



**Universidade do Estado do Rio de Janeiro**

Centro de Tecnologia e Ciências

Faculdade de Engenharia

William de Souza Barbosa


**Controle de um sistema de eletroestimulação funcional**

Rio de Janeiro

2014

William de Souza Barbosa

**Controle de um sistema de eletroestimulação funcional**



Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Tiago Roux de Oliveira

Rio de Janeiro

2014

**CATALOGAÇÃO NA FONTE**  
**UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC/B**

B238 Barbosa, William de Souza.  
Controle de um sistema de eletroestimulação funcional /  
William de Souza Barbosa. - 2014.  
95 f.

Orientador: Tiago Roux de Oliveira.  
Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de  
Janeiro, Faculdade de Engenharia.

1. Engenharia Eletrônica. 2. Controle não-linear –  
Dissertações. I. Oliveira, Tiago Roux de. II. Universidade do  
Estado do Rio de Janeiro. IV. Título.

CDU 681.511.4

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta dissertação, desde que citada a fonte.

---

Assinatura

---

Data

William de Souza Barbosa

## **Controle de um sistema de eletroestimulação funcional**

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Aprovado em: 28 de março de 2014.

Banca Examinadora:

---

Prof. Dr. Tiago Roux de Oliveira (Orientador)  
Faculdade de Engenharia – UERJ

---

Prof. Dr. José Paulo Vilela Soares da Cunha  
Faculdade de Engenharia – UERJ

---

Prof. Dr. Alessandro Jacoud Peixoto  
Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ-COPPE

---

Prof. Dr. Alexandre Visintainer Pino  
Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ-COPPE

Rio de Janeiro

2014

## DEDICATÓRIA

A Deus, por permitir mais essa vitória. A meus pais e irmãos, a minha esposa, pela paciência e carinho nestes anos, a meu orientador, pela paciência e ao companheiro e doutorando João Catunda e a toda equipe de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ, por compartilhar os conhecimentos e me auxiliar sempre que foi necessário.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao meu orientador, Prof. Tiago Roux, por toda a ajuda e demonstração de força de vontade, pela excelente orientação, apontando os melhores caminhos, dando estímulos para o desenvolvimento deste trabalho e pela amizade demonstrada nesses anos.

Aos professores, pelos ensinamentos, dentro e fora da sala de aula, durante a época da graduação e agora do mestrado.

Aos meus amigos de trabalho pela paciência com os meus estudos.

Aos meus colegas de mestrado, pelo companheirismo e pelo inegável apoio quando necessário.

A UERJ, porque sem ela não poderia ter realizado este sonho de conquista.

A todos aqueles, que embora não citados nominalmente, contribuíram direta e indiretamente para a execução desta Dissertação.

"Posso pegar meu telescópio e ver milhões de quilômetros de distância no espaço; mas também posso pôr meu telescópio de lado, ir para o meu quarto, fechar a porta e, em oração fervorosa, ver mais do Céu e me aproximar mais de DEUS do que quando estou equipado com todos os telescópios e instrumentos do mundo"

*ISAAC NEWTON*

## RESUMO

BARBOSA, William de Souza. *Controle de um sistema de eletroestimulação funcional*. 2014. 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.

Esta Dissertação irá apresentar a utilização de técnicas de controle não-linear, tais como o controle adaptativo e robusto, de modo a controlar um sistema de Eletroestimulação Funcional desenvolvido pelo laboratório de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ. Basicamente um Eletroestimulador Funcional (*Functional Electrical Stimulation – FES*) se baseia na estimulação dos nervos motores via eletrodos cutâneos de modo a movimentar (contrair ou distender) os músculos, visando o fortalecimento muscular, a ativação de vias nervosas (reinervação), manutenção da amplitude de movimento, controle de espasticidade muscular, retardo de atrofia e manutenção de tonicidade muscular. O sistema utilizado tem por objetivo movimentar os membros superiores através do estímulo elétrico de modo a atingir ângulos-alvo pré-determinados para a articulação do cotovelo. Devido ao fato de não termos conhecimento pleno do funcionamento neuro-motor humano e do mesmo ser variante no tempo, não-linear, com parâmetros incertos, sujeito a perturbações e completamente diferente para cada indivíduo, se faz necessário o uso de técnicas de controle avançadas na tentativa de se estabilizar e controlar esse tipo de sistema. O objetivo principal é verificar experimentalmente a eficácia dessas técnicas de controle não-linear e adaptativo em comparação às técnicas clássicas, de modo a alcançar um controle mais rápido, robusto e que tenha um desempenho satisfatório. Em face disso, espera-se ampliar o campo de utilização de técnicas de controle adaptativo e robusto, além de outras técnicas de sistemas inteligentes, tais como os algoritmos genéticos, provando que sua aplicação pode ser efetiva no campo de sistemas biológicos e biomédicos, auxiliando assim na melhoria do tratamento de pacientes envolvidos nas pesquisas desenvolvidas no Laboratório de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ.

Palavras-chave: Sistemas não-lineares e variantes no tempo; Sistemas com atraso; Eletroestimulação funcional; Controle adaptativo e robusto; Controle por busca extremal; PID; Algoritmos genéticos; Escalonamento temporal.



## ABSTRACT

BARBOSA, William de Souza. *Control of a functional electrical stimulation system*. 2014. 95 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2014.

This dissertation will present the use of nonlinear control techniques, such as adaptive and robust control in order to design a Functional Electrical Stimulation (FES) system developed by Biomedical Engineering Laboratory at COPPE/UFRJ. Basically, a FES on the stimulation of motor nerves via skin electrodes in order to contract or stretch the muscles such that the amplitude and quality of the limbs movement can be maintained, reducing muscular atrophy as well. Consequently, the muscle strength can be improved and new neural pathways may be activated. Here, the goals of the proposed control system is to move the arm of the patient via electrical stimulation to achieve some desired trajectory related to the elbow angles of reference. Since we have a priori no deep knowledge of human neuro-motor model, the use of advanced and robust control schemes seems to be useful to stabilize this kind of systems which may be completely different for each individual, being time-varying, nonlinear, uncertain and subject to disturbances. The main objective is to experimentally verify the effectiveness of the proposed nonlinear and adaptive controllers when compared to classical ones in order to achieve faster, robust and better control performance. It is expected to spread the application of adaptive and robust controllers and other intelligent system tools, such as genetic algorithms, to the field of biological and biomedical engineering. Thus, we believe that the developed control system may help the improvement of the patients treatment involved in the research carried out by Biomedical Engineering Laboratory at COPPE/UFRJ.

Keywords: Nonlinear and time-varying systems; Time-delay systems; Functional electrical stimulation; Robust and adaptive control; Extremum seeking; PID; Genetic algorithms; Time scaling; Sliding mode control.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Esquema ilustrativo de um AVC.....	16
Figura 2 – ImplemeEsquema da corrente elétrica chegando até os músculos .....	18
Figura 3 – Exemplo de eletroestimulador .....	19
Figura 4 – Eletroestimulador desenvolvido pela COPPE/UFRJ .....	20
Figura 5 – Resultados obtidos em malha aberta para o mesmo voluntário.....	22
Figura 6 – Formato do sinal de eletroestimulação.....	23
Figura 7 – Eletroestimulador e sistema de movimento.....	23
Figura 8 – Sistema de aquisição de dados utilizado .....	24
Figura 9 – Diagrama de blocos com o esquema geral do aparato experimental.....	24
Figura 10 – Trecho da tela de programação feita em <i>LabVIEW</i> .....	25
Figura 11 – Plataforma previamente desenvolvida no <i>LabVIEW</i> .....	25
Figura 12 – Posição de colocação dos eletrodos .....	29
Figura 13 – Resposta do indivíduo 1 (corrente 36mA) .....	30
Figura 14 – Resposta do indivíduo 2 (corrente 36mA) .....	30
Figura 15 – Resposta do indivíduo 3 (corrente 36mA) .....	31
Figura 16 – Resposta do indivíduo 1 (corrente 40mA) .....	31
Figura 17 – Resposta do indivíduo 2 (corrente 40mA) .....	32
Figura 18 – Resposta do indivíduo 3 (corrente 40mA) .....	32
Figura 19 – Resposta do indivíduo 1 (corrente 50mA) .....	33
Figura 20 – Resposta do indivíduo 2 (corrente 50mA) .....	33
Figura 21 – Resposta do indivíduo 3 (corrente 50mA) .....	34
Figura 22 – Modelo do tipo Hill da dinâmica da contração do tecido muscular .....	37
Figura 23 – Diagrama de blocos do modelo de Zajac (adaptado de Zajac, 1989) ....	38
Figura 24 – Característica não-linear de ativação dos músculos [Golle, 1998].....	39
Figura 25 – Duas respostas impulsoriais de mesmo músculo (adap.Golle, 1998) ...	40
Figura 26 – Sistema de Controle em Malha-Fechada .....	43
Figura 27 – Interface do usuário desenvolvida pela COPPE/UFRJ .....	45
Figura 28 – Exemplo de controlador PID .....	45
Figura 29 – Simulação PID 3 indivíduos 36mA .....	48
Figura 30 – Resposta do indivíduo 1 ao PID (ganhos pré ajustados) .....	49
Figura 31 – Gráfico erro x Geração configuração .....	52

Figura 32 – Esquema do Controlador por busca extremal (adaptado Krstic, 2003)..	53
Figura 33 – Diagrama de blocos do <i>MATLAB</i> utilizando ESC.....	57
Figura 34 – Resposta obtida com o ESC (indivíduo 1).....	58
Figura 35 – Evolução do ganho $K_p$ .....	58
Figura 36 – Evolução do ganho $K_i$ .....	59
Figura 37 – Evolução do ganho $K_d$ .....	59
Figura 38 – Esquema de Controle adaptativo por escalonamento de ganhos .....	61
Figura 39 – Esquema de Controle adaptativo por Reg. Auto-Sintonizáveis.....	62
Figura 40 – Esquema de Controle adaptativo por controle Dual .....	63
Figura 41 – Esquema de Controle adaptativo por Modelo de referência .....	64
Figura 42 – Modelo de MRAC Utilizado .....	69
Figura 43 – Resposta simulada do controle adaptativo à planta de Golle.....	69
Figura 44 – Sinal do erro.....	70
Figura 45 – Resposta simulada MRAC+projeção .....	72
Figura 46 – Simulação MRAC+PROJEÇÃO+DELAY de 0,01 seg.....	75
Figura 47 – Resposta simulada do indivíduo 1 com o controlador (36 mA)..	83
Figura 48 – Resposta simulada do indivíduo 2 com o controlador (36 mA)..	82
Figura 49 – Resposta simulada do indivíduo 3 com o controlador (36 mA)..	83
Figura 50 – Resposta do indivíduo 1 com o controlador (36 mA) na prática.....	84
Figura 51 – Sinal de controle do indivíduo 1 com o controlador Relé .....	85
Figura 52 – Resposta da simulação controlador Integral e Relé (ind. 1 – 36mA).....	86
Figura 53 – Resposta da simulação controlador Integral e Relé (ind. 2 – 36mA).....	86
Figura 54 – Resposta da simulação controlador Integral e Relé (ind. 3 – 36mA).....	87
Figura 55 – Implementação em LabVIEW do MRAC+projeção+atraso .....	89

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Funções de transferência para corrente de 36mA .....	35
Tabela 2 – Funções de transferência para corrente de 40mA .....	35
Tabela 3 – Funções de transferência para corrente de 50mA .....	36
Tabela 4 – Faixa de parâmetros das funções de transferência experimentalmente .	41
Tabela 5 – Ganhos PID Utilizados após tentativas sucessivas .....	47
Tabela 6 – Três melhores conFigurações obtidas pelo GAOT .....	51
Tabela 7 – Ganhos encontrados pelo GAOT .....	51
Tabela 8 – Ganhos médios ajustados via ESC .....	60
Tabela 9 – Esquema de modelagem para plantas de grau relativo 2 .....	68
Tabela 10 – MRAC com projeção .....	72
Tabela 11 – Esquema do RELÉ+INTEGRADOR+BAIXO GANHO .....	81

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ESC	Controle por Busca Extremal
<i>COPPE/UFRJ</i>	Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa em Engenharia/Universidade Federal do Rio de Janeiro
<i>FES</i>	Eletroestimulação Funcional
UERJ	Universidade do Estado do Rio de Janeiro
AVC	Acidente Vascular Cerebral
MRAC	Controle Adaptativo por Modelo de Referência
NLTV	Não-linear e Variante no Tempo
IHM	Interface Homem-Máquina
PID	Controlador Proporcional, Integral e Derivativo

## LISTA DE SÍMBOLOS

$K$	Ganho de alta frequência
$\xi$	Fator de amortecimento do sistema
$\omega_n$	Frequência natural do sistema
$n^*$	Grau relativo do sistema
$F^m(t)$	Força muscular em função do tempo
$f(v)$	Força da fibra dependendo da velocidade
$f(l)$	Força dependente do comprimento da fibra
$a(t)$	Ativação muscular em função do tempo
$F_o^m$	Força máxima da fibra muscular
$F_P^m(t)$	Força muscular passiva em função do tempo
$F_A^m$	Força muscular ativa em função do tempo
$f_P(l)$	Força passiva dependente do comprimento da fibra
$\theta_m$	Ângulo do braço(modelo Zajac)
$\tau_m$	Torque necessário para mover o músculo (modelo Zajac)
$I_m(s)$	Corrente necessária para mover o músculo (modelo Nunes)
$I^{GTO}(s)$	Função de transferência de ativação do músculo (modelo Nunes)
$K^{GTO}(s)$	Ganho normalizado de ativação dos músculos (modelo Nunes)
$e(t)$	Erro angular do sistema
$y(t)$	Saída (em ângulos) do sistema
$ym(t)$	Saída (em ângulos) do modelo (ou ângulo de referência)
$u_{PID}(t)$	Entrada controle PID
$K_p$	Ganho proporcional
$K_i$	Ganho integral
$K_D$	Ganho derivativo
$f(e)$	Função de custo do erro
$f^*$	Estimativa da função de custo
$\hat{e}$	Estimativa do erro
$e^*$	Erro desconhecido
$\alpha$	Ganho do seno (ESC)
$\omega$	Frequência da perturbação (ESC)
$k$	Ganho de integração (ESC)

$\zeta$	Saída demodulada pela multiplicação de $\sin \omega t$ (ESC)
$\Theta$	Parâmetro de adaptação do modelo (MRAC)
$\gamma$	Taxa de adaptação (MRAC)
$r(t)$	Entrada de referência (MRAC)
$W_m(s)$	Função de transferência do modelo de referência (MRAC)
$H(s)$	Função de transferência da planta (MRAC)
$\theta^*$	Vetor contendo todos os coeficientes da função de transferência da planta
$\theta_c^*$	Vetor calculado de coeficientes da função de transferência da planta
$K_m$	Constante da função de transferência do modelo (MRAC)
$Z_m(s)$	Numerador da função de transferência do modelo (MRAC)
$R_m(s)$	Denominador da função de transferência do modelo (MRAC)
$K_{pl}$	Constante da função de transferência da planta (MRAC)
$Z_{pl}(s)$	Numerador da função de transferência da planta (MRAC)
$R_{pl}(s)$	Denominador da função de transferência do modelo (MRAC)
$\Omega$	Vetor regressor (MRAC)
$\phi$	Filtro de $\Omega$ (MRAC)
$F$	Coeficientes de $\Omega$ (MRAC)
$g$	Coeficientes de $\Omega$ (MRAC)
$M_o$	Fronteira limite de variação de $\theta$ (MRAC)
$\lambda$	Constante de compensação do atraso (MRAC+Delay)
$\beta$	Constante de compensação do atraso (MRAC+Delay)
$\mu$	Constante de tempo (Time Scalling)
$\rho$	Função de modulação (Time Scalling)

## SUMÁRIO

	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>16</b>
<b>1</b>	<b>MODELAGEM DINÂMICA DO SISTEMA.....</b>	<b>28</b>
1.1	<b>Protocolo para realização dos experimentos .....</b>	<b>28</b>
1.2	<b>Identificação: respostas experimentais em malha aberta .....</b>	<b>29</b>
1.3	<b>Comparação com modelos da literatura .....</b>	<b>36</b>
1.4	<b>Formulação do problema.....</b>	<b>41</b>
<b>2</b>	<b>TÉCNICAS DE CONTROLE .....</b>	<b>43</b>
2.1	<b>Parâmetros para qualificação de desempenho .....</b>	<b>43</b>
2.2	<b>Controlador PID .....</b>	<b>44</b>
2.2.1	<u>Características do controlador.....</u>	<b>46</b>
2.2.2	<u>Sintonia via tentativas sucessivas .....</u>	<b>47</b>
2.2.3	<u>Sintonia via algoritmo genético.....</u>	<b>50</b>
2.2.4	<u>Sintonia via busca extremal (ESC).....</u>	<b>53</b>
2.3	<b>Controle adaptativo .....</b>	<b>61</b>
2.3.1	<u>Escalonamento de ganhos .....</u>	<b>61</b>
2.3.2	<u>Reguladores auto sintonisáveis.....</u>	<b>62</b>
2.3.3	<u>Controle dual .....</u>	<b>62</b>
2.3.4	<u>Controle adaptativo por modelo de referência (MRAC).....</u>	<b>64</b>
2.3.4.1	Características do controlador.....	<b>65</b>
2.3.4.2	Adição da projeção no controle adaptativo.....	<b>70</b>
2.3.4.3	Compensação do atraso no controle adaptativo .....	<b>73</b>
<b>3</b>	<b>CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES VIA ESCALONAMENTO TEMPORAL PARA FES .....</b>	<b>76</b>



3.1	<b>Características do controlador.....</b>	<b>76</b>
3.2	<b>Análise por perturbação singular .....</b>	<b>78</b>
3.3	<b>Escalonamento temporal para o reprojeto do controle .....</b>	<b>79</b>
3.4	<b>O caso singular <math>\mu=0</math> .....</b>	<b>79</b>
3.5	<b>Parâmetros escalonados do controlador <math>\mu\neq 0</math> .....</b>	<b>80</b>
3.6	<b>Controlador relé +integrador + baixo ganho.....</b>	<b>81</b>
3.6.1	<b><u>Comparação do relé com um Integral de baixo ganho.....</u></b>	<b>86</b>
4	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>88</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>92</b>

## INTRODUÇÃO

### Origem do problema de fisiologia

O estilo de vida e o ambiente estressante e competitivo do mundo atual fazem com que mais e mais pessoas sofram de problemas coronários, tais como diabetes e pressão alta, o que muitas vezes leva à pessoa a ter um AVC (Acidente Vascular Cerebral) ou AVE (Acidente Vascular Encefálico) (Figura 1) o que pode resultar em lesões cerebrais, ocasionando na perda total ou parcial dos movimentos dos membros inferiores e/ou superiores e até mesmo o óbito.

