

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**DESENVOLVIMENTO DE CONTROLADORES
DE JUNTAS PARA PRÓTESE
ROBÓTICA DE PERNA**

**Ener Diniz Beckmann
Gabriel Freitas dos Santos**

Brasília, julho de 2006

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**DESENVOLVIMENTO DE CONTROLADORES
DE JUNTAS PARA PRÓTESE
ROBÓTICA DE PERNA**

Ener Diniz Beckmann
Gabriel Freitas dos Santos

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro de Mecatrônica

Banca Examinadora

Prof. Geovany Araújo Borges, UnB/ ENE (Ori-
entador) _____

Prof. Lélío Ribeiro Soares Jr., UnB/ ENE _____

Prof. Flavia Maria Guerra de Sousa Aranha Oli-
veira, UnB/ ENE _____

Dedicatórias

Dedico este trabalho a todos os que me apoiaram durante todo esse tempo e àqueles que não puderam estar aqui.

Gabriel Freitas dos Santos

Dedico este trabalho a todos aqueles que de alguma maneira colaboram para que a ciência e a engenharia melhorem a qualidade de vida das pessoas.

Ener Diniz Beckmann

Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter permitido que eu chegasse onde estou, providenciando tudo que eu sempre precisei.

À minha família que me ensinou os caminhos para o crescimento e obtenção de êxito, me apoiando todos esses anos.

Aos irmãos da igreja que oraram muito para que eu conseguisse realizar esse trabalho.

Ao nosso orientador Geovany Araújo Borges, pela oportunidade da realização do trabalho, pela orientação, paciência, determinação e dedicação.

Aos alunos da pós-graduação do LCVC que nos auxiliaram com sua experiência e nos toleraram no convívio diário.

Aos professores que nos deram suporte a obter os conhecimentos necessários à execução do projeto.

Ener Diniz Beckmann

Agradeço à Deus e às minhas famílias consangüínea e de coração pela força que deram em todos os momentos difíceis de minha vida.

Agradeço também ao professor Geovany por todo o seu entusiasmo demonstrado pela engenharia e por todo o apoio dado à realização deste trabalho.

Aos amigos pela inestimável experiência e conhecimentos compartilhados durante todos esses anos.

Aos colegas do LCVC por toda a ajuda que deram e pelos momentos de descontração frente aos problemas.

E a todos os professores dos departamentos de Engenharia Elétrica e Mecânica pelos conhecimentos adquiridos em minha graduação.

Gabriel Freitas dos Santos

RESUMO

Resumo: Este trabalho consiste no desenvolvimento de controladores de movimento de juntas para uma prótese robótica de perna. O objetivo da prótese é auxiliar a locomoção de amputados acima do joelho em terrenos inclinados e escadas. A primeira parte do projeto dos controladores consiste no desenvolvimento de placas de acionamento de motores DC que atuam diretamente nas juntas. A segunda parte do projeto consiste na implementação de estratégias de controle adequadas às funcionalidades da prótese.

Foram desenvolvidos um suporte para realização de testes e duas placas de acionamento de motores com medição de corrente embarcada. Uma dedicada ao microcontrolador ATMEGA8 e outra, mais genérica, podendo ser usada com qualquer outro dispositivo capaz de gerar sinais modulados em largura de pulso. Foram implementadas duas estratégias de controle para as juntas usando controladores digitais. Nenhuma delas obteve êxito. Uma delas devido à instabilidade apresentada e outra devido a uma folga mecânica na junta. Uma terceira abordagem usando um controlador digital em conjunto com um analógico foi parcialmente desenvolvida, gerando bons resultados. Apesar de alguns resultados negativos, o trabalho realizado deixa subsídios para o sucesso de sua continuação.

ABSTRACT

Abstract: This work relies on the development of joint motion controllers for a robotic leg prosthesis. The objective of the prosthesis is to be an aid of above knee amputees on slope surfaces and stairs. The first part of the controllers project consists of designing DC motor drives, which act directly on the joints. The second part consists on the implementation of adequate control strategies for the prosthesis's functionalities.

A support for test accomplishment has been developed, two DC motor drives with embedded current measure, one of them dedicated to the use with the ATMEGA8 microcontroller. The other one, more generic, being able to be used with any device capable of generating pulse width modulated signals. Two control strategies for joint's motion control had been implemented using a digital controller. Both of them failed, due to unstability in discrete design as well as to mechanical backlash. A third approach using a digital controller working with an continuous time controller was partially developed. Besides negative results, this work contributes with design guidelines for the ongoing work.

SUMÁRIO

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 | CONTEXTUALIZAÇÃO | 1 |
| 1.2 | DEFINIÇÃO DO PROBLEMA | 1 |
| 1.3 | OBJETIVOS DO PROJETO | 2 |
| 1.4 | PRINCIPAIS RESULTADOS | 2 |
| 1.5 | APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO | 3 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 4 |
| 2.1 | MODELAMENTO DE MOTORES CC | 4 |
| 2.2 | ACIONAMENTO DE MOTORES CC | 5 |
| 2.2.1 | ACIONAMENTO LINEAR | 5 |
| 2.2.2 | ACIONAMENTO CHAVEADO | 6 |
| 2.2.3 | PONTE H | 8 |
| 2.3 | MEDIÇÃO DE CORRENTE | 10 |
| 2.3.1 | SENSORES RESISTIVOS | 10 |
| 2.4 | SERVOCONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE | 12 |
| 2.4.1 | MÉTODOS PARA CONTROLE DE JUNTAS EM ROBÔS | 12 |
| 2.4.2 | CONTROLE DE POSIÇÃO COM ATUADOR FONTE DE CORRENTE | 14 |
| 2.4.3 | CONTROLE DE POSIÇÃO COM ATUADOR FONTE DE TENSÃO | 15 |
| 2.5 | CONTROLE PID DIGITAL | 16 |
| 2.6 | TÉCNICAS DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS | 17 |
| 2.7 | FILTROS DIGITAIS | 19 |
| 3 | DESENVOLVIMENTO | 21 |
| 3.1 | INTRODUÇÃO | 21 |
| 3.2 | SUORTE | 21 |
| 3.3 | PLACA COM MICROCONTROLADOR EMBARCADO | 21 |
| 3.3.1 | ACIONAMENTO ATRAVÉS DA PONTE H | 22 |
| 3.3.2 | MEDIÇÃO DE CORRENTE | 24 |
| 3.3.3 | COMUNICAÇÃO SERIAL | 25 |
| 3.4 | PLACA DE ACIONAMENTO SIMPLIFICADA | 25 |
| 3.5 | CONTROLE DAS JUNTAS | 28 |
| 3.5.1 | CONTROLE DIGITAL DE CORRENTE | 29 |
| 3.5.2 | CONTROLE DIGITAL DE VELOCIDADE | 31 |
| 3.5.3 | CONTROLE ANALÓGICO DE CORRENTE | 33 |
| 4 | CONCLUSÕES | 37 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 39 |
| | ANEXOS | 40 |
| I | DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS | 41 |
| II | DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO CD | 47 |

LISTA DE FIGURAS

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Estrutura mecânica do protótipo em desenvolvimento [1]..... | 2 |
| 1.2 | Arquitetura de instrumentação e controle [2]..... | 3 |
| 2.1 | Características de motores CC [3]..... | 5 |
| 2.2 | Rotação x Tensão de Entrada para Motor CC de 150W (sem carga) [4]..... | 6 |
| 2.3 | Tensão sobre o motor no acionamento chaveado | 7 |
| 2.4 | Quadrantes de Operação de Torque/Velocidade para Motores CC | 7 |
| 2.5 | Circuitos para acionamento de motores | 8 |
| 2.6 | Princípio de Operação de uma Ponte H | 8 |
| 2.7 | Simbologia para MOSFETs e IGBTs [5]..... | 9 |
| 2.8 | Circuito para Condicionamento para Medição de Corrente. Modificado de [6] | 11 |
| 2.9 | Filtro para medição de corrente [6] | 12 |
| 2.10 | Ilustração de um braço robótico | 12 |
| 2.11 | Estratégia de controle através do torque [7]..... | 13 |
| 2.12 | Estratégia de controle através da velocidade [7] | 13 |
| 2.13 | Diagrama de Blocos do Motor com Carga (sem nenhuma realimentação de controle) [3] | 14 |
| 2.14 | Diagrama de blocos de um malha de controle utilizando amplificador de tensão [7]..... | 15 |
| 2.15 | Laço de controle de velocidade utilizando controlador PI [7] | 16 |
| 2.16 | Diagrama de blocos de um filtro FIR na forma direta [8] | 20 |
| 2.17 | Diagrama de Blocos de um filtro digital IIR na forma direta [8] | 20 |
| 3.1 | Desenho do suporte para perna..... | 22 |
| 3.2 | Fotografia do suporte para perna..... | 23 |
| 3.3 | Fotografia da Placa com microcontrolador embarcado implementado em placa perfurada | 23 |
| 3.4 | Diagrama de blocos das funcionalidades da placa com microcontrolador embarcado | 24 |
| 3.5 | Circuito esquemático para acionamento em ponte H | 24 |
| 3.6 | Circuito para ativação de meia ponte | 25 |
| 3.7 | Circuito para medição de corrente | 25 |
| 3.8 | Diagrama esquemático do CI DS485N..... | 26 |
| 3.9 | Diagrama de blocos da placa de acionamento simplificada | 27 |
| 3.10 | Lógica para ativação na placa de acionamento simplificada | 28 |
| 3.11 | Lógica para ativação na placa de acionamento corrigida | 29 |
| 3.12 | Placa de acinamento simplificada | 29 |
| 3.13 | Diagrama Ilustrativo do Controle Digital de Corrente..... | 30 |
| 3.14 | Lugar Geométrico das Raízes para Sistema Contínuo..... | 30 |
| 3.15 | Lugar Geométrico das Raízes para Sistema Amostrado | 31 |
| 3.16 | Velocidade estimada e velocidade filtrada..... | 31 |
| 3.17 | Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Identificado..... | 32 |
| 3.18 | Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Controlado | 33 |
| 3.19 | Resposta do Sistema controlado a uma onda quadrada | 34 |
| 3.20 | Circuito de Medição de Corrente para Controle em Tempo Contínuo..... | 34 |
| 3.21 | Circuito Gerador de Onda Triangular | 35 |
| 3.22 | Controlador liga-desliga e modulador PWM | 35 |
| 3.23 | Conversor D/A | 36 |
| 3.24 | Resposta do sistema de controle de corrente a uma onda quadrada | 36 |
| 4.1 | Topologia proposta para placa de controle | 38 |

| | | |
|-----|---|----|
| I.1 | Circuito para controlador de corrente usando LM494..... | 42 |
| I.2 | Circuito para Placa de Acionamento com Microcontrolador Embarcado..... | 43 |
| I.3 | Circuito para Placa de Acionamento Simplificada | 44 |
| I.4 | Modelo PCB para Placa de Acionamento com Microcontrolador Embarcado | 45 |
| I.5 | Modelo PCB para Placa de Acionamento Simplificada..... | 45 |
| I.6 | Circuito para comunicação serial entre o ATMEGA8 e o PC usando MAX232 | 46 |

LISTA DE TABELAS

| | | |
|-----|--|----|
| 3.1 | Tabela verdade do IR2104..... | 24 |
| 3.2 | Tabela verdade de transmissão do DS485N..... | 26 |
| 3.3 | Tabela verdade de recepção do DS485N..... | 26 |

LISTA DE SIMBOLOS

Símbolos Latinos

| | | |
|-----|----------------------|--------------|
| V | Tensão | [V] |
| t | Tempo | [s] |
| D | Cilco de trabalho | |
| P | Potência | [W] |
| I | Corrente elétrica | [A] |
| R | Resistência elétrica | [Ω] |
| L | Indutância | [H] |
| C | Capacitância | [F] |
| f | Frequência | [Hz] |
| T | Torque | [N.m] |

Símbolos Gregos

| | | |
|-----------|---------------------|---------|
| τ | Constante de tempo | [s] |
| ϕ | Fluxo magnético | [Wb] |
| ω | Velocidade angular | [rad/s] |
| θ | Posição angular | [rad] |
| α | Fator de atenuação | |
| ξ | Vetor de parâmetros | |
| φ | Vetor de parâmetros | |

Subscritos

| | |
|-------|-------------|
| M | Valor médio |
| H | Nível alto |
| L | Nível baixo |
| OUT | Saída |
| IN | Entrada |

Sobrescritos

| | |
|----------|------------------------|
| \cdot | Derivada temporal |
| $-$ | Nível lógico invertido |
| \wedge | Valor estimado |

Siglas

| | |
|------|---|
| PID | Proporcional Integral Derivativo |
| LCVC | Laboratório de Controle e Visão por Computador |
| GPDS | Grupo de Processamento Digital de Sinais |
| CC | Corrente Contínua |
| PWM | Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>) |
| ARX | Autoregressivo com entrada exógena (<i>Autoregressive with exogenous input</i>) |

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma descrição sucinta sobre o atual estado de desenvolvimento de um protótipo para prótese robótica de perna, bem como a importância do trabalho e a arquitetura proposta. São citados também o objetivo deste trabalho de graduação e os principais resultados alcançados. Também é feita uma apresentação deste relatório.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Está sendo desenvolvido no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília um estudo sobre robótica de reabilitação. Este projeto consiste em uma parceria do Laboratório de Controle e Visão por Computador (LCVC) com o Grupo de Processamento Digital de Sinais (GPDS). Uma das propostas desse projeto é o desenvolvimento de uma prótese robótica de perna comandada por sinais eletromiográficos.

Os estudos em reabilitação têm como principal objetivo restaurar as funções motoras perdidas e ajudar no tratamento das desabilidades motoras. 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. Estudos preliminares em próteses ativas de pernas mostram os benefícios de uma maior independência, comparada com próteses passivas de joelhos, alcançada pelos deficientes no uso dessas próteses [2].

O protótipo que está sendo desenvolvido prevê três graus de liberdade: um para o joelho (plano sagital) e dois movimentos para o pé (plano sagital e plano frontal). A estrutura mecânica do protótipo foi desenvolvida em [2] e está ilustrada na Figura 1.1.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Conforme proposto em [2] o protótipo prevê inicialmente uma arquitetura de controle conforme o modelo descrito na Figura 1.2. O GPDS faz a leitura dos sinais mioelétricos do músculo da coxa e os decodifica em intenção de movimento no microprocessador mestre. Este, por sua vez, gera a trajetória e fornece aos microcontroladores escravos as referências para o movimento. Esses microcontroladores são responsáveis pelo controle das juntas. Além disso, outros dois microcontroladores, associados à medição de posição do pé em relação ao solo e medição de aceleração da tíbia, fornecem informações ao microprocessador mestre de modo a auxiliar na geração das referências. A comunicação entre os dispositivos é feita utilizando um barramento serial RS485.

Para dar continuidade ao desenvolvimento do protótipo de prótese, é necessário o desenvolvimento de placas de acionamento para os motores das juntas, bem como os controladores que devem funcionar nos modos de controle de corrente, visando aplicar à junta um torque definido, ou controle de posição angular, estabelecendo o movimento da prótese.

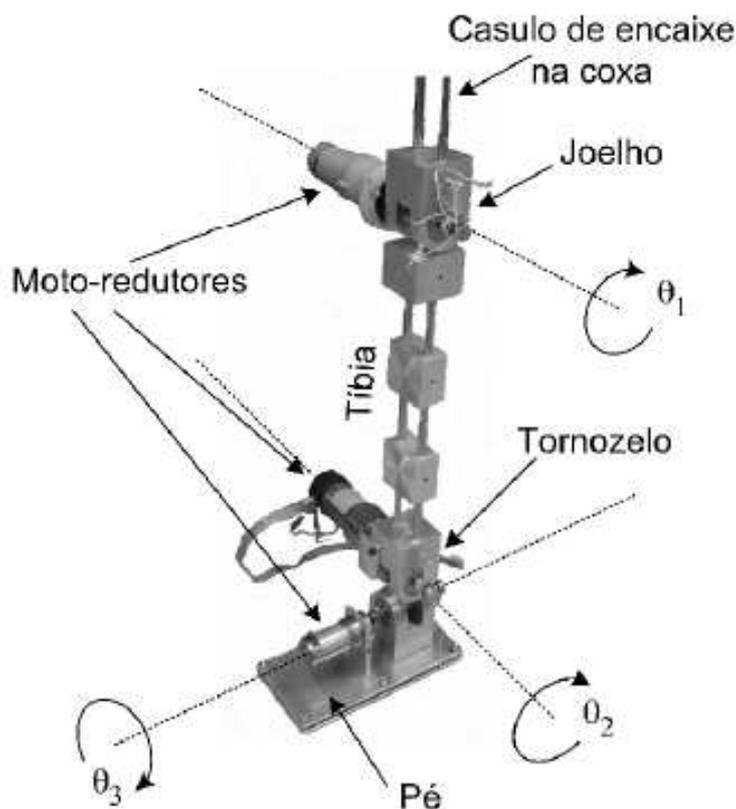


Figura 1.1: Estrutura mecânica do protótipo em desenvolvimento [1]

1.3 OBJETIVOS DO PROJETO

Este trabalho de graduação tem como objetivo o desenvolvimento de um dispositivo para acionamento de motores de até 10A que não necessite de alimentação simétrica, permitindo entrada de atuação sob a forma de um sinal modulado em largura de pulso (PWM) e medição de corrente. Este dispositivo deve atender também às especificações da arquitetura proposta para a construção do protótipo servindo também para uso no acionamento de motores em outros projetos dentro do LCVC.

Além disso, devem ser estudadas e implementadas estratégias de controle que permitam o movimento das articulações ou juntas da prótese de maneira eficiente para aplicação em robótica de reabilitação. Este trabalho ficou focado no desenvolvimento de tais estratégias para o controle da junta do joelho, uma vez que os resultados são de fácil extensão para as demais juntas.

1.4 PRINCIPAIS RESULTADOS

Durante a execução do projeto foram desenvolvidos dois modelos de placa de acionamento. Uma visando um microcontrolador ATMEGA8 embarcado e posteriormente uma placa mais genérica, permitindo seu uso com outro microcontrolador ou sistema capaz de fornecer um sinal modulado em largura de pulso.

