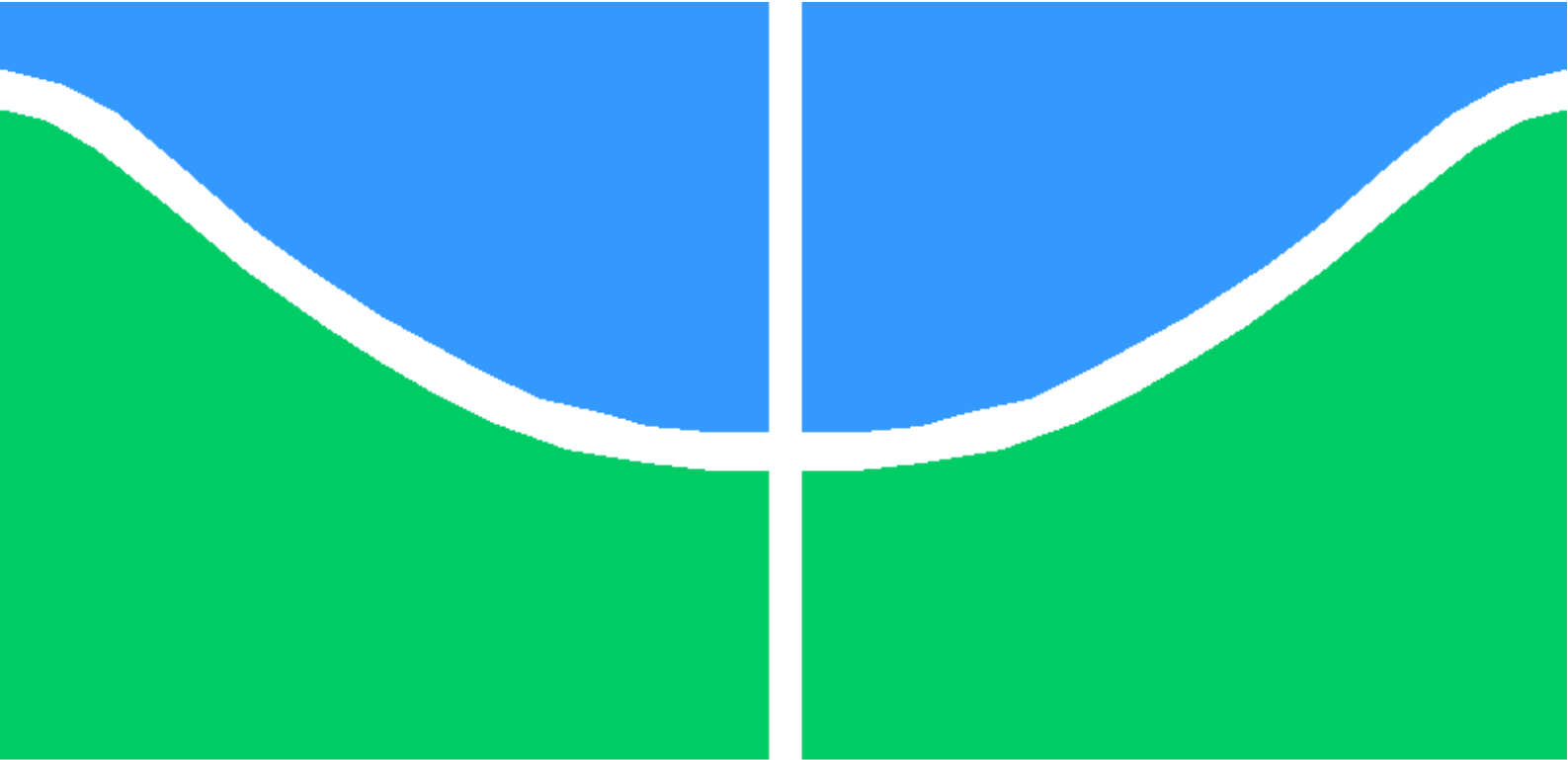




TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**CONTROLE ADAPTATIVO DE JUNTAS
PARA UMA PRÓTESE
ROBÓTICA DE PERNA**

Glauco Garcia Scandaroli

Brasília, julho de 2007

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**CONTROLE ADAPTATIVO DE JUNTAS
PARA UMA PRÓTESE
ROBÓTICA DE PERNA**

Glauco Garcia Scandaroli

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia
Elétrica como requisito parcial para obtenção
do grau de Engenheiro de Controle e Automação*

Banca Examinadora

Prof. Geovany Araújo Borges, ENE/UnB

Orientador

Prof. Adson Ferreira Rocha, ENE/UnB

Examinador interno

Prof. Lélío Ribeiro Soares Júnior, ENE/UnB

Examinador interno

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha mãe Celina, meu pai Antonio Carlos e meu irmão Thacio.

Glauco Garcia Scandaroli

Agradecimentos

Agradeço inicialmente aos meus pais, Celina e Antonio Carlos, por todo o exemplo e apoio nestes vinte e dois anos de vida e principalmente nestes últimos cinco de engenharia, nunca me deixando abater nas situações mais adversas. Este trabalho também é mérito de vocês!

Thacio, meu irmão, amigo e companheiro de viagens mundo afora.

Ao Prof. Geovany pela oportunidade deste desafio, orientação, suporte e dedicação no desenvolvimento deste projeto desde o início.

Aos técnicos do SG-09 pela ajuda na concepção da adaptação para a nova prótese, e na confecção das peças.

Aos alunos de graduação e pós-graduação do LARA, pela paciência e ajuda nos problemas, que não foram poucos.

E a todos que trabalharam em prol do curso nestes anos, seja na MECAJUN, seja no CATRON.

Glauco Garcia Scandaroli

RESUMO

Neste trabalho são apresentadas estratégias de controle de juntas para uma prótese robótica de perna para amputados acima do joelho. Inicialmente foi feita a adaptação da prótese protótipo para uma prótese mecânica comercial. Na sequência do projeto, foi desenvolvida uma placa versátil para o acionamento de motores de corrente contínua. São apresentados resultados quanto ao acionamento controlando a corrente de armadura em um motor de corrente contínua. A terceira parte trata do modelamento matemático, identificação de parâmetros do modelo da prótese e sobre a identificação utilizando redes neurais artificiais. Partindo do modelo não-linear estimado, são aplicadas estratégias de controle PID e MRAC. O sistema se comportou de forma satisfatória tanto para o controle PID quanto para o controle MRAC.

ABSTRACT

In this work there are presented strategies of joint control for an above-knee amputee prosthesis. Initially the prototype is adapted to a commercial mechanical prosthesis. After that, there is developed a versatile direct current motor driver. In this work, there are shown the results of the current source driver controlling the armature current of the direct current motor. The third part of the project concerns mathematical modeling, parameter identification of the prosthesis' model, and identification using artificial neural networks. Based on the estimated non-linear model, PID control and adaptive MRAC strategies are presented. The system presents satisfactory behaviour for both PID and MRAC strategies in experiments with the prosthesis.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	1
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	1
1.4	PRINCIPAIS RESULTADOS	2
1.5	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	2
2	FUNDAMENTOS BÁSICOS	4
2.1	MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA	4
2.2	ACIONAMENTO CHAVEADO	5
2.3	IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS	6
2.3.1	MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS	7
2.4	CONTROLE PID DIGITAL	8
2.5	CONTROLE ADAPTATIVO	8
2.5.1	CONTROLE ADAPTATIVO POR ESCALONAMENTO DE GANHO	9
2.5.2	CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA	9
2.6	REDES NEURAIS ARTIFICIAIS	11
2.6.1	A ESTRUTURA DE UM NEURÔNIO	12
2.6.2	TOPOLOGIA PERCEPTRON MULTI-CAMADA	12
2.6.3	IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS UTILIZANDO REDES NEURAIS	13
3	DESENVOLVIMENTO	16
3.1	INTRODUÇÃO	16
3.2	NOVA PRÓTESE ROBÓTICA DE PERNA	16
3.3	SERVO-AMPLIFICADOR PWM	17
3.3.1	PONTE-H	19
3.3.2	MODULADOR PWM	20
3.3.3	SENSOR DE CORRENTE	21
3.3.4	CONTROLADOR PI PARA FONTE DE CORRENTE	21
3.3.5	ACOPLAMENTO ÓPTICO	23
3.4	INTERFACE DE MEDIÇÃO, ACIONAMENTO E CONTROLE	23
3.5	SISTEMA DE CONTROLE POR COMPUTADOR	25
3.6	PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO	26
3.7	MODELAMENTO MATEMÁTICO	27

4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	29
4.1	INTRODUÇÃO	29
4.2	SERVO-AMPLIFICADOR PWM	29
4.3	IDENTIFICAÇÃO DO SISTEMA UTILIZANDO REDES NEURAIS	31
4.4	IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS PARA O MODELO PROPOSTO	32
4.5	CONTROLE PID	34
4.6	CONTROLE ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA	38
5	CONCLUSÕES	42
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	44
	ANEXOS	45
I	DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS	46
II	DESENHOS DE PEÇAS	48
III	DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO CD	52

LISTA DE FIGURAS

1.1	Arquitetura de instrumentação e controle para prótese.....	2
1.2	Prótese adaptada	3
2.1	Circuito equivalente para um motor de corrente contínua	4
2.2	Diagrama de blocos representativo do sistema elétrico de um motor de corrente contínua.....	5
2.3	Diagrama de blocos de um Controlador Adaptativo genérico	9
2.4	Diagrama de blocos Controlador por Escalonamento de Ganho.....	9
2.5	Diagrama de blocos MRAC	10
2.6	Representação de um neurônio	12
2.7	Topologia de uma rede neural MLP	12
2.8	Procedimento de identificação.....	13
2.9	Estrutura de um modelo ARX em uma rede neural	14
3.1	Peças originais da prótese mecânica doada pela <i>Ottobock</i>	17
3.2	Eixo para joelho.....	17
3.3	Junta para tornozelo	17
3.4	Eixo para tornozelo e pé	17
3.5	Prótese <i>Ottobock</i> adaptada.....	18
3.6	Diagrama representativo do Servo-Amplificador PWM.....	18
3.7	Versão inicial do Servo-Amplificador PWM.....	19
3.8	Diagrama de um modulador PWM	20
3.9	PWM com portadora triangular	20
3.10	Circuito de ajuste para o sinal modulante	21
3.11	Relação entre a medição e a corrente medida em sensores ACS704	21
3.12	Diagrama de blocos representativo de um sistema para controle de corrente em motores de corrente contínua	22
3.13	Circuito para o cálculo do erro de corrente	22
3.14	Circuito do controlador PI de corrente.....	23
3.15	Diagrama esquemático do CI 6N137 [1].....	24
3.16	Interface de medição, acionamento e controle	24
3.17	Diagrama representativo da placa de interface.....	24
3.18	Divisão da arquitetura de controle	26
3.19	Topologia da utilizada para o controle	26
3.20	Diagrama de corpo livre para forças exercidas no joelho	27

4.1	Modulador PWM. Gráfico (a): onda portadora. Gráfico (b) saída pwm para modulante de 2,5V.....	30
4.2	Estimação do modelo de corrente para o motor <i>MR910-27</i> . Corrente de armadura acima, referência abaixo.....	30
4.3	Fonte de corrente sintonizada para motor <i>MR910-27</i> . Corrente de armadura acima, referência abaixo.	31
4.4	Variação de posição angular para corrente de armadura. Gráfico (a): corrente de armadura. Gráfico (b): posição angular.	31
4.5	Dados para treinamento e validação da rede neural. Gráfico (a): corrente de armadura. Gráfico (b): posição angular.	32
4.6	Resultados da identificação utilizando rede neural. Gráfico (a): simulação da rede com os dados de treinamento. Medição em linha cheia, simulação em linha tracejada. Gráfico (b): simulação da rede com os dados de validação. Medição em linha cheia, simulação em linha tracejada. Gráfico (c): predição de uma amostra à frente com os dados de validação. Medição em linha cheia, predição em linha tracejada. Gráfico (d): predição de uma amostra à frente com os dados de validação. Medição em linha cheia, predição em linha tracejada.....	33
4.7	Estimação de parâmetros para modelo de primeira ordem de uma prótese de perna. Gráfico (a): corrente de armadura. Gráfico (b): medida de posição angular em traçado contínuo e estimação em tracejado	34
4.8	Projeto do controlador PID em tempo contínuo. Gráfico (a): lugar geométrico das raízes para modelo e controlador. Gráfico (b): posição do pólo dominante no LGR. ...	35
4.9	Resultados experimentais para a entrada triangular utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.	36
4.10	Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 0,5Hz utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.	36
4.11	Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 1Hz utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.	36
4.12	Diagrama de bode para o modelo de prótese controlado por um PID analógico em malha fechada	37
4.13	Resultados experimentais para entradas degrau utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.....	37
4.14	Resultados experimentais para entradas degrau utilizando controle PID com ganho integral maior. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.	38

4.15	Resultados experimentais para entradas degrau utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.	39
4.16	Resultados experimentais para a entrada triangular utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.....	40
4.17	Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 0,5Hz utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.	40
4.18	Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 1Hz utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.	41
4.19	Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 0,5Hz utilizando MRAC, ganho de adaptação discreto $T_s\gamma = 0,005$. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.	41

LISTA DE TABELAS

3.1	Parâmetros para sintonia do controlador PI analógico	23
4.1	Parâmetros utilizados no controlador PI - <i>Servo-Amplificador PWM</i>	31
4.2	Parâmetros estimados para modelo de segunda ordem	33
4.3	Parâmetros estimados para modelo de primeira ordem	33
4.4	Parâmetros de tempo contínuo do controlador PID	34
4.5	Parâmetros de tempo contínuo do controlador PID com maior ganho integral	37

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

g	aceleração da gravidade	$[m/s^2]$
i	corrente elétrica	$[A]$
k	amostra	
m	massa	$[kg]$
t	tempo	$[s]$
v	tensão elétrica	$[V]$
L	indutância	$[\Omega]$
R	resistência elétrica	$[H]$
J	momento de inércia no eixo do motor	$[kg.m^2]$
b	coeficiente de atrito	$[N.m/rad/s]$

Símbolos Gregos

ψ	Fluxo magnético	$[Wb]$
ω	velocidade angular	$[rad/s]$
ϕ	posição angular	$[rad]$
τ	torque	$[N.m]$
φ	vetor de parâmetros	
λ	vetor de parâmetros	
θ	parâmetros de adaptação	
γ	ganho de adaptação	
ζ	constante de tempo de um sistema de primeira ordem	

Sobrescritos

*	referência
---	------------

Subscritos

f	campo
b	contra eletro-motriz
em	eletro-mecânico
a	armadura
e	elétrico
m	modelo de referência
p	proporcional
d	derivativo
i	integral
H	nível alto
L	nível baixo
tb	tíbia
est	estimado
mod	modulante

Siglas

LARA	Laboratório de Robótica e Automação
GPDS	Grupo de Processamento Digital de Sinais
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
PI	Proporcional, Integral
PID	Proporcional, Integral e Derivativo
MRAC	Controlador Adaptativo por Modelo de referência (<i>Model Reference Adaptive Controller</i>)
ARX	Autoregressivo com entrada exógena (<i>Autoregressive with exogenous input</i>)
CI	Circuito Integrado
AD	Analógico - Digital
DA	Digital - Analógico

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Atualmente, são desenvolvidas pesquisas na área de robótica de reabilitação no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília. Um dos principais projetos é uma união entre o Laboratório de Robótica e Automação (LARA) e o Grupo de Processamento Digital de Sinais (GPDS) e consiste no desenvolvimento de uma prótese ativa de perna para amputados acima do joelho. A prótese visa melhorar a locomoção de amputados em terrenos inclinados e com obstáculos, visto que próteses mecânicas passivas não apresentam resistência suficiente para locomoção nestes terrenos. Os comandos para a movimentação da prótese são captados através de sinais eletromiográficos e medições de posição (atitude) com relação ao solo e ao eixo de gravidade.

A proposta inicial é que a prótese possua três graus de liberdade: um para o joelho e dois movimentos para o pé, visando um auxílio na marcha e estabilização do paciente. A primeira estrutura mecânica foi desenvolvida em [2].

1.2 Definição do problema

A arquitetura do sistema apresentada em [2] é atualizada, como mostrado na Figura 1.1, reduzindo o número de microprocessadores utilizados e alterando a estimativa de atitude. A leitura dos sinais eletromiográficos é feita a partir da coxa, e com estes dados o microprocessador principal monta a trajetória a ser executada pelo joelho. Com informações sobre a atitude da perna, obtém-se a trajetória que será executada pelo pé e pelo tornozelo.

O ponto de partida para se implementar o controle de trajetória é um sistema de acionamento para os motores e o controle de posição da prótese.