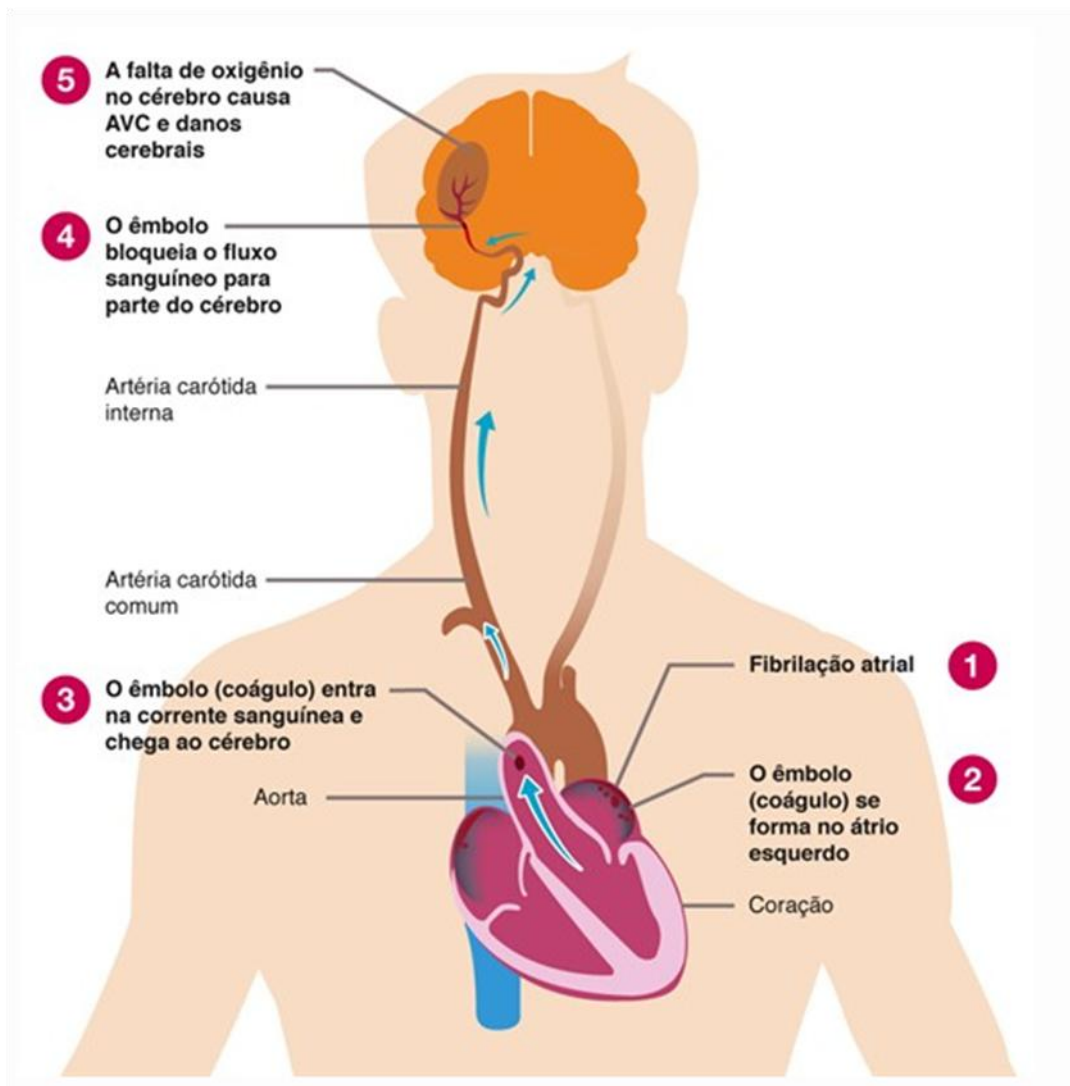


Figura 1 – Esquema ilustrativo de um AVC [adaptado de Brito, 2010]

Segundo [SANTANA, 2010]:

*“A principal característica desta patologia é o desenvolvimento de padrões motores da espasticidade em massa, tornando impossíveis os movimentos isolados, com acometimento da musculatura antagonista antigravitacional. Vários recursos fisioterapêuticos podem ser instituídos para reabilitar o paciente portador desta patologia, no que se refere ao controle da espasticidade.”*

Desta forma, muitos afetados por este mal precisam fazer um conjunto de exercícios de fisioterapia, dentre eles a eletroestimulação, com a finalidade de manter o tônus muscular e auxiliar a reinervação através do estímulo dos músculos esqueléticos.

### **A eletroestimulação muscular**

Os músculos esqueléticos são controlados pelo sistema nervoso através dos neurônios motores. Existem duas classes de neurônios motores: superiores e inferiores. Os neurônios motores inferiores ainda são divididos em neurônios motores alfa e neurônios motores gama. O conjunto formado pelo neurônio motor alfa e todas as fibras motoras inervadas por ele é chamado de unidade motora. A ativação das unidades motoras é a responsável pela produção da tensão mecânica dos músculos (BEAR, 2002).

O controle da graduação da contração muscular realizado pelos neurônios motores alfa começa quando a acetilcolina liberada pelos neurotransmissores desencadeia um potencial excitatório pós-sináptico na fibra muscular, que se contrai e relaxa rapidamente, causando um abalo mecânico (BEAR, 2002). A uma frequência de estimulação suficientemente alta, se produz uma contração sustentada ou homogênea, processo conhecido como tetania (BEAR, 2002; GUYTON; Hall, 2005). As frequências normais de disparo dos neurônios motores nos músculos humanos raramente excedem 40 Hz e raramente são menores do que 6 a 8 Hz.

Deste modo, os tratamentos à base de eletroestimulação muscular servem como mantenedores do tônus muscular, na medida em que sua excitação produz contração e distensão involuntária do músculo, levando o mesmo a manter o volume das fibras, além de auxiliar a ativação de novos caminhos neurais.

## A eletroestimulação funcional

Desde a antiguidade, a eletroterapia vem sendo utilizada, com os peixes torpedos, similares às enguias, até as garrafas de Leiden (precursoras dos atuais capacitores), para o tratamento de paralisias, contrações e outros males nervosos [Dolhem, 2008]. Com o passar do tempo e com os avanços na eletrônica e informática, os equipamentos médicos para tais fins foram se especializando e se tornando portáteis, abrindo um leque de opções para este tipo de tratamento, bem como para FES (*Functional Electrical Stimulation*).

O conceito deste tipo de terapia é chamado de Eletroestimulação funcional. O tratamento se baseia nestes princípios antigos para estimular eletricamente os grupamentos neuromotores dos músculos (Figura 2) para que as áreas neurologicamente afetadas sejam reativadas ou busquem novos grupamentos neurais para substituir os afetados por lesões.

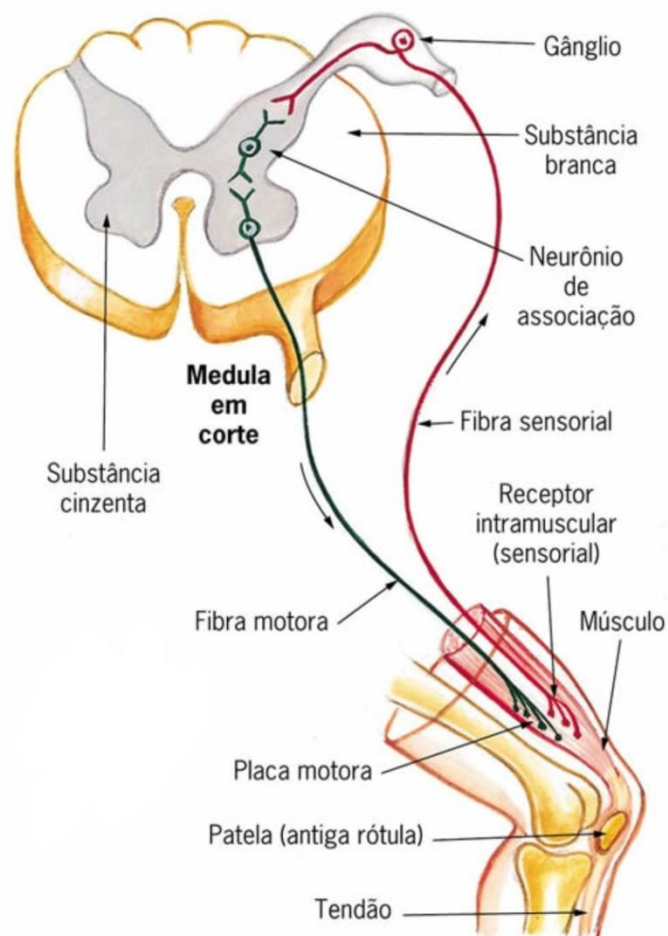


Figura 2 – Esquema da corrente elétrica chegando até os músculos [adaptado MACHADO, 2009]

O eletroestimulador funcional é similar ao eletroestimulador comum, tendo como diferença básica a faixa de corrente e a frequência com que trabalha. Isto se deve ao fato de que para a ativação e sustentação do movimento via eletroestimulação se faz necessária uma corrente maior (pouco acima do limiar motor), além de uma frequência de pulsos maior, para que ocorra o fenômeno de contração sustentada, ou tetania.

O Eletroestimulador Funcional se baseia na estimulação dos nervos motores via eletrodos cutâneos de modo a movimentar (contrair ou distender) os músculos (Figura 3), visando o fortalecimento muscular, a ativação de vias nervosas (reinervação), manutenção da amplitude de movimento, controle de espasticidade muscular, retardo de atrofia e manutenção de tonicidade muscular [W. J. Shribner, 1975].



Figura 3 – Exemplo de eletroestimulador

O FES não só apenas estimula estes grupamentos nervosos, como o faz com o objetivo primário de mover o membro afetado ou auxiliar o membro afetado a desempenhar uma ação, tal como pegar um copo de água e levar a boca, ou um talher à boca, etc. Essa ideia é de suma importância, visto que o organismo humano possui a chamada “memória muscular”. Assim sendo, o cérebro já sabe qual ação fazer e os músculos “se lembram” do movimento, porém o “sistema de controle” que

são os canais nervosos, está afetado, de modo que o movimento por vezes é realizado de forma errática e imprecisa.

O presente estudo irá apresentar a utilização de técnicas de controle, tais como controle adaptativo, controle inteligente entre outros, de modo a controlar um sistema de Eletroestimulação Funcional desenvolvido pelo laboratório de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ.

O sistema utilizado tem por objetivo movimentar os membros superiores através do estímulo elétrico de modo a atingir ângulos-alvo pré-determinados (Figura 4). O eletroestimulador desenvolvido, pode ser utilizado tanto para movimentos chamados de contralaterais (movendo-se um braço voluntariamente e outro eletroestimulado) quanto para movimentos de um único membro.

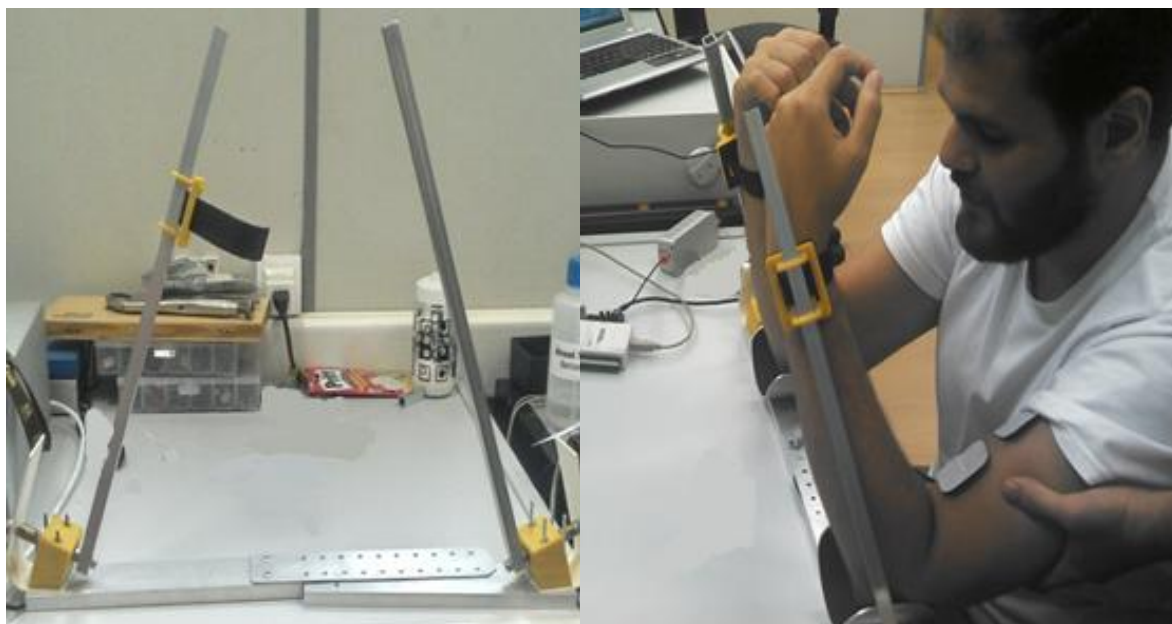


Figura 4 – Eletroestimulador desenvolvido pela COPPE/UFRJ

### **Origem do problema de controle**

Tendo em vista que cada indivíduo possui um tônus muscular diferente, uma resposta a um estímulo de formas diferentes, além de, no caso de pacientes hemiparéticos (com apenas um lado do corpo afetado por um AVE, por exemplo) ainda terem deficiência ou limitação motora, não seria tão trivial projetar um controlador único, o qual atendesse todos os indivíduos, fazendo com que os

movimentos fossem precisos, sendo necessária uma modelagem do sistema neuro-musculoesquelético do braço humano.

Além disto, ainda devemos levar em consideração a fadiga muscular, visto que, após o músculo ser eletroestimulado durante muito tempo, se faz necessário o aumento da corrente elétrica de estimulação, para que o braço se movimente novamente.

Há uma grande quantidade de trabalhos sobre a modelagem utilizada na literatura desses tipos de sistemas descritos por equações diferenciais não-lineares e variantes no tempo [Amadio & Duarte, 1996]. Atualmente diversas técnicas de controle adaptativo e robusto são utilizadas para esta classe de sistemas. Além disso, a presente Dissertação se baseia na utilização de outras técnicas igualmente inovadoras, tais como o controle inteligente (por exemplo, algoritmos genéticos) e o controle por busca extremal (*extremum seeking control* – ESC), de modo a investigar, combinar ou mesmo compará-las com técnicas de controle clássicas, inferindo se estas são aplicáveis ou não ao sistema proposto.

Alguns outros estudos utilizam lógica nebulosa (*fuzzy logic*) para controlar esses sistemas [Micera, S., 1999] aliada a um controle com adaptação, de modo a compensar características inerentes a este sistema complexo. Outros ainda aplicam apenas redes neurais aliadas a um controlador PID (proporcional, Integral e Derivativo) [Yu-Luen Chen, 2005], de modo que os ganhos do PID sejam ajustados via essa rede.

Devido ao fato de não termos conhecimento pleno do funcionamento neuro-motor humano e supormos que o mesmo seja variante no tempo, não-linear e completamente diferente de pessoa para pessoa [B. M. Nigg, W. Herzog, 1994], se faz necessário o uso de técnicas de controle avançadas na tentativa de se estabilizar e controlar esse tipo de sistema.