Também foram estudadas e implementadas diversas metodologias de controle apropriadas para as juntas da prótese em questão. A primeira delas é um controle digital de corrente e posição em cascata, que não apresentou resultados satisfatórios devido à instabilidade do controle de corrente no domínio discreto. Outra abordagem foi a realização de controle de velocidade e de posição em cascata. Embora menos

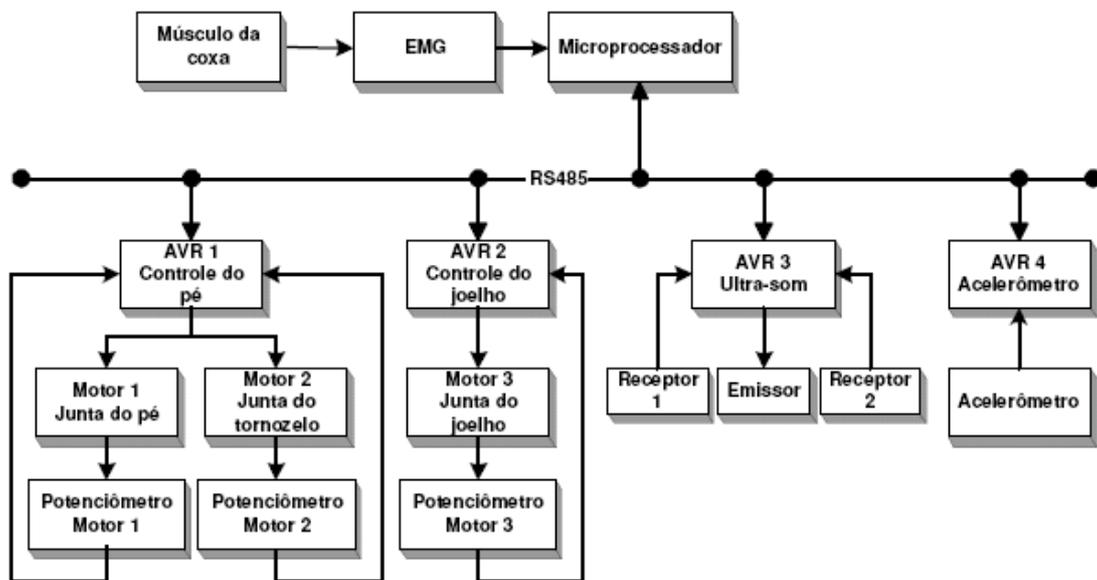


Figura 1.2: Arquitetura de instrumentação e controle [2]

apropriada para a situação, conforme [7], essa abordagem apresentou inviabilidade devido a uma folga mecânica que surgiu na junta do joelho da prótese e do excesso de ruído no sensor. A terceira abordagem foi a realização de controle analógico de corrente e digital de posição em cascata. O controle de corrente provou bons resultados. A malha de posição, todavia, não pôde ser concluída devido às não-linearidades surgidas depois de testes no controle digital de velocidade.

1.5 APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO

No capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre acionamento de motores de corrente contínua, medição de corrente, servocontrole de posição e velocidade, controle digital e técnicas para identificação de sistemas discretos. Em seguida, o capítulo 3 descreve a metodologia empregada no desenvolvimento do projeto bem como os tópicos efetivamente desenvolvidos. Os resultados estão descritos também neste capítulo, seguidos da descrição do desenvolvimento de cada tópico. As conclusões são apresentadas no capítulo 4 juntamente com sugestões para trabalhos futuros. O anexo I contém esquemáticos de circuitos e modelos para placas de circuito impresso. Um CD com material complementar, útil para a continuidade do projeto, acompanha o relatório. Seu conteúdo está descrito no anexo II.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica necessária para o trabalho desenvolvido.

2.1 MODELAMENTO DE MOTORES CC

Em motores CC o campo magnético ϕ_f é estabelecido pelo estator, utilizando um ímã permanente ou por meio de uma corrente atravessando uma bobina no estator, então

$$\phi_f = k_f I_f \quad (2.1)$$

em que k_f é a constante de proporcionalidade de campo.

Será considerado o caso em que o campo é gerado por um magneto permanente, em que ϕ_f permanece constante. Desta forma, o torque gerado pela interação do fluxo magnético ϕ_f e a corrente de armadura no motor i_a é dado por

$$T_{em} = k_t \phi_f i_a, \quad (2.2)$$

em que k_t é a constante de torque do motor [3].

No circuito de armadura, uma tensão E_a é produzida proporcional à velocidade de rotação ω_m

$$E_a = k_e \phi_f \omega_m \quad (2.3)$$

em que k_e é a constante de tensão do motor.

Uma vez que ϕ_f é constante, pode-se fazer $k_T = k_t \phi_f$ e $k_E = k_e \phi_f$ resultando em

$$T_{em} = k_T i_a \quad (2.4)$$

$$E_a = k_E \omega_m \quad (2.5)$$

Para controlar o sistema, aplica-se uma tensão v_t sobre os terminais do motor, estabelecendo a corrente i_a . Essa corrente é determinada por v_t , pela tensão E_a , pela resistência interna equivalente do motor R_a e pela indutância interna equivalente L_a conforme

$$v_t = E_a + R_a i_a + L_a \frac{d}{dt} i_a. \quad (2.6)$$

A interação entre T_{em} com o torque gerado pela carga no motor é dado por

$$T_{em} = J \frac{d}{dt} \omega_m + B \omega_m + T_{WL}(t) \quad (2.7)$$

em que J e B são o momento de inércia total equivalente e o coeficiente de amortecimento, respectivamente e T_{WL} é o torque equivalente da carga.

No regime permanente do circuito de armadura a $\frac{d}{dt} i_a$ é nula, resultando em

$$V_t = E_a + R_a I_a. \quad (2.8)$$

Pode-se obter então a velocidade ω_m do motor em regime permanente a partir das equações 2.4, 2.5 e 2.8:

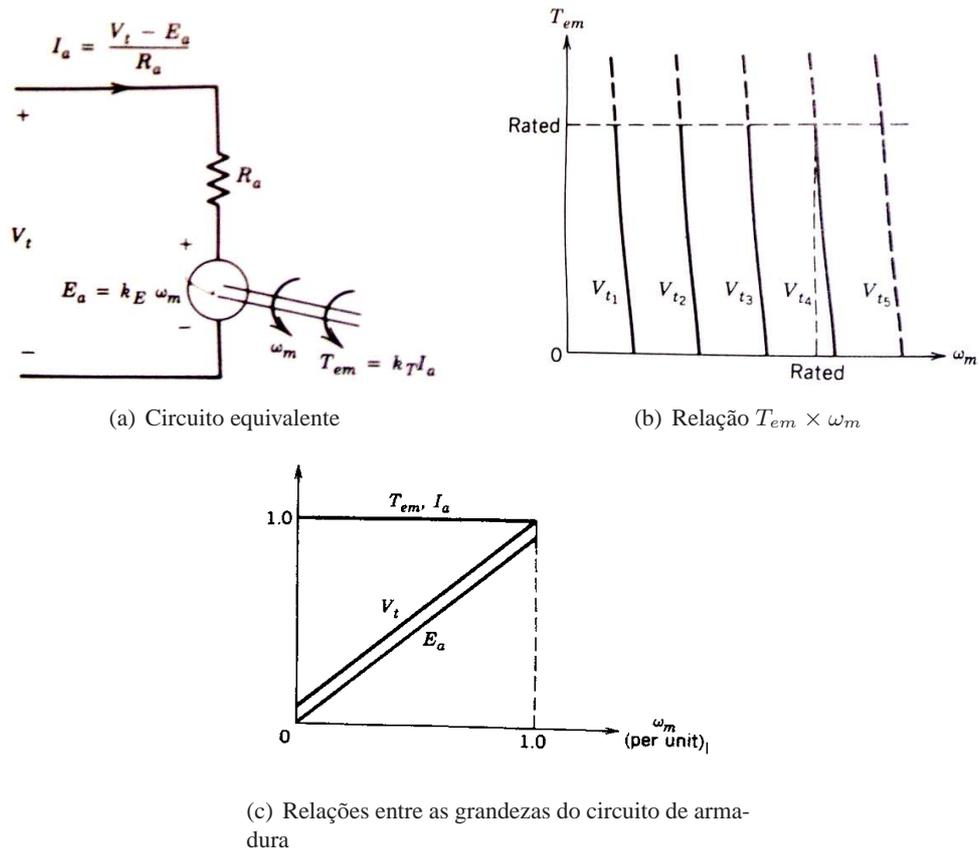


Figura 2.1: Características de motores CC [3]

$$\omega_m = \frac{1}{k_E} \left(V_t - \frac{R_a}{k_T} T_{em} \right) \quad (2.9)$$

Esta relação é mostrada na Figura 2.1b, onde vê-se que alterando V_t , a velocidade de rotação do eixo do motor varia linearmente em regime permanente. A Figura 2.1a mostra o circuito equivalente de armadura, enquanto a Figura 2.1c mostra mais claramente a relação entre as grandezas do motor com I_a constante.

2.2 ACIONAMENTO DE MOTORES CC

Nos sistemas de controle de motores faz-se necessário uma forma de aplicar o sinal vindo do controlador aos motores, entregando potência suficiente para garantir seu correto funcionamento. Para realizar tal função, devem ser implementados dispositivos de acionamento.

Os tipos de acionamento mais comuns são: o acionamento linear, geralmente usado para dispositivos de mais baixa potência, e o acionamento chaveado.

2.2.1 Acionamento Linear

A forma mais simples de se acionar um motor é através de acionamento linear, aplicando-se aos terminais do motor uma tensão CC variável proporcional à saída do controlador, porém, capaz de suprir a potência demandada pelo motor. A Figura 2.2 mostra que, com uma carga constante, a velocidade do motor varia linearmente com a tensão aplicada sobre ele. Apesar disso, esse tipo de acionamento possui baixa

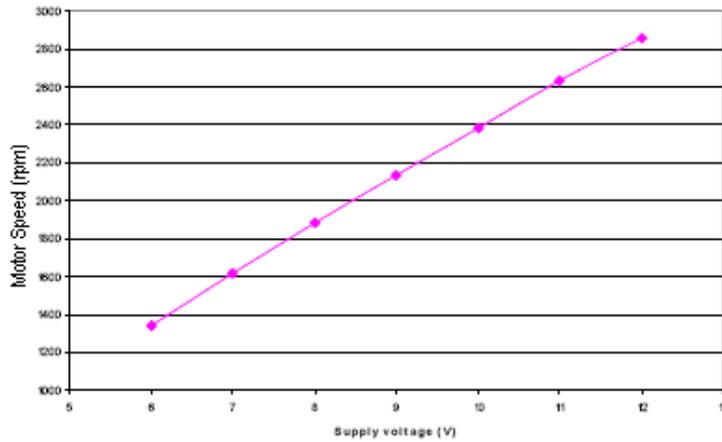


Figura 2.2: Rotação x Tensão de Entrada para Motor CC de 150W (sem carga) [4]

eficiência [4] uma vez que grande parte da potência fornecida pela fonte não é entregue ao motor, sendo transformada em calor devido aos transistores de saída do circuito de acionamento trabalharem na região linear.

Essa forma de acionamento é amplamente usada para motores de baixa potência, onde a perda de potência normalmente não é um fator crítico para o bom funcionamento. A grande vantagem do acionamento linear é sua relativa simplicidade de implementação.

2.2.2 Acionamento chaveado

Em motores de média e alta potência o uso de acionamento linear é inviável devido a sua baixa eficiência. Para essas aplicações o método mais utilizado é o acionamento chaveado. Este é realizado alternando a tensão sobre a carga entre dois valores distintos através de chaves. Desta forma, pode-se calcular o valor efetivo de tensão sobre o motor fazendo uma média ponderada entre os tempos em que o motor fica submetido a cada valor de tensão como mostra a equação:

$$V_M = \frac{V_H t_H + V_L t_L}{t_H + t_L} \quad (2.10)$$

em que V_M é a tensão média sobre a carga, V_H e V_L são os níveis de tensão alto e baixo, t_H e t_L são os tempos em que a carga fica submetida a V_H e V_L respectivamente conforme mostra a Figura 2.3.

Para facilitar esse cálculo define-se ciclo de trabalho como

$$D(T) = \frac{t_H}{T}, \quad (2.11)$$

em que $D(t)$ é o ciclo de trabalho e T é o período da onda. Desta forma a tensão média sobre a carga pode ser calculada como

$$V_M(t) = D(t)V_H + (1 - D(t))V_L. \quad (2.12)$$

A tensão média sobre os terminais do motor pode ser alterada através de mudanças no ciclo de trabalho do sinal de entrada do acionamento. Como o motor funciona como um filtro passa-baixas, conforme será mostrado na seção 2.4.2, ele responde apenas ao valor médio da tensão de entrada. Para tanto, a frequência deste sinal deve ser bem maior que a frequência de corte do motor, da ordem de pelo menos 10 vezes. Este sinal pode ser um sinal modulado por largura de pulso (PWM - Pulse Width Modulation) que possui frequência constante e ciclo de trabalho variável.

Para implementação de um circuito de acionamento de motores utilizando acionamento chaveado é necessário especificar os modos de operação desejados para o funcionamento do motor. A Figura 2.4

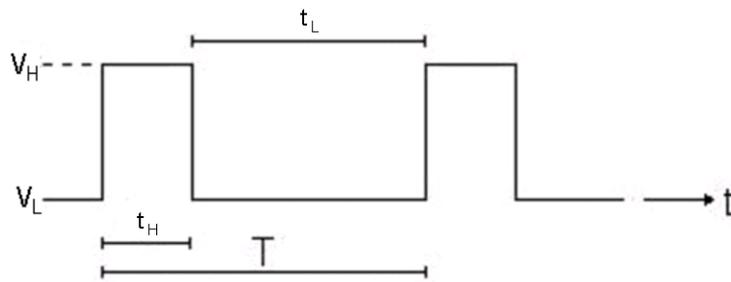


Figura 2.3: Tensão sobre o motor no acionamento chaveado

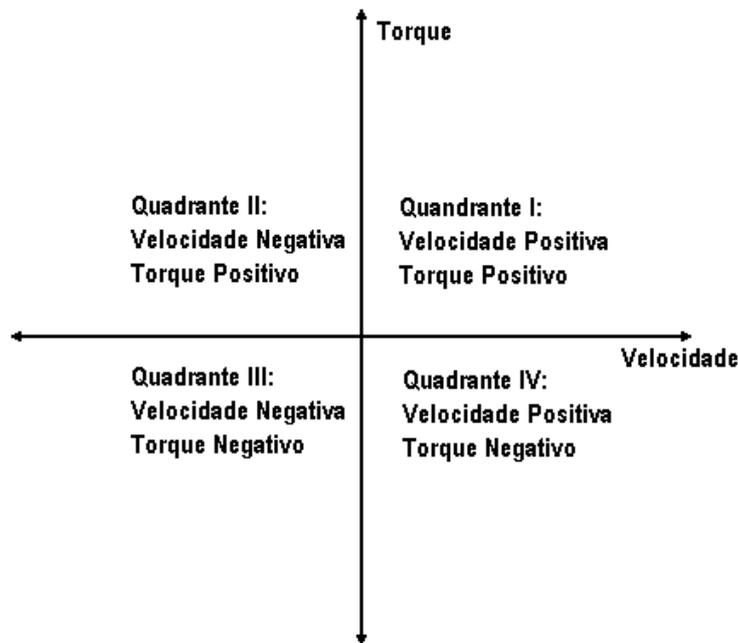
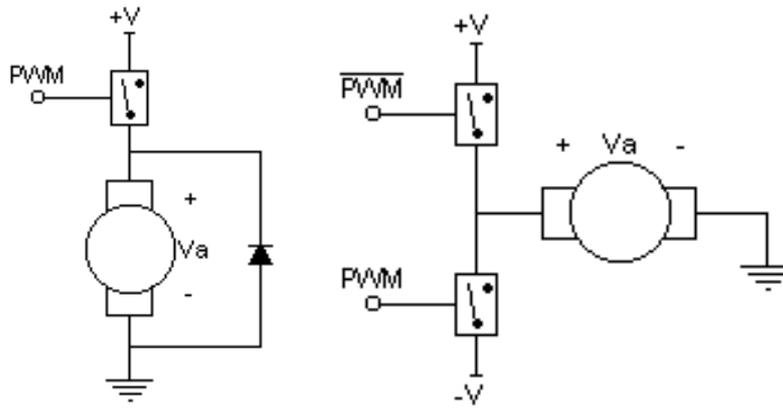


Figura 2.4: Quadrantes de Operação de Torque/Velocidade para Motores CC

mostra os quadrantes que representam os modos de operação de um motor CC. O quadrante I representa aceleração para frente (*forward-accelerating*), quando o torque e a velocidade do motor são positivas. O quadrante II representa desaceleração reversa (*reverse-braking*), onde o torque é positivo e a velocidade é negativa. O quadrante III representa aceleração reversa (*reverse-accelerating*), onde o torque e a velocidade são negativas. O quadrante IV representa desaceleração para frente (*forward-braking*), onde o torque é negativo e a velocidade é positiva [3].

Circuitos de acionamento para operação em apenas um quadrante podem ser construídos com um transistor e um diodo como o da Figura 2.5a. Esses circuitos podem fazer o motor girar apenas em um sentido sem criar forças capazes de freá-lo. Circuitos para operação em dois quadrantes são mais comuns e podem ser construídos como o circuito da Figura 2.5b. O motor opera nos quadrantes I e III sem ser capaz de produzir acelerações contrárias ao movimento, muitas vezes usados em bombas ou ventiladores. Esses dispositivos têm, em malha aberta, regulação de velocidade, aceleração e eficiência melhores que dispositivos para quatro quadrantes [9].

Sistemas nos quais a posição é controlada devem possuir dispositivos de acionamento que permitam operação nos quatro quadrantes.



(a) Circuito para operação em um quadrante
 (b) Circuito para operação em dois quadrantes alimentado por fonte simétrica

Figura 2.5: Circuitos para acionamento de motores

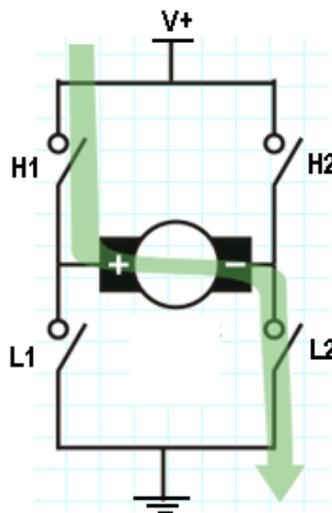


Figura 2.6: Princípio de Operação de uma Ponte H

2.2.3 Ponte H

Um dos métodos conhecidos para acionamento de motores é a ponte H, onde chaves comutam visando colocar sobre os terminais do motor alternadamente $V+$ e $-V+$ sem necessitar de alimentação simétrica. Um sinal PWM pode ser usado para ativar as chaves, permitindo a passagem de corrente pelo motor conforme mostrado na Figura 2.6. A seta representa o sentido de passagem de corrente quando as chaves H1 e L2 estão fechadas e as chaves H2 e L1 estão abertas.