1.3 Objetivos do projeto

O trabalho apresentado neste documento tem como objetivo implementar um controlador adaptativo de posição no joelho da prótese. Para tornar possível esta implementação, deve-se cumprir

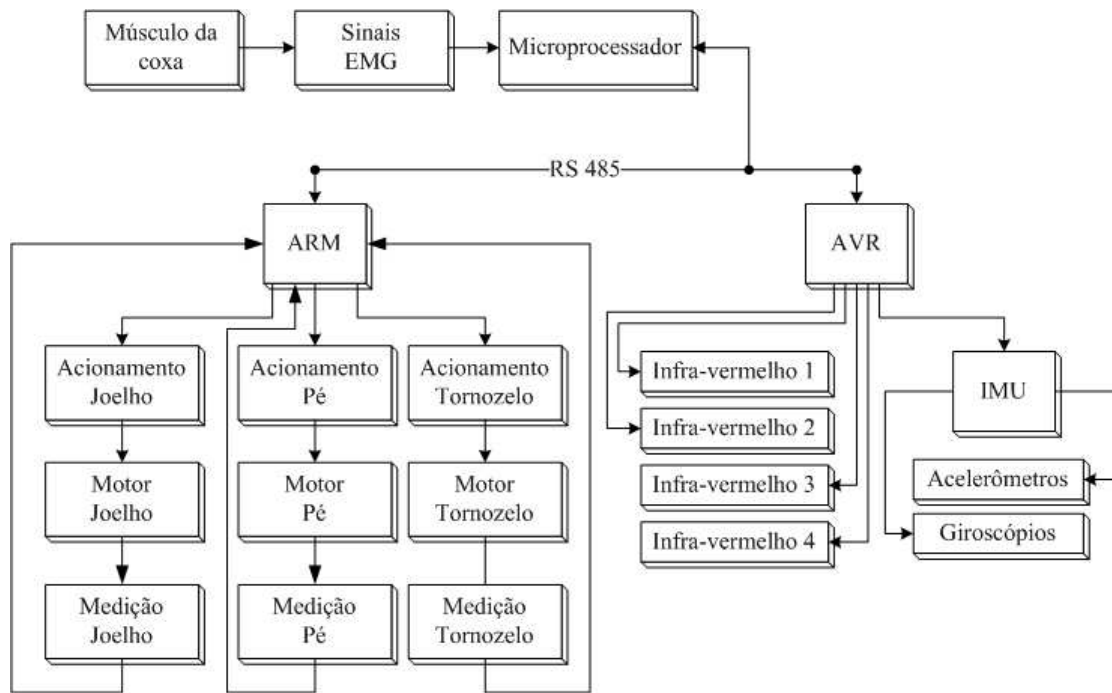


Figura 1.1: Arquitetura de instrumentação e controle para prótese

objetivos menores como a adaptação para uma prótese comercial fornecida pela empresa *Ottobock*, a conclusão de uma placa para acionamento dos motores e a proposta de um modelo matemático para o sistema.

1.4 Principais resultados

O primeiro resultado deste trabalho é o desenvolvimento de uma placa para acionamento de motores. Esta placa pode ser acionada de três formas: PWM externo, PWM interno analógico e fonte de corrente. Esta placa já produz resultados em outros projetos desenvolvidos no LARA [3].

O resultado principal diz respeito ao controle da junta. Foram implementados dois tipos de controladores com resultados satisfatórios utilizando o modelo linear proposto.

1.5 Apresentação do manuscrito

No capítulo 2 é apresentada a teoria utilizada em todas as abordagens de controle da prótese, como técnicas de identificação de parâmetros, controle digital, controle adaptativo e redes neurais com ênfase em identificação de sistemas. No capítulo 3 é apresentado o trabalho desenvolvido antes da implementação do controle: adaptação da prótese; desenvolvimento da placa de acionamento; desenvolvimento da interface de medição e controle e o modelamento matemático do sistema. No capítulo 4 são apresentados os resultados obtidos com a placa de acionamento, identificação de sistema utilizando redes neurais, identificação linear e as implementações de controle PID e controle adaptativo. No capítulo 5 são apresentadas as conclusões e sugestões para trabalhos

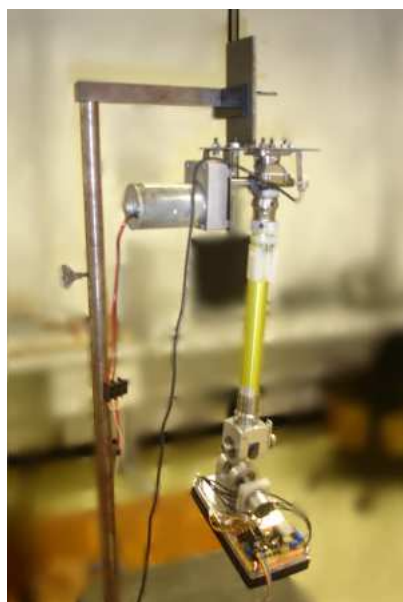


Figura 1.2: Prótese adaptada

futuros. O anexo I apresenta os esquemáticos dos circuitos desenvolvidos e o projeto das peças para a adaptação da prótese. O anexo II apresenta as figuras utilizadas para a montagem das peças na adaptação da prótese. O anexo III descreve o conteúdo do CD com material complementar.

Capítulo 2

Fundamentos Básicos

2.1 Motores de Corrente Contínua

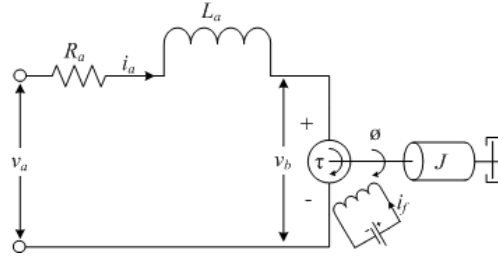


Figura 2.1: Circuito equivalente para um motor de corrente contínua

Motores de corrente contínua podem ser modelados pelo circuito da Figura 2.1, em que v_a é a tensão de armadura, R_a a resistência e L_a a indutância do enrolamento da bobina de campo, i_a é a corrente de armadura, v_b é a tensão contra eletromotriz gerada pela movimentação do rotor, i_f é a corrente de campo, ϕ é o deslocamento angular do motor, J é o momento de inércia equivalente do motor e da carga referido ao eixo do motor e b é o coeficiente de atrito viscoso equivalente do motor e da carga referidos ao eixo do motor.

O fluxo magnético ψ nos motores de corrente contínua é estabelecido pelo estator. Este fluxo magnético pode ser produzido devido a um ímã permanente ou a uma corrente passando pela bobina de campo:

$$\psi = K_f i_f \quad (2.1)$$

em que K_f é constante. Aplicando uma tensão constante na armadura, ou utilizando um ímã permanente, o valor de ψ é constante então o torque no motor é dado por:

$$\tau_{em} = K_t \psi i_a = K_a i_a \quad (2.2)$$

em que K_a é a constante de torque elétrico do motor.

Com o modelo da Figura 2.1, se o rotor estiver em movimento é gerada uma tensão proporcional

à velocidade de rotação:

$$v_b(t) = K_e \omega = K_e \frac{d\phi}{dt} \quad (2.3)$$

em que v_b é a força contra eletro motriz e K_e é a constante de força contra eletro motriz.

Então, da equação (2.3) verifica-se que a velocidade de um motor de corrente contínua é controlada pela tensão de armadura v_a . Da Figura 2.1 retira-se a equação diferencial:

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + v_b = v_a \quad (2.4)$$

A partir da equação (2.4), pode-se deduzir a relação entre a corrente de armadura e as tensões de armadura e contra eletro-motriz no domínio de Laplace:

$$I_a(s) = \frac{1/R_a}{(L_a/R_a)s + 1} (V_a(s) - V_b(s)) \quad (2.5)$$

desta forma o sistema elétrico de um motor de corrente contínua pode ser representado como no diagrama de blocos da Figura 2.2 fazendo:

$$G(s) = \frac{1/R_a}{(L_a/R_a)s + 1}$$



Figura 2.2: Diagrama de blocos representativo do sistema elétrico de um motor de corrente contínua

Como a corrente de armadura produz um torque no eixo mecânico, este torque causa o seguinte deslocamento angular:

$$J \frac{d^2\phi}{dt^2} + b \frac{d\phi}{dt} = \tau = K_a i_a \quad (2.6)$$

então, obtém-se a relação no domínio de Laplace entre a corrente e o deslocamento angular:

$$\phi(s) = \frac{K_a}{s(Js + b)} I_a(s) \quad (2.7)$$

2.2 Acionamento Chaveado

Um tipo de acionamento geralmente utilizado em motores de corrente contínua é o acionamento chaveado. Este tipo de acionamento é realizado alternando a tensão de armadura do motor em dois valores distintos através de chaves. O valor efetivo de tensão sobre o motor fazendo-se uma média ponderada entre os tempos em que o motor fica submetido a cada valor de tensão, como mostra a equação:

$$v_a = \frac{V_H t_H + V_L t_L}{t_H + t_L} \quad (2.8)$$

em que V_H e V_L são os níveis de tensão aplicados no motor quando a chave está aberta ou fechada, e t_H e t_L são os tempos que a carga fica submetida as tensões V_H e V_L respectivamente. Define-se o ciclo de trabalho D como:

$$D = \frac{t_H}{T} \quad (2.9)$$

em que T é o período de chaveamento, definido como:

$$T = t_H + t_L \quad (2.10)$$

Considerando a relação entre a tensão e corrente de armadura apresentada na equação (2.5), verifica-se que a função de transferência é similar a de um filtro passa baixas de primeira ordem

$$H(s) = \frac{H_0}{\zeta s + 1}$$

em que H_0 é o ganho em regime permanente para excitação de corrente contínua e ζ é a constante tempo do filtro. Utilizando o período de chaveamento muito menor que a constante de tempo elétrica do motor L_a/R_a , a corrente no motor responde somente ao valor médio da tensão de armadura:

$$v_a = DV_H + (1 - D)V_L \quad (2.11)$$

O chaveamento pode ser feito utilizando a técnica de modulação da largura de pulso, ou PWM do inglês *Pulse Width Modulation*, que possui frequência constante e ciclo de trabalho variável.

2.3 Identificação de parâmetros

Modelos lineares de sistemas dinâmicos podem ser representados em tempo discreto por equações do tipo:

$$y(k) = \varphi_1(k)\lambda_1 + \varphi_2(k)\lambda_2 + \dots + \varphi_n(k)\lambda_n = \varphi^T(k)\lambda \quad (2.12)$$

ou pode-se utilizar a notação utilizando vetores:

$$y(k) = \varphi^T(k) \cdot \lambda \quad (2.13)$$

em que:

$$\begin{aligned} \varphi^T(k) &= \begin{bmatrix} \varphi_1(k) & \varphi_2(k) & \dots & \varphi_n(k) \end{bmatrix} \\ \lambda^T &= \begin{bmatrix} \lambda_1 & \lambda_2 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Em que o vetor λ contém os parâmetros do sistema e o vetor $\varphi(k)$ são as entradas do sistema. A variável k denota o instante que as amostras foram feitas.

Exemplo:

Considere um sistema em tempo discreto que seja expresso pela equação:

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) \quad (2.14)$$

em que q é o operador de atraso, e:

$$A(q) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_mq^{-m} \quad (2.15)$$

$$B(q) = b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_mq^{-n} \quad (2.16)$$

com $n > 0$.

O sistema pode ser reescrito expandindo as funções $A(q)$ e $B(q)$:

$$\begin{aligned} y(k) = & b_1u(k-1) + b_2u(k-2) + \dots + b_nu(k-n) \\ & - a_1y(k-1) - a_2y(k-2) + \dots - a_my(k-m) \end{aligned} \quad (2.17)$$

e os vetores $\varphi(k)$ e λ :

$$\begin{aligned} \varphi^T(k) = & \begin{bmatrix} u(k-1) & u(k-2) & \dots & u(k-n) & y(k-1) & y(k-2) & \dots & y(k-m) \end{bmatrix} \\ \lambda^T = & \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \dots & b_n & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_m \end{bmatrix} \end{aligned}$$

2.3.1 Método dos mínimos quadrados

Com o intuito de se identificar os parâmetros do modelo, é comum utilizar métodos computacionais para facilitar o trabalho. Neste sentido, é realizado um experimento e faz-se a coleta de dados que são separados em pares $Z = \{(y(k), \varphi(k)), k = 1, 2, \dots, N\}$. O problema da estimação de parâmetros se resume a encontrar os parâmetros $\hat{\lambda}$ que minimizem a função de custo:

$$V(\lambda, N) = \sum_{k=1}^N (y(k) - \varphi^T(k)\lambda)^2 \quad (2.18)$$

ou seja:

$$\hat{\lambda} = \arg \min_{\lambda} V(\lambda, N) \quad (2.19)$$

Utilizando as notações:

$$Y^T = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \dots & y(N) \end{bmatrix}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \varphi^T(2) \\ \vdots \\ \varphi^T(N) \end{bmatrix}$$

A função de custo descrita na equação (2.18) pode ser escrita da seguinte forma:

$$V(\hat{\lambda}, N) = (Y - \Phi\hat{\lambda})^T(Y - \Phi\hat{\lambda}) \quad (2.20)$$

$$V(\hat{\lambda}, N) = Y^TY - Y^T\Phi\hat{\lambda} - \hat{\lambda}^T\Phi^TY + \hat{\lambda}^T\Phi^T\Phi\hat{\lambda} \quad (2.21)$$

E completando os quadrados da equação (2.21) encontra-se:

$$\begin{aligned} V(\hat{\lambda}, N) = & Y^TY - Y^T\Phi\hat{\lambda} - \hat{\lambda}^T\Phi^TY + \hat{\lambda}^T\Phi^T\Phi\hat{\lambda} \\ & + Y^T\Phi(\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY - Y^T\Phi(\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$V(\hat{\lambda}, N) = Y^T(I - \Phi(\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^T)Y + \left(\hat{\lambda} - (\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY\right)^T \Phi^T\Phi \left(\hat{\lambda} - (\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY\right) \quad (2.23)$$

Como o primeiro termo da equação (2.23) é independente de λ , o mínimo da função de custo é determinado por:

$$\hat{\lambda} = (\Phi^T\Phi)^{-1}\Phi^TY \quad (2.24)$$

E expandindo para a forma de somatório:

$$\hat{\lambda} = \left(\sum_{k=1}^N \varphi(k)\varphi^T(k)\right)^{-1} \cdot \left(\sum_{k=1}^N \varphi(k)y(k)\right) \quad (2.25)$$

2.4 Controle PID Digital

O controle PID constitui na união de três ações de controle: proporcional, integral e derivativa. Em tempo contínuo estas ações constituem:

$$u_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (2.26)$$

$$u_i(t) = K_i \int_0^t e(t)dt \quad (2.27)$$

$$u_d(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.28)$$

em que K_p é o ganho proporcional, K_i é o ganho integral e K_d é o ganho derivativo.

Utilizando o método de Euler para aproximar as equações (2.26), (2.27) e (2.28), obtém-se:

$$u_p(k) = K_p \cdot e(k) \quad (2.29)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + T \cdot K_i \cdot e(k) \quad (2.30)$$

$$u_d(k) = \frac{K_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \quad (2.31)$$

sendo T o período de amostragem do sistema, a ação do controlador PID é:

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k)$$

Assim, deve-se ajustar os valores de K_p , K_i e K_d para obter a resposta desejada.

2.5 Controle Adaptativo

Adaptação pode ser considerada a qualidade de um sistema alterar o próprio comportamento para responder à diferentes situações. Enquanto a abordagem de controle clássico busca reduzir efeitos de distúrbios da planta, o controle adaptativo vai além considerando variações de parâmetros no modelo do sistema durante o passar do tempo. Um controlador adaptativo é composto por *um controlador com parâmetros ajustáveis e um mecanismo para o ajuste destes parâmetros* [4]. Em suma, como pode ser visto na Figura 2.3, um controlador adaptativo é representado por um ramo de realimentação e outro ramo de ajuste dos parâmetros.

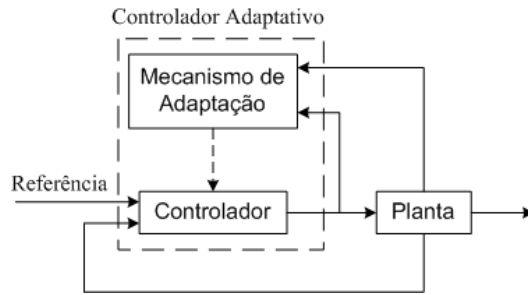


Figura 2.3: Diagrama de blocos de um Controlador Adaptativo genérico

2.5.1 Controle Adaptativo por Escalonamento de Ganho

Controladores Adaptativos por Escalonamento de Ganho consistem basicamente em controladores lineares com ganhos que mudam em função de variáveis medidas, como é demonstrado no diagrama de blocos da Figura 2.4.

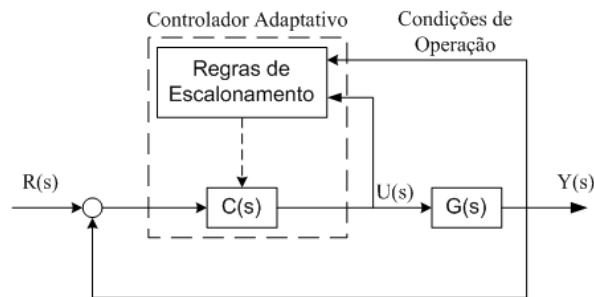


Figura 2.4: Diagrama de blocos Controlador por Escalonamento de Ganho

Este ajuste no ganho serve para compensar alterações na dinâmica do processo causadas por diferentes pontos de operação, uma das fontes destas alterações são não-linearidades do sistema. Então, o foco principal do controlador por escalonamento de ganho é encontrar parâmetros satisfatórios para todos os pontos de operação do sistema, o que requer um certo conhecimento do sistema a ser controlado. Após determinar as variáveis que influenciam na operação do sistema, determinam-se controladores para os pontos de operação, e estes controladores são pré-programados para atuarem em sua região de operação.