## **Motivação**

Somando-se o problema de fisiologia ao de controle, tem-se que controlar um sistema neuro-musculoesquelético seria um desafio de ambas áreas, uma vez que é

preciso ter o conhecimento de cada uma delas, mesmo que superficial, para delimitar uma técnica apropriada.

Em testes experimentais do presente trabalho, foi verificado, ainda que para um mesmo indivíduo, que as respostas obtidas para uma mesma entrada de referência (ângulo alvo de  $45^\circ$ ), mas com correntes diferentes, foram diferentes quanto a aspectos como *overshoot*, tempo de assentamento, zona morta e até mesmo a não obtenção de resposta alguma, tal como no caso do músculo apresentar o fenômeno de fadiga (Figura 5).

Deste modo, tem-se uma motivação ímpar para se estudar a implementação de novas estratégias de controle, uma vez que o presente sistema pode ser considerado NLVT (não-linear e variante no tempo) [Gollee. Henrik, 1998]. Assim sendo, diversos temas na área de controle podem ser abordados, desde o controle clássico até o controle moderno e controle inteligente.

Uma outra motivação, não abordada diretamente no presente trabalho, é a melhora no tratamento de pessoas com hemiplegia ocasionada por AVC, além da obtenção de terapias que proporcionassem mais conforto e qualidade de vida para os pacientes que seriam beneficiados com este tratamento inovador.

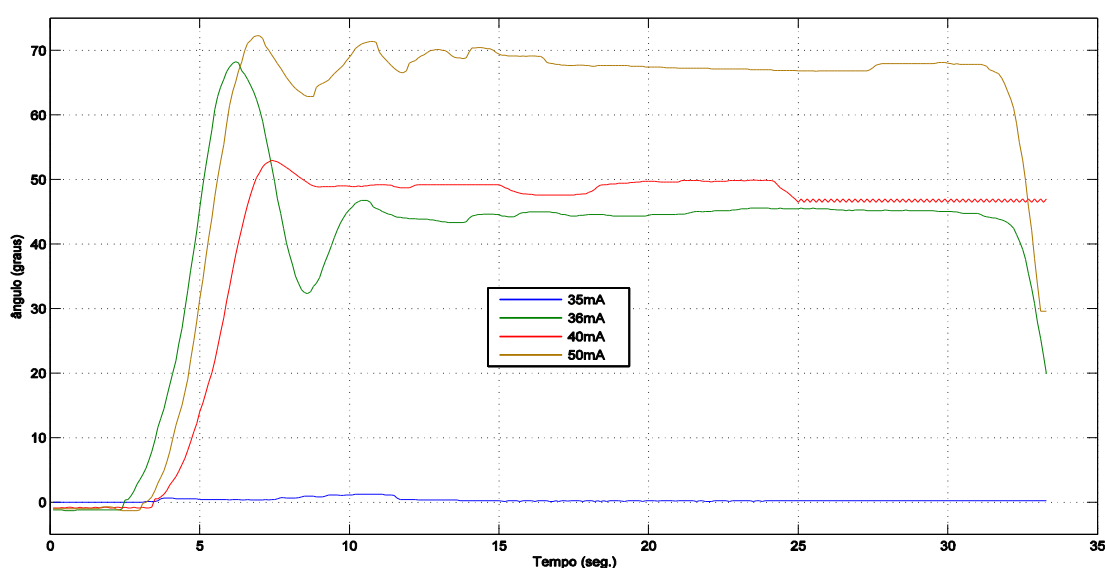


Figura 5 – Resultados preliminares obtidos em malha aberta para o mesmo voluntário (diferentes correntes)



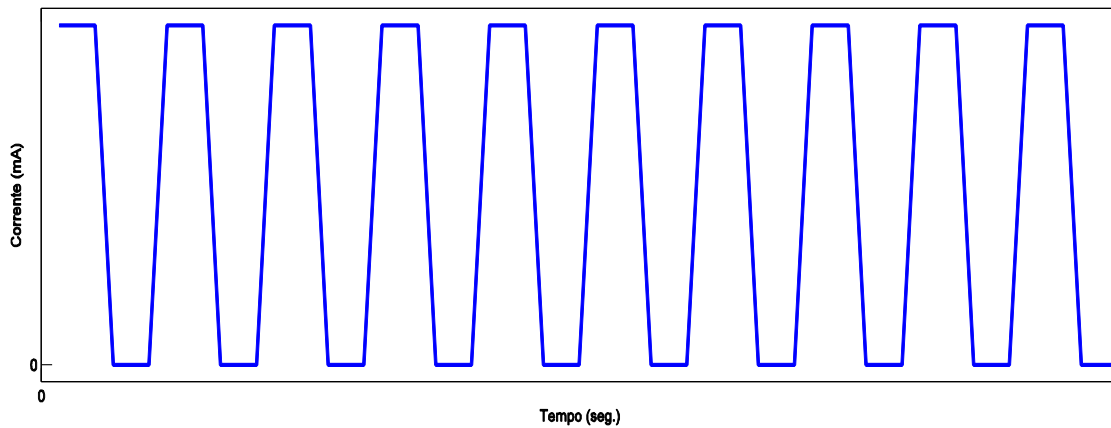


Figura 6 – Formato do sinal de eletroestimulação

Como podemos ver representado na figura 6, o sinal de estimulação é uma série de pulsos de amplitude e frequência determinadas.

### Cenário e Objetivos

A partir desta linha de raciocínio, a presente Dissertação iniciou-se com a análise preliminar do sistema montado no Programa de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ.

O equipamento experimental envolve o desenvolvimento de *software* e *hardware*. Em *hardware*, o estimulador elétrico e o sistema de eletrogoniometria do voluntário. Esse sistema é composto de um eletroestimulador de 2 canais (um para estimular o bíceps e outro o tríceps) e de uma estrutura leve em alumínio que é ajustável ao paciente (Figuras 7a e 7b), de modo a limitar o grau de liberdade de movimento.



Figura 7a – Eletroestimulador



Figura 7b - sistema de movimento

O eletroestimulador é um gerador de pulsos com amplitudes e frequências variáveis. Cada canal gera um trem de pulsos de amplitudes pré-determinadas, visando eletroestimular um grupamento muscular específico através de eletrodos cutâneos. O sistema de movimento é composto de dois medidores de ângulos (goniômetro), os quais ficam na base do eixo de alumínio.

O eletroestimulador é controlado via *software* utilizando um sistema de aquisição da *National Instruments* (Figura 8) e implementado em LabVIEW 8.2, que envia e recebe dados através dos conversores A/D e D/A, fornecendo ao computador informações das variáveis medidas para a obtenção do sinal de controle que será aplicado no paciente.



Figura 8 – Sistema de aquisição de dados utilizado

Um diagrama de blocos simplificado do sistema desenvolvido pode ser observado na Figura 9, onde o computador (PC) recebe dados do eletrogoniômetro e após processamento modifica os parâmetros do estimulador elétrico.

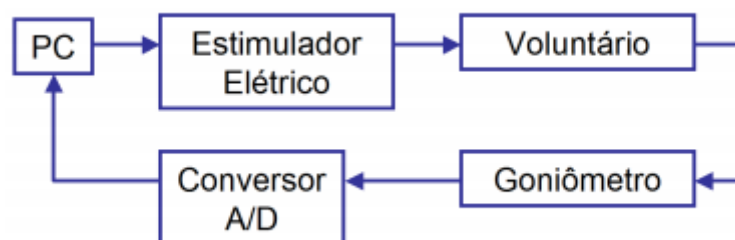


Figura 9 – Diagrama de blocos com o esquema geral do aparato experimental

O sistema desenvolvido pela COPPE/UFRJ tem uma interface com dois ambientes:

- O ambiente de programação (Figura 10), pelo qual são configurados o sistema de aquisição e criadas todas as plataformas de controle, algoritmos matemáticos e outros.

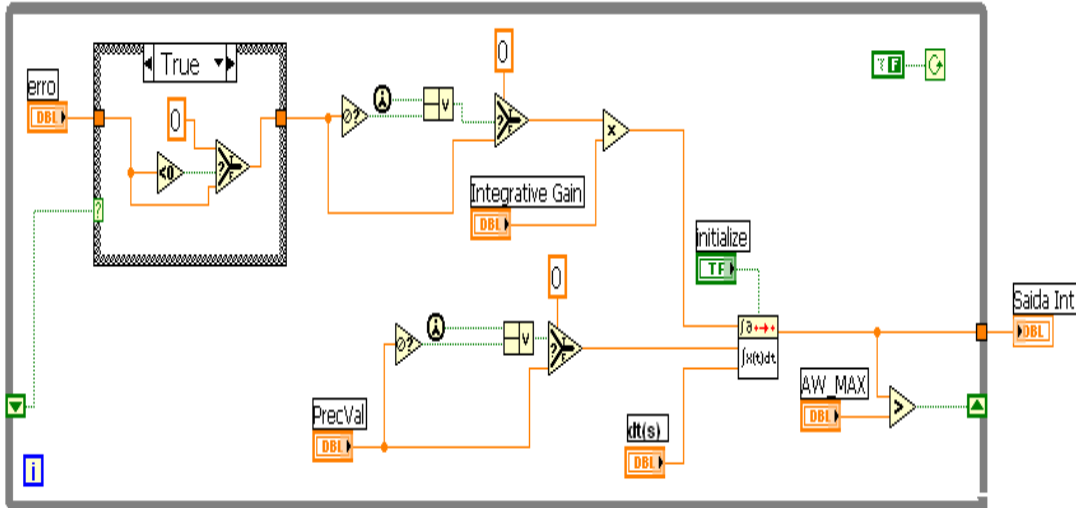


Figura 10 – Trecho da tela de programação feita em *LabVIEW*

- O Ambiente do usuário, pelo qual o usuário pode operar o sistema, simulando botões, gerando gráficos, gravando dados entre outros, funcionando basicamente como uma IHM (Interface Homem-Máquina) padrão (Figura 11).

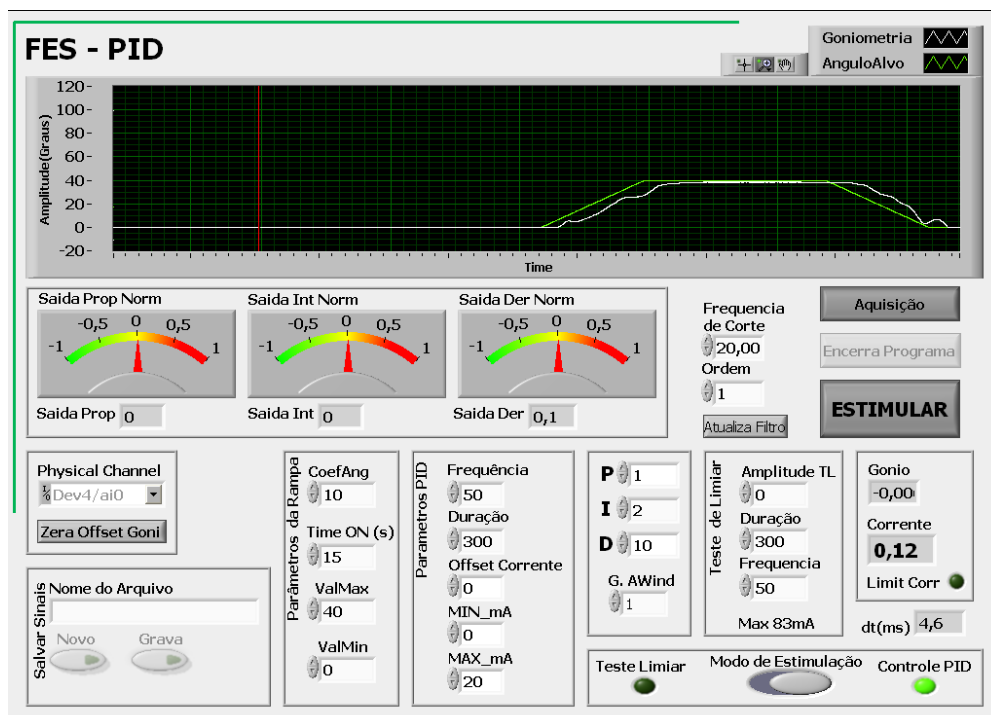


Figura 11 – Plataforma previamente desenvolvida no *LabVIEW*

O **objetivo principal** desta Dissertação é observar e estudar o comportamento de algumas estratégias de controle para fazer com que os membros superiores de um paciente atinjam um determinado ângulo alvo através de um estímulo elétrico, chamado de estímulo elétrico funcional. Deseja-se verificar a eficácia de técnicas de controle adaptativo em comparação às abordagens clássicas de controle controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo), de modo a alcançar um controle mais rápido, robusto e que tenha um desempenho mais próximo possível da resposta desejada de referência, auxiliando na melhoria do tratamento dos pacientes envolvidos na pesquisa do Laboratório de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ.

Em face disso, espera-se, através deste estudo, ampliar o campo de utilização de técnicas de controle robusto e adaptativo, além de outras técnicas tais como algoritmos genéticos, provando que sua aplicação pode ser efetiva no campo de sistemas biológicos e biomédicos.

### **Estrutura da Dissertação**

O presente capítulo apresentou a motivação para o desenvolvimento deste trabalho, um breve resumo das pesquisas que foram realizadas ao longo dos últimos anos e uma breve descrição do conteúdo desta dissertação.

**No capítulo um** serão apresentados resultados experimentais em malha aberta com alguns indivíduos, além de comparações de resultados para um mesmo voluntário, de modo a propor um modelo ou classes de modelos para o problema. Ainda neste capítulo teremos uma breve análise comparativa entre os modelos ou classes encontradas e outros encontrados na literatura, com a finalidade de validar os dados experimentais obtidos.

**No capítulo dois**, munido das possíveis classes de modelos do sistema em questão, apresentaremos alternativas de esquemas de controle, desde um PID clássico até o uso de controladores adaptativos, com a finalidade de encontrarmos o que melhor se adequa ao nosso problema, indicando aquelas estratégias que apresentam melhores desempenhos e, conseqüentemente, que proporcionem um melhor conforto para o paciente. Ainda neste capítulo serão discutidas algumas

técnicas de ajuste dos ganhos do PID e técnicas de controle adaptativo, de acordo com a classe de modelos estudada. Ainda nesta seção, será abordado um controlador robusto a incertezas paramétricas e perturbações baseado em estrutura variável e realimentação de saída que é introduzido para de sistemas com dinâmicas de grau relativo arbitrário e incerto.

**No capítulo 3**, a convergência em tempo finito do sistema em malha fechada e sua para uma vizinhança do sinal de referência desejado é apresentada. A principal contribuição deste capítulo é o desenvolvimento de uma técnica de escalonamento temporal no sentido de reduzir a ordem do sistema dinâmico, e conseqüentemente, permitir o projeto do controlador com baixos ganhos. Os resultados de simulação e experimentos ilustram o desempenho do algoritmo de controle proposto no problema de FES.

Finalmente, **no capítulo quatro** será feita uma análise comparativa dos resultados de todos os controladores utilizados, bem como sugestões de novas possibilidades não abordadas neste primeiro estudo.

## 1 MODELAGEM DINÂMICA DO SISTEMA

Observando o sistema já desenvolvido, foram feitos experimentos em malha aberta, tendo como referencia um trem de pulso de diversas amplitudes e frequência de 50 Hz, de modo a observar sua resposta. Foram feitos experimentos com 3 indivíduos distintos, tendo respostas distintas, de acordo com a amplitude do pulso (mA).

O objetivo é comparar estas respostas com uma resposta de algum modelo matemático conhecido para que possa ser traçada uma melhor estratégia de controle para os mesmos, para que, em sequência, possa ser discutido com outros modelos já consagrados em referências científicas.

### 1.1 Protocolo para a realização dos experimentos

Os voluntários foram colocados sentados com os braços estendidos sobre a mesa, com as duas barras de alumínio do sistema presas por presilhas. Após isto, é verificado o conforto dos voluntários.

Para colocar os eletrodos na posição, se faz necessária a identificação do ponto motor do músculo bíceps braquial (BB). O ponto motor foi definido por meio de um eletrodo de 1 cm<sup>2</sup> de área, que foi deslocado na pele sobre o BB, de forma a se definir o ponto onde se pudesse obter a maior contração muscular com a menor intensidade de corrente aplicada.

Após isto são inseridos dois eletrodos autoadesivos quadrados de 5 cm de lado, um sobre o ponto motor e o outro 2 cm abaixo deste ponto, na porção distal do bíceps (Figura 12). Para a realização do protocolo utilizaram-se corrente de estimulação com 300 ms de largura de pulso e frequência de 50 Hz, sendo as amplitudes determinadas pelo controlador. O mesmo procedimento acima foi feito para a inserção dos eletrodos no tríceps.