Pontes H são dispositivos desenvolvidos para operação em dois quadrantes, uma vez que através dela se pode controlar apenas a tensão média sobre o motor que é proporcional à velocidade em regime permanente. Todavia, o torque do motor varia diretamente com a corrente aplicada sem nenhuma dinâmica associada. A variação da velocidade com a tensão, por sua vez, tem uma dinâmica associada bem mais lenta que a constante de tempo elétrica do sistema, permitindo que a ponte H opere em quatro quadrantes durante o transitório da parte mecânica do sistema. Detalhes sobre a dinâmica do motor serão apresentados mais à frente.

Vários componentes podem atuar como chaves na ponte H. Os mais comumente usados são transis-

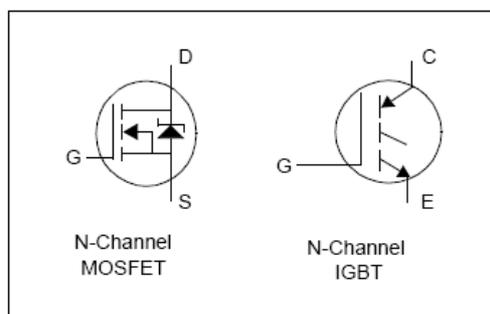


Figura 2.7: Simbologia para MOSFETs e IGBTs [5]

tores de junção bipolar de alta potência. Esses componentes vêm gradualmente perdendo espaço para os MOSFETs e IGBTs [5] que, ao contrário dos TJBs, são ativados por tensão, tornando a ativação mais fácil.

A Figura 2.7 mostra a notação comum para MOSFETs e IGBTs de canal N. Muito embora ambos sejam ativados por tensão, existem algumas diferenças importantes, principalmente quanto às perdas de energia e aquecimento do sistema por efeito Joule. A potência dissipada pelo MOSFET P_{MOSFET} pode ser calculada como

$$P_{MOSFET} = I_{rms}^2 \times R_{DS-ON} \quad (2.13)$$

em que R_{DS-ON} é a resistência entre o dreno e a fonte quando o MOSFET está conduzindo e I_{rms} é o valor RMS da corrente que atravessa o dreno e a fonte. A potência dissipada pelo IGBT P_{IGBT} é calculada como

$$P_{IGBT} = I_{ave} \times V_{CE-SAT} \quad (2.14)$$

em que V_{CE-SAT} é a tensão entre coletor e emissor na saturação e I_{ave} é a corrente CC entre o coletor e o emissor [5].

As equações (2.13) e (2.14) mostram que à medida que a corrente aumenta, a potência dissipada na resistência interna do MOSFET aumenta quadraticamente enquanto a potência dissipada pelo IGBT aumenta linearmente, fazendo do IGBT um dispositivo mais eficiente. Outro fator que dá vantagem ao IGBT é que seu V_{CE-SAT} diminui com o aumento da temperatura enquanto a R_{DS-ON} aumenta com a temperatura. Todavia, ambos os dispositivos dissipam bastante potência devido ao chaveamento. Os IGBTs são dispositivos que chaveam bem mais lentamente que os MOSFETs, tornando sua dissipação em sistemas de baixa tensão com chaveamento acima de 20kHz bastante considerável, superando as perdas totais nos MOSFETs [5].

Pode-se usar MOSFETs canais tipo N e tipo P para construção de pontes H. A utilização de MOSFETs tipo N na parte baixa e tipo P na parte alta facilita a implementação, porém, MOSFETs canal N possuem geralmente menor custo e menor resistência dreno-fonte comparados aos canal P [10].

Quando da implementação de pontes é colocado um diodo de proteção entre os terminais das chaves de modo a proteger o componente de tensões reversas, durante o chaveamento, provocadas pela indutância do motor. Muitos MOSFETs comerciais, entretanto, já vêm com esses diodos de proteção inseridos no encapsulamento.

Durante a escolha do componente devem ser levadas em consideração ainda os tempos de abertura e fechamento das chaves, a tensão V_{GS} entre a porta e a fonte para que o MOSFET fique em modo Triodo e a tensão máxima entre a porta e a fonte V_{GSMAX} .

2.3 MEDIÇÃO DE CORRENTE

Dois dos tipos mais usados de sensores de corrente para controle de motores são os sensores resistivos e os sensores de efeito hall. A grande vantagem dos sensores resistivos é a produção de medidas acuradas a baixo custo. Sensores de efeito hall são muito usados porque fornecem medidas não intrusivas e estão disponíveis em pequenos circuitos integrados que fazem a medição e o condicionamento do sinal [6].

2.3.1 Sensores resistivos

Sensores resistivos são populares devido ao seu baixo custo e precisão satisfatória. A queda de tensão entre os terminais de um resistor de resistência R_{SENSE} pequena em série com a carga é monitorada a fim de determinar a corrente que passa pela mesma. Uma vez que R_{SENSE} é de pequeno valor, a queda de tensão sobre seus terminais também será, afetando minimamente o circuito principal do motor. Apesar disso, a dissipação de potência inviabiliza o uso de sensores de corrente resistivos para medições acima de aproximadamente 20 A.

Para melhor escolha do resistor para medição de corrente alguns fatores devem ser levados em consideração:

- Um valor maior de R_{SENSE} proporciona valores maiores de tensão sobre seus terminais, minimizando os efeitos das correntes de polarização e da tensão de offset VOS de um eventual amplificador operacional que condicione o sinal de R_{SENSE} .
- Valores muito grandes de R_{SENSE} causam alterações significativas no circuito principal do motor, além de dissiparem mais potência.
- Resistores de baixa indutância são necessários caso a corrente a ser medida possua componentes de alta frequência.

Uma prática comum é utilizar um trecho de uma trilha da placa de circuito impresso como R_{SENSE} , porém, essa medida implica em perdas significativas de precisão em decorrência de mudanças de temperatura quando comparados a resistores discretos. A variação da resistência em função da temperatura para uma placa de circuito impresso de cobre é de aproximadamente 0,39%/°C [6].

O circuito mostrado na Figura 2.8 pode ser usado para condicionar o sinal vindo de R_{SENSE} , ajustando a tensão de offset do circuito e também o ganho para que o sinal possa ser lido por um microcontrolador. Se R_4 for igual a R_5 , o offset pode ser usado para centralizar a saída do amplificador na metade da escala de leitura do conversor A/D do microcontrolador ($V_{DD}/2$).

Os amplificadores operacionais comumente usados em sensores de corrente resistivos têm baixa tensão de offset V_{OS} e são rail-to-rail de forma a permitir alimentação não simétrica e tensões de entrada e saída próximas das tensões de alimentação do amplificador.

Interferências eletromagnéticas proporcionam à medição perturbações indesejadas na saída do amplificador operacional. Além disso, componentes de frequência associadas ao chaveamento do circuito de acionamento são indesejados na medição. Amplificadores diferenciais aliados a um baixo ganho de modo comum e a filtros podem ser usados para minimizar o efeito de ruído eletromagnético e das componentes de chaveamento na medição.

A Figura 2.9 propõe um circuito que combina a filtragem do sinal com o ajuste do offset. R_1C_1 , R_2C_2 e C_3 são usados para proteger o amplificador de interferências eletromagnéticas, enquanto R_7C_5 e R_6C_4 são usados como filtro passa-baixas para o amplificador diferencial. Para calcular o ganho e as frequências de corte, define-se

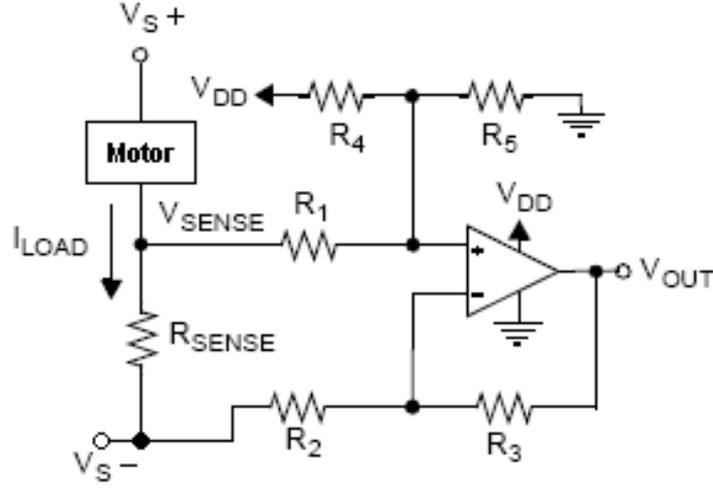


Figura 2.8: Circuito para Condicionamento para Medição de Corrente. Modificado de [6]

$$R_1 = R_2 = R_{IN*}, \quad (2.15)$$

$$R_3 = R_4 = R_{IN}, \quad (2.16)$$

$$R_7 = R_5 // R_6 = R_F, \quad (2.17)$$

$$C_1 = C_2, \quad (2.18)$$

$$C_4 = C_5 = C_F \quad (2.19)$$

de forma a facilitar os cálculos, fazendo ainda as seguintes considerações:

$$R_{SENSE} \ll R_1 \text{ e } R_2, \quad (2.20)$$

para que o circuito de medição tenha o mínimo de interferência sobre o circuito do motor,

$$R_{IN} \gg R_{IN*}, \quad (2.21)$$

de forma que as resistências R_1 e R_2 sirvam apenas para compor o filtro e R_3 e R_4 sejam usadas para alterar o ganho do circuito,

$$C_3 \gg C_1 \text{ e } C_3 \gg C_2. \quad (2.22)$$

Desta forma, a saída do filtro é dado em regime permanente por

$$V_{OUT} = (I_{LOAD} \times R_{SENSE}) \times \left(\frac{R_F}{R_{IN} + R_{IN*}} \right) + \frac{R_6}{R_5 + R_6} V_{DD} \quad (2.23)$$

e a frequência corte do filtro diferencial por

$$f_{-3dBa} = \frac{1}{2\pi R_F C_F}. \quad (2.24)$$

A frequência de corte do filtro de modo comum nas entradas é dada por

$$f_{-3dBcm} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (2.25)$$

e a frequência de corte do filtro EMI diferencial por

$$f_{-3dBdm} = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) \left(\frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} + C_3 \right)}. \quad (2.26)$$

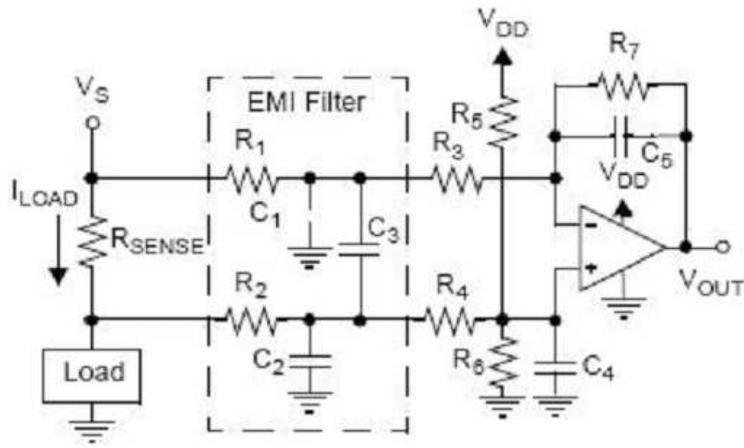


Figura 2.9: Filtro para medição de corrente [6]

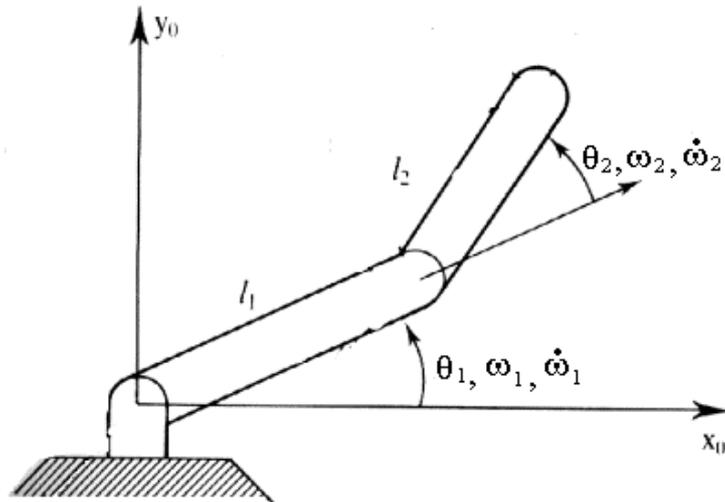


Figura 2.10: Ilustração de um braço robótico

2.4 SERVOCONTROLE DE POSIÇÃO E VELOCIDADE

Motores de corrente contínua são comumente utilizados para acionamento de eixos de robôs de médio porte. Uma das principais razões de seu uso é o controle preciso da velocidade, através da tensão e do torque, através da corrente aplicada ao motor.

2.4.1 Métodos para controle de juntas em robôs

A Figura 2.10 ilustra um braço robótico.

A equação de torque para qualquer junta de um manipulador tem o seguinte formato:

$$T_{EM} = J(\theta_o) \frac{d\omega}{dt} + B(\omega_i)\omega + T_s(\dot{\omega}_i, \omega_i, \theta_i), \quad (2.27)$$

em que J é a combinação do momento de inércia do motor e do manipulador, dependendo instantaneamente do ângulo θ entre as duas ligações (θ_o); θ_i , ω_i e $\dot{\omega}_i$ são a posição, velocidade e aceleração angulares das outras juntas do manipulador; T_s é o torque devido à inércia do acoplamento, o torque centrípeto e os torques estáticos devido à gravidade e ao atrito [7].

Eliminando I_a e T_{em} das equações (2.4), (2.9) e (2.27) e rearranjando os termos obtém-se a equação



Figura 2.11: Estratégia de controle através do torque [7]

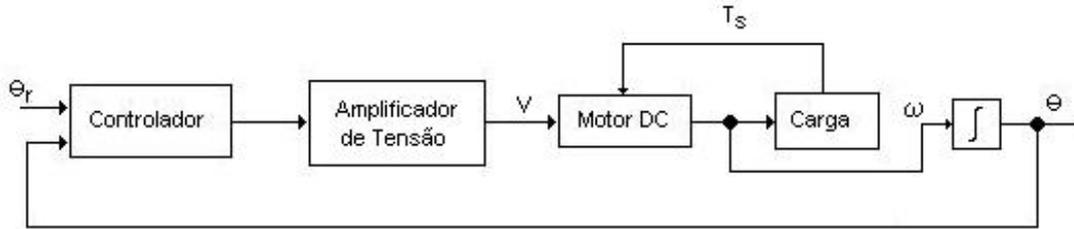


Figura 2.12: Estratégia de controle através da velocidade [7]

da velocidade:

$$\frac{JR_a}{k_T} \frac{d\omega}{dt} + k_E\omega + \frac{R_a B\omega}{k_T} = V_t - \frac{R_a}{k_T} T_{WL}. \quad (2.28)$$

O terceiro termo de (2.28) pode ser desprezado já que

$$k_E\omega \gg I_a R_a \frac{B\omega}{I_a k_T}. \quad (2.29)$$

O termo $B\omega/I_a k_T$ representa a razão entre o torque de Coriolis e o torque total de carga, que na prática é menor que 10%. $I_a R_a$ representa a queda de tensão na resistência de armadura, que é muito menor que a força eletromotriz $E_a = k_E\omega$ [7]. Assim pode-se reescrever (2.28) como

$$\tau_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = k_m V_t - \frac{k_m R_a}{k_T} T_{WL}, \quad (2.30)$$

em que

$$\tau_m = \frac{JR_a}{k_T k_E} \quad (2.31)$$

é a constante de tempo mecânica e

$$k_E = \frac{1}{k_m}. \quad (2.32)$$

A transformada de Laplace de (2.30) é

$$\omega(s) = \frac{k_m V_t(s) - [R_a k_m / k_T] T_{WL}(s)}{1 + s\tau_m}. \quad (2.33)$$

Existem dois métodos comumente usados para controle de movimento em braços robóticos visando compensar os efeitos não lineares gerados pelo torque de Coriolis e pelo torque gerado pela aceleração [7]. Um deles é controlar o torque na junta por meio da corrente de armadura I_a (ver Figura 2.11). O outro é controlar a velocidade por meio da tensão V_t (ver Figura 2.12).

A escolha do método de controle apropriado depende da aplicação. Para aplicações onde um braço robótico deve se mover ao longo de uma trajetória muito bem especificada, sem mudanças no carregamento, como, robôs para pintura, o método mais apropriado é o controle por velocidade. Quando o braço

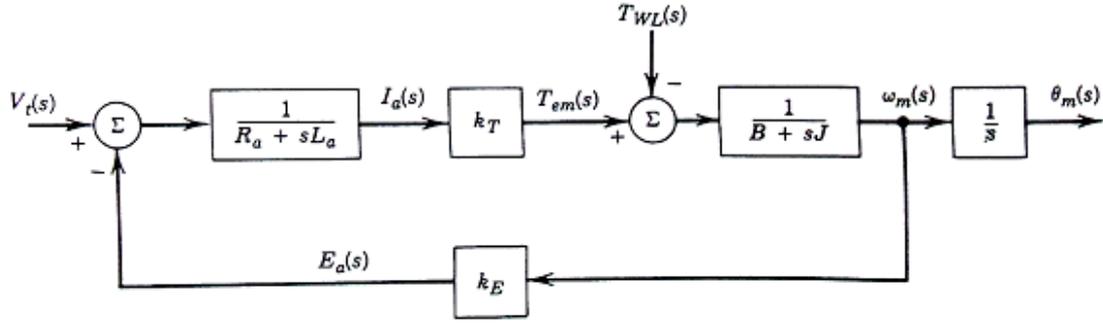


Figura 2.13: Diagrama de Blocos do Motor com Carga (sem nenhuma realimentação de controle) [3]

robótico entra em contato com alguma superfície, mudando o carregamento, ou sofre um efeito acentuado da gravidade em função do ângulo da junta, o controle por torque é mais apropriado [7].

2.4.2 Controle de posição com atuador fonte de corrente

A Figura 2.13 mostra um diagrama de blocos do modelo de um motor CC, sem nenhuma realimentação. A posição sofre influência da tensão de entrada $V_t(s)$ e do torque da carga $T_{WL}(s)$. Aplicando o princípio da superposição, obtém-se

$$\omega_m(s) = \frac{k_T}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} V_t(s) - \frac{R_a + sL_a}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} T_{WL}(s) \quad (2.34)$$

que resulta em duas funções de transferência:

$$G_1(s) = \frac{\omega_m(s)}{V_t(s)} = \frac{k_T}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E} \quad (2.35)$$

e

$$G_2(s) = \frac{\omega_m(s)}{T_{WL}(s)} = -\frac{R_a + sL_a}{(R_a + sL_a)(sJ + B) + k_T k_E}. \quad (2.36)$$

Pode-se reescrever a equação 2.35 como

$$G_1(s) = \frac{1}{k_E \left(s^2 \frac{L_a J}{k_T k_E} + s \frac{R_a J}{k_T k_E} + 1 \right)} \quad (2.37)$$

em que

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (2.38)$$

é a constante de tempo elétrica do sistema.