O controlador por escalonamento de ganho é simples de ser implementado, mas em alguns casos pode consumir muito tempo para a definição de pontos de operação e dos respectivos ganhos. Outro problema no escalonamento é que, como pode ser visto na Figura 2.4, o caminho do escalonamento é de malha aberta, ou seja, não há uma compensação para um escalonamento incorreto.

2.5.2 Controle Adaptativo por Modelo de Referência

Controladores adaptativos por modelo de referência, ou MRAC (do inglês *Model Reference Adaptive Controller*), são servo-sistemas cuja saída desejada é a mesma saída gerada pela excitação de um modelo de referência. As regras de adaptação são baseadas na teoria de estabilidade de Lyapunov. O diagrama de blocos de um MRAC está representado na Figura 2.5.

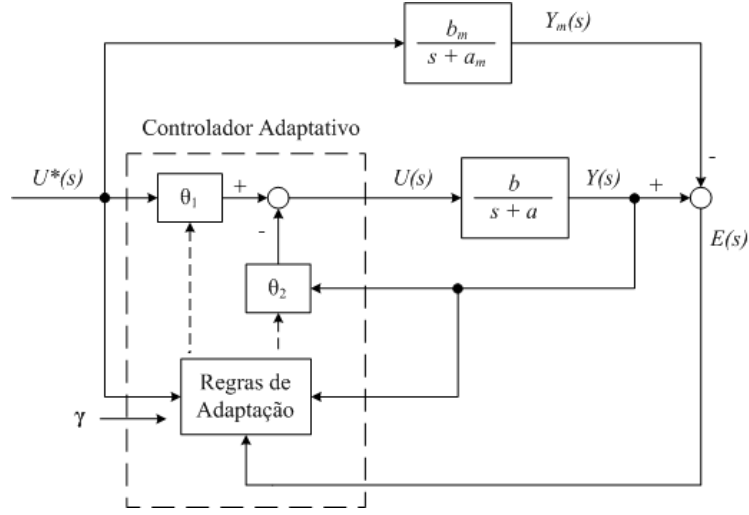


Figura 2.5: Diagrama de blocos MRAC

Como exemplo, considere um sistema de primeira ordem representado pela seguinte equação diferencial [4]:

$$\frac{dy}{dt} = -ay(t) + bu(t) \quad (2.32)$$

Deseja-se que a saída do sistema, em malha fechada, tenha resposta como a do modelo de referência:

$$\frac{dy_m}{dt} = -a_my_m(t) + b_mu^*(t) \quad (2.33)$$

em que $a_m > 0$

Para que o modelo da equação (2.32) se comporte como o modelo de referência da equação (2.33), é inserida a seguinte lei de controle:

$$u(t) = \theta_1 u^*(t) - \theta_2 y(t) \quad (2.34)$$

Então para que a resposta do sistema seja igual à do modelo de referência, deve-se ter os seguintes parâmetros:

$$\theta_1 = \frac{b_m}{b} \quad (2.35)$$

$$\theta_2 = \frac{a_m - a}{b} \quad (2.36)$$

De certa forma há somente estimativas iniciais dos parâmetros a e b . Caso os parâmetros não sejam exatos ou o sistema varie no tempo, o controlador deve ser capaz de corrigir o erro com relação a y_m com a mudança dos parâmetros θ_1 e θ_2 .

Define-se o erro como:

$$e(t) = y(t) - y_m(t) \quad (2.37)$$

Considerando que o objetivo do controlador é um erro pequeno, temos a seguinte derivada do erro:

$$\frac{de(t)}{dt} = -a_me(t) - (b\theta_2 + a - a_m)y(t) + (b\theta_1 - b_m)u^*(t) \quad (2.38)$$

Introduzindo a seguinte função de custo para o MRAC:

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2} \left(e^2(t) + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\theta_1 - b_m)^2 \right) \quad (2.39)$$

$V(e, \theta_1, \theta_2)$ é zero se o erro $e(t)$ for zero e os parâmetros forem iguais às equações (2.35) (2.36). Sendo $V(e, \theta_1, \theta_2)$ classificada como uma função de Lyapunov, a derivada dV/dt deve ser negativa, para se ter garantia de estabilidade [4].

Portanto,

$$\frac{dV}{dt} = e(t)\frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m)\frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m)\frac{d\theta_1}{dt} \quad (2.40)$$

Com as equações (2.38) e (2.40), obtém-se:

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = & -a_me^2(t) \\ & + \frac{1}{\gamma}(b\theta_2 + a - a_m) \left(\frac{d\theta_2}{dt} - \gamma y(t)e(t) \right) \\ & + \frac{1}{\gamma}(b\theta_1 - b_m) \left(\frac{d\theta_1}{dt} + \gamma u^*(t)e(t) \right) \end{aligned} \quad (2.41)$$

em que γ é o ganho de adaptação dos parâmetros do controlador. Se as equações diferenciais que regem a evolução dos parâmetros no tempo forem dadas por:

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma u^*(t)e(t) \quad (2.42)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = \gamma y(t)e(t) \quad (2.43)$$

obtém-se

$$\frac{dV}{dt} = -a_me^2(t) \quad (2.44)$$

Isto implica que, sendo $V(t)$ real positiva, $V(t) \leq V(0)$ e $e(t)$, θ_1 , θ_2 devem ser limitados.

2.6 Redes Neurais Artificiais

Grande parte da literatura sobre identificação de sistemas e controle faz uma abordagem voltada para sistemas lineares representados por equações diferenciais ordinárias, no caso de se trabalhar em tempo contínuo, ou por equações de diferenças finitas, no caso de se trabalhar em tempo discreto.

Mas a maioria dos sistemas não é linear, e em alguns casos não se consegue de forma simples uma boa aproximação para o modelo. Para estes casos há o interesse no estudo da identificação e controle de sistemas não-lineares e é uma das áreas onde as redes neurais se destacam [5].

Não há um consenso sobre uma definição para redes neurais, mas a maioria das redes podem ser descritas como um *sistema com vários elementos, chamados de neurônios, conectados em uma rede com um conjunto de pesos*.

2.6.1 A estrutura de um neurônio

O neurônio é o elemento de processamento em redes neurais. Ele recebe um número finito de entradas, efetua a soma ponderada destas entradas e usa o resultado da soma como argumento para uma função de ativação.

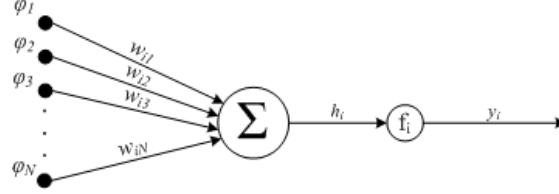


Figura 2.6: Representação de um neurônio

$$y_i = f_i(h_i) = f_i \left(\sum_{j=1}^N w_{i,j} \right) \quad (2.45)$$

Dependendo da topologia da rede neural, as entradas de um neurônio podem ser entradas externas, saídas de outros neurônios ou saídas do mesmo neurônio.

2.6.2 Topologia Perceptron Multi-camada

Os neurônios podem ser arranjados de diversas formas em uma rede neural, a mais usual de se dispor é a Perceptron Multi-camada [5], ou MLP do inglês *multilayer perceptron*. Uma rede neural MLP, como pode ser visto na Figura 2.7, é construída em camadas, e as camadas consistem em um número finito de neurônios. Cada camada pode receber como entrada somente saídas de camadas anteriores ou entradas externas.

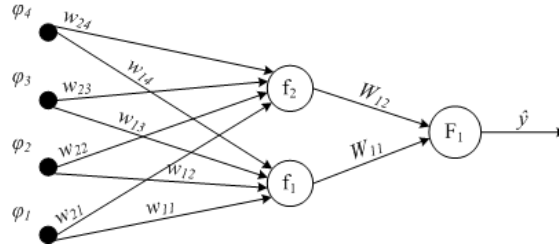


Figura 2.7: Topologia de uma rede neural MLP

A fórmula matemática que representa uma rede MLP é:

$$\hat{y}_i(t) = g_i[\varphi, \theta] = F_i \left[\sum_{j=1}^{n_h} W_{i,j} f_j \left(\sum_{l=1}^{n_\varphi} w_{j,l} \varphi_l \right) \right] \quad (2.46)$$

em que θ representa o vetor de parâmetros, também chamados de pesos, da rede.

2.6.3 Identificação de sistemas utilizando redes neurais

Dependendo do conhecimento prévio que se tem do sistema, a identificação pode ser realizada de diversas formas. Havendo um conhecimento prévio do sistema e se este for linear, pode-se utilizar o método dos mínimos quadrados. Quando o sistema não é linear ou o modelamento do sistema é complexo outras formas de identificação podem ser abordadas, e uma delas é a identificação por redes neurais.

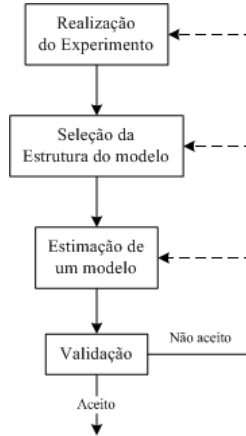


Figura 2.8: Procedimento de identificação

Para identificação de sistemas é comum utilizar o processo descrito na Figura 2.8.

2.6.3.1 Experimentação

O primeiro passo é a realização do experimento, que consiste em coletar dados que descrevem bem o sistema. O princípio básico é variar o sinal de entrada, coletar a saída e a partir do conjunto de dados

$$Z^N = \{[u(k), y(k)], k = 1, \dots, N\}$$

inferir um modelo para o sistema.

2.6.3.2 Seleção de estruturas

Como estrutura do modelo, deve-se selecionar dentre várias opções aquela que representará o sistema. Dentre várias opções de estruturas temos a MLP com um modelo auto-regressivo com entrada exógena, ARX do inglês *AutoRegressive with eXogenous input*.

Um sistema pode ser considerado linear se é possível escrevê-lo [6]:

$$y(k) = G(q^{-1})u(k) + H(q^{-1})e(k) \quad (2.47)$$

em que $u(k)$ é a entrada, $e(k)$ é um ruído branco e independente do sinal de entrada, G e H são funções de transferência.

Na identificação de sistemas, deseja-se obter boas estimativas para G e H . Uma medida de qualidade das estimativas pode ser a distância dos erros de predição um passo a frente. A predição pode ser representada por:

$$y(k|k-1) = H^{-1}(q^{-1})G(q^{-1})u(k) + [1 - H^{-1}(q^{-1})]y(k) \quad (2.48)$$

acrescentando os parâmetros θ do modelo MLP:

$$\hat{y}(k|k-1, \theta) = H^{-1}(q^{-1}, \theta)G(q^{-1}, \theta)u(k) + [1 - H^{-1}(q^{-1}, \theta)]y(k) \quad (2.49)$$

O modelo ARX corresponde à uma escolha de:

$$G(q^{-1}, \theta) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad H(q^{-1}, \theta) = \frac{1}{A(q^{-1})} \quad (2.50)$$

e a equação do preditor (2.49) com o modelo ARX:

$$\begin{aligned} \hat{y}(k|\theta) &= q^{-d}B(q^{-1})u(k) + [1 - A(q^{-1})]y(k) \\ &= \varphi^T(k)\theta \end{aligned} \quad (2.51)$$

e

$$\varphi(k) = [y(k-1) \ \dots \ y(k-n), \ u(k-d) \ \dots \ u(k-d-m)]^T \quad (2.52)$$

$$\theta = [-a_1 \ \dots \ -a_n, \ b_o \ \dots \ b_m]^T \quad (2.53)$$

em que d é o atraso da entrada, n é a quantidade de amostras da saída que influenciam na próxima saída e m é a quantidade de amostras da entrada que influenciam na próxima saída.

O ponto mais importante do modelo ARX é que o preditor sempre será estável, mesmo se o sistema for instável [5]. Em redes neurais, o modelo ARX é utilizado como na Figura 2.9.

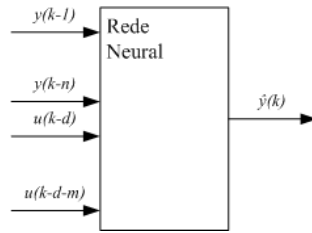


Figura 2.9: Estrutura de um modelo ARX em uma rede neural

2.6.3.3 Determinação dos pesos

O problema da determinação dos pesos de uma rede neural é também chamado de *treinamento*, sendo aplicado sobre um conjunto de dados:

$$Z^N = \{[u(k), y(k)], T = 1, \dots, N\} \quad (2.54)$$

e uma estrutura de rede neural

$$y(k) = \hat{y}(k|\theta) + e(k) = g[t, \theta] + e(k) \quad (2.55)$$

Então, o *treinamento* significa mapear do conjunto de dados para um conjunto de parâmetros da rede neural

$$Z^N \rightarrow \hat{\theta} \quad (2.56)$$

e o modelo resultante deve ter predições próximas do modelo real. Para medir o quão próxima a predição é do modelo real, utiliza-se a seguinte função de custo:

$$V_N(\theta, Z^N) = \sum_{k=1}^N [y(k) - \hat{y}(k|\theta)]^2 \quad (2.57)$$

e a partir da função de custo deve-se encontrar o θ que minimize a função de custo $V_N(\theta, Z^N)$

Este problema de minimização do erro quadrático (2.57), é conhecido como método dos mínimos quadrados não-linear . Diversos métodos de minimização do erro são descritos em [5] aproximando a função de custo por uma expansão em série de Taylor de segunda ordem:

$$V_N(\theta, Z^N) = V_N(\theta^*, Z^N) + (\theta - \theta^*)V'_N(\theta^*, Z^N) + \frac{1}{2}(\theta - \theta^*)V''_N(\theta^*, Z^N) \quad (2.58)$$

e há uma busca pelo valor mínimo de θ da forma:

$$\theta^{i+1} = \theta^i + \mu^i f^i \quad (2.59)$$

Não há garantia de que os métodos sempre convirjam para o mínimo global. A convergência depende dos valores escolhidos para θ^0 .

Pode ser interessante treinar a rede neural enquanto os dados são coletados, para esta situação existem algoritmos de treinamento *on-line* descritos em [5].

Capítulo 3

Desenvolvimento

3.1 Introdução

Para a continuidade dos trabalhos de pesquisa com a prótese de perna, inicialmente foi feita uma adaptação do projeto inicial [2] para a prótese cedida pela empresa *Ottobock*, apresentados na Figura 3.1. Com uma nova prótese, foi desenvolvido um sistema para o acionamento dos motores, interfaces para medição de posição e corrente além de se definir um protocolo de comunicação entre os periféricos que estarão presentes futuramente na prótese. Por fim, foi descrito um modelo matemático para a posição da perna, para a partir deste modelo ser feita a identificação dos parâmetros para se realizar o controle de posição.

3.2 Nova prótese robótica de perna

Foi doada pela empresa *Ottobock* uma prótese de perna com um joelho mecânico modelo *3R15* e pé articulado modelo *1H38*. A mecânica do joelho é constituída por duas peças presas por um parafuso e conectados à tibia por uma mola que faz o retorno da tibia durante o movimento de balanço. O pé possui um grau de liberdade, porém com excursão pequena. Com esta configuração, a prótese possui dois graus de liberdade, entretanto não há possibilidade de controle.

No projeto inicial a prótese de perna teria três graus de liberdade, todos controlados por motores de corrente contínua. Visando este requisito de projeto, foram feitas alterações na conexão do joelho mecânico e adaptado o pé da prótese antiga para se encaixar na nova prótese.

Para a movimentação do joelho foi mantido o motor *MR910-27* da Motron [2]. A conexão com a peça mecânica do joelho é feita por um eixo, mostrado na Figura 3.2, que substitui o parafuso original. De modo a evitar que eixo desenrosque e ainda se efetuar a conexão do sensor de posição angular, é utilizada uma porca sextavada no final do eixo.

Para continuar com os graus de liberdade no pé da prótese, o conjunto tornozelo-pé foi aproveitado do projeto inicial, mas os motores foram trocados por moto-redutores da Jameco¹. Para o encaixe do conjunto pé-tornozelo na prótese foi feita uma adaptação na peça de junta do tornozelo

¹<http://www.jameco.com/>



(a) Joelho 3R15



(b) Pé 1H30

Figura 3.1: Peças originais da prótese mecânica doada pela *Ottobock*
fonte: www.ottobock.com.br

conforme pode ser verificado na Figura 3.4.

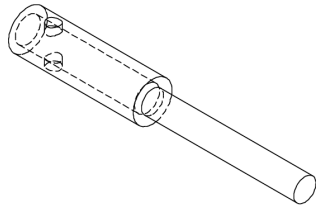


Figura 3.2: Eixo para joelho

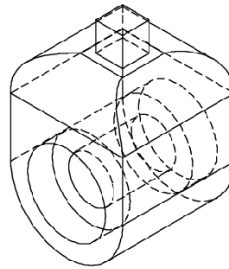


Figura 3.3: Junta para tornozelo

Os eixos existentes não eram compatíveis com os moto-redutores. Então foram desenvolvidos novos eixos baseados no projeto inicial, como apresentado na Figura 3.4.

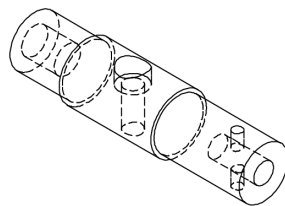


Figura 3.4: Eixo para tornozelo e pé

O resultado da adaptação é apresentado na Figura 3.5.