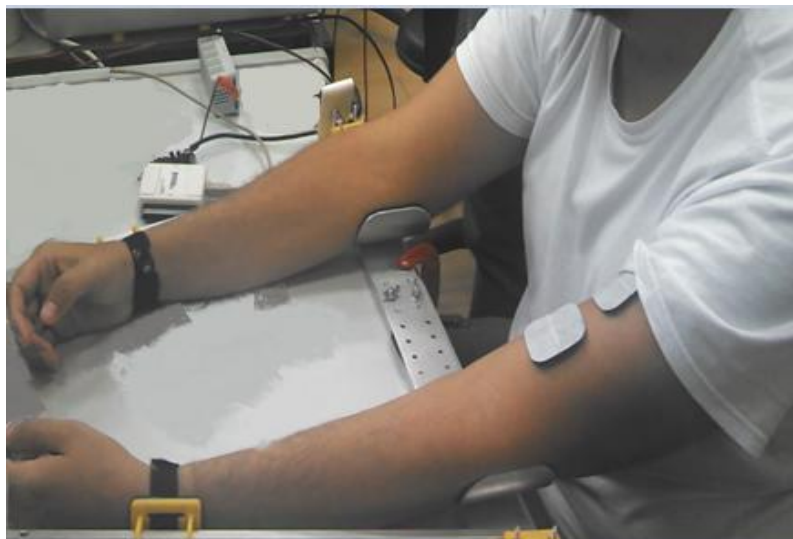


Figura 12 - Posição de colocação dos eletrodos

Após colocados os eletrodos, deve-se determinar a corrente máxima aplicável, tendo como limite a sensação de desconforto do voluntário. Para melhor avaliação, foi solicitado para que os indivíduos permanecessem relaxados e que os mesmos não vissem o sinal de referência, com a finalidade de não mascarar os resultados. Foram realizados movimentos tendo como referência um pulso de amplitude constante. Entre cada movimento foi estipulado um descanso de ao menos um minuto, respeitando uma razão de um para quatro entre o tempo de estimulação e descanso.

## 1.2 Respostas experimentais em malha aberta

Tendo em vista que cada indivíduo possui um tônus muscular próprio, respostas diferentes para mesmos estímulos e, no caso de pacientes hemiparéticos (com apenas um lado do corpo afetado por um acidente vascular cerebral) ainda terem deficiência ou limitação motora, não seria nada trivial a tarefa de projetar um controlador único que atendesse a todos esses indivíduos. Além disso, a obtenção de movimentos precisos, necessitaria uma modelagem mais completa do sistema neuro-músculo-esquelético do braço humano. Neste caso, ainda deveríamos levar em consideração a fadiga muscular, visto que, após o músculo ser eletroestimulado durante muito tempo, se faz necessário o aumento da corrente elétrica de estimulação, para que o braço se movimente novamente.

Dois indivíduos possuindo médio porte, com pouco tecido adiposo no membro superior e um segundo possuindo sobrepeso, com considerável tecido adiposo, tendo o voluntário afirmado não desempenhar atividade física regular.

Para tal, estes indivíduos foram submetidos a um mesmo ângulo de referência ( $45^\circ$ ), porém com correntes de diferentes amplitudes com a finalidade de observarmos a resposta e supor uma classe de modelos experimentais (Figuras 13 a 21).

Os estímulos foram todos de frequência de 50Hz, com o objetivo de manter uma contração muscular por cerca de 30 segundos. Cada indivíduo teve tempo de descanso entre estímulos de 10 minutos.

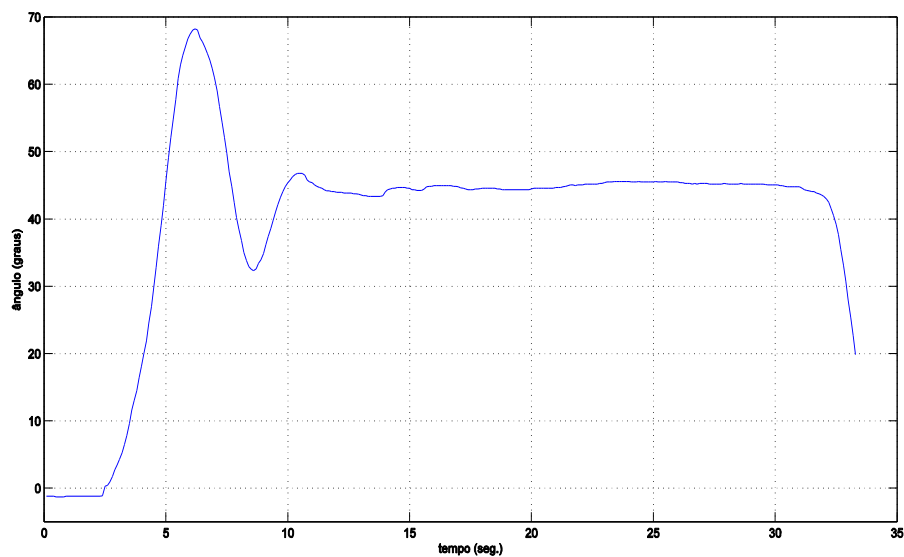


Figura 13 – Resposta do individuo 1 (corrente 36 mA)

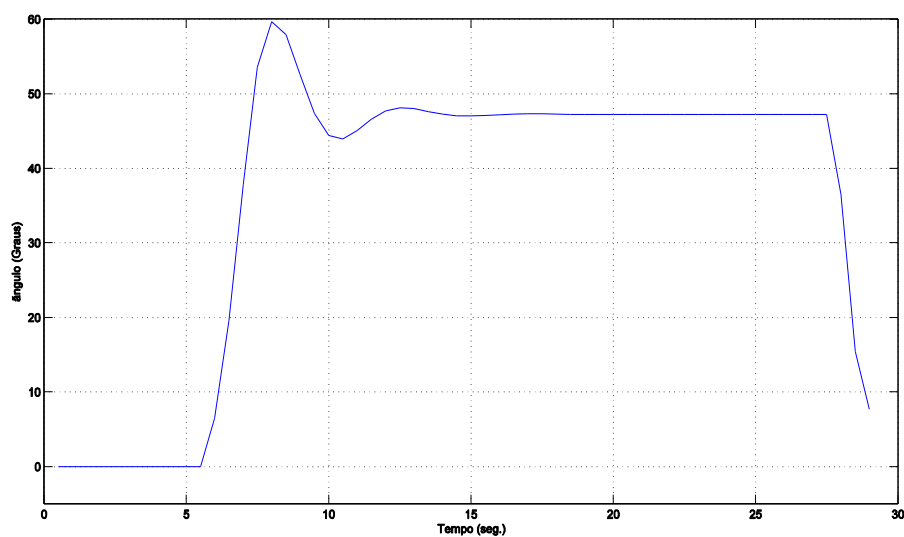


Figura 14 – Resposta do individuo 2 (corrente 36 mA)



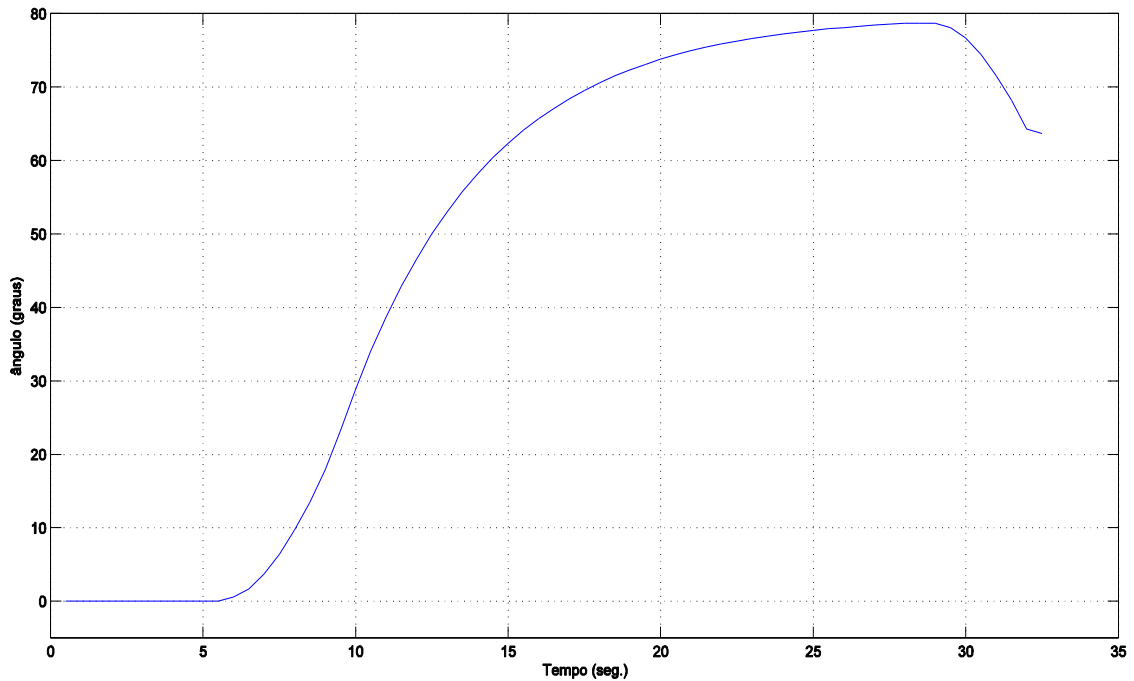


Figura 15 – Resposta do indivíduo 3 (corrente 36 mA)

Como se pode ver nas Figuras 13 a 15, para cada indivíduo há uma resposta diferente, tendo comportamentos similares para indivíduos de porte similar. Comparativamente aos três indivíduos, vemos uma resposta com oscilação considerável, com o *overshoot* alto no caso dos dois primeiros voluntários e de forma menos significativa no segundo.

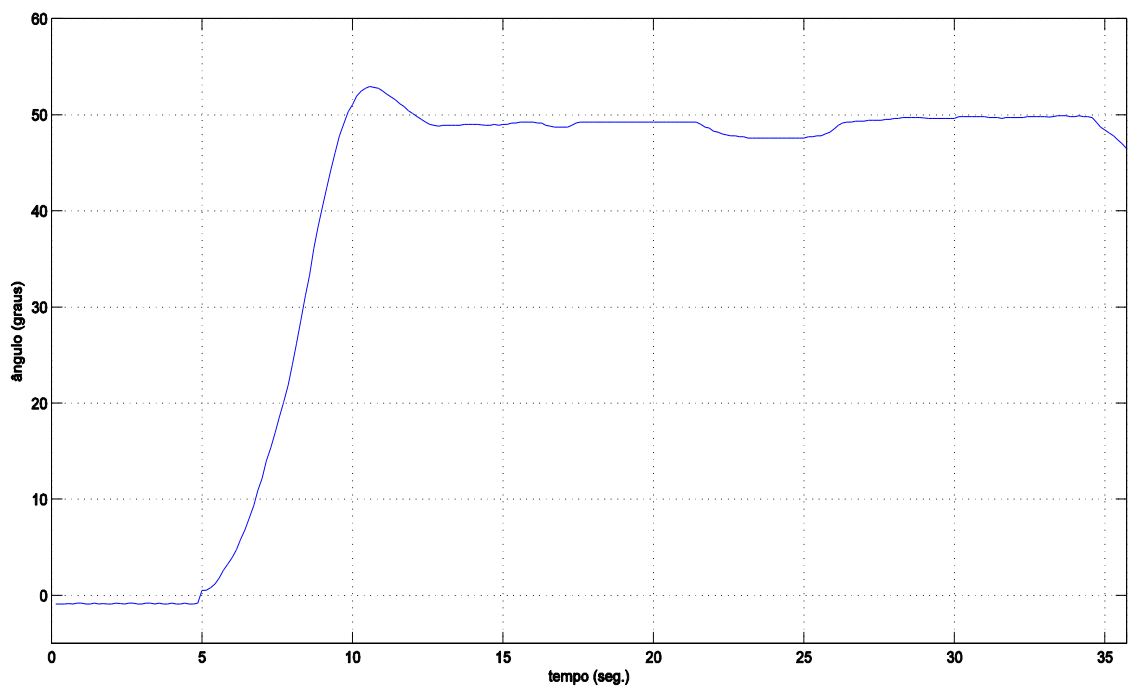


Figura 16 – Resposta do indivíduo 1 (corrente 40 mA)

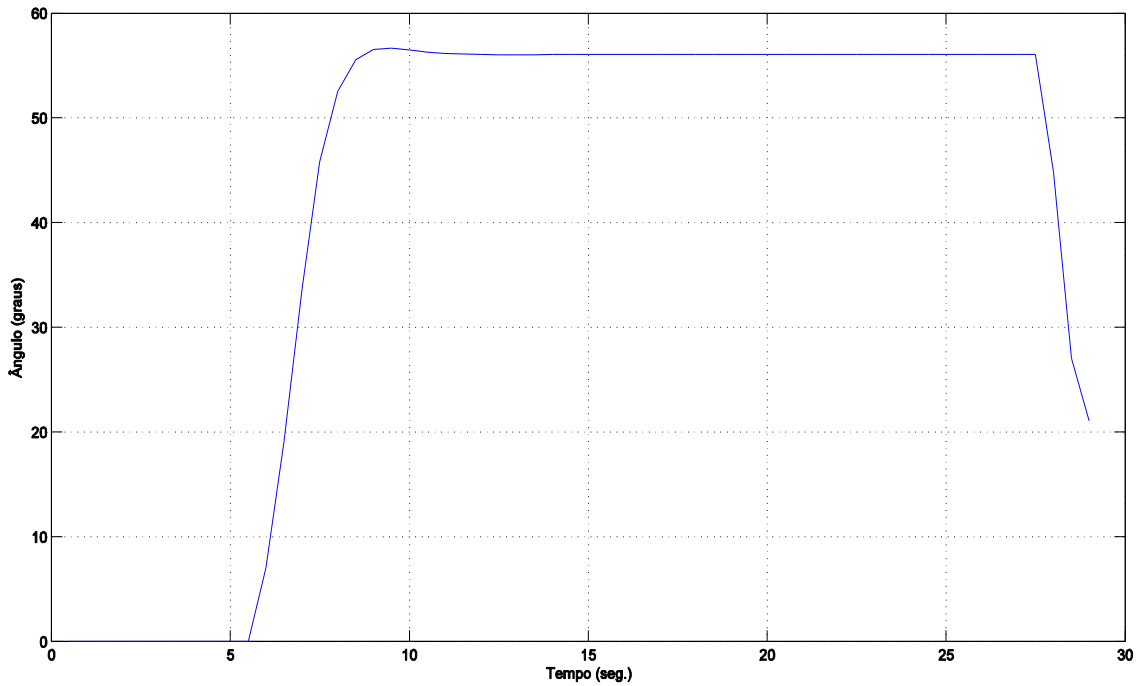


Figura 17 – Resposta do indivíduo 2 (corrente 40 mA)

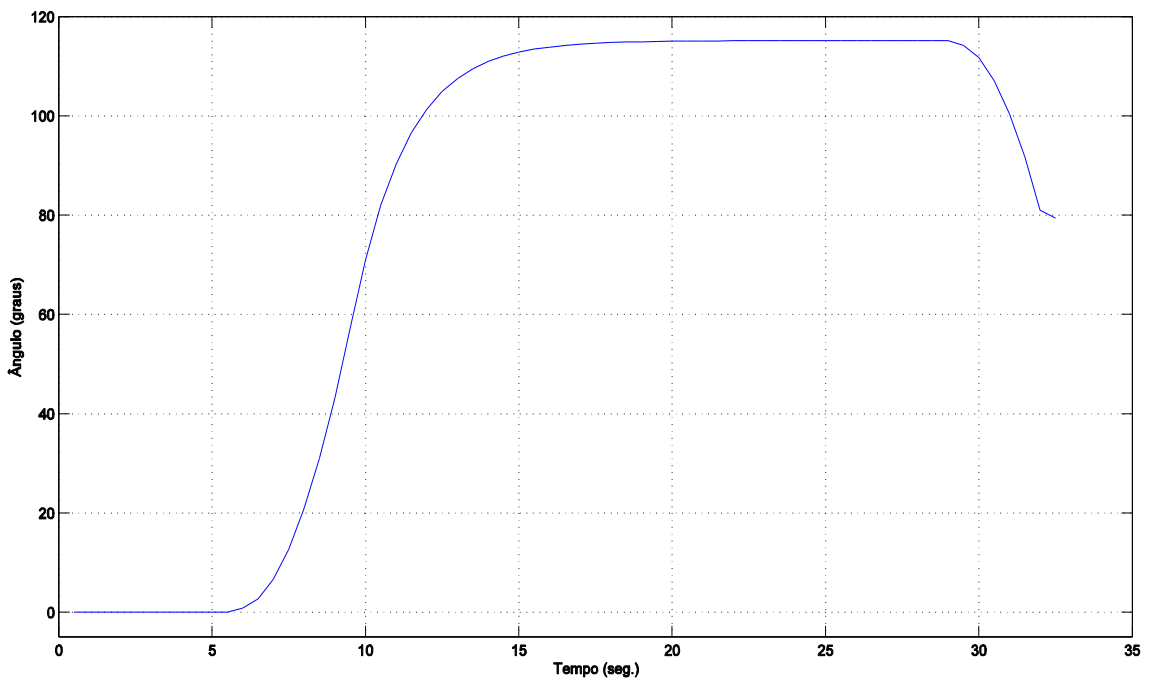


Figura 18 – Resposta do indivíduo 3 (corrente 40 mA)

Ao aumentar-se a corrente, a resposta se altera consideravelmente, diminuindo o *overshoot* dos sistemas e mudando a resposta em regime permanente, aumentando o erro em todos os casos, porém de forma considerável no indivíduo 3 (ângulo foi para  $115^\circ$ ) (Figura 18).