Geralmente $\tau_m \gg \tau_e$, nos permitindo aproximar $s\tau_m$ por $s(\tau_m + \tau_e)$ gerando

$$G_1(s) = \frac{1/k_E}{s^2 \tau_m \tau_e + s\tau_m + 1} \approx \frac{1/k_E}{(s\tau_m + 1)(s\tau_e + 1)}. \quad (2.39)$$

É importante notar que τ_e indica quão rápido a corrente e conseqüentemente o torque respondem a um estímulo de tensão. Por sua vez, τ_m mostra o quão rápido ω_m varia decorrente de uma variação em V_t se τ_e for considerada desprezível. Tal consideração é garantida através da malha interna de controle que age sobre a corrente, permitindo que ela seja suficientemente rápida. Percebe-se, também, através do modelo, que o motor funciona como um filtro passa-baixas.

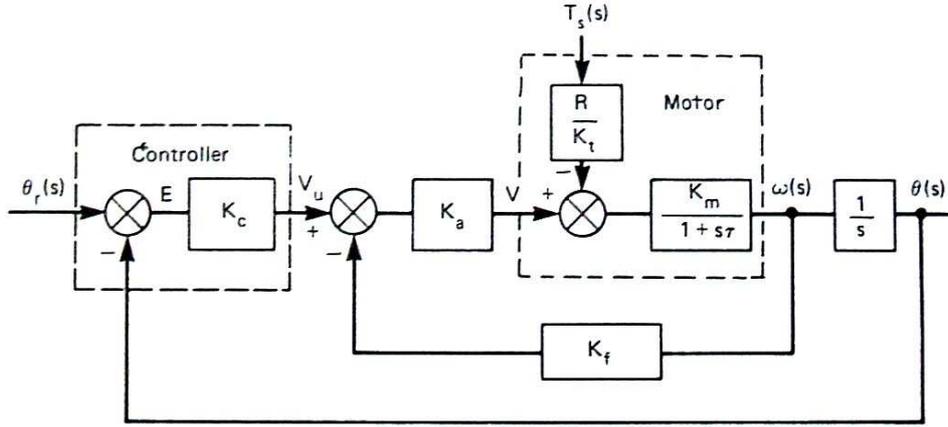


Figura 2.14: Diagrama de blocos de um malha de controle utilizando amplificador de tensão [7]

Da equação (2.6) pode-se obter a dependência da corrente do motor em função da tensão de entrada:

$$V_t(s) = k_E \omega_m(s) + I_a(R_a + sL_a). \quad (2.40)$$

Esse comportamento também pode ser facilmente visualizado na Figura 2.13. Uma vez que a constante de tempo elétrica τ_e é bem mais rápida que a constante de tempo mecânica τ_m , pode-se considerar o termo $k_E \omega_m(s)$ como uma perturbação constante no sistema. Desta forma, um atuador na forma de fonte de corrente deve ser capaz de prover ao sistema imunidade a perturbações constantes e um tempo de estabilização suficientemente pequeno. Muitos controladores industriais utilizam, para esse fim, um controlador PI com alto ganho proporcional, uma vez que podem prover repostas rápidas com erro de regime nulo, sem se preocupar muito com o transitório. Outros ainda utilizam controle liga-desliga. As duas implementações fornecem bons resultados dinâmicos, desde que a medição de corrente seja de rápida dinâmica.

O controle de posição pode ser implementado considerando a constante de tempo mecânica τ_m bem maior do que a constante de tempo elétrica τ_e . Desta forma, conforme mostrado na Figura 2.11, o amplificador de corrente pode ser considerado apenas como contendo um ganho proporcional. Esta abordagem para modelar o processo facilita o cálculo do controlador de posição e também gera bons resultados.

Utilizando esta abordagem, existem autores que preferem a implementação um controlador PID para a posição [11]. Outros ainda sugerem que um controlador PD é suficiente [7].

2.4.3 Controle de posição com atuador fonte de tensão

Outra forma de controlar a posição é controlar a velocidade da junta utilizando um amplificador de tensão como mostrado na Figura 2.14. O amplificador de tensão é capaz de suprir a corrente requerida pelo motor. O torque T_s pode ser interpretado como sendo uma entrada modificante [7].

A malha de controle da Figura 2.14 possui um laço interno que consiste do amplificador de tensão com ganho k_a , o motor CC e um tacômetro como dispositivo de realimentação de velocidade com ganho k_f .

A tensão de entrada do motor é

$$V_t(s) = k_a[V_u(s) - k_f \omega(s)]. \quad (2.41)$$

Combinando as equações (2.33) e (2.41) pode-se determinar a $\omega(s)$ em função de $V_u(s)$ e $T_s(s)$:

$$\omega(s) = \frac{\alpha k_a k_m V_u(s) - (R_a k_m / k_T) \alpha T_s(s)}{1 + s \alpha \tau_m}, \quad (2.42)$$

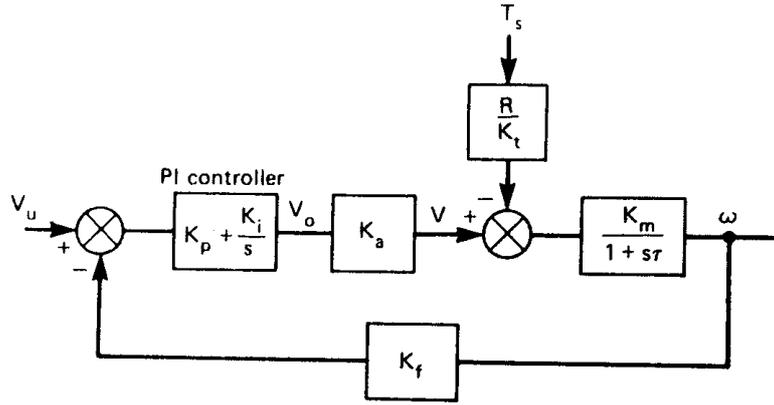


Figura 2.15: Laço de controle de velocidade utilizando controlador PI [7]

em que α é um fator de atenuação definido como

$$\alpha = \frac{1}{1 + k_a k_f k_m}. \quad (2.43)$$

Percebe-se que esse laço interno acaba por reduzir a constante de tempo mecânica (já que $\alpha < 1$, $\alpha \tau_m < \tau_m$), o efeito do torque de carregamento e quaisquer não-linearidades do amplificador de tensão [7]. No entanto, ainda existe um erro em regime permanente. Sendo $T_s(s)$ a transformada de Laplace de um torque constante T_g causado pela gravidade, então

$$T_s = \frac{T_g}{s}. \quad (2.44)$$

Aplicando o teorema do valor final ao sistema da Figura 2.14 obtém-se

$$\lim_{s \rightarrow 0} sF(s) = E = \frac{RT_g}{k_T k_a k_c} \quad (2.45)$$

Analizando a equação (2.45) juntamente com a Figura 2.14 conclui-se que, quando a junta do manipulador está parada, ou seja, $\omega(s) = 0$, o amplificador de tensão fornece uma tensão $V = E k_a k_c$. Essa tensão compensa o efeito do torque da gravidade T_g . Para gerar essa tensão um erro deve existir. Uma forma de eliminar esse erro é adicionar um PI ao laço interno conforme Figura 2.15. O PI gera uma tensão V_o para o amplificador de tensão mesmo com erro nulo de velocidade, compensando, assim, o efeito da gravidade no regime permanente [7].

Com o PI no laço interno, o sistema torna-se de terceira ordem, dificultando o projeto e sintonização de um controlador. Como para um sistema de segunda ordem é mais fácil de projetar e sintonizar um controlador, o PI pode ser projetado para reduzir a ordem do sistema anulando um pólo e um zero. Desta forma o controle de posição continua sendo relativamente simples e sem não linearidades.

2.5 CONTROLE PID DIGITAL

Atualmente uma parte considerável dos sistemas de controle são implementados de forma digital, utilizando conversores A/D e D/A e microcontroladores ou microprocessadores. Ao contrário de circuitos analógicos, computadores digitais não conseguem integrar. Assim, para resolver as equações diferenciais, são feitas aproximações por meio de equações algébricas envolvendo apenas somas e produtos. Essas técnicas de aproximação são chamadas de integração numérica [12].

Há basicamente duas formas de se projetar um controlador digital para um processo contínuo:

- Projetar o controlador contínuo e depois convertê-lo em um controlador discreto;
- Projetar diretamente um controlador discreto.

A segunda opção resulta em controladores melhores para um mesmo período de amostragem, pois não sofre alterações de dinâmica devido ao processo de discretização.

O controle PID é composto por três partes: proporcional, integral e derivativa. Em sistemas de tempo contínuo elas podem ser escritas da seguinte forma, respectivamente:

$$u(t) = k_P e(t); \quad (2.46)$$

$$u(t) = \frac{1}{k_I} \int_0^t e(\tau_m) d\tau_m; \quad (2.47)$$

$$u(t) = k_D \dot{e}(t) \quad (2.48)$$

em que k_P é o ganho proporcional, k_I é o tempo integral e k_D o tempo derivativo. Essas três constantes definem o controle.

Se for utilizado o método de Euler para aproximar essas expressões no tempo discreto obtém-se:

$$u(k) = k_P e(k); \quad (2.49)$$

$$u(k) = u(k-1) + \frac{T_a e(k)}{k_I}; \quad (2.50)$$

$$u(k) = \frac{k_D}{T_a} (e(k) - e(k-1)) \quad (2.51)$$

em que T_a é o período de amostragem. No entanto, geralmente estes termos são usados juntos e agrupá-los requer bastante cuidado. A função de transferência no domínio de Laplace da soma dos termos proporcional, integral e derivativo é

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{1}{k_I s} + k_D s. \quad (2.52)$$

Assim, a equação diferencial que relaciona $u(t)$ com $e(t)$ é

$$\dot{u} = k_P \dot{e} + \frac{e}{k_I} + k_D \ddot{e} \quad (2.53)$$

Portanto, utilizando o método de Euler em 2.53 obtém-se:

$$u(k) = u(k-1) + \left(1 + \frac{T_a}{k_I} + \frac{k_D}{T_a}\right) e(k) - \left(1 + \frac{2k_D}{T_a}\right) e(k-1) + \frac{k_D}{T_a} e(k-2) \quad (2.54)$$

Desta forma basta sintonizar k_P , k_I e k_D ou mesmo mudar T_a para fazer o controle do sistema, desde que resulte em pólos estáveis em malha fechada.

2.6 TÉCNICAS DE IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS

Para sistemas lineares invariantes no tempo, um modelo completo pode ser dado por

$$y(t) = G(q)u(t) + H(q)e(t) \quad (2.55)$$

com

$$G(q) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k)q^{-k} \quad , \quad H(q) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} h(k)q^{-k} \quad (2.56)$$

em que $G(q)$ representa a resposta do sistema ao impulso, $H(q)$ representa a susceptibilidade do sistema a distúrbios e $e(t)$ representa o distúrbio [13]. Observa-se que $G(q)$ e $H(q)$ possuem um número infinito de termos. Portanto, não é possível determinar todos os termos de $H(q)$, $G(q)$ junto com $e(t)$. Assim são escolhidas algumas estruturas que permitam a especificação de G e H em termos de uma sequência finita de valores. Uma forma típica de se fazer isso são as funções de transferência racionais [13].

Ainda assim, nem sempre é possível se determinar os coeficientes da equação 2.55 através de características do sistema. Isto se deve a diversos fatores, entre eles o pouco conhecimento do modelo ou a impossibilidade de medição direta dos parâmetros com precisão aceitável. São realizados, então, procedimentos de estimação. Isso significa que os coeficientes entram no modelo da equação 2.55 como parâmetros a serem determinados. Estes parâmetros são referenciados pelo vetor ξ . O novo modelo é reescrito como

$$y(t) = G(q, \xi)u(t) + H(q, \xi)e(t). \quad (2.57)$$

Assim, o problema consiste em estimar um ξ que melhor represente o sistema em questão.

Se for desejado prever o comportamento do sistema uma passo à frente pode-se usar o operador preditivo $\hat{y}(t|\xi)$ na equação 2.57 gerando:

$$\hat{y}(t|\xi) = H^{-1}(q, \xi)G(q, \xi)u(t) + [1 + H^{-1}(q, \xi)]y(t). \quad (2.58)$$

Uma das formas de se parametrizar G e H é representá-los por funções racionais. Assim, os parâmetros se tornam os coeficientes do numerador e denominador. Esses modelos de estrutura são conhecidos como modelos de caixa-preta e um desses é o modelo ARX (*Autoregressive with exogenous input*):

$$y(t) + a_1y(t-1) + \dots + a_{n_a}y(t-n_a) = b_1u(t-1) + \dots + b_{n_b}u(t-n_b) + e(t) \quad (2.59)$$

em que $e(t)$ representa um ruído branco.

Os parâmetros a serem ajustados, portanto, são:

$$\xi = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n_a} \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{n_b}]^T. \quad (2.60)$$

Introduzindo

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (2.61)$$

e

$$B(q) = b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (2.62)$$

percebe-se que a equação 2.60 corresponde a equação 2.57 com

$$G(q, \xi) = \frac{B(q)}{A(q)} \quad e \quad H(q, \xi) = \frac{1}{A(q)}. \quad (2.63)$$

O termo $A(q)y(t)$ é uma parte auto regressiva (AR) e o termo $B(q)u(t)$ é uma entrada exógena (X). Daí o nome do modelo ARX.

Aplicando o operador $\hat{y}(t|\xi)$ à equação (2.59) e utilizando (2.61) e (2.62) tem-se

$$\hat{y}(t|\xi) = B(q)u(t) + [1 - A(q)]y(t) \quad (2.64)$$

que é uma regressão linear para o operador preditivo $\hat{y}(t|\xi)$. Isso é uma propriedade importante do modelo ARX. Se for definido

$$\varphi(t) = [-y(t-1) \ \dots \ -y(t-n_a) \ u(t-1) \ \dots \ u(t-n_b)]^T \quad (2.65)$$

então a equação (2.64) pode ser reescrita como

$$\hat{y}(t|\xi) = \xi^T \varphi(t) = \varphi^T(t)\xi. \quad (2.66)$$

Uma forma de estimar o vetor ξ é usar o método dos mínimos quadrados, que consiste em minimizar o quadrado do erro entre o valor real e o valor estimado de saída. O erro de estimação é

$$\epsilon(t, \xi) = y(t) - \varphi^T(t)\xi. \quad (2.67)$$

A função de custo associada a (2.67) é

$$J = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{2} (y(k) - \varphi^T(k)\xi)^2 \quad (2.68)$$

Desta forma basta determinar o ξ que minimize J , ou seja

$$\hat{\xi} = \arg_{\xi} \min J \quad (2.69)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\xi}} = \mathbf{0} \quad (2.70)$$

$$\hat{\xi} = \left[\sum_{k=1}^N \varphi(k)\varphi^T(k) \right]^{-1} \cdot \left[\sum_{k=1}^N \varphi(k)y(k) \right] \quad (2.71)$$

2.7 FILTROS DIGITAIS

Além das formas habituais de classificação de filtros como passa-baixas e passa-altas, os filtros digitais podem ser classificados quanto à sua resposta ao impulso. São duas classificações: FIR(Finite Impulse Response) e IIR(Infinite Impulse Response) [8].

A diferença mais básica entre eles é que o filtro IIR possui elo de realimentação e o FIR não o possui. Isto faz com que a resposta ao impulso no filtro IIR seja infinita. Embora na prática, após um tempo finito, a magnitude dessa resposta seja desprezível.

Além disso, uma das características mais importantes dos filtros FIR é que eles podem ser projetados de forma a terem características exatamente lineares de fase. Por outro lado, o filtro IIR possui melhores características de atenuação com estruturas de relativamente baixa ordem [8].

Os filtros FIR podem ser descritos por funções de transferência de ordem n constituída por todos os pólos na origem:

$$H(z) = B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}. \quad (2.72)$$

Um diagrama de blocos que ilustra a implementação de 2.72 está na Figura 2.16.

A equação a diferenças finitas correspondente à 2.72 é

$$y(k) = \sum_{i=0}^n b_i x(k-i) \quad (2.73)$$

Os filtros IIR, por sua vez, podem ser descritos como uma função de transferência com pólos e zeros.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}, \quad (2.74)$$

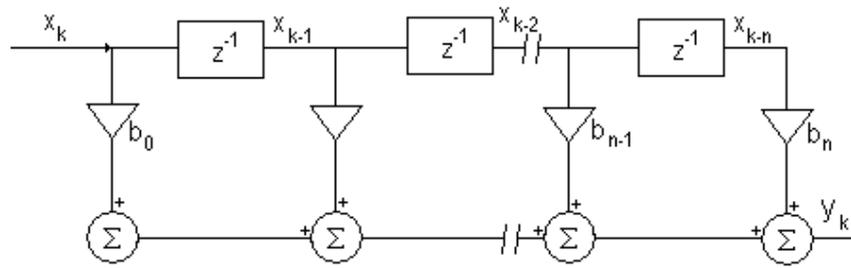


Figura 2.16: Diagrama de blocos de um filtro FIR na forma direta [8]

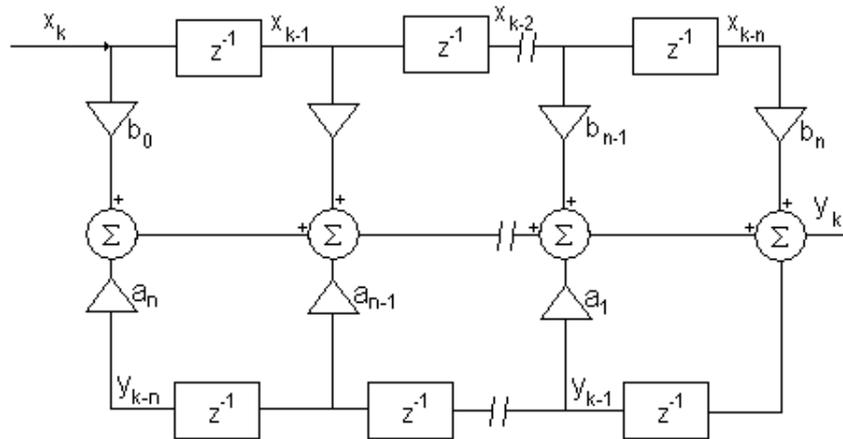


Figura 2.17: Diagrama de Blocos de um filtro digital IIR na forma direta [8]

em que n é a ordem do filtro.