3.3 Servo-Amplificador PWM

O *Servo-Amplificador PWM* é o amplificador de potência desenvolvido neste projeto, tendo sido baseado em projetos anteriores [2, 7]. Este tem como uso final servir de módulo de potência para cargas resistivas e indutivas, principalmente para o acionamento de motores de corrente contínua.

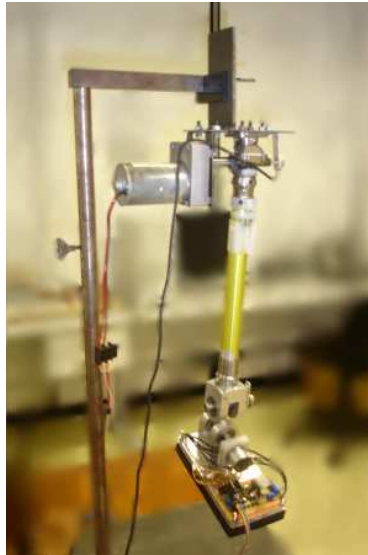


Figura 3.5: Prótese *Ottobock* adaptada

Projetado visando robustez, proteção e flexibilidade. A estrutura da placa é separada em dois grandes módulos representados na Figura 3.6. O módulo de potência consiste em uma Ponte-H acionada por dois drivers de meia ponte *IR2104*. O módulo de sinal/controle é formado por um modulador PWM, um sensor de corrente e um controlador PI.

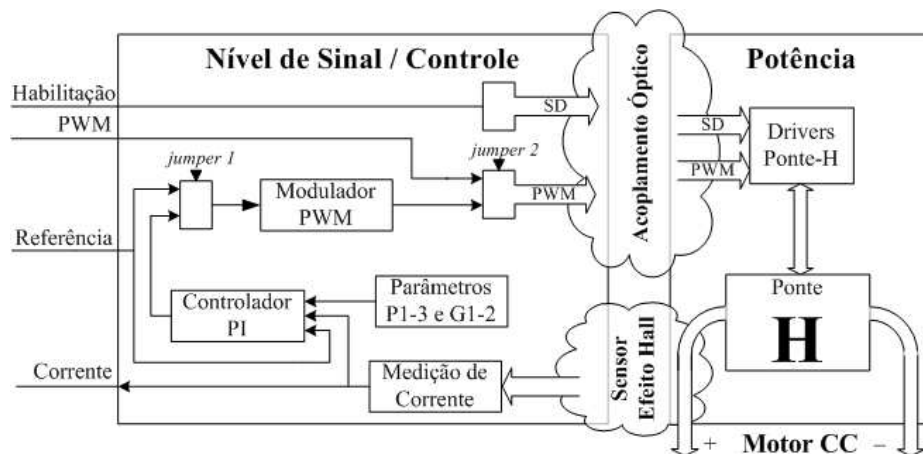


Figura 3.6: Diagrama representativo do Servo-Amplificador PWM

Os módulos de sinal/controle e de potência são alimentados por fontes diferentes para evitar interferência. A alimentação do módulo sinal e controle deve ser feita com tensão entre 9V e 15V. O módulo de potência pode ser alimentado com tensões acima de 15V, desde que a chave de alimentação esteja na posição 24V. Como os aterramentos estão separados, os módulos são acoplados opticamente para que os sinais gerados no módulo de baixa potência cheguem a parte de alta potência.

O *Servo-Amplificador PWM* funciona em três modos: PWM externo; PWM gerado por uma tensão analógica; fonte de corrente. A habilitação de cada modo é feito por dois *jumpers*, *jumper 1* e *jumper 2*. Para o uso do acionamento por PWM externo deve-se posicionar o *jumper 2*, na

posição de PWM externo, assim o modulador PWM e o controlador de corrente são não utilizados. Para a seleção de acionamento PWM gerado por uma tensão analógica, deve-se posicionar o *jumper 2* na posição de PWM interno, e o *jumper 1* na posição de malha aberta, desta forma o módulo de controlador de corrente não é utilizado. Para o modo fonte de corrente deve-se posicionar o *jumper 1* na posição de malha fechada e o *jumper 2* na posição de PWM interno, para este modo são utilizados o modulador PWM e o controlador de corrente.

Para garantir a correção das incertezas presentes nos valores nominais dos componentes utilizados na placa, existem alguns componentes para se fazer a sintonia fina em tensões de referência, frequência, limites de onda e atenuação de sinais. O modulador de PWM possui parâmetros regulados através de quatro potenciômetros T_1, T_2, T_3, T_4 . O controlador PI regulado por um potenciômetro T_5 e a sintonia do controlador é feita por quatro resistores P_1, P_2, G_1, G_2 e um capacitor P_3 .

O diagrama esquemático da placa é apresentado no anexo I.

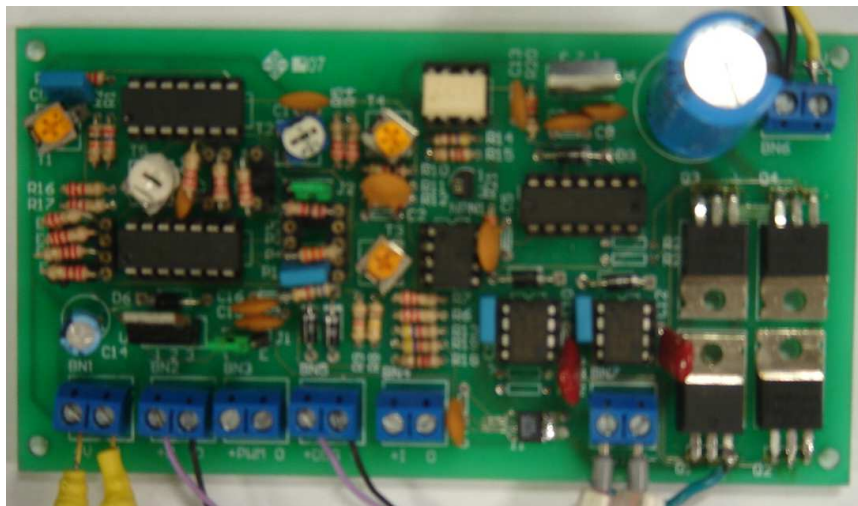


Figura 3.7: Versão inicial do Servo-Amplificador PWM

3.3.1 Ponte-H

Na placa foi utilizado o mesmo sistema de acionamento proposto em [7]. Utilizando o circuito integrado *IR2104*, circuitos de *boost* são dispensados, além do mesmo controlar os tempos de abertura e fechamento dos *MOSFETS* de meia ponte, evitando curto-circuito.

A tensão necessária para acionar o *MOSFET* em modo de triodo é mantida por um capacitor. O capacitor é carregado por meio de um diodo enquanto o sinal PWM está em nível baixo. Quando o sinal PWM passa para o nível alto, a tensão do capacitor é somada a tensão de dreno do MOSFET da parte alta, gerando então uma tensão suficiente para o acionamento do *MOSFET* superior.

Pela utilização do driver *IR2104* para acionamento da Ponte-H, deve-se atentar ao ciclo de trabalho do sinal de PWM que deve estar entre 5% e 95%, desta forma garantindo com que o capacitor seja sempre carregado e mantenha a tensão para acionar os mosfets superiores. Pela lógica de acionamento do driver *IR2104* o motor estará submetido a uma tensão de 0V quando

o ciclo de trabalho for 50%, as tensões máximas para cada lado serão aplicadas com ciclos de trabalho de 5% e 95%.

O driver *IR2104* não pode ser alimentado com tensões acima de 20V. Para se garantir a utilidade no acionamento de motores de corrente contínua 24V foi incluso um regulador 12V. Este é utilizado quando se alimenta o módulo de potência com 24V, garantindo a integridade dos drivers e dos MOSFETS.

3.3.2 Modulador PWM

Com o intuito de eliminar a dependência de um modulador PWM externo para o uso do *Servo-Amplificador PWM*, foi embarcado um modulador PWM analógico. Um modulador PWM consiste em um gerador de portadora e um comparador de tensão utilizando como entrada positiva a onda portadora e como entrada negativa o sinal modulante, como representado na Figura 3.8. Para o projeto do modulador utilizou-se o amplificador operacional CMOS *rail-to-rail* MCP604. Este amplificador é mais lento que outros amplificadores JFET, porém a isolação das entradas é maior, garantindo o funcionamento do modulador.

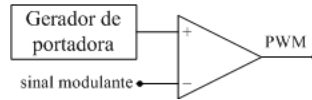


Figura 3.8: Diagrama de um modulador PWM

Para obter linearidade entre o sinal modulante e o ciclo de trabalho, foi utilizada como portadora uma onda triangular com valor médio em 2,5V e para evitar a saturação do amplificador operacional e manter a simetria, foi especificada tensão mínima de 0,5V e máxima de 4,5V. O circuito do gerador de onda triangular encontra-se no anexo I.

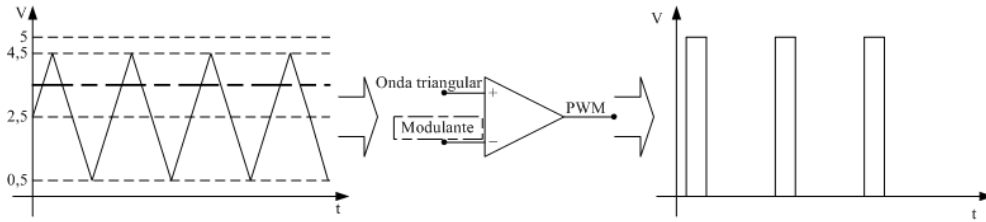


Figura 3.9: PWM com portadora triangular

A partir da Figura 3.9 verifica-se por semelhança de triângulos que o ciclo de trabalho D é:

$$D = \begin{cases} 0 & \text{se } v_{mod} < 0,5 \\ 1,125 - 0,25v_{mod} & \text{se } 0,5 \leq v_{mod} < 4,5 \\ 1 & 4,5 \leq v_{mod} \end{cases} \quad (3.1)$$

Para garantir que o modulador não sature, ou seja, a tensão do sinal modulante não seja maior que o máximo ou menor que o mínimo da portadora, há um circuito de ajuste na entrada do modulador, como o representado na da Figura 3.10, que condiciona os sinais modulantes da seguinte forma:

$$v_{mod}^* = \frac{5 + 3,3v_{mod}}{5,3} \quad (3.2)$$

assim, para sinais modulantes de 0V a 5V, o ciclo de trabalho do modulador fica limitado entre 10% e 90%, garantindo o chaveamento do capacitor no circuito de acionamento da Ponte-H.

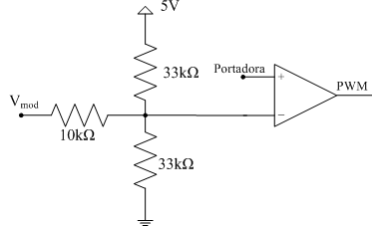


Figura 3.10: Circuito de ajuste para o sinal modulante

3.3.3 Sensor de corrente

A medição de corrente é feita pelo o CI *ACS704*, um sensor de corrente que faz as medições por efeito Hall. Como principais vantagens do uso deste circuito é a possibilidade de isolamento elétrica do circuito medido e de medição sem o uso de opto-acopladores. A medição de corrente pode ser feita sem o uso de alimentação simétrica e o *ACS704* é pouco intrusivo na medição devido à sua resistência típica de $1,4\text{m}\Omega$ [8, 9].

Utilizando alimentação de 5V, a medição do *ACS704* é linear e a tensão medida para uma corrente de 0A é de 2,5V, a relação entre a tensão e a corrente medida pode ser verificada na Figura 3.11.

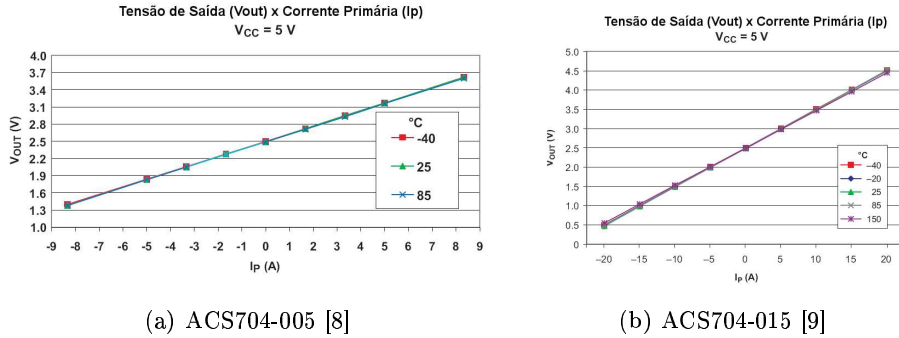


Figura 3.11: Relação entre a medição e a corrente medida em sensores ACS704

3.3.4 Controlador PI para fonte de corrente

Para o funcionamento do *Servo-Amplificador PWM* como fonte de corrente, a corrente no motor deve seguir uma referência atuando na tensão de armadura do motor. Desta forma, propõe-se um sistema de controle como o representado no diagrama de blocos da Figura 3.12.

Representados na Figura 3.12, I_a^* é a corrente de referência, I_a a corrente medida, $C(s)$ a função de transferência do controlador utilizado, $G(s)$ a função de transferência do sistema elétrico

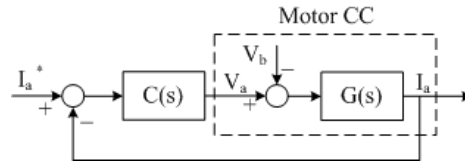


Figura 3.12: Diagrama de blocos representativo de um sistema para controle de corrente em motores de corrente contínua

do motor representado pela equação (2.5), V_a a tensão de armadura do motor e V_b a tensão contra eletro-motriz gerada pelo movimento do eixo do motor.

A atuação no motor é feita por V_a e V_b é uma tensão proporcional à velocidade do motor. Como a planta $G(s)$ é do tipo zero, utilizando um controlador PI garante-se erro nulo de regime para uma entrada degrau. A parte elétrica é muito mais rápida que a parte mecânica, portanto fazendo com que o controlador de corrente $C(s)$ mantenha esta característica, pode-se considerar somente V_a como uma entrada degrau e V_b como uma perturbação constante.

O circuito do controlador de corrente encontra-se no anexo I, nesta seção serão detalhados os pontos mais importantes no projeto deste módulo. A medição de corrente é feita pelo sensor *ACS704*. A partir da Figura 3.11, verifica-se que os dois sensores possuem a tensão referente a 0A em 2,5V.

Para o cálculo do erro é utilizado um circuito como o apresentado na figura 3.13. O circuito faz o seguinte cálculo:

$$E = I_a^* + \tilde{I}_a - 2,5 \quad (3.3)$$

em que $\tilde{I}_a$ é a medição de corrente, I_a^* é a referência de corrente e E é o valor do erro entre a medição de referência. Inicialmente pode-se pensar que há uma realimentação positiva no sistema, porém é utilizada a medição do sensor espelhada em torno de 2,5V. Define-se:

$$\tilde{I}_a = 5 - I_a \quad (3.4)$$

em que I_a é a medição efetiva de corrente, e a fórmula do erro é corrigida:

$$E = I_a^* - I_a + 2,5 \quad (3.5)$$

assim o erro é calculado em torno de 2,5V, ou seja 0A no sensor *ACS704*.

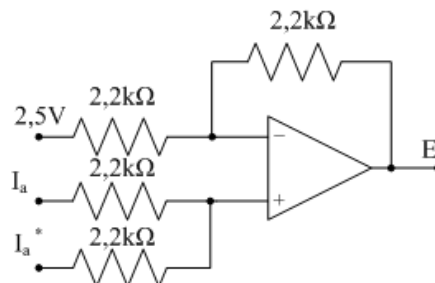


Figura 3.13: Circuito para o cálculo do erro de corrente

A circuito do controlador de corrente possui duas etapas, similar ao circuito apresentado na Figura 3.14. O controlador, tal qual o cálculo do erro, utiliza a tensão de referência em 2,5V. A

primeira etapa representa o controlador PI em si, entretanto a saída é espelhada em 2,5V. Para corrigir esta inversão é inserido um amplificador inversor como segunda etapa. As constantes K_p e K_i do controlador PI de corrente são ajustadas por intermédio de três parâmetros conforme a tabela 3.1. A principal vantagem deste circuito em duas etapas sobre um controlador PI não inversor de somente uma etapa, é a possibilidade de se utilizar ganhos proporcionais menores que a unidade.

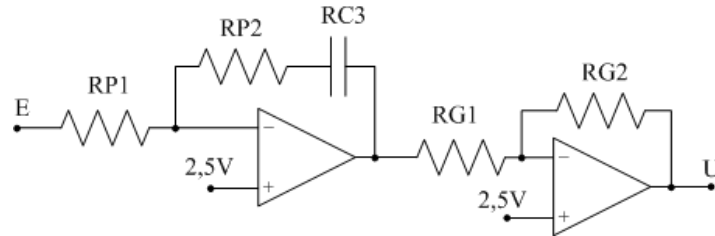


Figura 3.14: Circuito do controlador PI de corrente

Tabela 3.1: Parâmetros para sintonia do controlador PI analógico

Parâmetro	Relação com os componentes
K_g	RG_2/RG_1
K_p	$K_g RP_2/RP_1$
K_i	$K_g/(RP_1 CP_3)$

3.3.5 Acoplamento Óptico

De forma a evitar interferências provenientes do motor, os módulos de alta potência e de baixa potência são acoplados ópticamente utilizando o CI *6N137*.