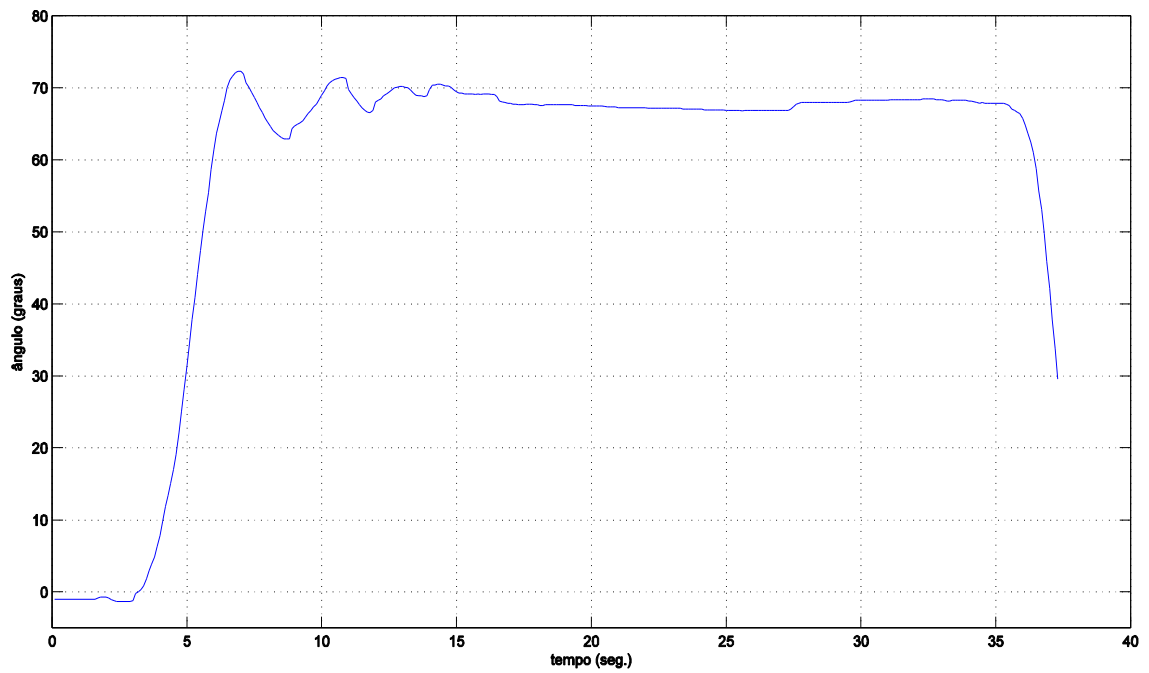


Figura 19 – Resposta do indivíduo 1 (corrente 50 mA)

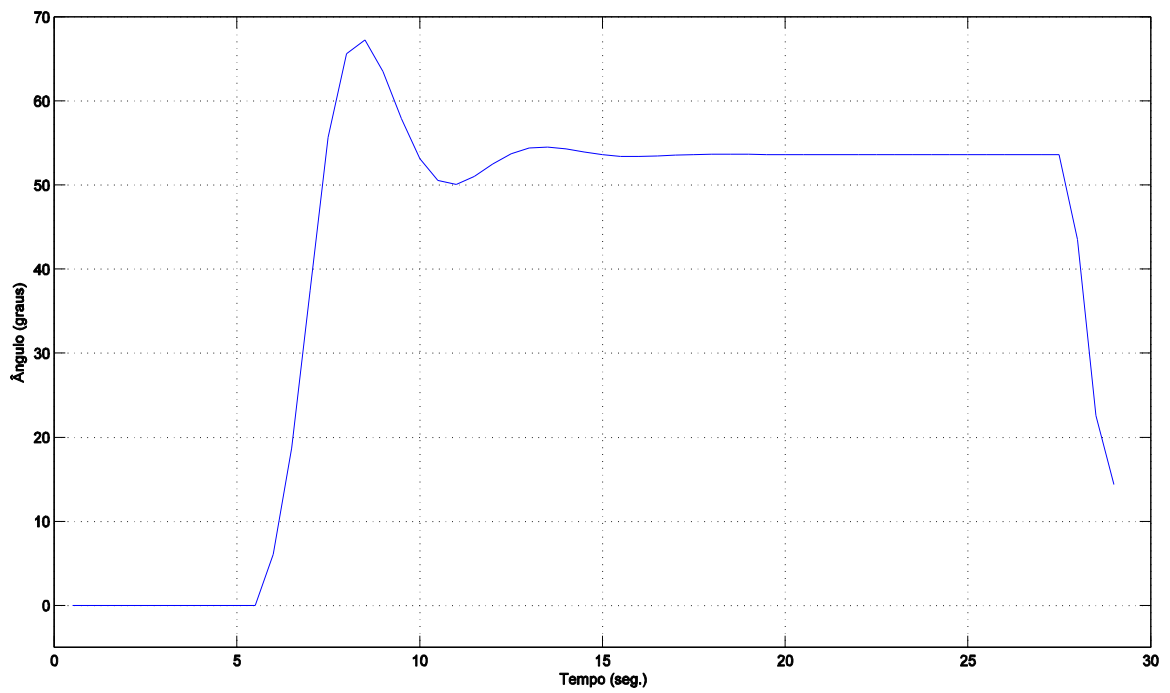


Figura 20 – Resposta do indivíduo 2 (corrente 50 mA)

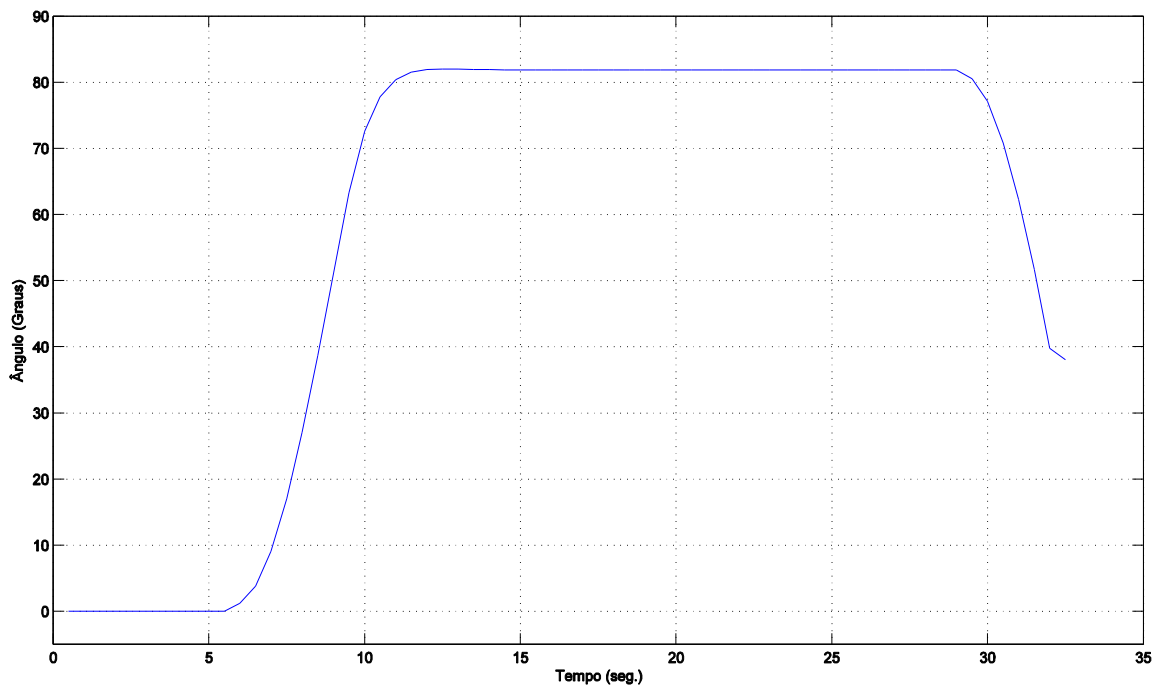


Figura 21 – Resposta do individuo 3 (corrente 50 mA)

Observando-se as Figuras 19 a 21, é evidente que houve um aumento do erro em regime permanente, o que é esperado, pois quanto maior a corrente, maior é a contração do músculo, o que explica este acontecido. De um modo geral, os sistemas aparentemente possuem pouca oscilação, um *overshoot* relativamente alto em alguns casos e um atraso em sua resposta. Foi observado também que para uma mesma corrente há uma resposta diferente com o passar do tempo, dado que há o fator de fadiga muscular.

Deste modo, analisando os gráficos acima, podemos considerar que o sistema com saída ângulo do braço ( $y(t)$ ) e entrada estímulo elétrico ( $u(t)$ ) (em mA) se comporta aparentemente (a partir de curvas padrão conhecidas) na maioria dos casos como um sistema de grau relativo 2, podendo ser aproximado por um sistema de segunda ordem subamortecido sem zeros e com parâmetros desconhecidos, cuja função de transferência é do tipo

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

sendo  $K > 0$  o ganho de alta frequência,  $0 < \xi < 1$  o fator de amortecimento do sistema e  $\omega_n > 0$  a frequência natural do sistema. Em (1),  $Y(s)$  e  $U(s)$  denotam a transformada de Laplace dos sinais  $y(t)$  e  $u(t)$ , respectivamente. Note que um

pequeno atraso é observado em todas as respostas encontradas. Em um primeiro momento podemos desprezá-lo para posteriormente verificarmos a real necessidade de compensá-lo.

Com isto, podemos delimitar uma classe de curvas, as quais serão utilizadas no presente estudo, todas elas como forma de simplificação para o modelo, que na realidade é de ordem superior, não-linear e variante no tempo, conforme visto nas Figuras anteriores, pois para um mesmo estímulo há respostas diferentes (variante no tempo) e, para estímulos diferentes, há plantas totalmente diferentes (não-linear).

Todos os sistemas encontrados podem ser simplificados, tendo sempre como entrada a corrente, em mA, empregada no músculo (trem de pulsos de frequência fixa) e a saída o ângulo desejado, em graus. Para cada indivíduo, foi encontrada uma função de transferência de forma similar à da encontrada nos experimentos, conforme tabelas abaixo:

Tabela 1 - Funções de transferência para corrente de 36mA

Indivíduo	Função de transferência
1	$H1_{1(s)} = \frac{0,019}{0,43s^2 + 0,13s + 0,01}$
2	$H1_{2(s)} = \frac{0,018}{0,53s^2 + 0,07s + 0,02}$
3	$H1_{3(s)} = \frac{0,013}{0,46s^2 + 0,29s + 0,007}$

Tabela 2 - Funções de transferência para corrente de 40 mA

Indivíduo	Função de transferência
1	$H2_{1(s)} = \frac{0,016}{0,43s^2 + 0,12s + 0,01}$
2	$H2_{2(s)} = \frac{0,016}{0,52s^2 + 0,06s + 0,013}$
3	$H2_{3(s)} = \frac{0,017}{0,33s^2 + 0,1s + 0,001}$

Tabela 3 - Funções de transferência para corrente de 50 mA

Indivíduo	Função de transferência
1	$H_{3\_1(s)} = \frac{0,018}{0,43s^2 + 0,11s + 0,013}$
2	$H_{3\_2(s)} = \frac{0,019}{0,43s^2 + 0,13s + 0,014}$
3	$H_{3\_3(s)} = \frac{0,012}{0,33s^2 + 0,09s + 0,005}$

Como se pode ver nas tabelas anteriores, os sistemas encontrados experimentalmente podem ser aproximados bem por uma função de segunda ordem e grau relativo 2. Contudo, antes se faz necessário comparar os resultados experimentais com modelos já consagrados da literatura, uma vez que estes podem de uma maneira impar auxiliar no desenvolvimento de um controlador, além de explicar quaisquer problemas encontrados na hora de implementar o modelo.

### 1.3 Comparação com modelos da literatura

Vislumbrando os dados amostrais na seção anterior, se fez necessário um estudo mais incisivo nos modelos de músculos esqueléticos. Desta forma, serão descritos alguns modelos consagrados, de modo a comparar se as respostas e análises anteriores podem ser plausíveis.

O primeiro modelo encontrado (por ordem de data) é o modelo de Hill [Hill, 1938; Hill, 1949]. Ele observou que a elasticidade dos tendões influencia a força gerada nos músculos, de modo que o sistema poderia ser modelado como um sistema massa-mola (Figura 22), que foi consagrado como modelo muscular de quatro elementos de Hill.

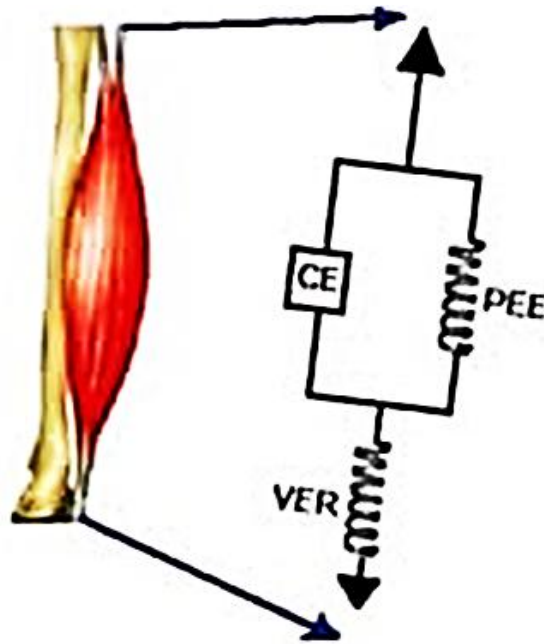


Figura 22 - Modelo do tipo Hill descrevendo a dinâmica da contração do tecido muscular (adaptado de Zajac, 1989)

Com CE sendo a Componente elástica (músculo) e VER e PEE são os componentes elásticos dos tendões.

Deste modo, a força muscular pode ser descrita através de (2):

$$F^m(t) = f(v)f(l)a(t)F_0^m \quad (2)$$

com  $F^m(t)$  a força muscular em função do tempo,  $f(v)$  a força da fibra dependendo da velocidade,  $f(l)$  a força dependente do comprimento da fibra,  $a(t)$  a ativação muscular em função do tempo e  $F_0^m$  a força máxima da fibra muscular.

O modelo de Hill é simples, podendo ser representado por um mero sistema massa-mola amortecedor, porém a não linearidade está inserida no sistema através da ativação muscular ( $a(t)$ ) [Nunes, 2009].

Um outro modelo também largamente utilizado é uma versão do modelo de Hill é a formulada por Felix E. Zajac. A principal diferença é que ele assume o tendão como vínculo mecânico entre o elemento de contração e a força muscular (Figura 23).

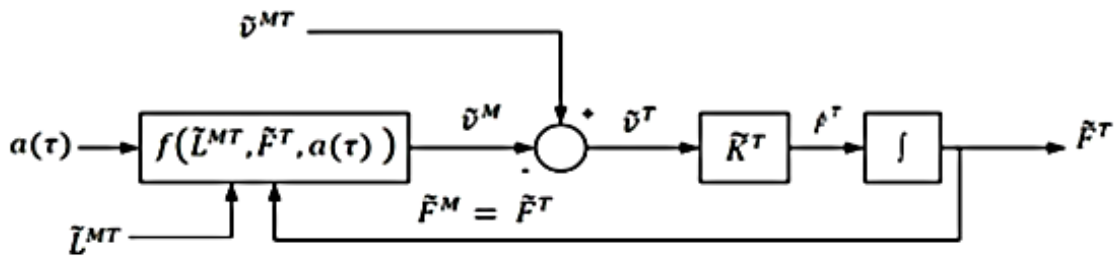


Figura 23 - Diagrama de blocos do modelo de Zajac (adaptado de Zajac, 1989)

O modelo de Zajac é similar ao de Hill, incluindo a dinâmica de contração no sistema (força passiva)

$$F_P^m = f_P(l)F_0^m \quad (3)$$

sendo a força máxima muscular descrita pela soma das duas:

$$F^m = F_A^m + F_P^m \quad (4)$$

Ainda utilizando-se esse modelo, Zajac conseguiu linearizar o sistema e previu um modelo em função de transferência para os seus resultados experimentais, dado por:

$$\frac{\theta_m(s)}{\tau_m(s)} = \frac{15,7(s^2 + 33,1s + 1180)}{(s + 61,7)(s + 56)(s^2 + 4,2s + 12)} e^{-0,012s} \quad (5)$$

onde  $\theta_m(s)$  é o ângulo do braço e  $\tau_m(s)$  é o torque gerado.

É importante frisar que tanto Zajac quanto Hill descrevem a entrada do sistema como sendo o torque necessário para o musculo contrair e como saída o ângulo do braço, diferentemente do proposto anteriormente nos experimentos da COPPE/UFRJ, onde a entrada é corrente e a saída é o ângulo, explicando talvez a inserção de dois zeros no sistema, todavia manteve-se o grau relativo do sistema, se comparado com o anterior.