A equação 2.74 pode ser reescrita como equações a diferenças finitas:

$$y(k) = \sum_{i=0}^n b_i x(k-i) - \sum_{i=1}^n a_i y(k-i). \quad (2.75)$$

Um diagrama de blocos que ilustra uma implementação deste filtro é mostrado na Figura 2.17.

3 DESENVOLVIMENTO

Este capítulo apresenta as atividades desenvolvidas durante o projeto, bem como os resultados obtidos no desenvolvimento de cada atividade.

3.1 INTRODUÇÃO

Para que os objetivos pudessem ser cumpridos foram desenvolvidas diversas atividades. A metodologia empregada varia de acordo com o tipo de atividade. O projeto de estruturas mecânicas para o suporte foi feito utilizando o software *SolidWorks*. As placas de circuito impresso tiveram seus módulos projetados separadamente. Algumas delas foram implementadas em placa perfurada antes do projeto da placa de circuito impresso usando Protel99. Os circuitos desenvolvidos na fase final do projeto foram implementados em protoboard visando a agilização no processo. A metodologia empregada nas demais atividades são bastante específicas, sendo detalhadas durante o capítulo.

Neste trabalho, foram desenvolvidos um suporte para fixação da perna, três placas para acionamento de motores CC usando ponte H e três metodologias de controle para as juntas da prótese.

3.2 SUPORTE

Foi confeccionado um suporte, com a ajuda dos técnicos do SG9, para que testes com a prótese pudessem ser realizados. O desenho, mostrado na figura 3.1a), foi feito utilizando o software *SolidWorks*.

O suporte foi projetado para permitir que a perna tivesse mobilidade em todos os seus graus de liberdade, altura suficiente para permitir a realização dos testes de medição da posição relativa do pé ao solo e que pudesse girar em torno de um eixo para facilitar o trabalho sobre a perna. Para tanto foi feita uma base larga e pesada para que o movimento da perna em torno da junta do joelho num ângulo de 180° não cause a queda do suporte. Além disso, a planta do pé fica a uma altura de aproximadamente 210mm para que possam ser feitos os testes de ultrassom para medir a posição do pé relativa à base. O suporte ainda permite posicionar a perna de tal forma a ter ângulos de 90° , 135° e 180° entre a tíbia e o fêmur com a perna em repouso através do mecanismo visto na Figura 3.1b. A Figura 3.2 mostra uma fotografia do suporte com a perna.

3.3 PLACA COM MICROCONTROLADOR EMBARCADO

Para controle do acionamento dos motores, foi projetada uma placa baseada no microcontrolador AVR, visando as seguintes funcionalidades: acionamento de um motor de até 120W (10A de corrente alimentado com +12V) através de uma ponte H, medição de corrente no motor, medição da tensão de alimentação de +12V e comunicação serial usando protocolo RS485. Além disso, um microcontrolador ATMEGA8 foi colocado na placa, operando a 16 MHz com um cristal externo. A Figura 3.4 é um diagrama de blocos que mostra as funcionalidades desta placa. A implementação foi feita em placa perfurada (Figura 3.3), uma vez que esse modelo foi um protótipo que serviu como base para confecção de outras placas. Foi feito um modelo para impressão da placa que não foi utilizado, uma vez que decidiu-se pela implementação de uma placa mais genérica apresentada na seção 3.4. Em anexo, se encontram o circuito completo da primeira placa e a versão final do modelo para confecção da placa em circuito impresso desenvolvida de acordo com [14]. Estes esquemáticos podem ser encontrados no CD em anexo.

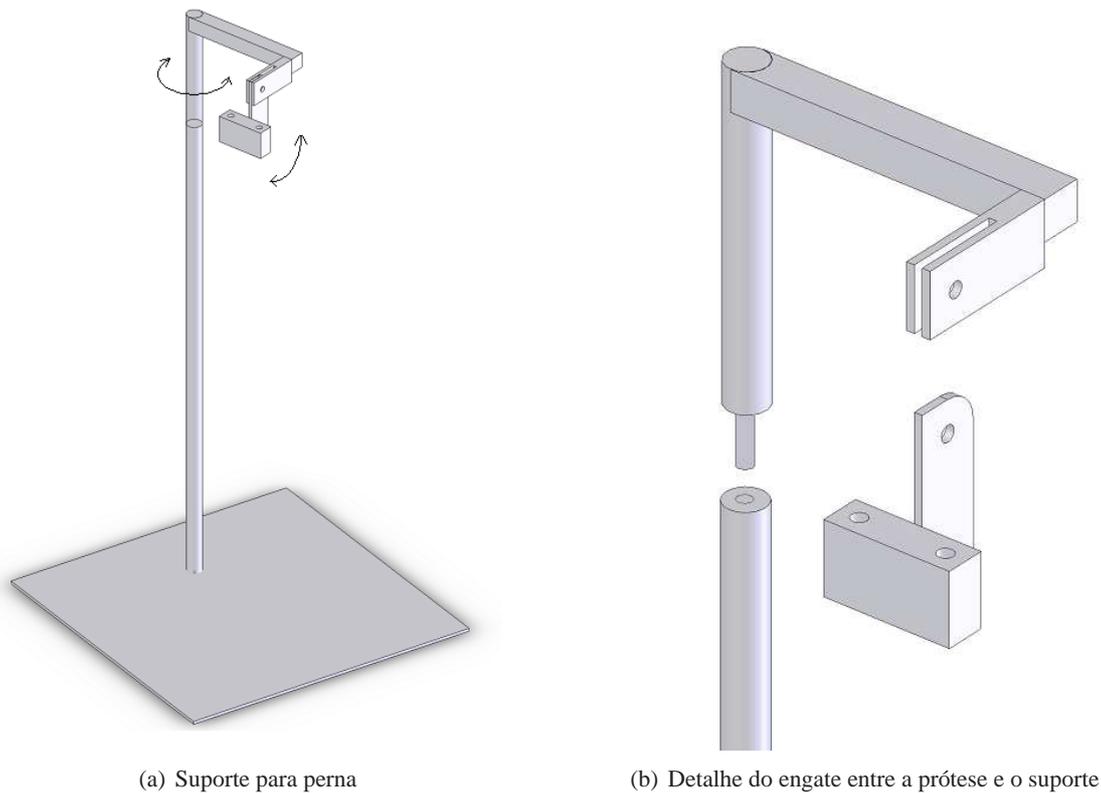


Figura 3.1: Desenho do suporte para perna

Esta placa precisa ser alimentada com +12V e +5V. Capacitores foram utilizados para minimizar ruídos nas tensões de alimentação. Esses filtros melhoram a precisão dos conversores A/D e evitam que o microcontrolador seja reiniciado devido a possíveis quedas bruscas de tensão no barramento de +5V. Serão apresentadas individualmente as funcionalidades implementadas nesta placa.

3.3.1 Acionamento através da ponte H

Foi implementada na placa uma ponte H utilizando os MOSFETs de potência canal-N IRF540, conforme mostrado na Figura 3.5. Esses MOSFETs possuem diodo interno de proteção, tempo de fechamento entre 15ns e 23ns e tempo de abertura entre 40ns e 60ns, suficientemente rápido para PWM da ordem de 20kHz.

Em [15] são apresentados circuitos integrados para ativação de pontes H com MOSFETs que dispensam os grandes e comuns circuitos de *Boost*. A tensão necessária é gerada por um capacitor que é carregado com a tensão de alimentação através de um diodo, enquanto o sinal de PWM está em nível baixo. Quando o PWM passa para o nível alto, a tensão no capacitor é somada à tensão do dreno do MOSFET da parte alta, gerando uma tensão capaz de ativar o MOSFET na parte alta da ponte. Foi utilizado para desempenhar tal função o CI IR2104 da International Rectifier, que, além de controlar o nível das tensões nas portas, faz o controle dos tempos de abertura e fechamento das chaves para meia ponte. A Figura 3.6, mostra o circuito utilizado para a aplicação.

O IR2104 recebe o sinal de PWM no pino IN e o sinal de ENABLE no pino \overline{SD} . O pino HO ativa a parte alta da ponte enquanto o pino LO ativa a parte baixa. Os pinos VB e VS servem para estabelecer uma tensão diferencial suficiente para acionar a parte alta da ponte. Quando \overline{SD} estiver ativo o motor ficará em aberto. A Tabela 3.1 mostra a tabela verdade do IR2104.



Figura 3.2: Fotografia do suporte para perna

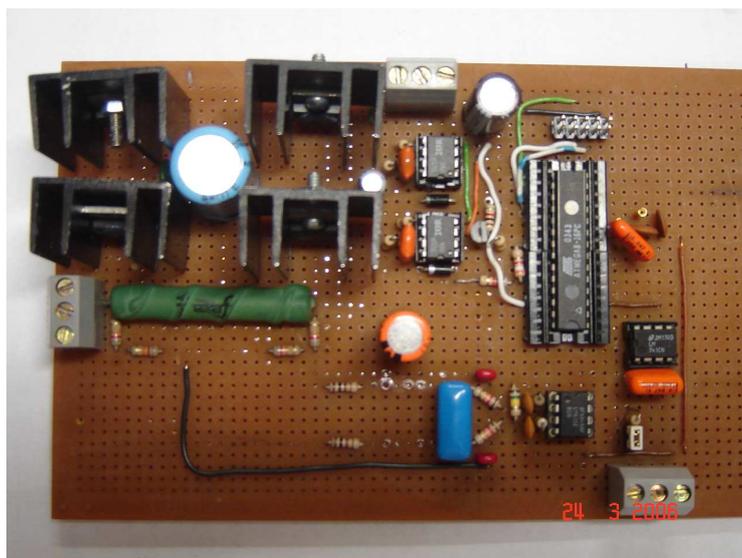


Figura 3.3: Fotografia da Placa com microcontrolador embarcado implementado em placa perfurada

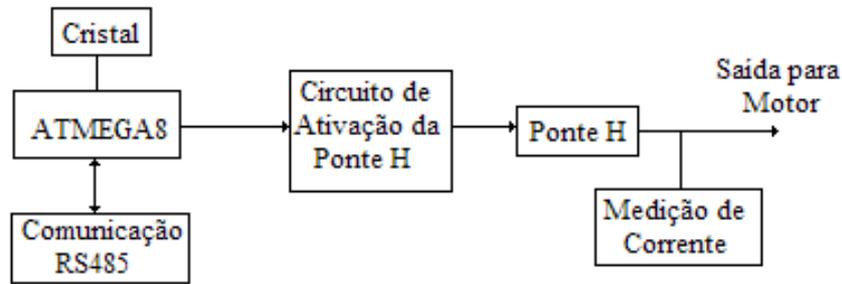


Figura 3.4: Diagrama de blocos das funcionalidades da placa com microcontrolador embarcado

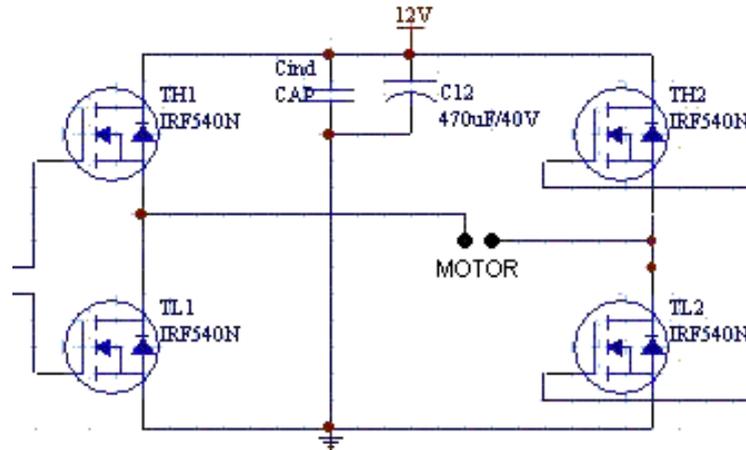


Figura 3.5: Circuito esquemático para acionamento em ponte H

3.3.2 Medição de Corrente

Para medição da corrente no motor foi utilizado o circuito da Figura 3.7 que é o mesmo circuito apresentado na Figura 2.9, porém, utilizando um divisor resistivo em cada entrada diferencial de modo a não saturar as entradas do amplificador operacional.

Para implementação do circuito foi utilizado o amplificador operacional *rail-to-rail* LM6132 BIN, que permite alimentação de 0 e +5V e níveis de tensão de saída entre +0,02V e 4,98V para esta alimentação. Foi utilizado também $R_{SENSE} = 0,1\Omega$, para que a queda de tensão sobre seus terminais fosse de 1V para a corrente máxima (10A).

Os valores de resistência e capacitância descritos na Figura 3.7 nos fornecem ganho de 1,54 V/V, *offset* de +2,5V e frequência de corte de aproximadamente 880Hz conforme as equações descritas na seção 2.3.1.

Tabela 3.1: Tabela verdade do IR2104

| \overline{SD} | IN | HO | LO |
|-----------------|----|----|----|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 0 |

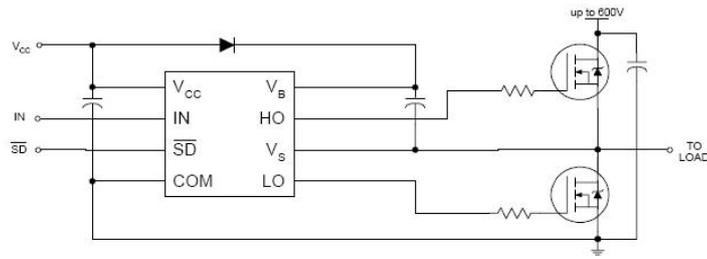


Figura 3.6: Circuito para ativação de meia ponte

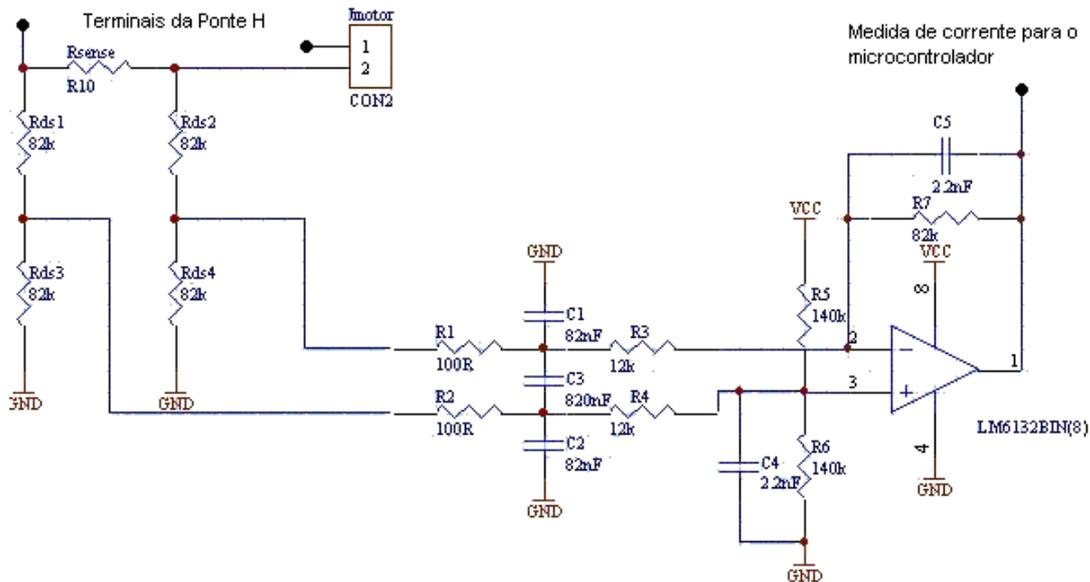


Figura 3.7: Circuito para medição de corrente

3.3.3 Comunicação Serial

A interface de comunicação serial escolhida foi a RS485. Por ser diferencial ela apresenta maior imunidade a ruídos. Isso permite a transmissão a distâncias mais longas e possibilita a conexão de até 64 dispositivos no mesmo barramento.

Foi utilizado o circuito integrado DS485N (Figura 3.8) para converter os sinais de comunicação do microcontrolador, padrão USART, para a interface RS485. Este CI suporta uma taxa máxima de transmissão de 2,5Mbps.

A Tabela 3.2 e a Tabela 3.3 apresentam as tabelas verdade em modo de transmissão e recepção, respectivamente. Através de sua inspeção foi decidido que os pinos \overline{RE} e DE deveriam ser conectados um ao outro e controlados por uma saída do microcontrolador, utilizando nível alto (H) nestes pinos para transmitir e nível baixo (L) para receber dados. Resistores de 470Ω foram colocados entre os terminais A e B para diminuição do efeito de retransmissão ou reflexão nas extremidades do barramento.

3.4 PLACA DE ACIONAMENTO SIMPLIFICADA

Em virtude da possibilidade do uso de um microcontrolador com núcleo ARM foi desenvolvida uma segunda placa, contendo apenas os módulos de medição de corrente, ponte H e sua ativação conforme o diagrama de blocos da Figura 3.9.

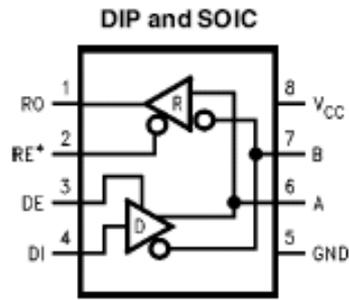


Figura 3.8: Diagrama esquemático do CI DS485N

Tabela 3.2: Tabela verdade de transmissão do DS485N

| \overline{RE} | DE | DI | B | A |
|-----------------|----|----|---|---|
| X | H | H | L | H |
| X | H | L | H | L |
| X | L | X | Z | Z |

Tabela 3.3: Tabela verdade de recepção do DS485N

| \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 |

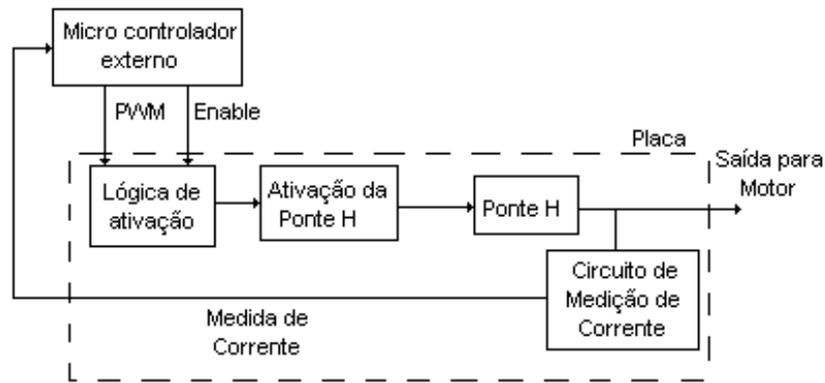


Figura 3.9: Diagrama de blocos da placa de acionamento simplificada

O microcontrolador utilizado é o mesmo do projeto anterior, o ATMEGA8, porém, o desenvolvimento dessa placa é importante para a continuidade do projeto e para o uso de outros alunos do LCVC que precisem fazer acionamento de motores em outros projetos. Ela pode ser integrada a qualquer outro microcontrolador ou dispositivo capaz de gerar sinais modulados em largura de pulso.