O acoplamento óptico ocorre utilizando um diodo foto-emissor e um diodo foto-receptor. Quando o diodo foto-emissor está diretamente polarizado, ele emite um sinal luminoso que é captado pelo diodo foto-receptor e este se polariza diretamente. No caso do *6N167*, o diodo foto-receptor é conectado entre o sinal de V_{cc} e a base de um transistor NPN. Quando o mesmo é polarizado a saída do CI vai para nível baixo ou caso contrário nível baixo. O diagrama esquemático do CI *6N137* é apresentado na Figura 3.15.

3.4 Interface de medição, acionamento e controle

Para o controle das juntas é necessário uma interface com o *Servo-amplificador PWM*. Foi desenvolvida uma placa, apresentada na Figura 3.16, para efetuar medições de posição e corrente, atuar no *Servo-amplificador PWM* e também se comunicar com outros componentes ligados em um barramento RS-485.

O placa conta com:

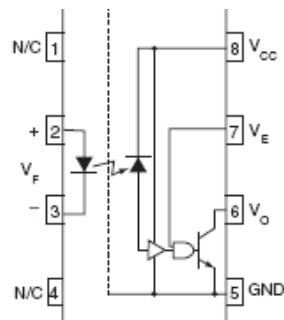


Figura 3.15: Diagrama esquemático do CI 6N137 [1]

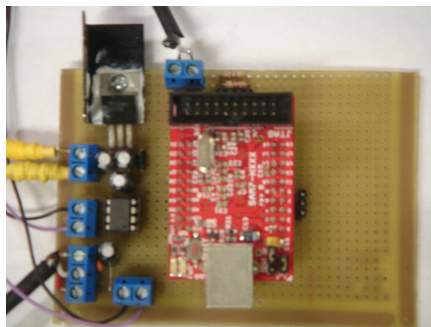


Figura 3.16: Interface de medição, acionamento e controle

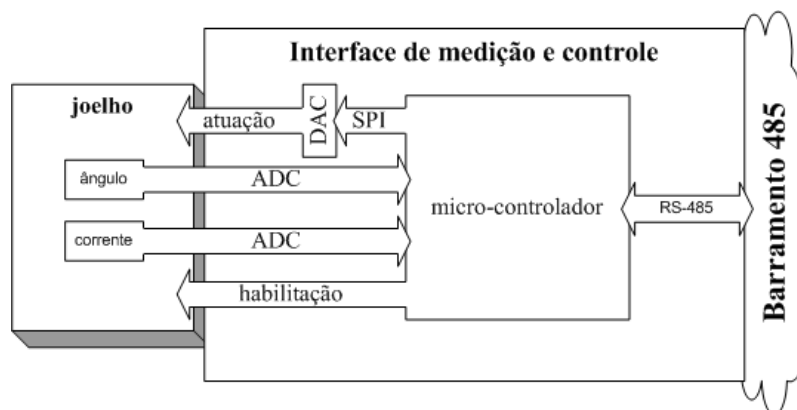


Figura 3.17: Diagrama representativo da placa de interface

- 1 micro-controlador AT91SAM7S64;
- 1 canal AD de 10 bits;
- 1 canal DA de 12 bits;
- 1 canal de habilitação;
- 1 saída para comunicação RS-485;
- alimentação 12 V.

O micro-controlador utilizado se encontra na plataforma comercial SAM7-H64, uma placa de desenvolvimento baseada no micro-controlador AT91SAM7S64. O SAM7-H64 contém alguns

circuitos preliminares responsáveis, principalmente, pela alimentação, clock e acesso aos pinos do micro-controlador.

AT91SAM7S64 é um micro-controlador baseado no processador ARM7TDMI-S RISC de 32-bit de alto desempenho e contém 64Kbytes de memória flash, 16Kbytes de memória SRAM e diversos periféricos. Este controlador foi escolhido por de ser capaz de processar as rotinas de controle para as três juntas. Assim o controle das juntas se concentra euúnico local. Porém neste projeto as rotinas de controle foram implementadas no PC e a placa de interface foi utilizada somente para aquisição e atuação.

O canal AD é utilizado para a conversão do valor medido pelo potenciômetro responsável pela medição da posição angular do joelho no momento, os potenciômetros são alimentados com 3,3V e é feita uma filtragem da medição utilizando um capacitor. O conversor AD utilizado é um periférico do micro-controlador, portanto todas as suas configurações são feitas por meio de software. O AT91SAM7S64 possui sete canais AD, mas na plataforma SAM7-H64 estão disponíveis seis.

O canal DA é conectado à entrada de referência do *Servo-Amplificador PWM*. A conversão é feita pelo CI MCP4921, um conversor de 12bits *rail-to-rail* acessado por conexão SPI com o micro-controlador. A taxa de transferência da comunicação SPI é configurada por meio de software no AT91SAM7S64. Utilizando um decodificador 4bits, pode-se expandir em até dezesseis o número de conversores DA conectados no micro-controlador pois o mesmo possui quatro saídas de seleção de chip.

O canal de habilitação é utilizado para habilitação de funcionamento do *Servo-Amplificador PWM*. Se o bit estiver em nível alto, o acionamento do motor é desabilitado, e se o bit estiver em nível baixo, o acionamento do motor é habilitado.

Pelo barramento RS-485 a placa de interface pode se comunicar com outros componentes da rede. A conversão dos bits enviados e recebidos pelo micro-controlador é feita pelo CI *transceiver* DS-485, como apresentado em [10]. Neste trabalho o barramento RS-485 foi utilizado somente para comunicação com o computador, como apresentado na Figura 3.19, mas tanto o micro-controlador quanto o barramento estão aptos a se comunicar com outros componentes.

3.5 Sistema de controle por computador

Para implementar a plataforma de controle, o software foi modularizado como na Figura 3.18. Há um conjunto de funções do programa que fazem o envio e a leitura de dados da interface de medição. Os controladores são cadastrados no principal do programa como tarefas periódicas.

Como o Windows XP bloqueia o acesso direto ao I/O, foi utilizado o driver de comunicação *PortTalk*². Este driver permite acesso direto à porta necessária para comunicação, permitindo então comunicação em tempo real com a interface. Como a saída de comunicação serial do PC é RS232 e a utilizada pela placa de controle, foi utilizado um conversor RS-232/485 apresentado em [10].

²<http://www.beyondlogic.org/porttalk/porttalk.htm>

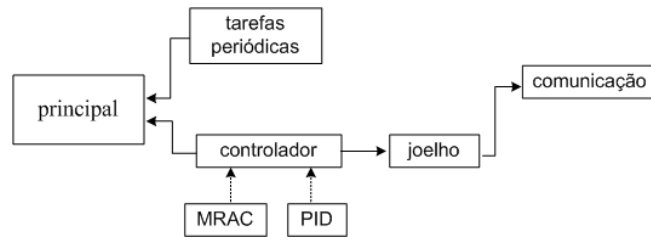


Figura 3.18: Divisão da arquitetura de controle

Para a implementação do sistema de controle digital, foi utilizado um módulo fornecido pelo orientador que aumenta a prioridade para a execução de tarefas periódicas.

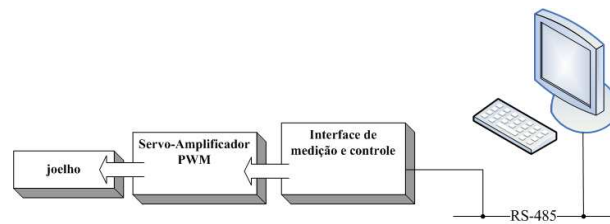


Figura 3.19: Topologia da utilizada para o controle

3.6 Protocolo de Comunicação

Para a comunicação entre os elementos foi utilizado o protocolo RS-485. Por transmitir dados através de uma tensão diferencial, este protocolo apresenta grande imunidade à ruídos. O protocolo RS-485 define somente a parte física sendo que cada implementação deve definir como os dados serão transmitidos.

Um canal RS-485 é do tipo *Half-duplex*, portanto é definida uma arquitetura mestre-escravo, de forma a evitar colisões e são utilizados datagramas. As mensagens são formadas por caracteres ASCII, o início de uma mensagem é definido pelo caracter '#' e o fim pelo caracter ';'.

O mestre envia dois tipo de datagramas: solicitação de uma rotina, definida como:

#rotina;

e alteração de um valor, que é similar à mensagem de rotina mas com um campo para se inserir o valor, esta mensagem é formatada como:

#varivel = valor;

o escravo envia somente datagramas de alteração de valor. Se a rotina solicitada aguarda uma resposta, o tempo máximo de espera é de $300\mu s$. Caso não chegue resposta no tempo máximo estipulado, o sistema ignora a resposta e continua trabalhando com o valor anterior armazenado em memória.

3.7 Modelamento matemático

Para se projetar um sistema de controle, o primeiro passo é saber como o sistema se comporta, suas entradas e saídas. Desta forma, antes do projeto de controladores para a prótese de perna, foi desenvolvido um modelo matemático para a posição da prótese. A partir do diagrama de corpo livre da Figura 3.20, chega-se à equação de equilíbrio para os torques aplicados na perna:

$$J \frac{d^2\phi}{dt^2} = \tau_i - b_{tb} \frac{d\phi}{dt} - mgd \cdot \sin(\phi) \quad (3.6)$$

em que J é o momento de inércia, ϕ o ângulo de abertura da tíbia com relação ao eixo paralelo à força da gravidade, b_{tb} o coeficiente de atrito viscoso na movimentação da tíbia, τ_i o torque gerado pelo motor de corrente contínua, m a massa da perna, g a força da gravidade e d a distância do eixo do motor até o centro de massa da tíbia. Deseja-se controlar o ângulo ϕ a partir da corrente de armadura no motor de corrente contínua. Pela equação (2.2), é feita a mudança de τ_i e definindo $K_M = mdg$, obtém-se:

$$J \frac{d^2\phi}{dt^2} = K_a i_a - b_{tb} \frac{d\phi}{dt} - K_m \sin(\phi) \quad (3.7)$$

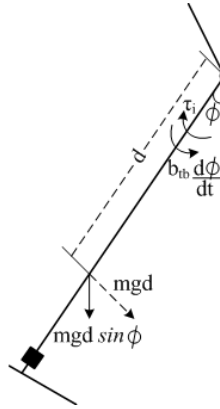


Figura 3.20: Diagrama de corpo livre para forças exercidas no joelho

Para discretização do modelo, foi utilizada a aproximação de Euler para as derivadas primeira e segunda.

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\phi(k) - \phi(k-1)}{T_s} \quad \frac{d^2\phi}{dt^2} = \frac{\phi(k) - 2\phi(k-1) + \phi(k-2)}{T_s^2}$$

e desta forma o modelo discretizado:

$$\begin{aligned} \phi(k) = & \phi(k-1) \left(\frac{2J + b_{tb}}{J + b_{tb}} \right) + \phi(k-2) \left(\frac{-J}{J + b_{tb}} \right) \\ & + i_a(k-1) \left(\frac{K_a T_s}{J + b_{tb}} \right) + \sin(\phi(k-1)) \left(\frac{-K_M T_s}{J + b_{tb}} \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Para a identificação dos parâmetros, utiliza-se a seguinte notação:

$$\phi(k) = \lambda_1 \phi(k-1) + \lambda_2 \phi(k-2) + \lambda_3 i_a(k-1) + \lambda_4 \sin(\phi(k-1)) \quad (3.9)$$

e os vetores:

$$y(k) = [\phi(k)]$$

$$\varphi^T(k) = [\phi(k-1) \quad \phi(k-2) \quad i_a(k-1) \quad \sin(\phi(k-1))]$$

Verifica-se pela equação (3.9) que o modelo de posição angular da prótese não é linear, já que é parte do modelo a função seno da posição angular. Para simplificação das técnicas de controle o modelo pode ser linearizado por substituição de parâmetros. Definindo-se:

$$v(k) = \lambda_3 i_a(k) + \lambda_4 \sin(\phi(k)) \quad (3.10)$$

e utilizando $v(k)$ na equação (3.9) obtém-se:

$$\phi(k) = \lambda_1 \phi(k-1) + \lambda_2 \phi(k-2) + v(k-1) \quad (3.11)$$

E a corrente no motor é:

$$i_a(k) = \frac{v(k) - \lambda_4 \sin(\phi(k))}{\lambda_3} \quad (3.12)$$

Capítulo 4

Resultados Experimentais

4.1 Introdução

Os experimentos desenvolvidos são divididos em três tópicos: sintonia do *Servo-Amplificador PWM*, identificação de parâmetros para o modelo proposto e a implementação de estratégias de controle para o joelho.

Para a sintonia do *Servo-Amplificador PWM* foram seguidos os passos da Seção 3.3. Foi feita a sintonia para que o *Servo-Amplificador PWM* funcione em modo fonte de corrente.

Durante o processo de identificação de sistemas, houve problemas com as não-linearidades presentes. Desta forma, foram desenvolvidas duas linhas de trabalho: identificação utilizando redes neurais e identificação do modelo proposto.

Ao final da identificação, foram implementadas estratégias de controle para o modelo proposto. Como primeira abordagem, utilizou-se controlador PID e na sequência foi utilizado um MRAC. Para a validação e comparação das estratégias de controle, os sistemas controlados foram excitados com curvas que podem aproximar a marcha de uma pessoa: degrau, triangular e senoidal.

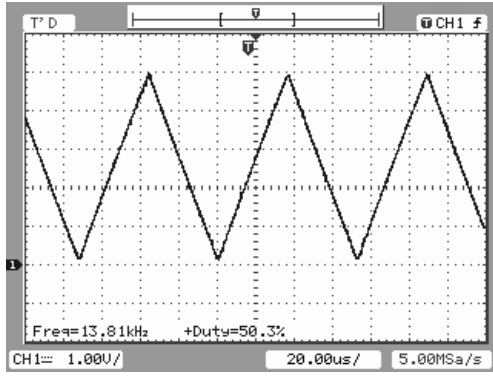
4.2 Servo-Amplificador PWM

De modo a utilizar o *Servo-Amplificador PWM* como acionador por fonte de corrente, deve-se fazer a sintonia da placa como na seção 3.3. Após a sintonia dos componentes do modulador PWM, a onda portadora e a saída PWM são apresentadas na Figura 4.1. A saída PWM utiliza o amplificador operacional *rail-to-rail* na saturação 0V e 5V. Pode-se observar a simetria da onda triangular.

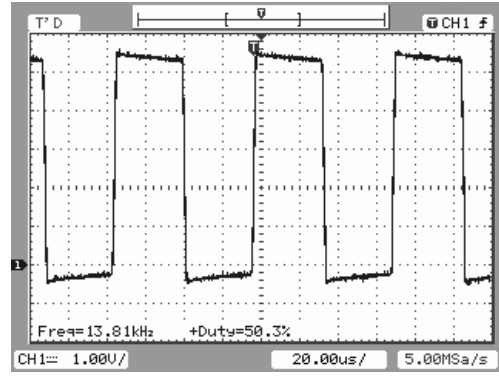
Para sintonizar a fonte de corrente, o próximo passo é projetar um controlador para o motor utilizado. Como não há manual para o motor *MR910-27*, foi necessário estimar o modelo de corrente fornecido pela Equação (2.5). O modelo é de primeira ordem:

$$G(s) = \frac{G_0}{\zeta s + 1}$$

utilizando como entrada uma onda quadrada, obtém-se o tempo de subida t_s e o ganho de regime



(a)



(b)

Figura 4.1: Modulador PWM. Gráfico (a): onda portadora. Gráfico (b) saída pwm para modulante de 2,5V

permanente G_0 . A constante de tempo ζ do modelo de primeira ordem é um terço do tempo de subida t_s , e o ganho de regime permanente é o valor da amplitude do sinal de saída dividido pela amplitude do sinal de entrada.

A partir do experimento apresentado na Figura 4.2, o motor possui tempo de subida $t_s = 4ms$ e ganho dc $H_0 = 0,5$. Com estes dados, é obtido um modelo aproximado:

$$G(s) = \frac{0,5}{0,0013s + 1} \quad (4.1)$$

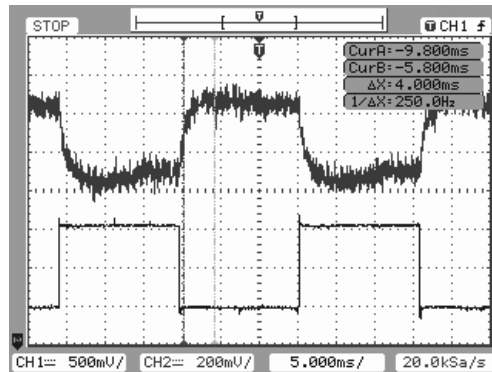


Figura 4.2: Estimação do modelo de corrente para o motor *MR910-27*. Corrente de armadura acima, referência abaixo.

Inicialmente, foi utilizado um controlador PI que resultara em um tempo de subida $t_s = 4,5ms$. Porém ao se implementar estratégias de controle de posição, a fonte de corrente se mostrou lenta demais. Para resolver este problema, foram implementados controladores PI de corrente com diferentes parâmetros igualmente bem sucedidos, e o principal resultado junto aos experimentos de controle é apresentado na Figura 4.3. Os parâmetros do controlador são apresentados na tabela 4.1.

Deve-se salientar que para a utilização da medição de corrente no circuito de controle, esta é espelhada em torno de 2,5V. Portanto na Figura 4.3, o erro entre a medição de corrente e a corrente de referência é zero.