Uma outra observação interessante do modelo de ZAJAC é que o mesmo possui a parcela de atraso ( $e^{-0,012s}$ ). Isto é significativo, na medida em que esta linearização apresenta um sistema de ordem maior, porém com grau relativo igual ao proposto por nós anteriormente, além de contemplar o atraso, o qual foi observado, porém ignorado inicialmente.



Uma outra modelagem é de Nunes, que se baseou parte no modelo de Zajac, parte no de Houk, não muito usado. O modelo de Nunes basicamente se utiliza de aspectos da dinâmica do sistema e leva em consideração a corrente necessária para acionar os músculos (Zajac e Hill consideram ângulo e torque). Desta forma, ele define o sistema como não-linear, porém também consegue linearizá-lo, supondo uma função de transferência entre o sinal de entrada sendo a corrente de ativação do músculo e a saída dada pelo torque mecânico gerado dependente de um ganho basicamente variante no tempo, mas que pode ser normalizado para um ganho fixo  $K^{GTO}$ :

$$I^{GTO}(s) = \frac{\tau_m(s)}{I_m(s)} = K^{GTO} \frac{(1+\frac{s}{0,15})(1+\frac{s}{1,5})(1+\frac{s}{16})}{(1+\frac{s}{0,2})(1+\frac{s}{2})(1+\frac{s}{37})} \quad (7)$$

O modelo de Nunes se difere bastante em relação aos dois anteriores, na medida em que sua simplificação se encontra na normalização gerando um ganho fixo. Uma outra diferença é que este modelo diminui o grau relativo de dois (nos modelos anteriores) para zero, como se pode perceber em (7).

Um último modelo a ser destacado neste estudo, pela similaridade da entrada e da saída do sistema com o proposto na seção anterior, é o proposto por Henrik Gollee [Gollee, 1998], que é mais próximo da realidade no sentido em que descreve o sistema de recrutamento dos músculos como um sistema não-linear (Figura 24).

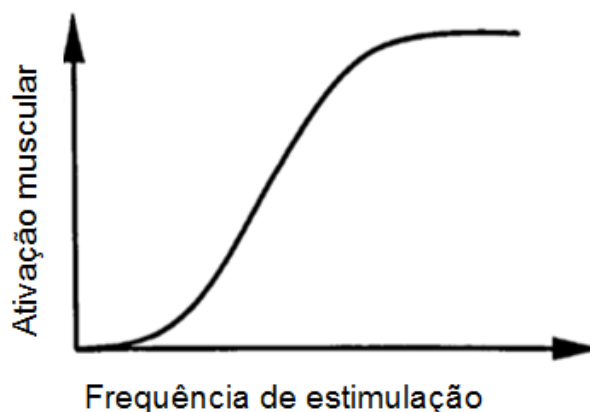


Figura 24 – característica não-linear de ativação dos músculos [Gollee, 1998]

Ainda de acordo com Gollee, dado um único estímulo, o sistema se comporta como uma dinâmica de segunda ordem (Figura 25), o que se assimila bastante com os resultados amostrais obtidos.

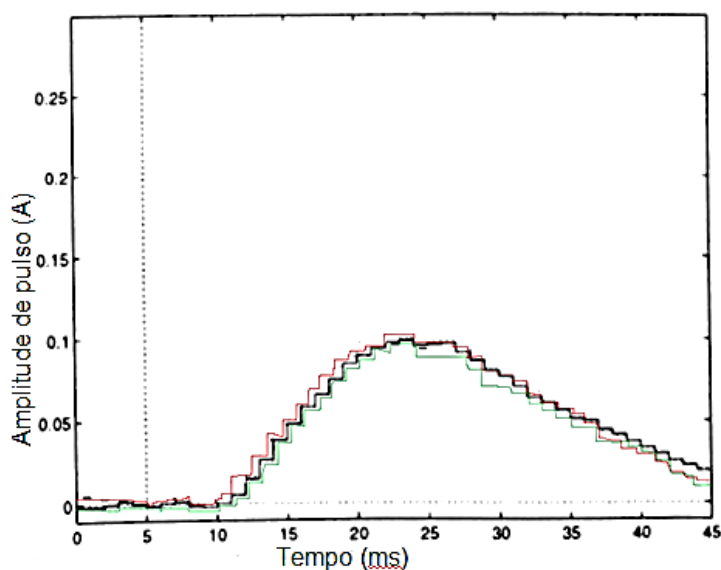


Figura 25 –Três respostas impulsivas de um mesmo músculo  
(adaptado Golle, 1998)

Observando essas respostas diferentes para um mesmo estímulo em um mesmo músculo, Golle supôs que o modelo de um músculo seria variante no tempo devido não só a não-linearidade da ativação muscular, como também ao fator da fadiga muscular. Experimentalmente ele previu que o modelo muscular teria uma resposta de grau relativo máximo igual a 2, o que poderia ser simplificado para um sistema de segunda ordem sem zeros. Para corroborar isto ele utilizou uma função de transferência deste tipo para seu sistema de estimulação, obtendo resultados simulados similares à EMG (eletromiografia), obtendo-se:

$$G(s) = \frac{\theta_m(s)}{I_m(s)} = \frac{25000}{s^2 + 100s + 2500} \quad (6)$$

com a entrada sendo a corrente de ativação e a saída o ângulo gerado.

Como se vê acima, Golle propôs um modelo de estrutura similar ao encontrado, modificando apenas os coeficientes do polinômio característico e o ganho de alta frequência, possivelmente por características inerentes ao sistema eletromecânico utilizado por ele em seus experimentos. Deste modo, a modelagem proposta na seção anterior encontrada experimentalmente pode ser utilizada sem problema algum, mostrando-se próxima de algumas das abordagens já estudadas por especialistas da área.

## 1.4 Formulação do problema

Tendo em vista a série de respostas em malha aberta encontradas na Seção 1.2 deste capítulo, tratamos agora de formalizar especificamente a classe de modelos e a problemática do sistema, para que, dessa forma, possa ser vislumbrado uma série de controladores e analisar seus desempenhos.

Observando todas as nossas respostas experimentais e analisando também os modelos conhecidos na literatura em geral, chegamos à conclusão que o sistema NMES (Neuro-Músculo-Esquelético) é um sistema *não-linear*, uma vez que para estímulos de intensidades diferentes, há respostas que violam o princípio da aditividade; *variante no tempo* porque para um mesmo estímulo em instantes de tempo distintos observamos respostas diferentes (Capítulo 1 e Golle, 1998); e também possui um *atraso de transporte* [Nunes, 2009].

Todavia, o sistema se comporta, a cada estímulo, como um sistema de segunda ordem e grau relativo 2 e com atraso, da forma:

$$H(s) = \frac{K}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} e^{-\tau s} \quad (8)$$

sendo  $K > 0$  o ganho de alta frequência,  $0 < \xi < 1$  o fator de amortecimento do sistema,  $\omega_n > 0$  a frequência natural do modelo e  $\tau \geq 0$  o atraso; todos parâmetros desconhecidos e arbitrários, a medida em que a resposta varia. Ainda se pode dizer que o sistema em questão é sempre POSITIVO, de modo que a ação contrária de controle seria a atuação do tríceps somada à ação da gravidade.

Contudo estes parâmetros, nos experimentos em malha aberta, variaram na seguinte faixa:

Tabela 4 - Faixa de parâmetros das funções de transferência experimentalmente

Parâmetros	Faixa de valores
K	$0,012 \leq K \leq 0,019$
$2\xi\omega_n$	$0,007 \text{ rad/s} \leq 2\xi\omega_n \leq 0,29 \text{ rad/s}$
$\omega_n^2$	$0,001 \text{ (rad/s)}^2 \leq \omega_n^2 \leq 0,02 \text{ (rad/s)}^2$
$\tau$	$0,2 \text{ seg} \leq \tau \leq 0,5 \text{ seg.}$

Posto isto, o problema proposto a ser discutido neste estudo é sugerir técnicas de controle variadas para a classe de problemas do tipo (8), sendo escolhida para testes experimentais e simulações, resposta do indivíduo 1 com o sinal de eletroestimulação de 36mA como um modelo nominal.

O objetivo de controle é desenvolver leis de controle que sejam baseados na realimentação de saída de modo zerar o erro angular, definido por

$$e(t)=y(t)-y_m(t) \quad (9)$$

onde  $y$  é o ângulo do braço medido pelo goniômetro e  $y_m$  o ângulo de referência desejado, para uma pequena vizinhança de zero.

Para todos os experimentos e simulações, foram feitos movimentos unilaterais de modo a eletroestimar o voluntário mantendo uma contração de 30 segundos, de modo a imprimir um movimento de degrau com 30 segundos de duração, resultando em uma referência de 45° de ângulo. Para esta eletroestimulação, serão utilizados os dois canais do aparelho, um estimulando o músculo bíceps braquial e o outro o tríceps.

Além dos movimentos com referência produzida pelo *software* de controle, o ângulo da articulação homóloga contralateral será também utilizado durante um movimento bilateral simétrico.

A Figura 26 ilustra um diagrama em blocos simplificado do sistema de controle em malha-fechada, onde a estimulação elétrica é a variável de controle (ou entrada) e o braço é a planta a ser controlada. Finalmente o ângulo é a variável de saída, que será comparada com a referência para a produção de um sinal de erro a ser minimizado.

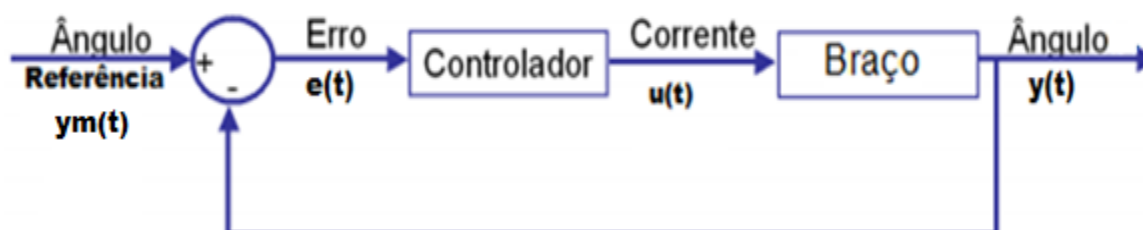


Figura 26 – sistema de controle em malha fechada

## 2 TÉCNICAS DE CONTROLE

Observando e comparando as respostas experimentais com as de algumas referências (Cap. 1) pode-se ver claramente a dificuldade em se propor um único modelo. Além disto, apesar do sistema responder, a cada estímulo, de modo linear, foi provado através das simulações (figuras 13 a 21), que o modelo é não linear e variante no tempo. Ainda falando sobre o sistema, há de se considerar também que o mesmo possui um atraso, o que é corroborado por outros estudos [Golle, 1998; NUNES, 2009].

Todavia, o controle pode-se basear, a priori, em uma classe de modelos com função de transferência de grau relativo 2, apresentada anteriormente. Deste modo, há uma gama de controladores que podem ser utilizados, tais como o controle PID, Adaptativo, por redes neurais [Nunes, 2009], controladores fuzzy [Golle, 1998], controle misto utilizando processos estocásticos (devido à multiplicidade das plantas), controle fuzzy-adaptativo [Sabatini, 1999] entre outras técnicas.

No presente estudo serão abordadas algumas técnicas com a finalidade de obter uma estratégia de controle simples, que dê conforto aos pacientes e seja de baixo custo computacional (para diminuir o tempo de aquisição e atuação no sistema).

### 2.1 Parâmetros para qualificação de desempenho

Para avaliar o desempenho de todos os controladores que serão abordados, se faz necessária uma quantificação de parâmetros, de modo a verificar se o controlador é eficaz.

**Erro em regime permanente:** O erro em regime permanente é o erro após o sistema passar o período de transitório, de modo que no nosso caso será a diferença entre a saída e o ângulo de referência. Com isto o valor ideal seria zero e o definido como aceitável foi de 5°.

**Overshoot:** É a diferença entre o máximo alcançado pelo sistema e o valor de referência. No caso do sistema em questão, quanto maior o *overshoot* maior vai ser

a contração do braço e, conseqüentemente, maior será a corrente aplicada no braço pelo estimulador para que o braço atinja o ângulo desejado. Com isto, o valor ideal deste parâmetro seria zero e o aceitável foi de  $10^{\circ}$ .

Período transitório: É o período no qual o sistema sai do repouso e, espera-se, convirja para o valor esperado. O transitório neste sistema deverá ser sempre o mais suave possível, sem nenhuma ou pouca oscilação, além de ser bem curto. Com isto delimitou-se como aceitável um sistema com pouca oscilação e com transitório de até 10 segundos.

Esforço de controle: O esforço de controle é o quanto de corrente de eletroestimulação foi necessária para que o sistema chegasse no valor de referência desejado. Para os experimentos foi inserido um saturador para que a corrente não ultrapassasse o limiar da dor no paciente. Verificando as correntes de estimulação nos experimentos, ficou definido como aceitável, quaisquer correntes que não ultrapassassem 55 mA.

Tempo de resposta: O tempo de resposta é quanto o controle demora para atuar no sistema, de modo ao mesmo chegar no *setpoint* desejado. No presente estudo, taxou-se como aceitável um tempo de resposta de 12 segundos.

Estes cinco parâmetros são fundamentais para o estudo, na medida em que fazem com que o braço do indivíduo chegue ao ângulo desejado com conforto para o paciente, sem o mesmo sentir nada mais que um desconforto da eletroestimulação. Delimitados os parâmetros a serem analisados, neste capítulo serão abordados alguns controladores e suas diferentes formas de sintonia.

## 2.2 Controlador PID

O controlador PID é um controlador clássico largamente utilizado devido à sua praticidade de sintonia e em geral apresentar resultados satisfatórios em relação a muitos outros controladores. O sistema utilizado pelo laboratório de biomédica da COPPE/UFRJ e desenvolvido pelo Msc. João Catunda teve por objetivo utilizar tal controlador. Deste modo, a tela mestre do *LabVIEW* foi desenvolvida para a estratégia PID (Figura 27).

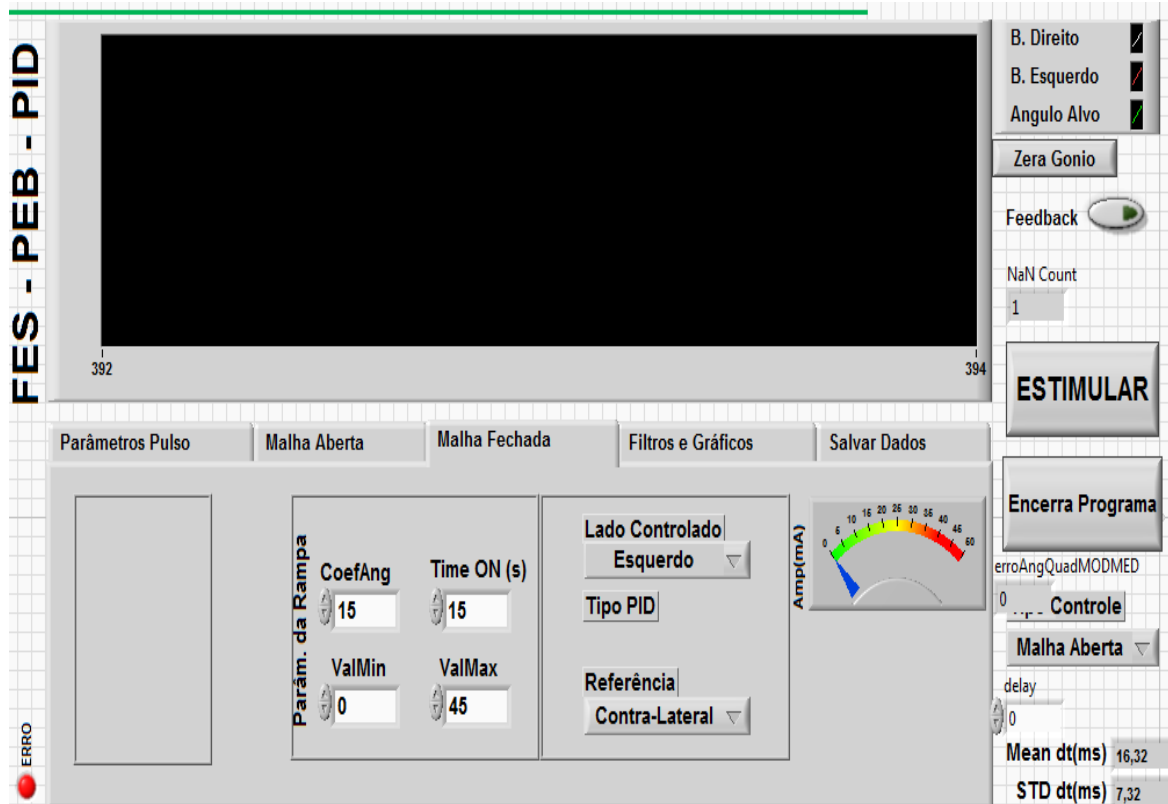


Figura 27 – Interface do usuário no sistema da COPPE/UFRJ

O controlador, sucintamente explicado, é composto de um conjunto de três ganhos referentes a uma parcela proporcional ao erro ( $K_p$ ), outra proporcional a integral do erro ( $K_i$ ) e a última proporcional a derivada do erro ( $K_d$ ) (Figura 28).