A placa é alimentada com +12V. Para a alimentação da parte lógica foi colocado um regulador de tensão LM7805 que gera +5V. Devido à ausência de um microcontrolador embarcado, a placa recebe um sinal de PWM, o sentido de rotação e um sinal de habilitação. Ela também transmite a saída do sensor de corrente. Também foi implementada uma lógica para acionar os IR2104 como mostrado na Figura 3.10. Toda a lógica é efetuada com portas XOR. A parte esquerda da ponte fica comutando conforme o sinal de PWM, enquanto o lado direito da ponte comuta apenas quando muda o sentido. O funcionamento da ponte é habilitado através do pino \overline{SD} do IR2104 pelo sinal *ENABLE*. No entanto, pelo fato do lado direito da ponte comutar apenas quando há mudança de sentido, o IR2104 não consegue operar corretamente. Este deve possuir um capacitor entre os pinos VB e VS que é responsável por manter uma diferença de tensão V_{CC} entre tais pinos. Ao analisar o circuito interno do IR2104 apresentado em seu manual observa-se que quando o pino LO estiver ativo o capacitor deve se carregar até atingir uma tensão V_{CC} . Quando o pino HO estiver ativo a tensão sobre o capacitor é então usada para acionar a parte alta da ponte. Como o lado direito da ponte não fica sempre comutando o capacitor não consegue manter uma tensão V_{CC} entre seus terminais.

Uma alternativa para corrigir esse problema seria periodicamente, via software, realizar essa comutação de sentidos durante um curto intervalo de tempo de modo a permitir o carregamento do capacitor e não alterar o funcionamento do motor.

Outro problema observado nesta implementação foi a irregularidade na medição de corrente. Foi detectado bastante ruído na medição e um comportamento fortemente não linear no sensor. Este problema exigiu uma terceira implementação que utilizasse uma lógica de ativação mais adequada aos requisitos do IR2104 e que viabilizasse a medição de corrente. O circuito completo da nova implementação bem como seu modelo para confecção em placa de circuito impresso estão em anexo. A placa de circuito impresso foi desenvolvida de acordo com [14].

A nova lógica de ativação foi desenvolvida de forma que um sinal de PWM com ciclo de trabalho em 50% seria interpretado como de tensão média nula sobre o motor. Ciclos de trabalho em 100% e 0% colocariam sobre os terminais do motor +12V e -12V respectivamente. Desta forma, a placa não necessita mais do sinal de sentido de rotação. A lógica está mostrada na Figura 3.11. O lado esquerdo da ponte fica comutando conforme o sinal de PWM e o lado direito, conforme o sinal contrário ao sinal de PWM, ou \overline{PWM} . O funcionamento da ponte é habilitado pelo sinal *ENABLE* através do pino \overline{SD} do IR2104.

Para corrigir o problema na medição de corrente, a parte de alimentação do sensor foi colocada separada

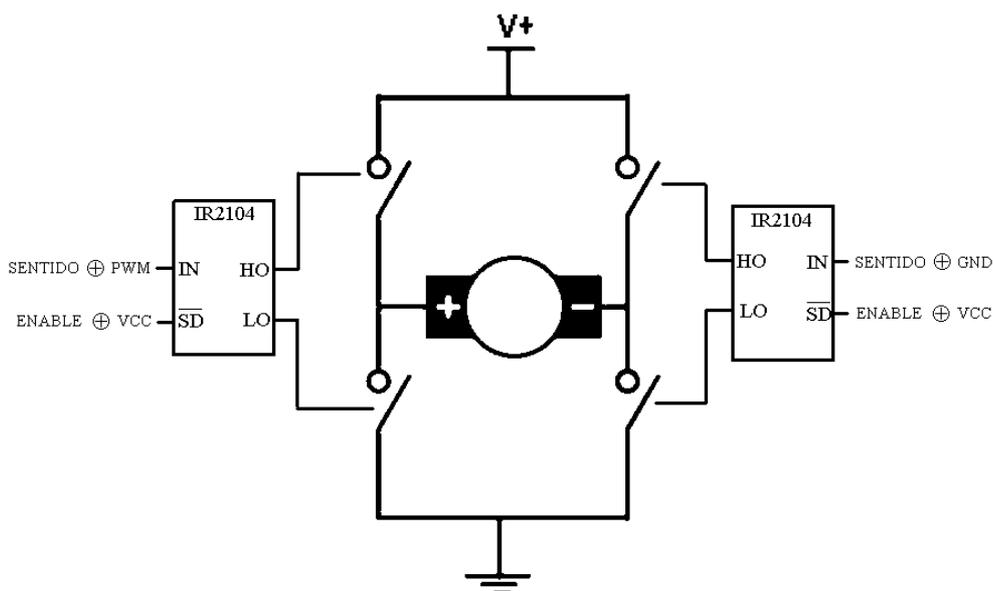


Figura 3.10: Lógica para ativação na placa de acionamento simplificada

da alimentação do restante do circuito. O circuito também foi modificado para ser alimentado com +12V. O divisor de tensão nas entradas do circuito foi retirado e o ganho foi reduzido para $2V/V$ de forma a manter as mesmas características de saída do circuito da placa anterior. A Figura 3.12 mostra duas fotografias da nova implementação.

Com os módulos em funcionamento, esta implementação foi utilizada para realizar o controle de corrente e posição do motor do joelho juntamente com um microcontrolador ATMEGA8 funcionando em protoboard.

Muitas das aplicações necessitam de comunicação em tempo real entre o ATMEGA8 e um PC do laboratório. Foi implementada comunicação serial utilizando RS232. Foi construído um circuito para realizar a interface entre as duas plataformas utilizando um CI MAX232. O desenho esquemático desse circuito se encontra em anexo.

3.5 CONTROLE DAS JUNTAS

Foram realizados experimentos para controle da junta do joelho, onde o motor é maior e consome uma corrente em torno de $10A$ quando alimentado com $12V$. As mesmas estratégias de controle, funcionando nesta junta, podem ser utilizadas nas juntas do pé.

A estratégia de controle adotada inicialmente é similar à exposta na seção 2.4.1, uma vez que pode-se, sem muita dificuldade, abstrair uma perna em um manipulador robótico. O controle é feito em cascata com uma malha interna de controle de corrente e uma malha externa de posição.

Inicialmente pensou-se em utilizar controle digital em ambas as malhas de forma que a malha de corrente fosse suficientemente rápida, que atingisse o regime permanente antes do período de amostragem seguinte da malha de posição. Isso faria com que o controle de posição enxergasse toda a malha de controle de corrente como uma constante, sem dinâmica. Essa abordagem não foi bem sucedida devido à instabilidade do sistema, conforme será explicado posteriormente.

Outra abordagem utilizada foi controlar a velocidade sem utilizar um controlador de corrente. Como a função de transferência entre a velocidade de rotação do motor e a tensão de entrada é de segunda or-

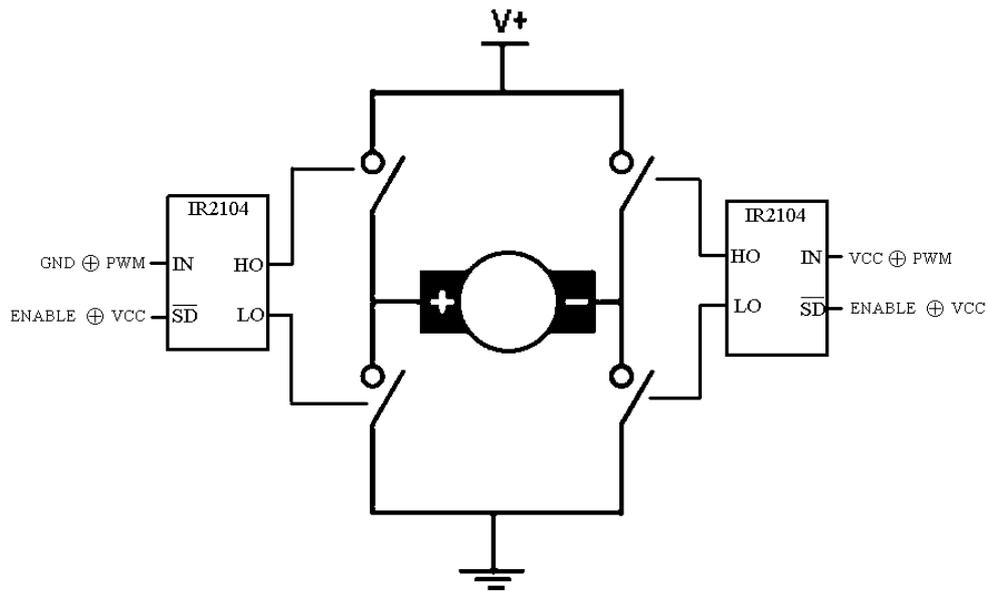
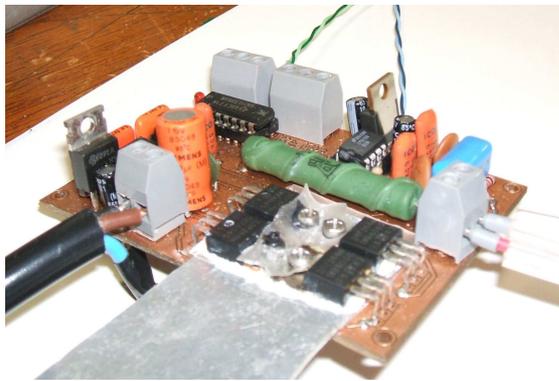
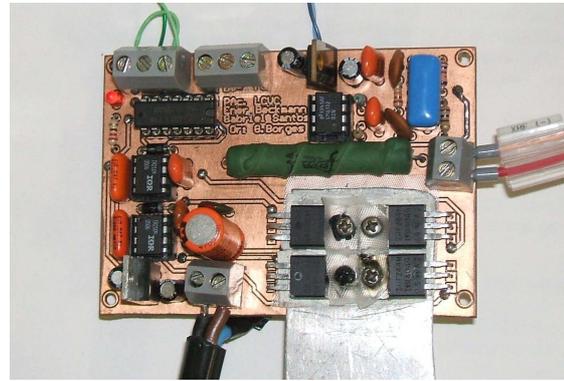


Figura 3.11: Lógica para ativação na placa de acionamento corrigida



(a) Vista frontal



(b) Vista superior

Figura 3.12: Placa de acionamento simplificada

dem (equação (2.39)), poderia ser feito um controlador que reduzisse a ordem do sistema de controle de velocidade e consequentemente de posição, proporcionando um controle mais simples e acurado na malha externa.

Por fim, uma terceira abordagem seria a implementação de um controlador analógico de corrente com as mesmas características do controlador digital proposto. Essa implementação não apresenta instabilidade, porém, consome bastante hardware, o que implica em área de circuito, recurso escasso em sistemas embarcados.

3.5.1 Controle Digital de Corrente

Para implementar o controle digital de corrente foi utilizada a estratégia exposta na Figura 3.13 com período de amostragem $T_a = 1ms$. A placa de acionamento foi omitida da figura para simplificação do modelo. A cada 1ms o conversor AD do microcontrolador faz uma leitura do valor de corrente medido. Esse valor é subtraído da referência e o resultado é usado pelo controlador PI para o cálculo do sinal de controle que é aplicado sobre o motor utilizando PWM.

Foi feito um ensaio do sistema em malha aberta. O motor apresentou uma constante de tempo elétrica

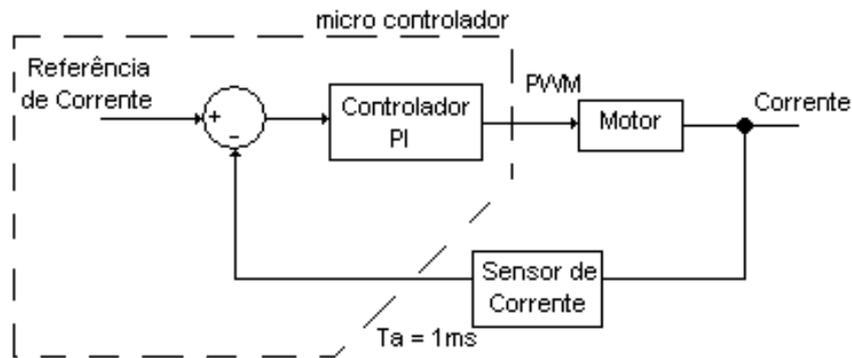


Figura 3.13: Diagrama Ilustrativo do Controle Digital de Corrente

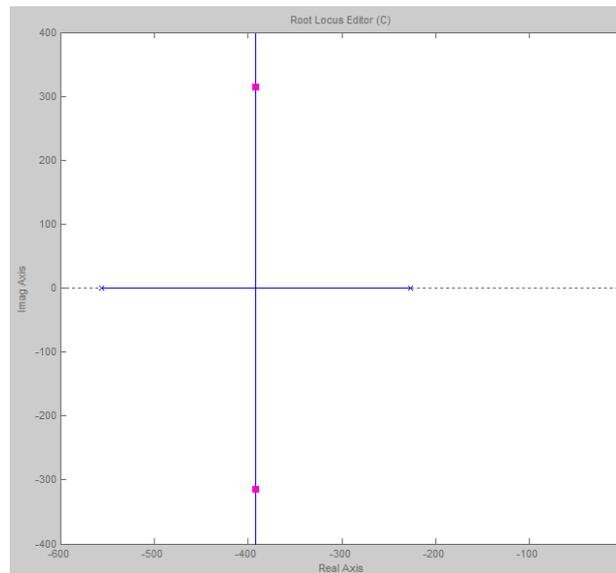


Figura 3.14: Lugar Geométrico das Raízes para Sistema Contínuo

$\tau_e = 4,4ms$. Por sua vez, foi observada uma dinâmica associada à medição de corrente com um pólo. A constante de tempo da dinâmica de medição é de $180\mu s$.

O controlador PI deve, neste caso, fazer com que o sistema se estabilize depois de, no máximo, 10ms, tempo estimado para o período de amostragem do controlador de posição.

A sintonia deste controlador não pôde ser feita de modo a conseguir esses resultados, uma vez que o sistema se tornou instável com o aumento do ganho.

A Figura 3.14 esboça o lugar geométrico das raízes com os pólos de malha aberta encontrados para o sistema contínuo, ou seja, com um controlador proporcional analógico no lugar do microcontrolador. A Figura 3.15 já esboça o lugar geométrico das raízes para o sistema com o microcontrolador e um período de amostragem de $1ms$. Percebe-se que o sistema contínuo não apresenta instabilidade. Todavia isso não acontece com o sistema discreto que apresenta instabilidade com um pequeno aumento no ganho.

Para corrigir esse problema pode-se abrir mão da qualidade na medição de corrente para melhorar a dinâmica na medição. Essa solução ainda compromete bastante a estabilidade relativa do sistema.

Outra solução é a utilização de um circuito comercial para a medição da corrente utilizando efeito hall. Um exemplo para esta aplicação é o ACS704ELC-015 da Allegro MicroSystems. Um circuito como esse apresenta uma constante de tempo de $4\mu s$ além de possuir apenas $1.5m\Omega$ de resistência interna e ocupar bem menos área na placa, podendo também ser alimentado com +5V e 0V independentemente das tensões

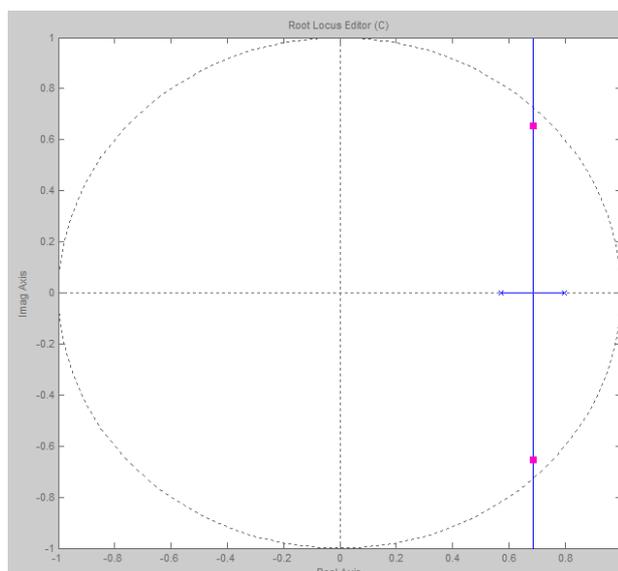


Figura 3.15: Lugar Geométrico das Raízes para Sistema Amostrado

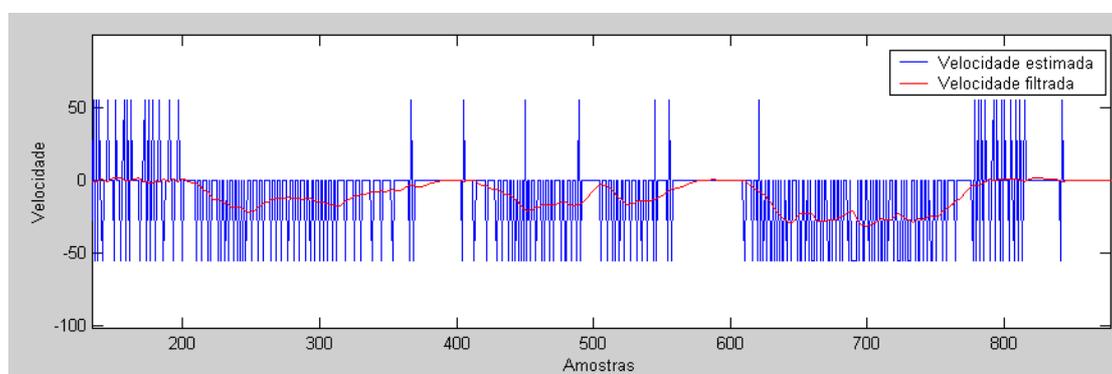


Figura 3.16: Velocidade estimada e velocidade filtrada

de entrada. Essa solução não pode ser implementada devido à impossibilidade da construção de placas apropriadas para circuitos SMD nos laboratórios disponíveis.