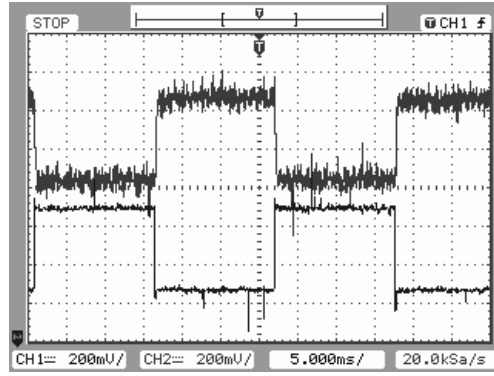


Figura 4.3: Fonte de corrente sintonizada para motor *MR910-27*. Corrente de armadura acima, referência abaixo.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados no controlador PI - *Servo-Amplificador PWM*

RP_1	RP_2	CP_3	RG_1	RG_2	RG_3
6,8 k Ω	68 k Ω	47 nF	2,2 k Ω	33 k Ω	2,2 k Ω

4.3 Identificação do sistema utilizando redes neurais

Na tentativa de se identificar o sistema incluindo as não-linearidades presentes, foi feita uma abordagem utilizando redes neurais. Para o cálculo, treinamento e validação da rede neural, foi utilizado o *toolbox* e a metodologia apresentados em [11]. Para acionamento e medição utilizou-se período de amostragem de $T_s = 10ms$.

A primeira tentativa de identificação foi com o sistema em malha aberta, porém desta forma não foi possível excitar o sistema em muitas formas, pois há presença muito forte de atritos e outras não-linearidades, como apresentado na Figura 4.4.

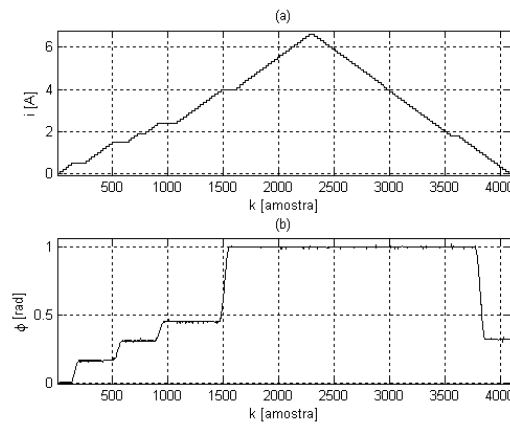


Figura 4.4: Variação de posição angular para corrente de armadura. Gráfico (a): corrente de armadura. Gráfico (b): posição angular.

De modo a obter maiores variações de posição para o treinamento da rede, foi sintonizado

um controlador PID utilizando método de tentativa e erro. Com o sistema em malha fechada foram aplicadas entradas pseudo-aleatórias e foram coletados os valores de corrente e posição no processo. Metade dos dados foram utilizados para treinamento da rede neural e a outra metade para validação, Figura 4.5.

Foi utilizada, então, uma rede com o modelo ARX de sexta ordem e doze neurônios na camada oculta e para o treinamento foi utilizado o método de *Levenberg-Marquardt* [5]. Feito o treinamento e com os pesos da rede em mãos, foi feita simulação do sistema para dados de treinamento, simulação para os dados de validação, predição de uma amostra para os dados de treinamento e predição de uma amostra para os dados de validação.

Os resultados são apresentados na Figura 4.6. Para a simulação utilizando os dados de treinamento a resposta é satisfatória, mesmo com alguns erros de regime, porém para a simulação dos dados de validação, este erro aumenta e a saída simulada não acompanha tão bem as medições, portanto a rede não foi capaz de identificar bem todo o sistema. Já os resultados da predição foram muito bons tanto para os dados de treinamento como para os dados de validação, mostrando que esta rede pode ser utilizada, então, como preditor.

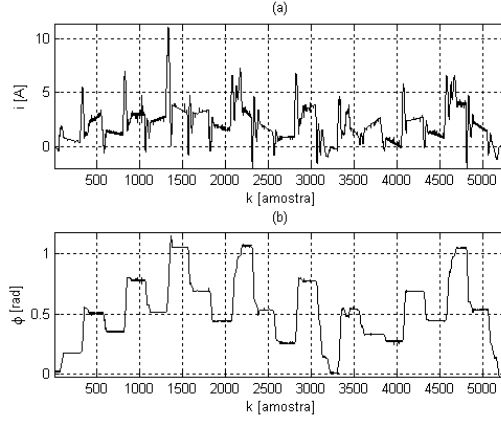


Figura 4.5: Dados para treinamento e validação da rede neural. Gráfico (a): corrente de armadura. Gráfico (b): posição angular.

4.4 Identificação de parâmetros para o modelo proposto

Para a estimação dos parâmetros do modelo proposto na Seção 3.7, foi feito um experimento em malha aberta variando a corrente em dois patamares e amostrando o sistema com período $T_s = 10ms$. Com as medidas de corrente e posição angular em mãos e utilizando o método dos mínimos quadrados, chega-se a uma resposta fechada para o modelo estimado da prótese.

Observando os parâmetros na Tabela 4.2, verifica-se que λ_1 , λ_3 e λ_4 são condizentes com o modelo da equação (3.8), enquanto λ_2 não é, pois se esperava um parâmetro negativo.

Levando em conta que a amostra $\phi(k-2)$ tem um peso cerca de seis vezes menor no modelo estimado, foi feita uma tentativa com um modelo de primeira ordem. Este modelo seria da forma:

$$\phi(k) = \lambda_1 \phi(k-1) + \lambda_2 i_a(k-1) + \lambda_3 \sin(\phi(k-1)) \quad (4.2)$$

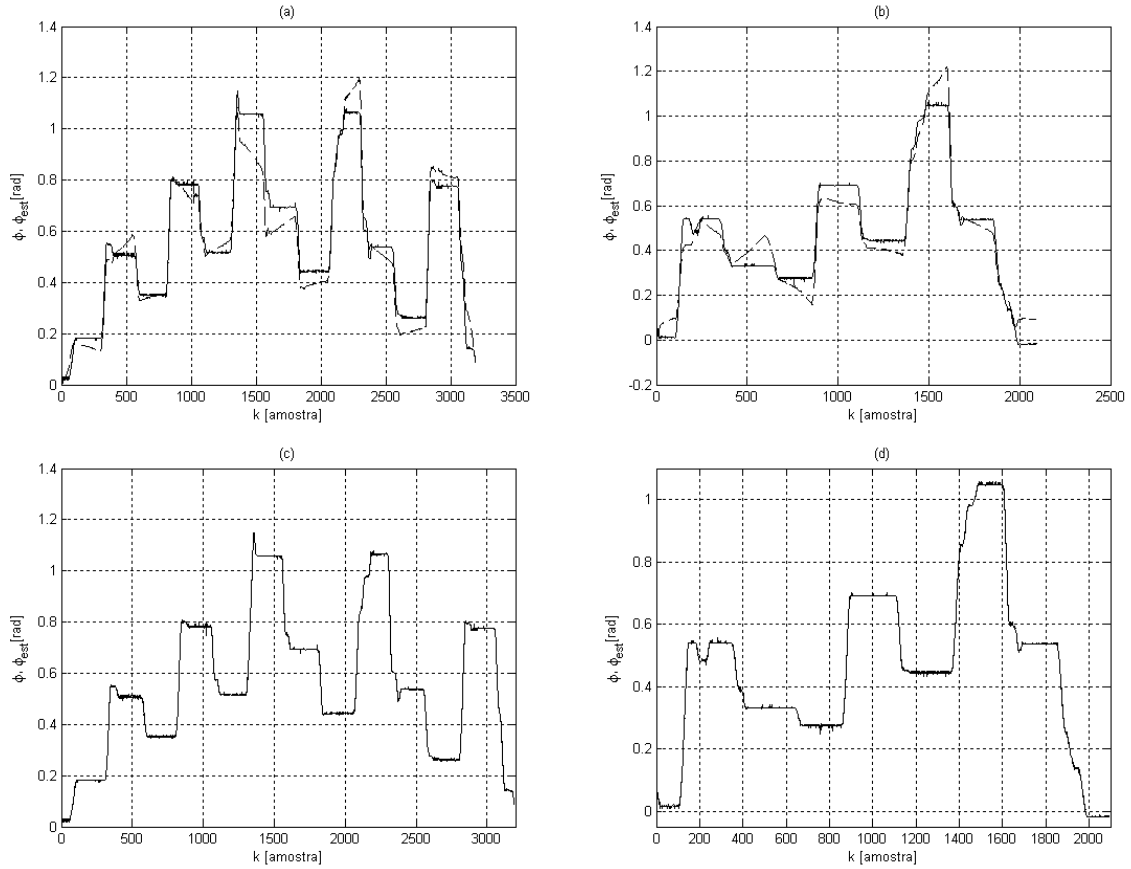


Figura 4.6: Resultados da identificação utilizando rede neural. Gráfico (a): simulação da rede com os dados de treinamento. Medição em linha cheia, simulação em linha tracejada. Gráfico (b): simulação da rede com os dados de validação. Medição em linha cheia, simulação em linha tracejada. Gráfico (c): predição de uma amostra à frente com os dados de validação. Medição em linha cheia, predição em linha tracejada. Gráfico (d): predição de uma amostra à frente com os dados de validação. Medição em linha cheia, predição em linha tracejada.

Tabela 4.2: Parâmetros estimados para modelo de segunda ordem

λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
0,846820	0,141286	0,002776	-0,002904

Para o novo modelo da equação (4.2) foi repetido o método dos mínimos quadrados para a identificação dos parâmetros, e os valores encontrados para estes parâmetros se encontram na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros estimados para modelo de primeira ordem

λ_1	λ_2	λ_3
0,989651	0,002463	-0,002839

Com os parâmetros em mãos, a validação é feita pela a simulação apresentada na Figura 4.7. Observa-se que há um erro entre o sistema estimado e o real. O motivo deste erro é a aproximação do sistema por outro de ordem menor, além de influência das não-linearidades ignoradas no modelo

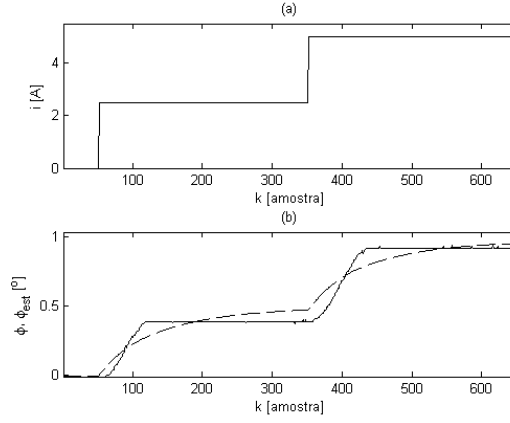


Figura 4.7: Estimação de parâmetros para modelo de primeira ordem de uma prótese de perna. Gráfico (a): corrente de armadura. Gráfico (b): medida de posição angular em traçado contínuo e estimação em tracejado

proposto.

Para se obter um modelo linear a partir do modelo proposto, é feita uma mudança de variável como na equação (3.10). A corrente do motor é:

$$i(k) = \frac{v(k) + 0,002839 \sin(\phi(k))}{0,002463} \quad (4.3)$$

e pode-se a representar o modelo discretizado pela seguinte equação de diferenças finitas:

$$\phi(k) = 0,989651\phi(k-1) + v(k-1) \quad (4.4)$$

Utilizando a aproximação de Euler para se encontrar a representação em tempo contínuo, é obtida a seguinte função de transferência no domínio de Laplace:

$$\phi(s) = \frac{96,636126}{0,961352s + 1} = \frac{100,521002}{s + 1.040201} \quad (4.5)$$

e a partir deste modelo, são projetados os controladores de posição para a prótese.

4.5 Controle PID

Utilizando o modelo identificado na Seção 4.4, foram sintonizados controladores PID em tempo contínuo pelo método do lugar geométrico das raízes (LGR) e com o auxílio da ferramenta *MatLab*. Por ter obtido melhor desempenho, foi selecionado o controlador de LGR representado na Figura 4.8 com os ganhos K_p, K_i, K_d apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Parâmetros de tempo contínuo do controlador PID

K_p	K_i	K_d
0,0624	0,0600	0,0024

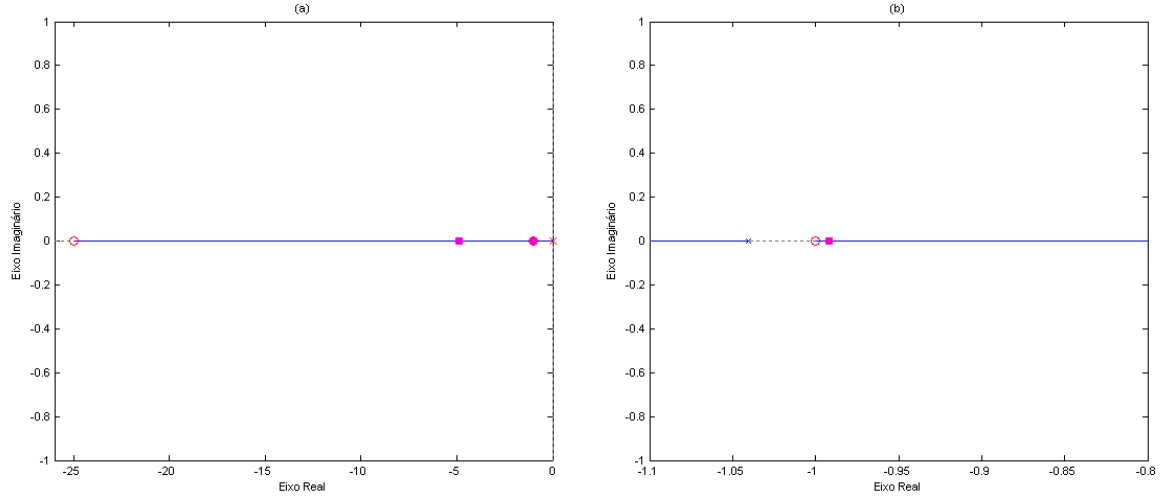


Figura 4.8: Projeto do controlador PID em tempo contínuo. Gráfico (a): lugar geométrico das raízes para modelo e controlador. Gráfico (b): posição do pólo dominante no LGR.

Obtém-se então a função de transferência para o sistema controlado e em malha fechada no domínio de Laplace:

$$G_{MF} = \frac{\phi}{\phi^*} = \frac{(s+1)(0.04s+1)}{(0,204082s+1)(1,008376s+1)} \quad (4.6)$$

e os pólos estão alocados nas posições -4,899972 e -0,991693 do LGR. Esta alocação de pólos faz com que a proposição de controle para o sistema estimado em malha fechada tenha um tempo de subida próximo de 700ms.

Para a implementação digital, foram utilizados os parâmetros do projeto em tempo contínuo e período de amostragem $T_s = 10ms$, desta forma o controlador PID discretizado é obtido pelas equações de diferenças finitas:

$$u_p(k) = 0,0624e(k) \quad (4.7)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + 0,0006e(k) \quad (4.8)$$

$$u_d(k) = 0,24(e(k) - e(k-1)) \quad (4.9)$$

$$u_{pid}(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) \quad (4.10)$$

A resposta para uma onda triangular é apresentada na Figura 4.9. Verifica-se que o erro é constante, ou algo próximo, o que é perfeitamente plausível pois o sistema planta-controlador em malha aberta é do tipo um.

A resposta para as senóides de frequência 0,5Hz e para frequência 1Hz são apresentadas nas Figuras 4.10 e 4.11, respectivamente. Verifica-se que na resposta para a senóide de menor frequência, o ângulo de atraso é menor na senóide de maior frequência. Comparada a resposta com o modelo proposto controlado por um PID analógico, cuja resposta em frequência é apresentada na Figura 4.12, as fases são completamente diferentes do esperado. A amplitude da resposta à uma entrada de 1Hz é maior que a referência, e a resposta de 0,5Hz é menor que o esperado.

A resposta para uma série de degraus é apresentada na Figura 4.13. Nota-se que houve erro de

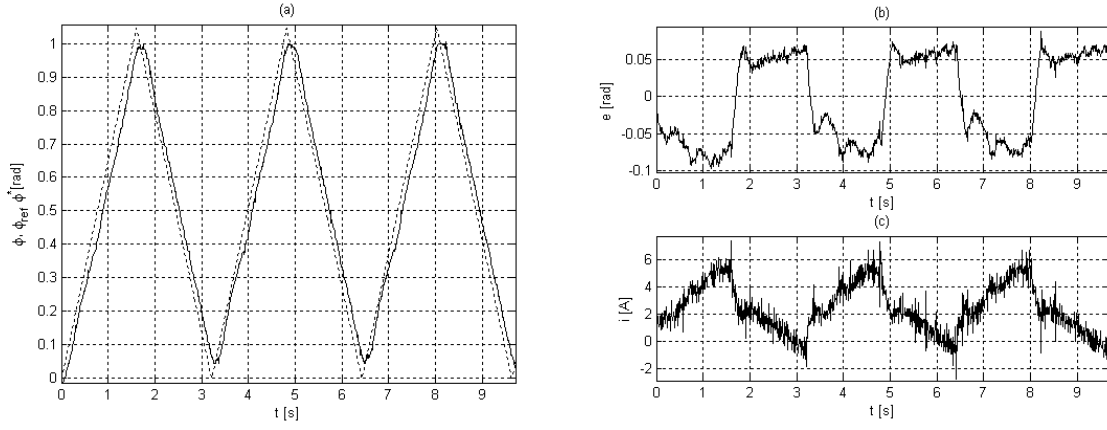


Figura 4.9: Resultados experimentais para a entrada triangular utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.