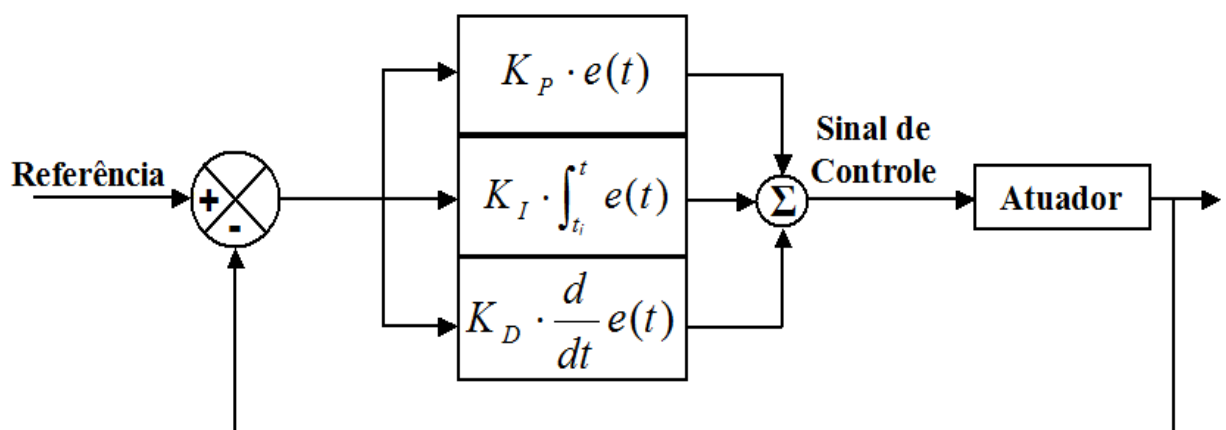


Figura 28 – Controlador PID

### 2.2.1 Características do controlador

Como o mesmo é dividido em três ações de controle, cada uma possui uma característica que influencia no sistema de controle:

- a) A ação proporcional depende apenas da diferença entre referência e a variável de saída do processo. O ganho proporcional ( $K_p$ ) determina a taxa de resposta do controlador para o sinal de erro. Em geral, o aumento do ganho proporcional irá aumentar a velocidade da resposta do sistema de controle. No entanto, em geral se o ganho proporcional é muito grande, a variável de processo começará a oscilar. Se  $K_p$  é aumentado ainda mais, as oscilações ficarão maiores e o sistema poderá ficar instável sob ação do alto ganho, além de aumentar significativamente a sensibilidade do controle a ruído de medição.
- b) A ação integral soma o termo de erro ao longo do tempo. O resultado é que mesmo um erro pequeno fará com que a componente integral aumente lentamente. A resposta integral irá aumentando ao longo do tempo a menos que o erro seja nulo, portanto, o efeito é o de conduzir o erro em regime permanente para zero. O termo integral acelera o movimento do processo no sentido do valor nominal. Um fenômeno chamado *windup* ocorre quando a ação integral satura um controlador, impossibilitando que o controlador ajuste o sinal de erro para zero. Neste caso, estratégias *anti-windup* se fazem necessárias.
- c) A ação derivativa faz com que a saída diminua se a variável de processo está aumentando rapidamente, conferindo um amortecimento à resposta devido à sua ação antecipatória. A derivada de resposta é proporcional à taxa de variação da variável de saída do processo. Aumentar o parâmetro derivativo ( $K_d$ ) fará com que o sistema de controle reaja mais fortemente às mudanças no erro, aumentando a velocidade da resposta de controle do sistema. Como esta ação é muito sensível aos ruídos de alta frequência, alguns sistemas de controle utilizam o termo derivativo ( $K_d$ ) muito pequeno. Se o sinal de realimentação do sensor é ruidoso, a derivada de resposta pode tornar o sistema de controle instável. Sendo necessária a aplicação de filtros.



No presente capítulo haverá uma breve discussão da melhor forma de se ajustar os ganhos deste controlador no sistema encontrado. Todavia, o controlador PID utilizado possui a seguinte lei de controle:

$$u_{PID}(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (10)$$

### 2.2.2 Sintonia via tentativas sucessivas

Este método consiste em ajustar os ganhos do controlador experimentalmente, de modo a fazer com que o sistema tenha a resposta esperada. No geral, este tipo de método serve como um ajuste preliminar, para que, após esta primeira sintonia, os ganhos possam ser posteriormente melhor ajustados, além de já servir como conjectura inicial para um próximo paciente.

Contudo, pode-se utilizar o mesmo conjunto para uma classe de indivíduos, como foi o caso do trabalho desenvolvido pela COPPE/UFRJ, onde o responsável pelo teste em pacientes com hemiplegia ou outros males verificou que embora cada paciente tenha um conjunto de ganhos ótimos, pode ser aplicado um conjunto de ganhos (Tabela 5) que tenha uma resposta satisfatória maioria dos usuários, na medida em que, para os mesmos valores foram obtidas respostas dentro do padrão definido na Seção 2.1.

Tabela 5 - Ganhos utilizados após tentativas sucessivas

<b>Ganhos</b>	<b>Valores utilizados</b>
Proporcional	0,5
Integral	0,3
Derivativo	ZERO

Simulando as plantas dos indivíduos 1, 2 e 3 para correntes de 36mA, podemos observar as respostas na Figura 29.

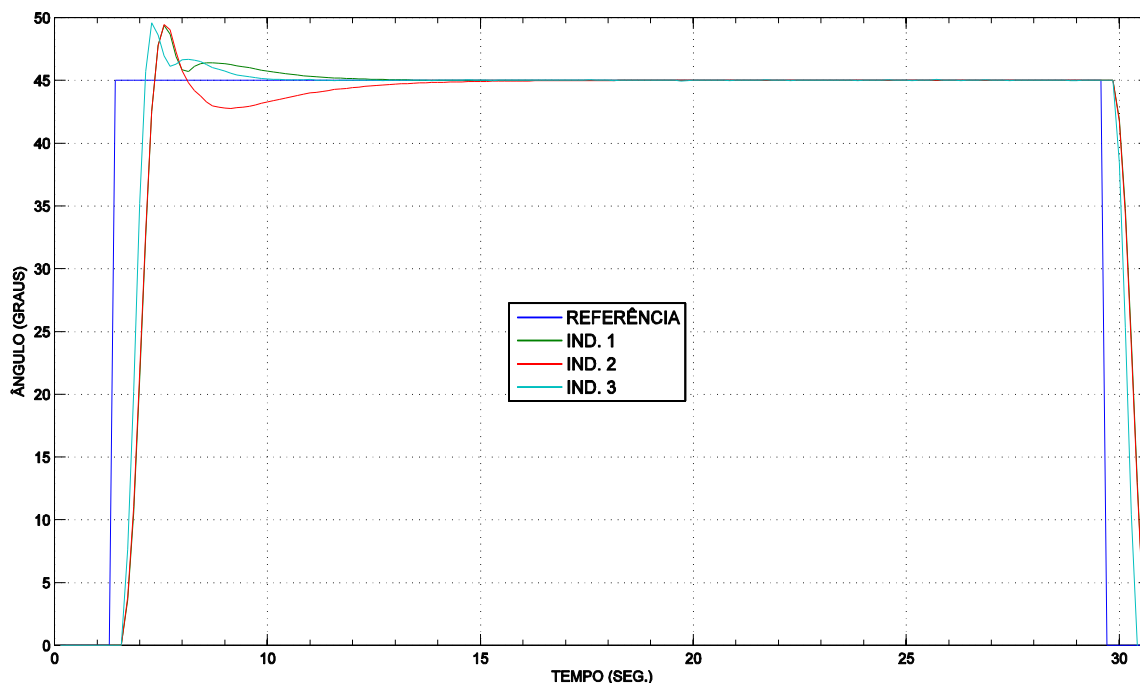


Figura 29 – Simulação PID 3 indivíduos 36mA

Como era de se supor, o PID conseguiu um bom resultado, visto que seu erro em regime permanente em todos os casos foi para zero, houve muito pouca oscilação no transitório, que foi rápido (cerca de 8 segundos). Além disso o tempo de resposta foi de 12 segundos, com *overshoot* de 5°. Nestas simulações não foi considerado o esforço de controle, contudo experimentalmente este valor deve ser preciado, em virtude de estar ligado, conforme falado anteriormente, à corrente de estimulação no músculo.

Outro ponto interessante é o atraso, que mesmo não contemplado na modelagem do PID, está presente tanto no início do pulso quanto no final, sendo quantificado como menos de 1 segundo como se pode ver na figura 28.

Aplicando este mesmo conjunto de ganhos, agora experimentalmente com o primeiro indivíduo, conseguimos uma análise comparativa conseguimos uma análise comparativa entre simulações e os resultados experimentais (Figura 30).

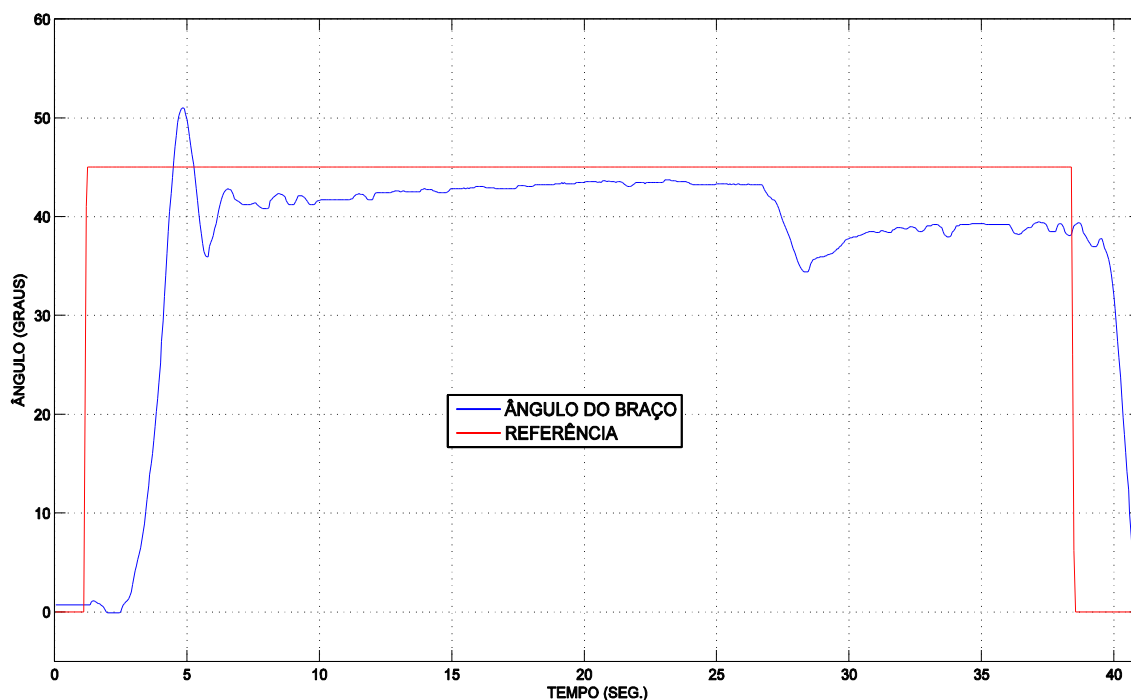


Figura 30 – Resposta do individuo 1 ao PID (ganhos pré ajustados)

Apesar do sistema possuir dois canais de estimulação, conforme visto na Figura 9, para este ensaio foi apenas utilizado um canal estimulando o bíceps (sinal de controle positivo), sendo a ação de controle negativo desempenhada apenas pela força da gravidade.

Analisando a Figura 30, e comparando com a curva verde escuro na Figura 29, o sistema real possuiu um erro em regime permanente maior que em simulação ( $2^\circ$ , contra zero da simulação), além disso, podemos perceber que há uma fadiga muscular depois de 26 segundos de estimulação, o que até poderia ser compensado pelo controlador, contudo o mesmo chega na saturação definida de 40mA (limiar da dor para o paciente testado), o que fez com que o erro em regime aumentasse. Todavia ainda podemos considerar o controlador como satisfatório, dentro dos padrões pré-definidos, uma vez que o sistema não apresentou nenhuma oscilação muito brusca e trabalhou de modo a manter o sistema no ângulo alvo.

Apesar do ajuste via tentativas sucessivas ter sido eficaz, se faz necessário a investigação de outras técnicas de ajuste, uma vez que conforme o músculo fadiga a resposta pode sofrer alterações. Deste modo um ajuste de ganhos em tempo real poderia facilitar consideravelmente a adaptação da resposta.

Mais resultados experimentais com movimento de extensão ativa de cotovelo auxiliado por FES em malha fechada com o controlador PID podem ser encontrados no link [www.coep.ufrj.br/~tiagoroux/FES](http://www.coep.ufrj.br/~tiagoroux/FES), utilizando o membro contralateral como referência.

### 2.2.3 Sintonia via algoritmos genéticos

Muitas técnicas de controle inteligente podem ser aplicadas em FES. Uma de grande valia é a técnica de algoritmos genéticos, que se baseia na teoria evolutiva de Darwin de modo que os sistemas de controle possam “evoluir” e se adaptar conforme o algoritmo vai mudando de geração. Para o presente estudo foi utilizada a ferramenta *GAOT*, desenvolvida para funcionar na plataforma do *MATLAB*.

O *GAOT* é uma ferramenta matemática feita em script (linguagem de comando), onde são inseridas as configurações e qual a função a ser minimizada, que no nosso caso foi o erro do sistema ( $e(t)$ ), definido anteriormente, com o erro sendo alterado pelos ganhos do PID, conforme a lei de controle (10).

Este conjunto seria modelado como um DNA, com 3 cromossomos, sendo cada um, um ganho ( $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ ) e a função do erro a ser minimizada seria a diferença entre a resposta ao degrau unitário da função de transferência de cada indivíduo e o valor de referência, tendo como base o erro.

O algoritmo genético tem uma série de parâmetros [SICSU, 2012], tais como:

*Tipo de crossover*: É em quantas vezes iremos dividir o DNA. Ele pode ser simples (apenas uma divisão), duplo, triplo e outros, de acordo com o número de cromossomos.

*Taxa de crossover*: É a porcentagem da população que irá “cruzar”. Serve para aumentar a variabilidade da nova população, visto que, quanto maior a quantidade de cruzamento, maior a possibilidade de encontrar o conjunto mais apto rapidamente. Entretanto, quanto maior esta taxa, mais poder computacional será necessário.

*Taxa de mutação:* É a porcentagem de aleatoriedade do sistema. Resumindo, serve como sondagem de espaço de busca, além de evitar pontos de mínimo ou máximo locais. A mutação não pode ser muito alta, pois afeta diretamente a convergência do algoritmo.

*Método de seleção:* É baseado na aptidão do indivíduo (o quão próximo ele está da resposta). A aptidão é uma “nota” que é dada a cada indivíduo gerado, de acordo com a resposta que seus cromossomos fazem ao sistema.

*População:* É o número de amostras em cada geração.

*Número de gerações:* É a quantidade de vezes que será repetido o teste.

Em face dessas informações, todos os parâmetros são escolhidos heurísticamente, tendo sido feito para este estudo cerca de 8 configurações, sendo selecionadas as 3 de melhor desempenho, conforme descrito na Tabela 6.

Tabela 6 - Três melhores configurações obtidas pelo GAOT

<b>Parâmetro</b>	<b>Valores adotados</b>		
Tipo de crossover	Simplex	Simplex	Simplex
Taxa de crossover	50%	65%	70%
Mutação	0,8%	0,5%	0,5%
População	500	500	500
Seleção	Normalização geométrica	Normalização geométrica	Normalização geométrica
Número de gerações	200	100	50

Dessa maneira, foram obtidos conjuntos de ganhos para três configurações (Tabela 7), porém a que mais se aproximou do resultado experimental foi o da terceira configuração, cujo gráfico do erro X gerações é apresentado na Figura 31.