Uma terceira solução é a implementação do controle analógico de corrente. Essa solução é razoável, uma vez que o lugar geométrico das raízes do sistema contínuo não fica instável com o aumento do ganho. Essa abordagem foi efetivamente implementada e será descrita a seguir.

3.5.2 Controle Digital de Velocidade

Para executar o controle de velocidade já descrito, visando diminuir a ordem da função de transferência entre a velocidade de rotação do motor e a tensão de entrada, foi projetado um controlador no tempo discreto, por apresentar melhores resultados em relação aos controladores discretizados. Para tanto é necessário que seja feita a identificação do sistema no tempo discreto.

Os dados de posição são obtidos através de um potenciômetro ligado ao eixo da junta do joelho, com alimentação de $+5V$ e $0V$. O sinal do potenciômetro é condicionado por um circuito seguidor de tensão usando um amplificador *rail-to-rail* LM6132BIN. Um cabo blindado leva o sinal de posição para o microcontrolador.

Para realizar a identificação foi feito um programa que excita o motor de forma aleatória com ciclo de

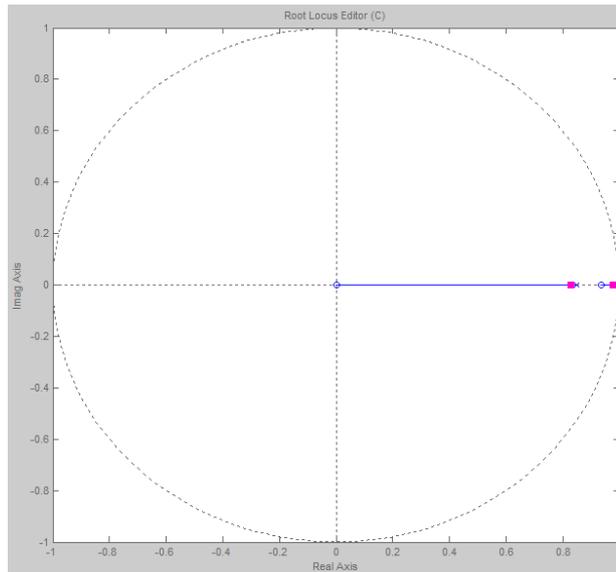


Figura 3.17: Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Identificado

trabalho entre 10% e 90%. Esse mesmo programa também faz a leitura dos dados de posição e os envia para o computador usando a interface serial RS232. O período de amostragem foi de $T_a = 5ms$.

No computador foi feito um programa que lê os dados de posição e calcula a velocidade, como sendo a subtração de duas posições consecutivas dividida pelo período de amostragem, e as filtra, utilizando o filtro IIR de função de transferência:

$$\frac{\omega_f(z)}{\omega(z)} = \frac{0,00552590440277 + 0,01105180880555z^{-1} + 0,00552590440277z^{-2}}{1 - 1,77898368766038z^{-1} + 0,80108730527147z^{-2}} \quad (3.1)$$

cujos coeficientes foram obtidos utilizando a função *butter* do Matlab que retorna os coeficientes de um filtro de Butterworth.

A Figura 3.16 mostra a resposta do filtro à velocidade estimada em graus por segundo.

A velocidade filtrada e as tensões de referência são usados como parâmetros para a identificação de um modelo ARX de segunda ordem, cuja função de transferência obtida é:

$$G(z) = 0,167 \frac{z(z - 0,935)}{(z - 0,850)(z - 0,991)} \quad (3.2)$$

A Figura 3.17 apresenta o LGR do sistema identificado. Para um bom funcionamento do sistema controlado, seu pólo mais rápido no domínio- s deve ser mais lento que $10T_a$. Usando mapeamento de pólos e zeros e $T_a = 5ms$ obtém-se que o pólo do sistema controlado deve ser maior que 0,9. Desta forma, o controlador deve anular o pólo mais rápido do sistema em 0,850. Através de simulações, verifica-se que anulando o zero em 0,935 o sinal de controle seria o menor.

Com isso obtém-se o seguinte controlador:

$$C(z) = k \frac{z - 0,850}{z - 0,935}. \quad (3.3)$$

A Figura 3.18 mostra o lugar geométrico das raízes do sistema controlado. Pela restrição imposta ao pólo mais rápido do sistema controlado e através do mapeamento de pólos e zeros obtém-se que o ganho k deve ser tal que

$$0 < k < 0,605. \quad (3.4)$$

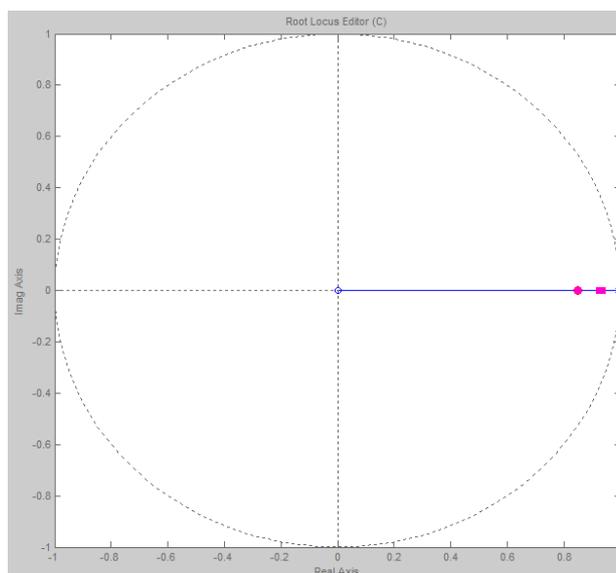


Figura 3.18: Lugar Geométrico das Raízes do Sistema Controlado

No entanto, não foi possível sintonizar o controlador devido a uma grande folga que surgiu entre o eixo da junta do joelho e o eixo do motor. Como a peça que prende a prótese ao motor é de alumínio, um metal relativamente dúctil, a folga aumentou com o número de ensaios feitos na perna. Este fato introduziu não-linearidades no sistema que não podem ser desprezadas. Outro problema foi a presença forte de ruído no sinal de posição. Isso se deve à proximidade entre o sensor de posição e o motor, sem nenhum isolamento eletromagnético.

A Figura 3.19 mostra a resposta do sistema controlado com ganho $k = 0,5$. Percebe-se que existe uma pequena tendência da resposta a acompanhar o sistema, porém, ainda assim o controle se torna bastante complicado.

3.5.3 Controle Analógico de Corrente

Conforme mostrado na Figura 3.14 o controle de corrente pode ser implementado analogicamente sem gerar instabilidade no sistema. Optou-se por implementar um controlador liga-desliga para essa aplicação.

O circuito de medição de corrente foi alterado de modo a tornar a medição mais rápida. Se a frequência do sinal modulante do PWM for maior que $1/\tau_e$, com o uso de um controlador liga-desliga não é mais tão importante filtrar o sinal de corrente, já que o controlador deve saturar sempre. No entanto, pode-se colocar uma histerese no controlador para minimizar o efeito das componentes de mais alta frequência do sinal de O novo circuito implementado (Figura 3.20) mantém as características CC dos circuitos anteriores, indicando 2,5V para corrente nula, 0,5V para -10A e 4,5V para 10A.

O controlador também deve prover analogicamente um sinal modulado em largura de pulso para acionar o motor. A princípio, foi utilizada uma solução comercial: o LM494 da National Semiconductor. Esse componente possui comparadores internos e gera um sinal PWM proporcional com ciclo de trabalho proporcional à tensão de saída do comparador e frequência ajustável entre 1kHz e 100kHz. O circuito com a implementação se encontra no anexo I.

Como os IR2104 precisam que haja chaveamento constante decidiu-se implementar um circuito que funcionasse como controlador e gerador de ondas PWM, porém que limitasse o sinal entre 5% e 95%. Para tanto foi implementado o circuito gerador de onda triangular descrito da Figura 3.21. A frequência da onda triangular gerada é de aproximadamente 20kHz.

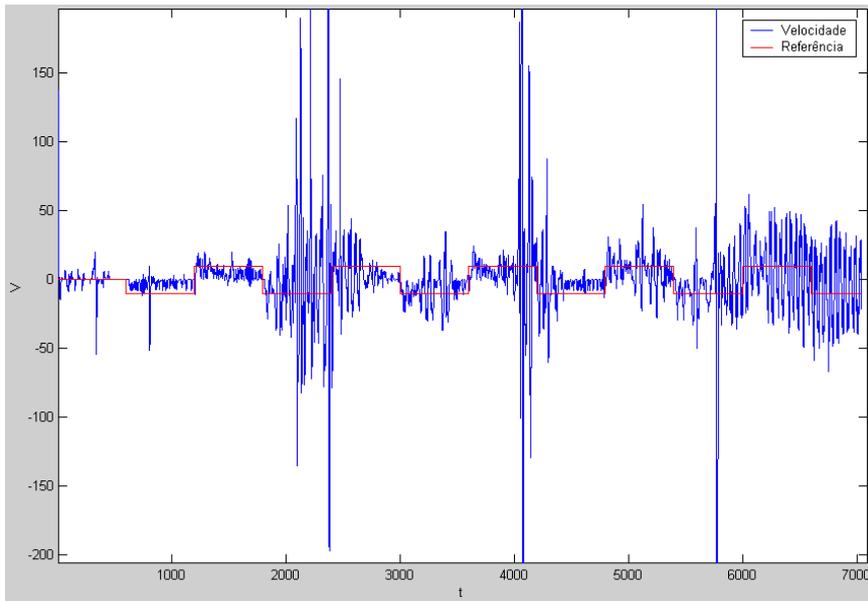


Figura 3.19: Resposta do Sistema controlado a uma onda quadrada

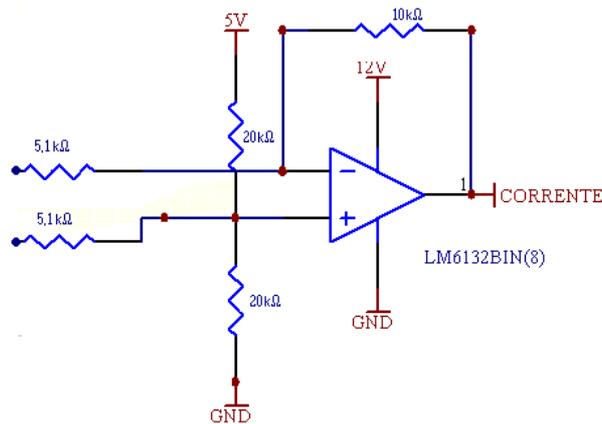


Figura 3.20: Circuito de Medição de Corrente para Controle em Tempo Contínuo

A onda triangular serve como entrada de um comparador para gerar o sinal modulado para o motor mostrado na Figura 3.22. Na outra entrada, foi inserido o sinal de controle vindo de um outro comparador através de resistores que limitam o sinal entre 5% e 95%. Esse comparador funciona como um subtrator da malha de controle com um ganho muito grande, saturando o controlador. Os resistores na entrada servem para que o sinal seja de 2,5V quando a referência for desconectada. Os diodos funcionam como proteção, caso a tensão de entrada seja maior que +5,7V ou menor que -0,7V.

É bastante interessante que a referência para esse circuito possa ser fornecida pelo microcontrolador, uma vez que o objetivo é realizar controle de posição e o sinal de controle de posição é a referência do controlador de velocidade. Essa interface é feita através de um circuito que recebe tensão 0V ou +5V de oito pinos do microcontrolador D_0 a D_7 , convertendo em uma tensão analógica entre 0V e 5V. A saída neste caso fica

$$V_{OUT} = \frac{1}{256}(2^7 D_7 + 2^6 D_6 + 2^5 D_5 + 2^4 D_4 + 2^3 D_3 + 2^2 D_2 + 2^1 D_1 + 2^0 D_0). \quad (3.5)$$

Para a implementação foram utilizados resistores de 10kΩ e 4,7kΩ no lugar de 2R e R respectivamente. Isto leva a uma pequena não linearidade do conversor, que deverá ser substituído futuramente por um

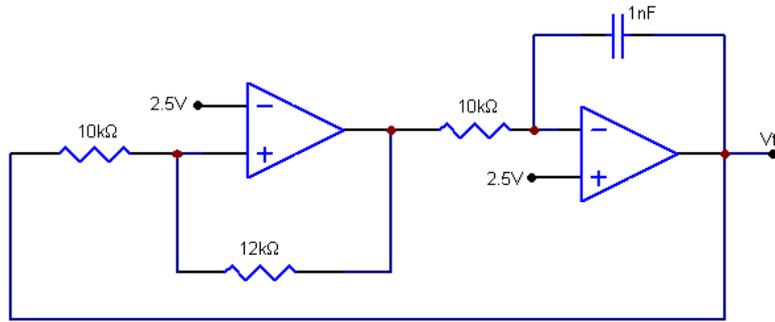


Figura 3.21: Circuito Gerador de Onda Triangular

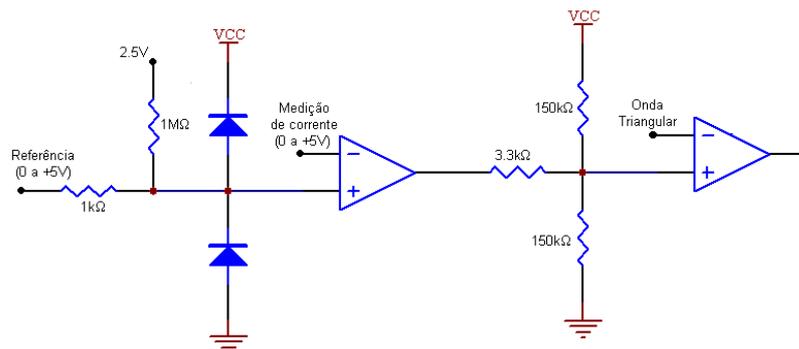


Figura 3.22: Controlador liga-desliga e modulador PWM

conversor D/A comercial preferencialmente serial por não necessitar de alimentação simétrica e ocupar pouco espaço.

O sistema de controle de corrente foi excitado com uma onda quadrada visando $+4A$ e $-4A$. A Figura 3.24 mostra uma foto dos sinais de referência e saída medidos no osciloscópio. Percebe-se que o conversor D/A, feito somente por resistores, é bastante susceptível a interferência, principalmente em níveis mais baixos de tensão. A saída, por sua vez, responde muito bem à entrada, com tempo de subida menor que $500\mu s$. Todavia, quando há ruído na entrada, a saída responde com um sinal de ruído amplificado, devido ao controle liga-desliga (alto ganho). O circuito gerador de PWM, responde bem ao valor médio do sinal com ou sem ruído, fornecendo à placa de acionamento um sinal adequado.

O próximo passo seria a implementação do controle de posição digital. Esta fase do projeto não foi efetivamente implementada, uma vez que com a folga gerada pelos testes com controle digital de velocidade inviabiliza o controle.

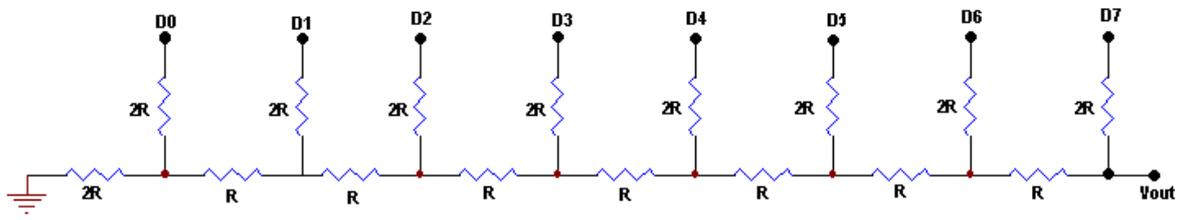


Figura 3.23: Conversor D/A

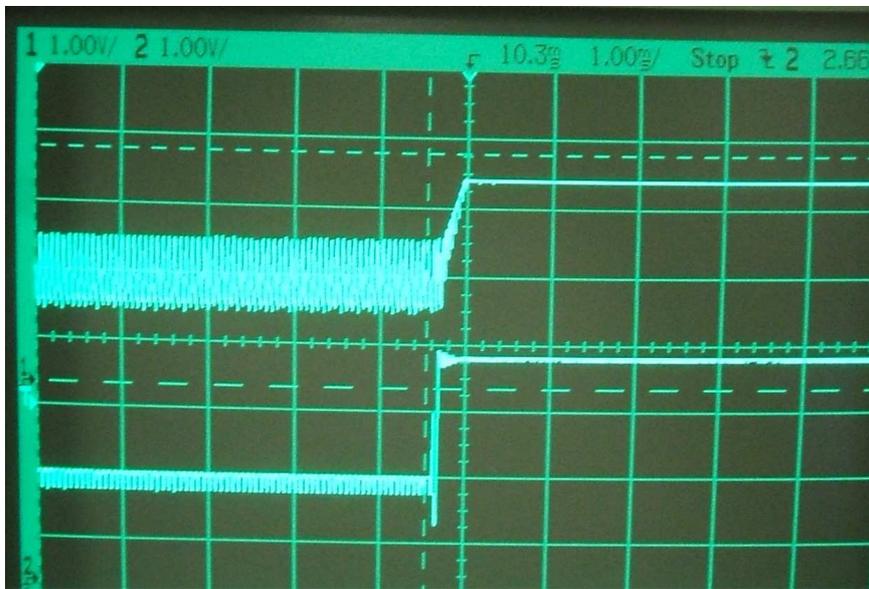


Figura 3.24: Resposta do sistema de controle de corrente a uma onda quadrada

4 CONCLUSÕES

Neste projeto foi apresentado o desenvolvimento de controladores para juntas de uma prótese robótica. Foram desenvolvidos dois tipos de placas de acionamento de motores de corrente contínua. A primeira, dedicada ao microcontrolador ATMEGA8 da família AVR, contendo interfacing RS485, medição de corrente. A segunda, mais genérica, podendo ser utilizada com qualquer outro microcontrolador ou dispositivo capaz de gerar um sinal modulado em largura de pulso, incluindo também medição de corrente.

Também foram estudadas e implementadas três abordagens de controle aplicadas a manipuladores robóticos. A primeira abordagem utilizando controle digital de posição em cascata com controle digital de corrente, não apresentou bons resultados devido ao atraso inserido no sistema causado pela dinâmica na medição de corrente, gerando instabilidade. A segunda abordagem, um controlador de velocidade e posição em cascata, não obteve êxito em consequência de uma folga considerável existente no acoplamento mecânico entre o motor e a junta do joelho. Da terceira, utilizando um controlador digital de posição em cascata com um controlador analógico de corrente, apenas o controlador de corrente foi implementado gerando resultados satisfatórios. O controle de posição não foi projetado pois havia folgas mecânicas na junta que inviabilizam-no.