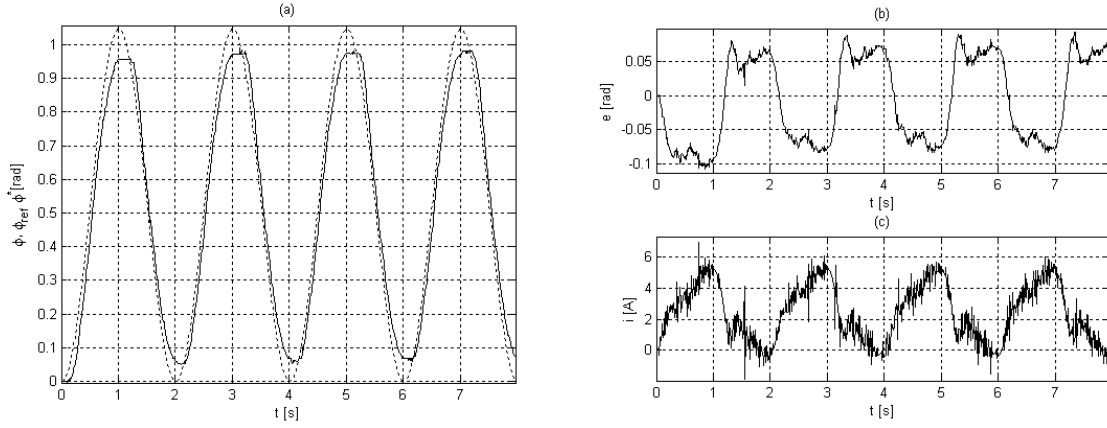


Figura 4.10: Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 0,5Hz utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.

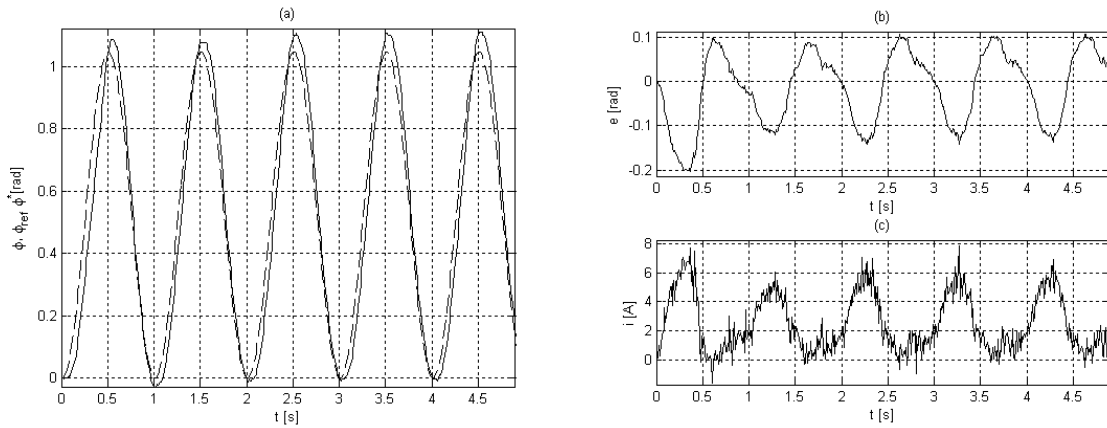


Figura 4.11: Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 1Hz utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.

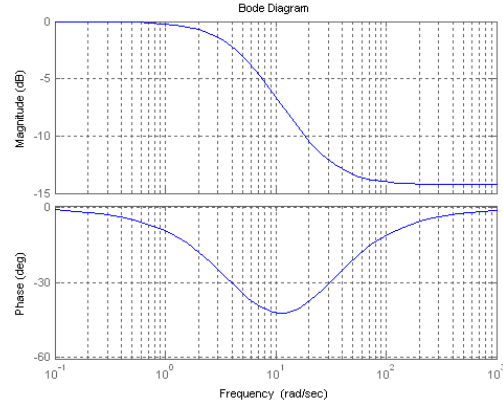


Figura 4.12: Diagrama de bode para o modelo de prótese controlado por um PID analógico em malha fechada

regime permanente e em uma primeira vista o integrador não estaria agindo. De fato ocorre que a referência é alterada em um espaço de tempo insuficiente para uma ação integral efetiva.

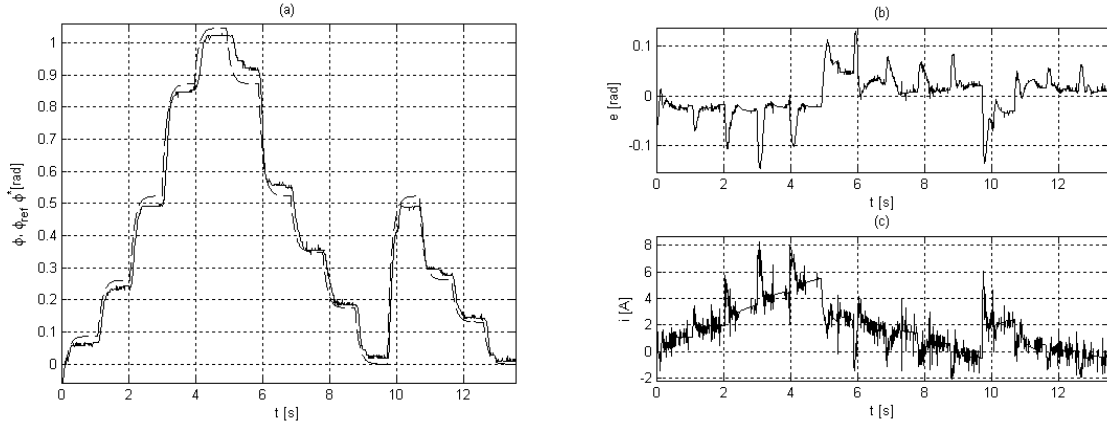


Figura 4.13: Resultados experimentais para entradas degrau utilizando controle PID. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.

Para validar a suposição inicial, foi feito o experimento para um novo controlador, e os ganhos proporcional, integral e derivativo são dispostos na Tabela 4.5, o resultado do experimento na Figura 4.14. Para o segundo controlador, o sistema respondeu com erro próximo de zero para a região de $\phi = 1\text{rad}$, porém ocorreu uma instabilidade para as regiões de ângulo menor. A instabilidade ocorre pois os três ganhos são maiores, e desta forma a ação de controle resultante é sensivelmente maior.

Tabela 4.5: Parâmetros de tempo contínuo do controlador PID com maior ganho integral

K_p	K_i	K_d
0,1	0,111	0,0011

Caso seja imprescindível o uso de entradas degrau, pode-se aliar as duas respostas utilizando um

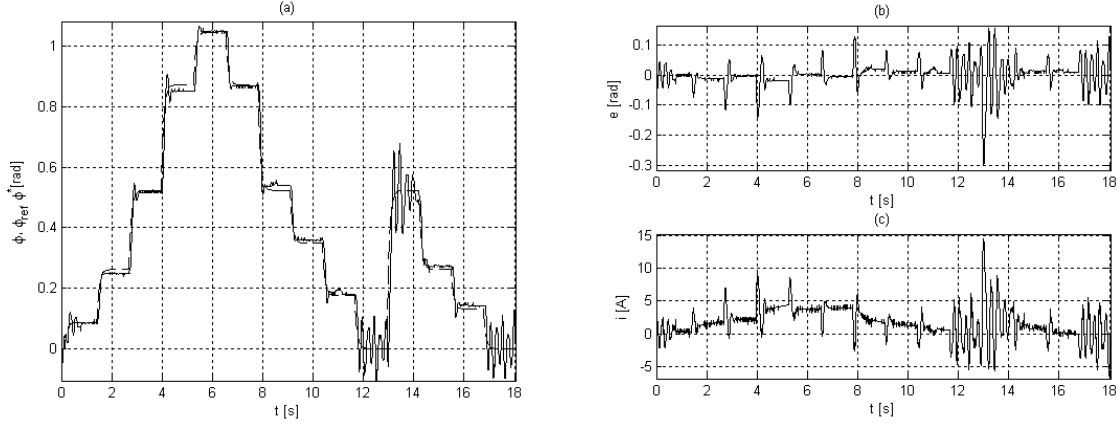


Figura 4.14: Resultados experimentais para entradas degrau utilizando controle PID com ganho integral maior. Gráfico (a): referência em linha tracejada, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Gráfico (c): corrente de armadura.

escalonamento de ganho. Para as regiões de ângulo menor deve-se utilizar os ganhos do primeiro controlador. Para as regiões de ângulo maior, os ganhos do segundo controlador.

É perceptível a influência de não-linearidades no sistema além do torque interferente gerado pelo conjunto tornozelo-pé, mas para todos os sinais de referência o controlador PID consegue minimizá-las, com repostas satisfatórias e sem grandes oscilações.

4.6 Controle adaptativo por modelo de referência

Para a implementação do MRAC foram testados vários tipos de modelos de referência, utilizando critérios de desempenho, resposta nos transitórios e baixa oscilação. Escolheu-se um modelo com tempo de subida 300ms, pois desta forma haveria pouca atenuação e atraso na saída. O modelo escolhido é representado pela função de transferência:

$$\phi_m(s) = \frac{b_m}{s + a_m} = \frac{10}{s + 10} \quad (4.11)$$

desta forma, os valores $a_m = b_m = 10$. O ganho de adaptação γ também foi sintonizado durante experimentos.

Para utilização digital do controlador MRAC as equações (2.42) e (2.43) foram discretizadas utilizando a aproximação de Euler para a derivada primeira e período de amostragem $T_s = 10ms$, resultando em:

$$\theta_1(k) = \theta_1(k-1) - T_s \gamma \phi^*(k) e(k) \quad (4.12)$$

$$\theta_2(k) = \theta_2(k-1) + T_s \gamma \phi(k) e(k) \quad (4.13)$$

em que o ganho de adaptação digital utilizado foi $T_s \gamma = 0,0000333$.

Para estes valores, a lei de controle é:

$$\phi(k) = \theta_1(k) \phi^*(k) - \theta_2(k) \phi(k) \quad (4.14)$$

e a partir das equações (2.36), (4.5) e (4.11), encontram-se os parâmetros iniciais de adaptação $\theta_1(0) = 0,099481$ e $\theta_2(0) = 0,089133$.

O modelo de referência da equação (4.11) na forma discretizada é:

$$\phi_m(k) = 0,904837\phi_m(k-1) + 0,095162\phi^*(k-1); \quad (4.15)$$

Para esta configuração de MRAC foram repetidos os quatro experimentos do controlador PI para fins de comparação. A resposta para uma série de degraus é apresentada na Figura 4.15. O torque do conjunto pé-tornozelo causa algumas oscilações no sistema, mas o controlador fica comprometido, somente, perto da posição $\phi = 0$ rad, gerando algumas oscilações na posição.

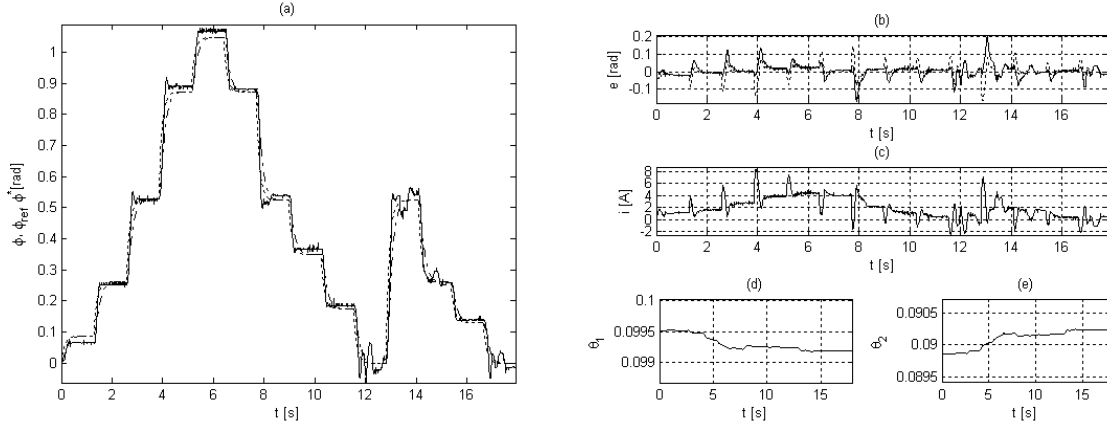


Figura 4.15: Resultados experimentais para entradas degrau utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.

A resposta para a entrada triangular é apresentada na Figura 4.16. Os parâmetros θ_1 e θ_2 são sempre adaptados de forma que o sistema se aproxime da saída esperada pelo modelo de referência, mas pela influência das não-linearidades segue-se sempre oscilando em torno da resposta.

A resposta às entradas senoidais de 0,5Hz e 1Hz são apresentadas nas Figuras 4.17 e 4.18 respectivamente. Para a senóide de 0,5Hz o sistema é sempre próximo do modelo de referência, o que não ocorre para a senóide de 1Hz. Este efeito ocorre, pois os parâmetros de adaptação são atualizados de forma muito lenta e o controlador não consegue compensar a inércia da perna quando há as alterações de subida e descida. Aumentando o ganho de adaptação digital este efeito é reduzido, como pode ser visto na Figura 4.19, utilizando ganho $Ts\gamma = 0,005$.

Para todos os experimentos o MRAC respondeu de forma satisfatória, apesar de não seguir exatamente a saída. As não-linearidades foram compensadas em todos os casos, porém para senóides de maior frequência é necessário um aumento do ganho de adaptação. Uma vantagem do MRAC para o controlador PID é a variação mais suave de corrente. Esta suavidade reduz vibrações na tíbia durante o movimento.

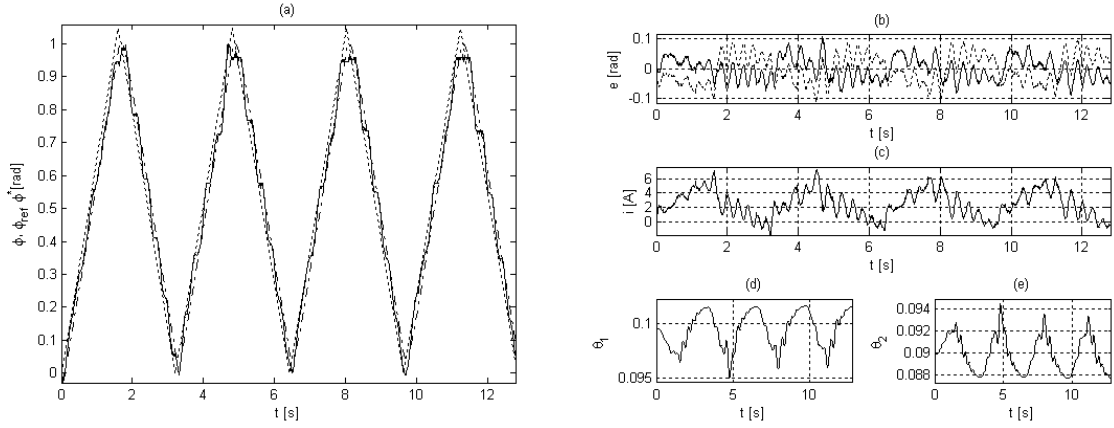


Figura 4.16: Resultados experimentais para a entrada triangular utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.

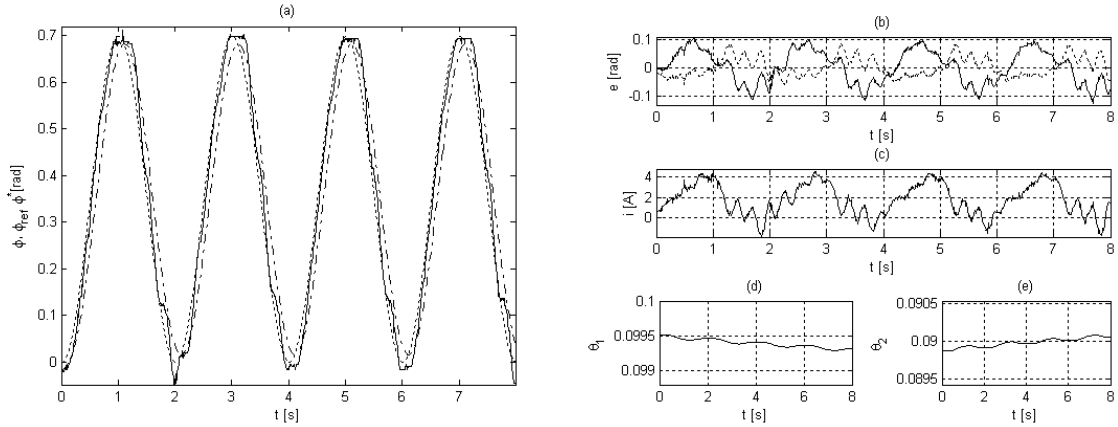


Figura 4.17: Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 0,5Hz utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.