Uma das principais contribuições deste trabalho foi a reunião de conhecimentos relacionados a acionamento chaveado e medição de corrente em motores de corrente contínua. Grande parte desses conhecimentos não estão disponíveis na literatura tradicional. Sua divulgação é feita através de notas técnicas elaboradas por empresas do ramo de componentes eletrônicos. Esses conhecimentos reunidos permitem a implementação das estratégias de controle propostas para uso nas mais diversas aplicações.

Uma placa de controle de motores poderia ser desenvolvida incorporando à última placa de acionamento desenvolvida o circuito de controle de corrente utilizado. A topologia desta placa é mostrada na Figura 4.1, onde a adição de alguns *jumpers* permite que ela seja ativada por um sinal PWM, uma tensão de referência ou uma corrente de referência externos.

Sugere-se, para trabalhos futuros, a utilização da primeira abordagem de controle, substituindo o sensor de corrente atual por um sensor que se utilize do efeito hall como o ACS704ELC-015. Para assegurar ainda mais a estabilidade no domínio discreto, sugere-se também o uso de um microcontrolador com maior poder de processamento, permitindo taxas de amostragem maiores. Para viabilizar o controle do movimento é necessário modificar a forma de acoplamento entre o motor e a junta do joelho. Pode-se utilizar aço ao invés de alumínio no eixo do joelho, modificando também o sistema de encaixe, proporcionando uma melhor distribuição de esforços no acoplamento.

Com as modificações propostas, pode-se realizar o controle das três juntas permitindo que sejam implementados algoritmos de controle de trajetória, baseados em dados de medição da posição do pé em relação ao solo, da aceleração da tíbia e da intenção de movimento do usuário.

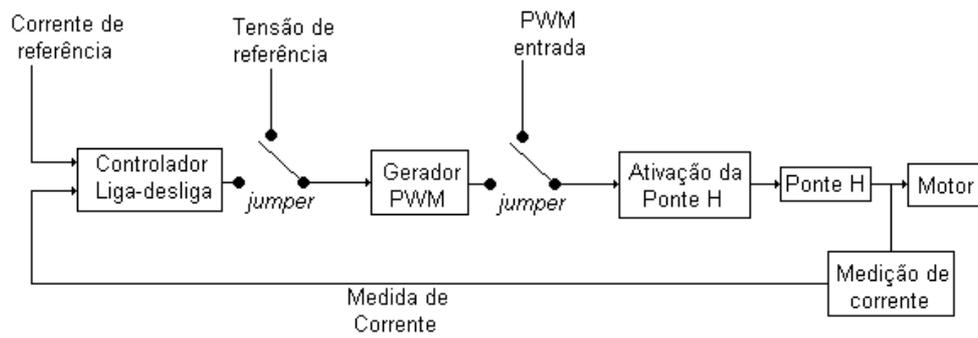


Figura 4.1: Topologia proposta para placa de controle

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CASCÃO, C. A. et al. Estudo e desenvolvimento de uma prótese ativa de perna comandada por sinais eletromiográficos. In: *VII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente*. [S.l.: s.n.], 2005.
- [2] CASCÃO, C. A. *Prótese Mecânica para Reabilitação Robótica. Projeto de Conclusão de Curso*. [S.l.]: Faculdade de Tecnologia UnB, 2005.
- [3] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Eletronics: Converters, Applications and Design*. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 1989.
- [4] HILL, C. *An Introduction to Low Voltage DC Motors*. [S.l.], Nota Técnica – Philips Semiconductors, 2004.
- [5] DUMM, J. *Determinig MOSFETs Driver Needs for Motor Drive Applications*. [S.l.], Nota Técnica – Microship Technology Inc., 2003.
- [6] LEPKOWSKY, J. *Motor Control Sensor Feedback Circuits*. [S.l.], Nota Técnica – Microchip Technology Inc., 2003.
- [7] KOREN, Y. *Robotics for Engineers*. [S.l.]: McGral-Hill, Inc., 1985.
- [8] STEARNS, S. D.; DAVID, R. A. *Signal Processing Algorithms*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1988.
- [9] BERRINGER, K. *High Current DC Motor Drive Uses Low On-Resistance Surface Mount MOSFETs*. [S.l.], Nota Técnica – Motorola Semiconductor, 1992.
- [10] CHAVEZ, W. *Design Considerations for a Low Voltage N-Channel H-Bridge Motr Drive*. [S.l.], Nota Técnica – Motorola Semiconductor, 1992.
- [11] MENTZ, J. *Motion Control Theory Needed in the Implementation of Practical Robotic Systems*. Dissertação (Mestrado) — Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.
- [12] FRANKLIN; POWELL; WORKMAN. *Digital Control of Dynamic Systems*. [S.l.]: Addison Wesley Longman, Inc., 1997.
- [13] LJUNG, L. *System Identification: Theory for the User*. [S.l.]: Prentice-Hall, Inc., 1989.
- [14] SCHULTZ, W. *Noise Management in Motor Drives*. [S.l.], Nota Técnica – Motorola Semiconductor Inc., 1997.
- [15] IR. *HV Floating MOS-Gate Driver ICs*. [S.l.], Nota técnica – International Rectifier, 2003.

I. DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS

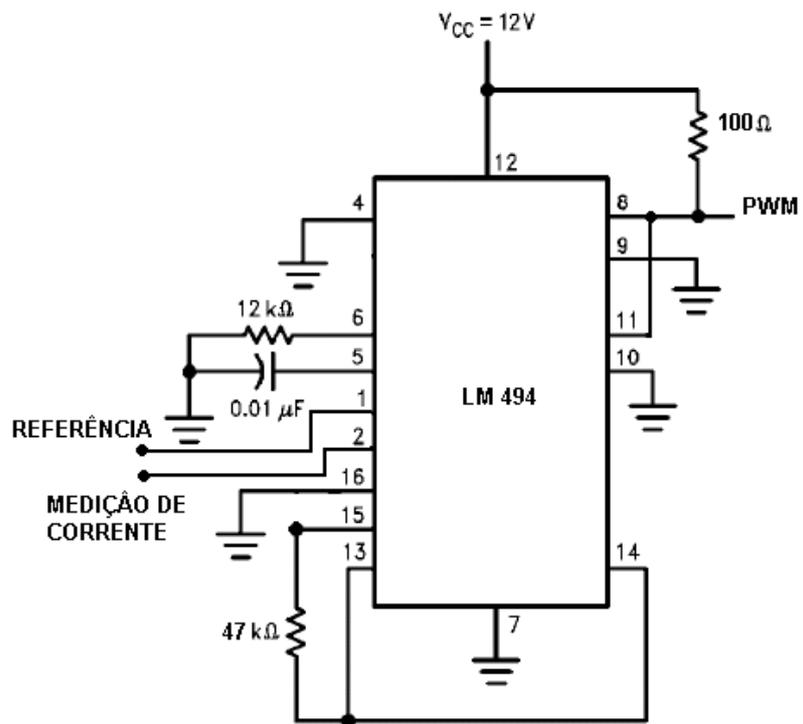


Figura I.1: Circuito para controlador de corrente usando LM494

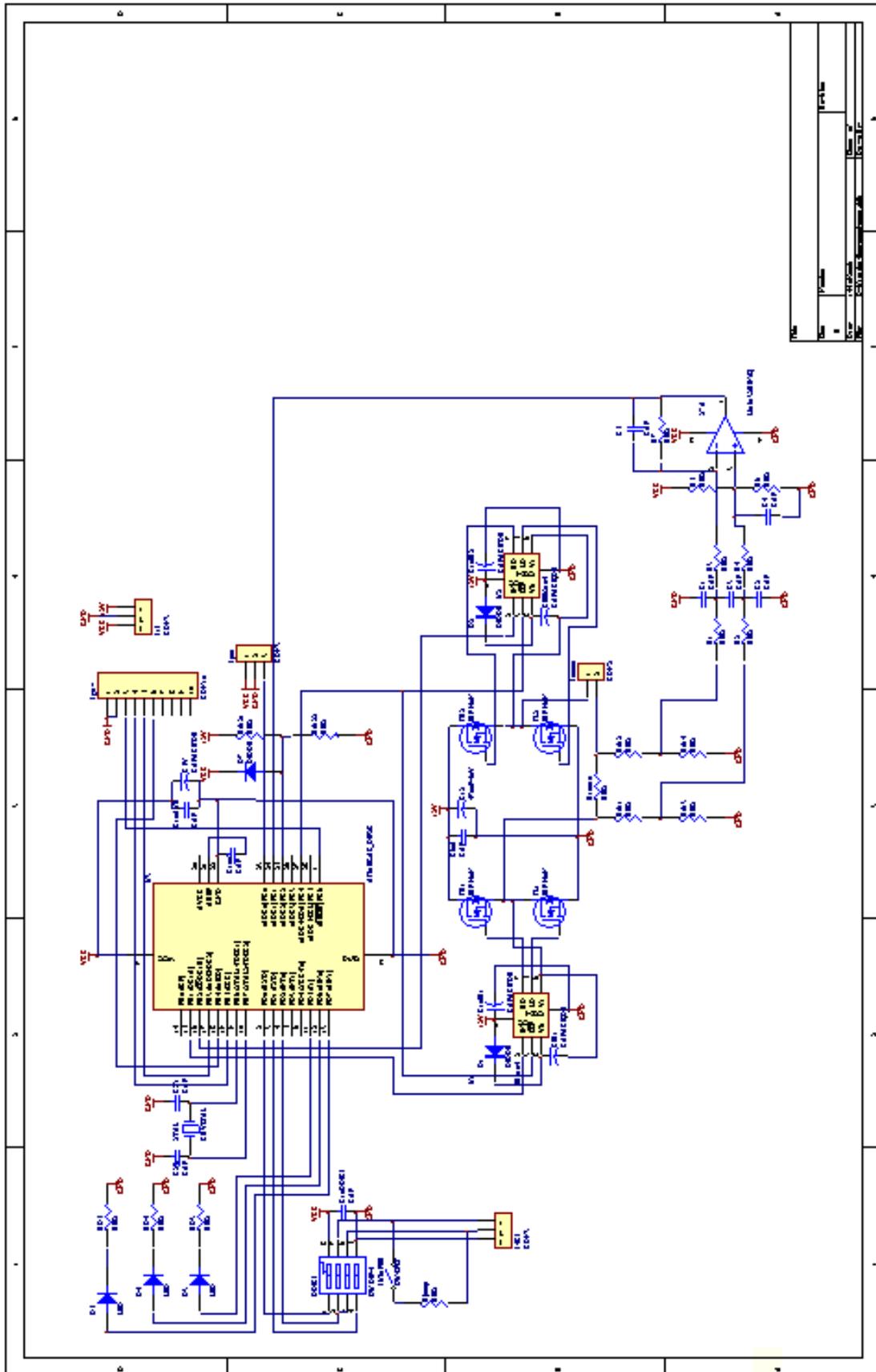


Figura I.2: Circuito para Placa de Acionamento com Microcontrolador Embarcado

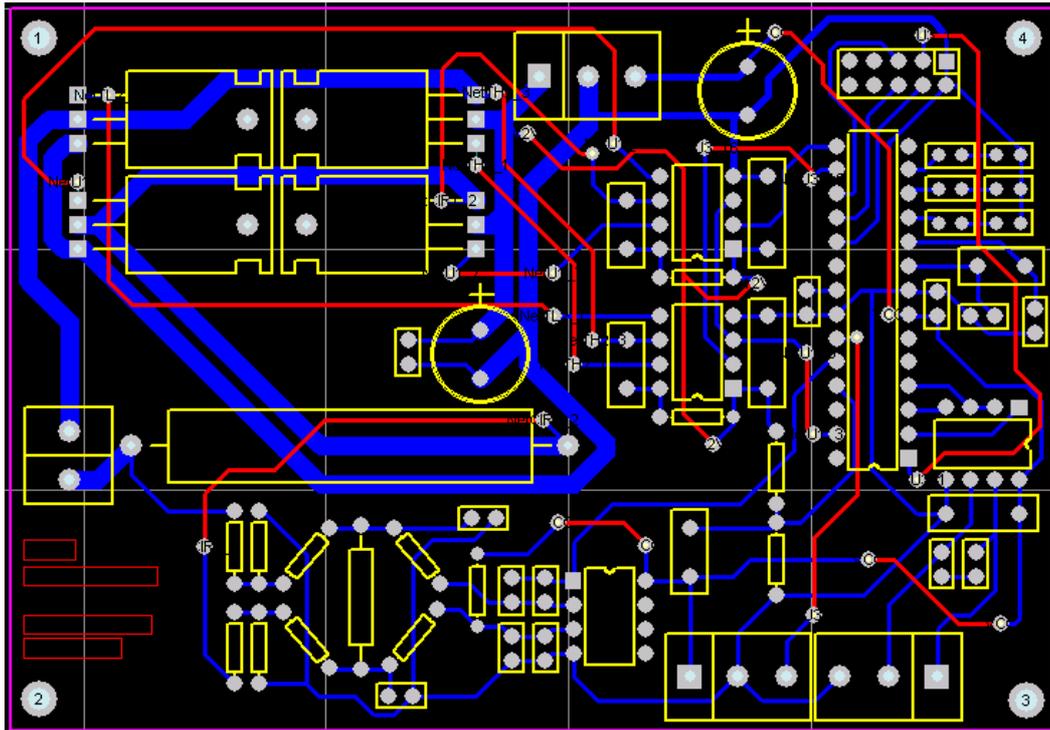


Figura I.4: Modelo PCB para Placa de Acionamento com Microcontrolador Embarcado

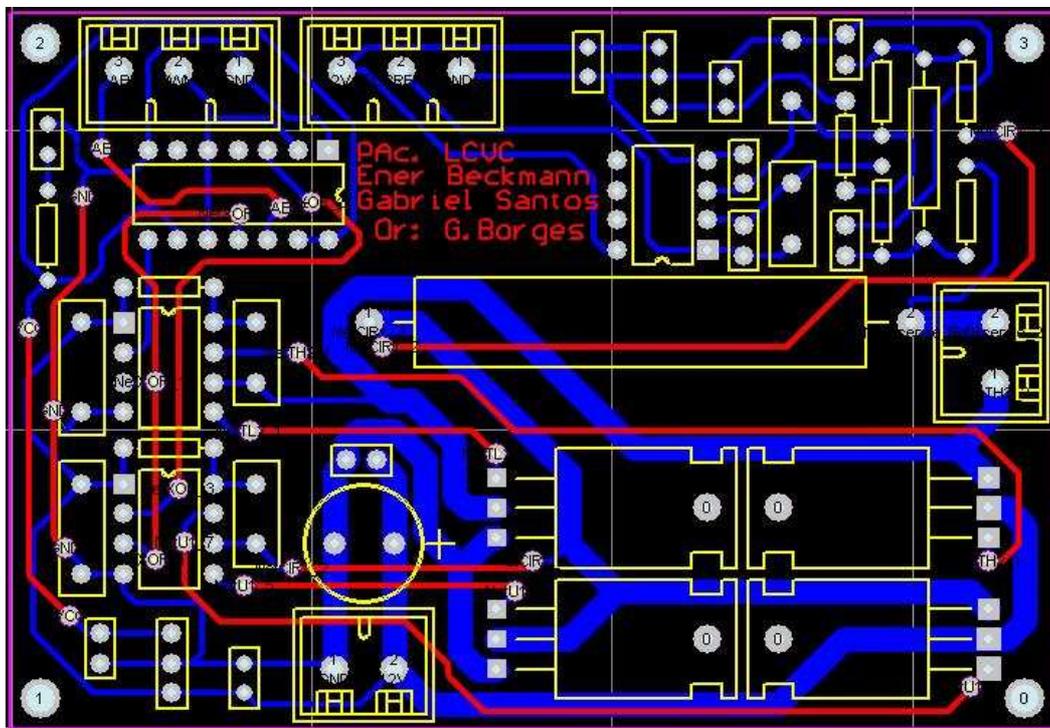


Figura I.5: Modelo PCB para Placa de Acionamento Simplificada

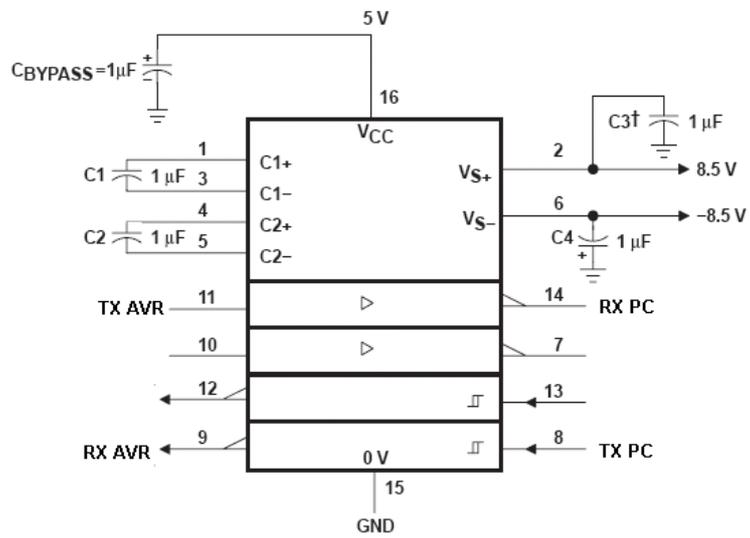


Figura I.6: Circuito para comunicação serial entre o ATMEGA8 e o PC usando MAX232

II. DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO CD

O CD em anexo contém os códigos de programas utilizados neste projeto. Ele está dividido em três partes: códigos do AVR, códigos do MatLab e arquivos do protel.

- Códigos do AVR
 - controladorPosicao.c - código do programa que faz o controle de posição da perna
 - controladorVelocidade.c - código do programa que faz o controle de velocidade
 - identificacao.c - código do programa que gera sinais PWM aleatórios para excitar o motor da junta do joelho e envia os dados de posição e do PWM para o computador pela porta serial
- Códigos do MatLab
 - identificacao.m - script que lê os dados do sistema enviados pelo ATMEGA8 e fornece os coeficientes do modelo ARX do sistema identificado
 - plotar - script que plota os dados da resposta do sistema
- Arquivos do Protel
 - placa1.ddb - arquivo referente a placa de acionamento com microcontrolador embarcado, contendo o circuito esquemático e o modelo para a impressão da placa
 - placa2.ddb - arquivo referente a placa de acionamento simplificada, contendo o circuito esquemático e o modelo para a impressão da placa