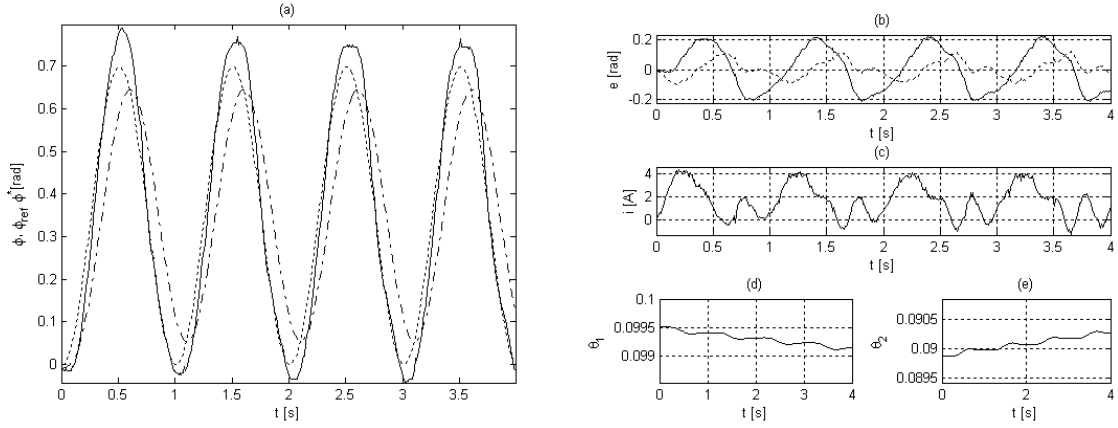


Figura 4.18: Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 1Hz utilizando MRAC. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.

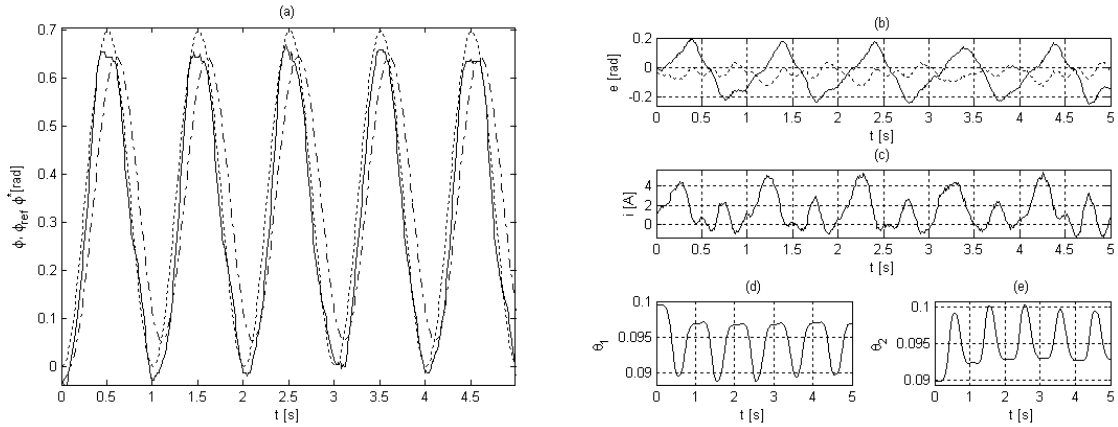


Figura 4.19: Resultados experimentais para a entrada senoidal de frequência 0,5Hz utilizando MRAC, ganho de adaptação discreto $T_s \gamma = 0,005$. Gráfico (a): posição angular. Referência em linha pontilhada, modelo de referência em linha traço e ponto, medição em linha cheia. Gráfico (b): erro de posição. Erro com a referência linha pontilhada, com o modelo de referência linha cheia. Gráfico (c): corrente de armadura. Gráficos (d) e (e): parâmetros θ_1 e θ_2 , respectivamente.

Capítulo 5

Conclusões

Este manuscrito apresentou a implementação de um controle adaptativo na junta de uma prótese de perna. Fez-se a adaptação do protótipo inicial para uma prótese comercial, o desenvolvimento uma placa para o acionamento de motores, a proposição e a identificação de parâmetros de um modelo matemático para a prótese e a implementação de duas estratégias de controle de posição.

A transformação de uma prótese mecânica comercial em uma prótese ativa é uma alternativa para o protótipo anterior, com esta alteração existe a possibilidade de encaixe da prótese na perna do paciente. O uso do conjunto pé-tornozelo em alumínio é viável enquanto a prótese for utilizada no suporte de sustentação. Para o uso de um paciente sugere-se utilizar um material mais resistente, como aço ou titânio, pois a fixação com a tíbia é feita por 4 parafusos e deve provocar um desgaste do alumínio. A alteração dos sensores de posição angular para encoders absolutos também é sugerida.

O *Servo-Amplificador PWM* apresentou-se como uma forma eficiente para acionamento de motores de corrente contínua pois é um sistema robusto e versátil. É apresentada uma metodologia para a sintonia do *Servo-Amplificador PWM* em modo fonte de corrente. Este sistema é utilizado em outros projetos do laboratório.

Com a tentativa de identificação do modelo utilizando redes neurais, chega-se a conclusão que uma rede pequena não consegue identificar as não-linearidades presentes, pelo menos com o modelo utilizado. A rede necessária para a identificação do sistema poderá ser maior, ou deverá ser utilizada estrutura diferente da ARX. Se o interesse na rede for a utilização de um preditor, a rede utilizada é fortemente recomendada, pois as predições um passo a frente são feitas com erros pequenos.

Apesar de inicialmente o modelo não-linear proposto para a perna ser de segunda ordem, os resultados mostram que é satisfatória aproximação por um modelo de primeira ordem. Pode-se linearizar o modelo proposto utilizando uma mudança de variáveis. Para o controle do pé e do tornozelo sugere-se utilizar este mesmo modelo para o controle de posição.

Utilizando controlador PID obteve-se resultados muito bons para as ondas triangular e senóides, porém é observado que com o aumento da frequência destas ondas, a inércia da perna fica

mais influente no sistema. O controlador não consegue compensar interferência da inércia, a amplitude da saída fica maior que a referência. Para as entradas degrau, com o primeiro controlador implementado houve problemas para compensar a descida da posição $\phi = 1\text{rad}$, porém com um segundo controlador implementado o problema foi na região de $\phi = 0\text{rad}$. Caso seja necessário a utilização de entradas degrau na geração de trajetórias, pode-se utilizar um escalonamento de ganho para compensar estes problemas. Porém não há garantia de que o controlador compensará futuras interferências provenientes da marcha do paciente.

Utilizando o MRAC o resultado para as ondas triangular e senóide de 0,5Hz são muito bons, entretanto para frequências maiores é necessário um ganho de adaptação maior. O aumento do ganho de adaptação garante que a amplitude de saída não seja muito maior que a referência, ou seja, com ganhos de adaptação pequenos o controlador não ajusta os parâmetros de forma suficientemente rápida para minimizar uma maior influência da inércia no sistema. Para as entradas degrau o MRAC movimentou a perna na região do ângulo $\phi = 1\text{rad}$, mas houve erro em regime permanente. Ainda nas entradas degrau, há uma oscilação para a região do ângulo $\phi = 0\text{rad}$ e para grandes variações de posição.

Após avaliação de diferentes ondas, fica a sugestão de se aproximar as trajetórias por senóides ou por ondas triangulares, pois estas obtiveram resultados melhores que para degraus. Sugere-se implementar os dois tipos de controladores quando se fizer uma avaliação em um paciente, para se decidir qual controlador responderá melhor com as mudanças no sistema geradas pela marcha. Caso os controladores não funcionem, deve-se reavaliar o modelo utilizado no sentido de considerar perturbações provenientes do movimento da prótese em marcha pelo paciente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

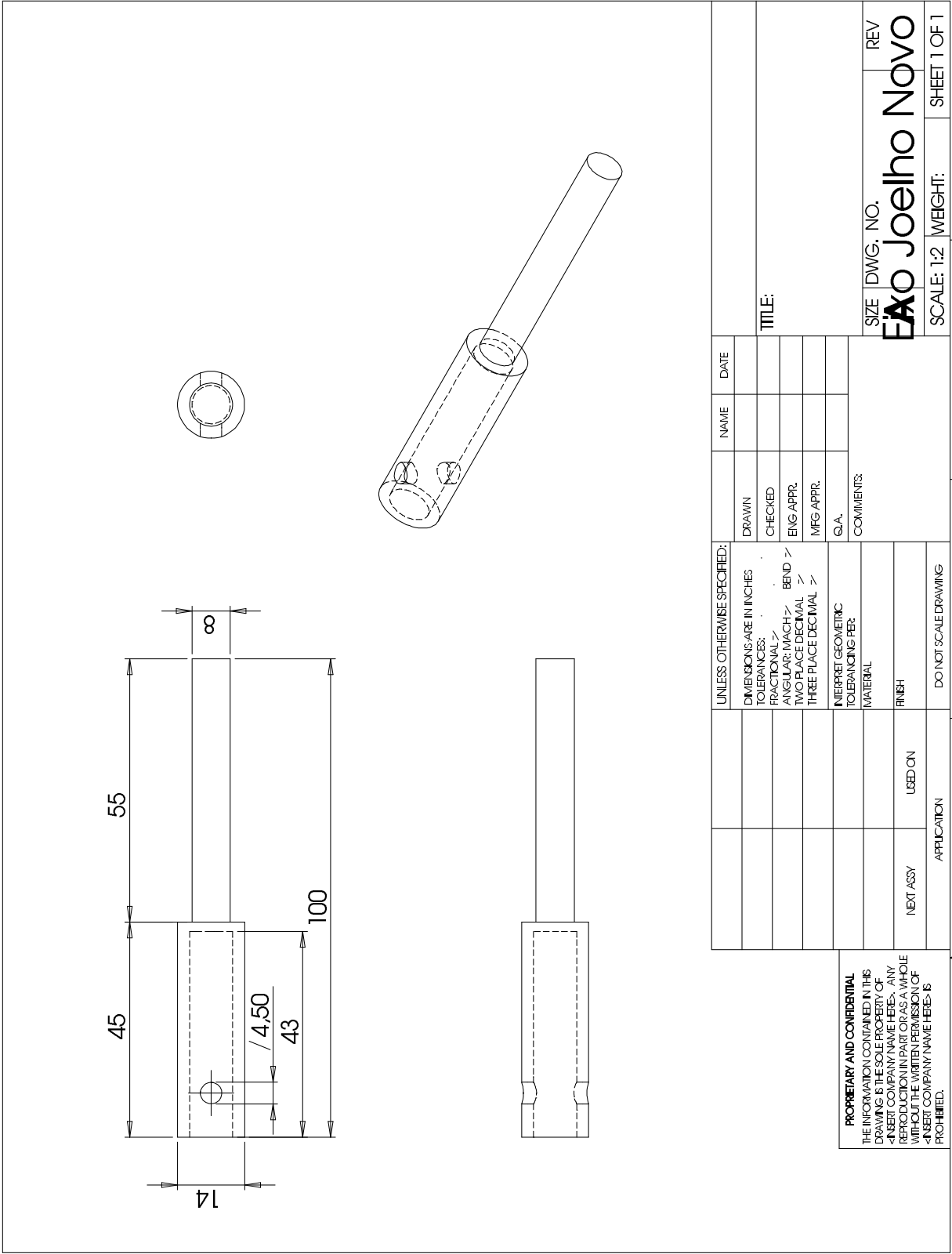
- [1] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *Single-Channel: 6N137, HCPL-2601, HCPL-2611 High Speed-10 MBit/s Logic Gate Optocouplers*. [S.l.], 2006.
- [2] CASCÃO, C. A. *Prótese Mecânica para Reabilitação Robótica*. Trabalho de conclusão de curso de Engenharia Mecatrônica. Laboratório de Controle e Visão por Computador, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília: [s.n.], 2005.
- [3] NAKAHATI, Y. W.; SILVA, E. M. V. *Desenvolvimento de um Sistema Supervisório para Experimentos de Controle e Implementação de um Pendubot*. Trabalho de conclusão de curso de Engenharia Mecatrônica. Laboratório de Robótica e Automação, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília: [s.n.], 2007.
- [4] ÅSTROM, K. J.; WITTENMARK, B. *Adaptive Control*. [S.l.]: Addison Wesley, 1995.
- [5] NØRGAARD, M. et al. *Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems*. [S.l.]: Springer, 2000.
- [6] LJUNG, L. *System Identification - Theory for the User*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1999.
- [7] BECKMANN, E. D.; SANTOS, G. F. dos. *Desenvolvimento de Controladores para Prótese Robótica de Perna*. Trabalho de conclusão de curso de Engenharia Mecatrônica. Laboratório de Controle e Visão por Computador, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília: [s.n.], 2006.
- [8] ALLEGRO MICROSYSTEMS. *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor ACS704ELC-005*. [S.l.], 2006.
- [9] ALLEGRO MICROSYSTEMS. *Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor ACS704ELC-015*. [S.l.], 2006.
- [10] MARTINS, A. S.; BORGES, G. A. *Introdução ao padrão físico RS-485*. Nota técnica. Laboratório de Controle e Visão por Computador, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília: [s.n.].
- [11] NØRGAARD, M. Tech. Report. 00-E-891, *Neural Network Based System Identification Toolbox*. Nota técnica. Department of Automation, Technical University of Denmark: [s.n.], 2000.

ANEXOS

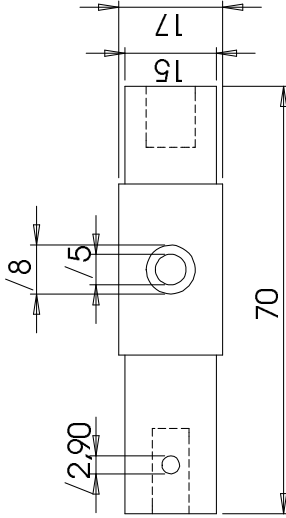
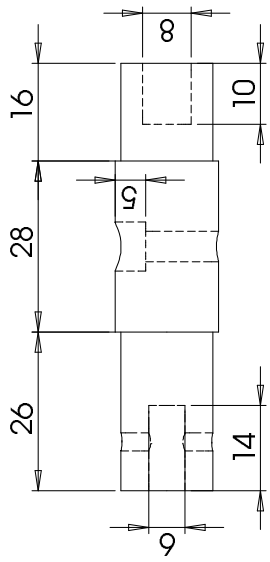
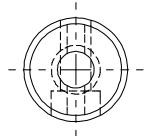
I. DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS

O diagrama esquemático em anexo refere-se ao projeto do *Servo-Amplificador PWM*

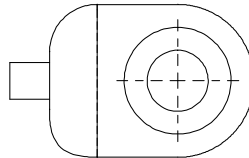
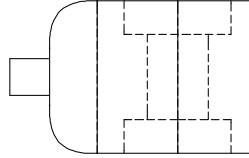
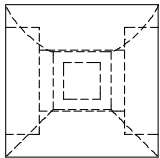
II. DESENHOS DE PEÇAS



PROPRIETARY AND CONFIDENTIAL THE INFORMATION CONTAINED IN THIS DRAWING IS THE SOLE PROPERTY OF <INSERT COMPANY NAME HERE>. ANY REPRODUCTION IN PART OR AS A WHOLE WITHOUT THE WRITTEN PERMISSION OF <INSERT COMPANY NAME HERE> IS PROHIBITED.																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
---	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--



PROPRIETARY AND CONFIDENTIAL THE INFORMATION CONTAINED IN THIS DRAWING IS THE SOLE PROPERTY OF <INSERT COMPANY NAME HERE>. ANY REPRODUCTION IN PART OR AS A WHOLE WITHOUT THE WRITTEN PERMISSION OF <INSERT COMPANY NAME HERE> IS PROHIBITED.			UNLESS OTHERWISE SPECIFIED:		NAME	DATE	TITLE:	
			DIMENSIONS ARE IN INCHES		DRAWN			
			TOLERANCES: FRACTIONAL > ANGULAR: MATCH > BEND > TWO PLACE DECIMAL > THREE PLACE DECIMAL >		CHECKED			
					ENG. APPR.			
					MFG APPR.			
					Q.A.			
			INTERPRET GEOMETRIC TOLERANCING PER:	COMMENTS:				
			MATERIAL					
			FINISH					
		NEXT ASSY	USED ON					
	APPLICATION		DO NOT SCALE DRAWING				SCALE: 1:1 WEIGHT:	SHEET 1 OF 1
SIZE		DWG. NO.		REV				
A		Eixo Novo						

[illegible]

III. DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO CD

No CD em anexo contém os projetos de peças para adaptação da prótese, arquivos do protel para projeto do *Servo-Amplificador PWM* e os códigos de programas utilizados neste projeto, *scripts* do Matlab, dados dos experimentos realizados, figuras utilizadas na construção deste relatório e vídeos de experimentos realizados.

- /arm/ — códigos utilizados na interface de medição, acionamento e controle
- /figs/ — arquivos post-script das figuras utilizadas neste manuscrito
- /matlab/
 - /controle_mrac/ — arquivos de dados e scripts para visualização dos experimentos realizados com o MRAC
 - /controle_pid/ — arquivos de dados e scripts para visualização dos experimentos realizados com o controlador PID
 - /estimacao_modelo/ — arquivos de dados e scripts para visualização do experimento para estimação do modelo não-linear
 - /redes_neurais/ — arquivos de dados e scripts para visualização do experimento de treinamento da rede neural
- /pc/ — códigos utilizados na plataforma pc para o controle da junta e comunicação
- /videos/ — videos dos experimentos realizados
- /visio/ — arquivos utilizados na geração de figuras utilizadas neste manuscrito