Tabela 7 – Ganhos encontrados pelo GAOT

<b>Configuração</b>	<b>Ganhos</b>		
	<b>Proporcional</b>	<b>Integral</b>	<b>Derivativo</b>
1	0,9	0,4	0,1
2	0,3	0,2	0,2
3	0,4	0,4	0,1

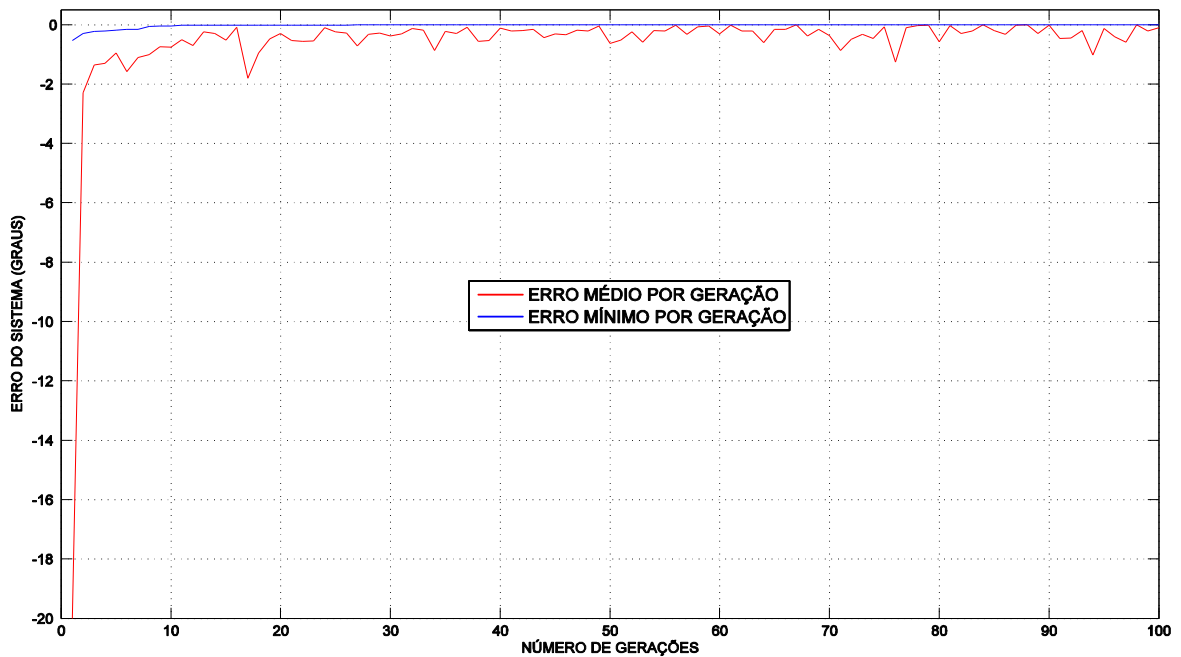


Figura 31 – Gráfico erro X Geração configuração 3

Como se pode ver, em azul tem-se o erro mínimo por geração e em vermelho o erro médio por geração. Com cerca de 12 gerações o erro e a sua média convergem aproximadamente para zero, demonstrando um bom conjunto de características. Além disso, vê-se que o conjunto de ganhos ficou bem próximo do encontrado heurísticamente, o que também denota um bom resultado tanto da modelagem quanto do controlador PID utilizado.

Como prós para este tipo de algoritmo, temos que, após ajustado, ele conseguiu valores similares ao de tentativa sucessivas, conforme comparação entre as Tabelas 5 e 7. Entretanto, este algoritmo envolve uma modelagem mais específica do erro, o que é uma inteligência computacional não tão trivial, haja vista que o modelo varia com o tempo e algoritmo precisa estar se atualizando de tempos em tempos.

Infelizmente o GAOT é uma ferramenta *offline*, o que impossibilitou a abordagem prática com a plataforma utilizada pela COPPE/UFRJ, mas não inviabilizando sua utilização como método mais simples que uma busca exaustiva para encontrar o conjunto de ganhos ótimos do sistema.

Vale frisar que o GAOT não leva em consideração nem o atraso nem nenhuma outra variável do sistema que não sejam os 3 ganhos do PID, de modo que estes ganhos poderiam gerar oscilações ou aumento do *overshoot* do sistema. O que interessou para o algoritmo foi apenas buscar um melhor conjunto de ganhos que levasse o erro em regime permanente para zero.

#### 2.2.4 Sintonia via busca extremal (ESC)

O controle por busca extremal (ESC – Extremum Seeking Control) é uma técnica antiga, mas que está se renovando e que está sendo amplamente utilizada pela sua facilidade de implementação, sua ausência de necessidade de modelagem mais sofisticada, sua robustez com relação à mudanças na planta e sua vasta aplicação como um algoritmo de controle em tempo real.

O modelo proposto por Krstic [Krstic, 2003] do ESC baseia-se em duas excitações sinusoidais, com amplitudes diferentes, passando por um conjunto de filtros (Figura 32).

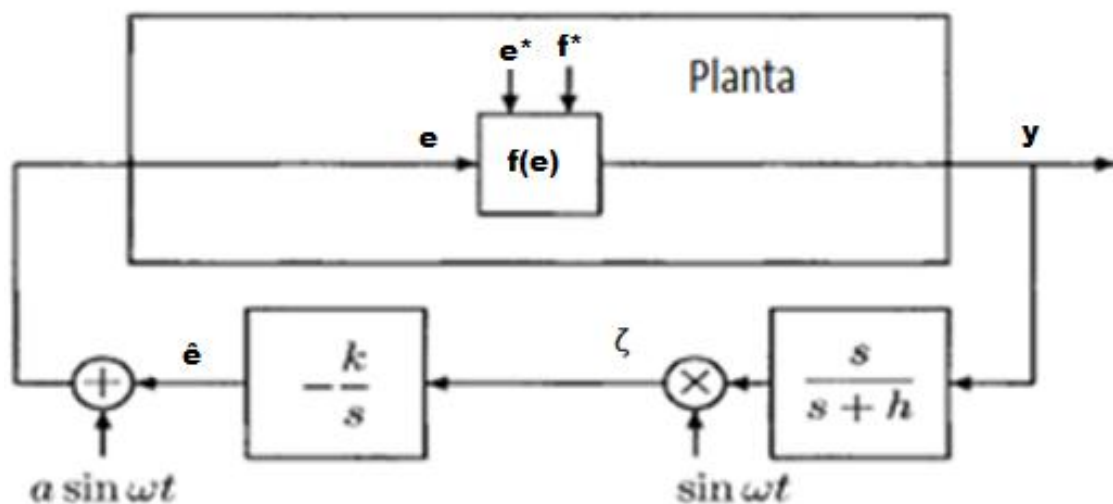


Figura 32 – Esquema do Controlador por busca extremal (adaptado Krstic, 2003)

Utilizando um filtro, um integrador com ganho, um produto e uma soma de senos, este controlador se propõe a minimizar uma função estática de custo qualquer. O método foi originalmente introduzido para plantas estáticas com pontos de extremo (máximos ou mínimos). Contudo, cenários mais gerais podem ser explorados, incluindo dinâmicas.

No caso do sistema estudado, a função de custo a ser otimizada (em um problema de busca pelo mínimo) é o erro quadrático entre a resposta da planta e o ângulo alvo, isto é,

$$f(e) = e^2 \quad (11)$$

e  $e(t)=y(t)-y_m(t)$  definido em (9), fazendo com cheguemos a um conjunto de ganhos ( $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ ) ótimos.

A seguir serão apresentadas as propriedades do controlador por busca extremal para uma função geral  $f(e)$  que tenha um único ponto de extremo global, isto é, extremos locais não são admitidos *a priori*.

### Propriedades do ESC

Este método de ESC é bastante popular por ser capaz de se adaptar rapidamente, indo além dos métodos numéricos tradicionais de otimização, que necessitam da dinâmica da planta. Dessa forma, pode-se considerar que:

$$f(e) = f^* + \frac{f''}{2} (e - e^*)^2 \quad (12)$$

onde  $f'' > 0$ . Qualquer função  $f(e)$ , de classe  $C^2$ , pode ser aproximada pela equação (12). Também pode se assumir que  $f'' > 0$  sem perda de generalidade. Se  $f'' < 0$  simplesmente troca-se  $k$  ( $k > 0$ ) na Figura 32 por  $-k$ . O objetivo do algoritmo é fazer  $|e - e^*|$  o menor possível, assim a saída de  $f(e)$  será direcionada para o mínimo de  $f^*$ .

O sinal de perturbação  $\alpha \sin(\omega t)$  e inserido no sistema para obter a informação do gradiente de  $f(e)$ . A seguir há uma explicação intuitiva para a forma como o esquema apresentado na Figura 32 funciona. Uma análise rigorosa está apresentada em [Krstic, 2003]. Utiliza-se a notação  $\hat{e}$  na Figura 32 para denotar a estimativa de entrada desconhecida  $e^*$ . Então,

$$\tilde{e} = e^* - \hat{e}$$



denota o erro de estimativa. Logo,

$$e - e^* = \alpha \sin(\omega t) - \tilde{e}$$

Que substituído na equação (10) resulta em

$$y \approx f^* + \frac{f''}{2} (\tilde{e} - \alpha \sin(\omega t))^2 \quad (13)$$

Expandindo esta expressão e aplicando a identidade trigonométrica básica, teremos:

$$y \approx f^* + \frac{\alpha^2 f''}{4} + \frac{f''}{2} \tilde{e}^2 - \alpha f'' \tilde{e} \sin(\omega t) + \frac{\alpha^2 f''}{4} \cos(2\omega t) \quad (14)$$

O filtro passa alta:

$$F(s) = \frac{s}{s+h} \quad (15)$$

E aplicado na saída para remover  $f^*$ ,

$$\frac{s}{s+h} [y] \approx \frac{f''}{2} \tilde{e}^2 - \alpha f'' \tilde{e} \sin(\omega t) + \frac{\alpha^2 f''}{4} \cos(2\omega t) \quad (15)$$

Este sinal é demodulado pela multiplicação por  $\sin(\omega t)$ , resultando em :

$$\zeta \approx \frac{f''}{2} \tilde{e}^2 \sin(\omega t) - \alpha f'' \tilde{e} (\sin(\omega t))^2 + \frac{\alpha^2 f''}{4} \cos(2\omega t) \sin(\omega t) \quad (17)$$

Como pode-se ver, o segundo termo, principalmente a componente DC (ou constante) no  $(\sin(\omega t))^2$  é decisivo. Aplicando novamente  $2(\sin(\omega t))^2 = 1 - \cos(2\omega t)$ , e aplicando uma identidade trigonométrica:  $2 \cos 2\omega t \sin \omega t = \sin 3\omega t - \sin \omega t$ , chega-se a:

$$\zeta \approx \frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} + \frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} \cos 2\omega t + \frac{\alpha^2 f''}{8} (\sin 3\omega t - \sin \omega t) + \frac{f''}{2} \tilde{e}^2 \sin \omega t \quad (18)$$

Notando que devido a  $e^*$  ser constante,

$$\dot{\tilde{e}} = -\dot{e}$$

tem-se:

$$\tilde{e} \approx \frac{k}{s} \left[ -\frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} + \frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} \cos 2\omega t + \frac{\alpha^2 f''}{8} (\sin \omega t - \sin 3\omega t) + \frac{f''}{2} \tilde{e}^2 \sin \omega t \right] \quad (19)$$

Desprezando-se o último termo, pois ele é quadrático em  $\tilde{e}$  e só há interesse na análise local:

$$\tilde{e} \approx \frac{k}{s} \left[ -\frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} + \frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} \cos 2\omega t + \frac{\alpha^2 f''}{8} (\sin \omega t - \sin 3\omega t) \right] \quad (20)$$

As duas últimas parcelas são sinais em alta frequência, que serão atenuados pelo integrador. Logo:

$$\tilde{e} \approx \frac{k}{s} \left[ -\frac{\alpha f''}{2} \tilde{e} \right] \quad \text{ou} \quad \dot{\tilde{e}} \approx -\frac{\alpha k f''}{2} \tilde{e} \quad (21)$$

sendo  $k f'' > 0$ , este sistema é estável. Logo, conclui-se que  $\tilde{e} \rightarrow 0$ , ou nos termos do problema original  $\hat{e}$  converge para  $e^*$ . É importante notar que as aproximações são validas para valores altos de  $\omega$  (em termos qualitativos), em relação  $k, \alpha, h$  e  $f''$ . A seguir, o resultado da soma das propriedades do loop de busca extremal ilustrada na Figura 32:

**Teorema da Busca Extremal [Krstic, 2003]:** Para o sistema exposto na Figura 32, o erro de saída  $y - f^*$  produz convergência exponencial local para vizinhança da origem  $O(\alpha^2 + \frac{1}{\omega^2})$ , desde que a frequência  $w$  da perturbação seja suficientemente grande e  $\frac{1}{1+L(s)}$  seja assintoticamente estável, onde

$$L(s) = \frac{\alpha k f''}{2s} \quad (22)$$

O teorema acima mostra que o erro residual pode ser diminuído a partir do aumento do parâmetro  $\omega$  e diminuição do parâmetro  $\alpha$ . Além disto, a velocidade de convergência do algoritmo pode ser controlada a partir de  $k$  na equação de  $\dot{\tilde{e}}$ .

Dado isto, o esquema de ESC para ajustar o PID seria tal que existiria um conjunto ESC para cada ganho (Figura 33), de modo que, para uma referência de um degrau de amplitude  $45^\circ$  (simulando um ângulo de  $45^\circ$ ), temos que ajustar 3 ganhos para o sistema do ESC (ganhos  $\alpha_i$ , para  $i=1,2,3$ ). Com isto, dinamicamente o ESC buscaria quais seriam os melhores conjuntos de  $K_p, K_i$  e  $K_d$  para o sistema em malha

fechada, de modo a reduzir o erro do sistema, fazendo com que o sistema seja sintonizado dinamicamente em tempo real.

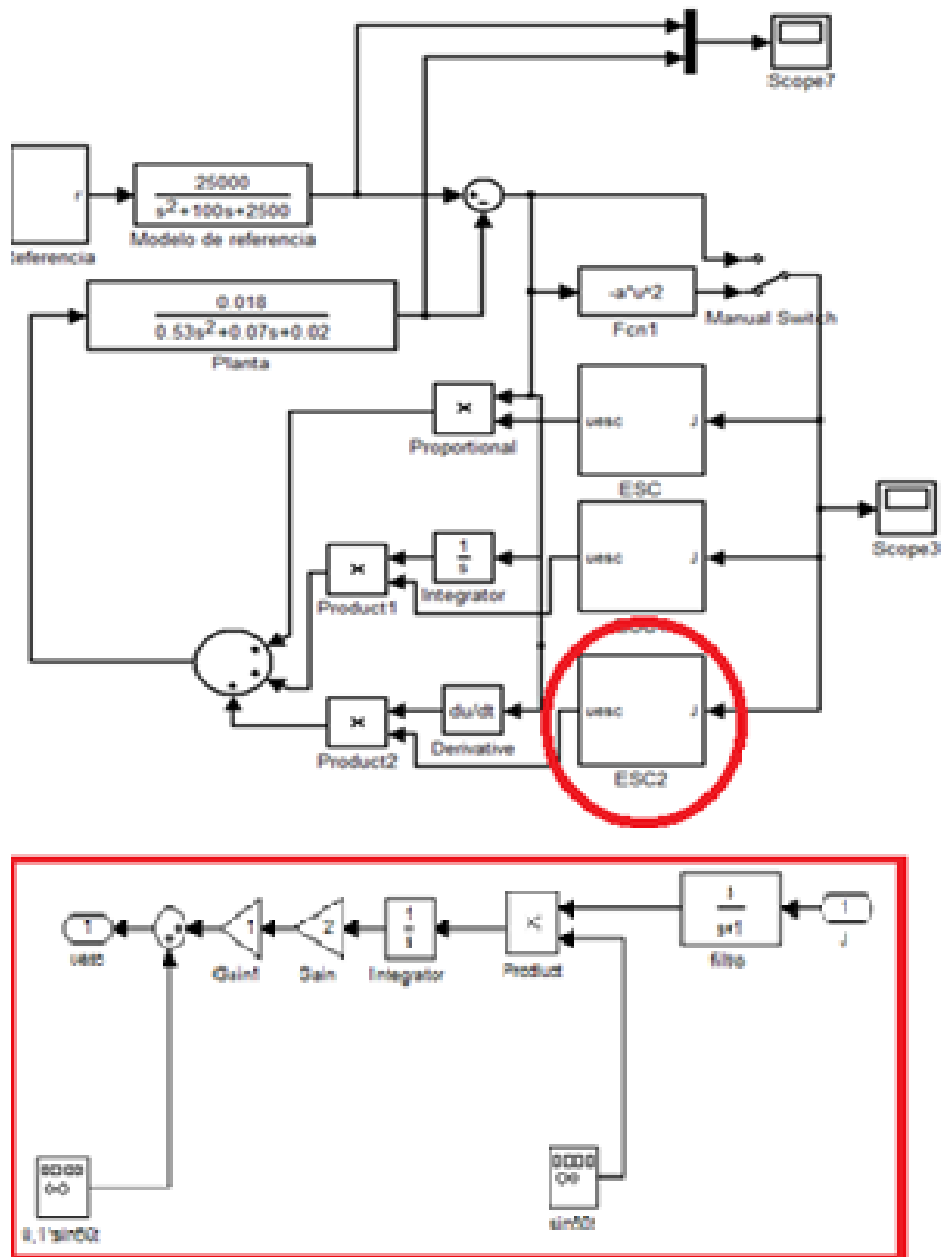


Figura 33 – Diagrama de blocos do *MATLAB* utilizando ESC

Após esta breve análise do controlador, assim como no PID, foi simulada a resposta com base na planta nominal do indivíduo 1 (36mA). A resposta para o indivíduo 1 é apresentada na Figura 34.

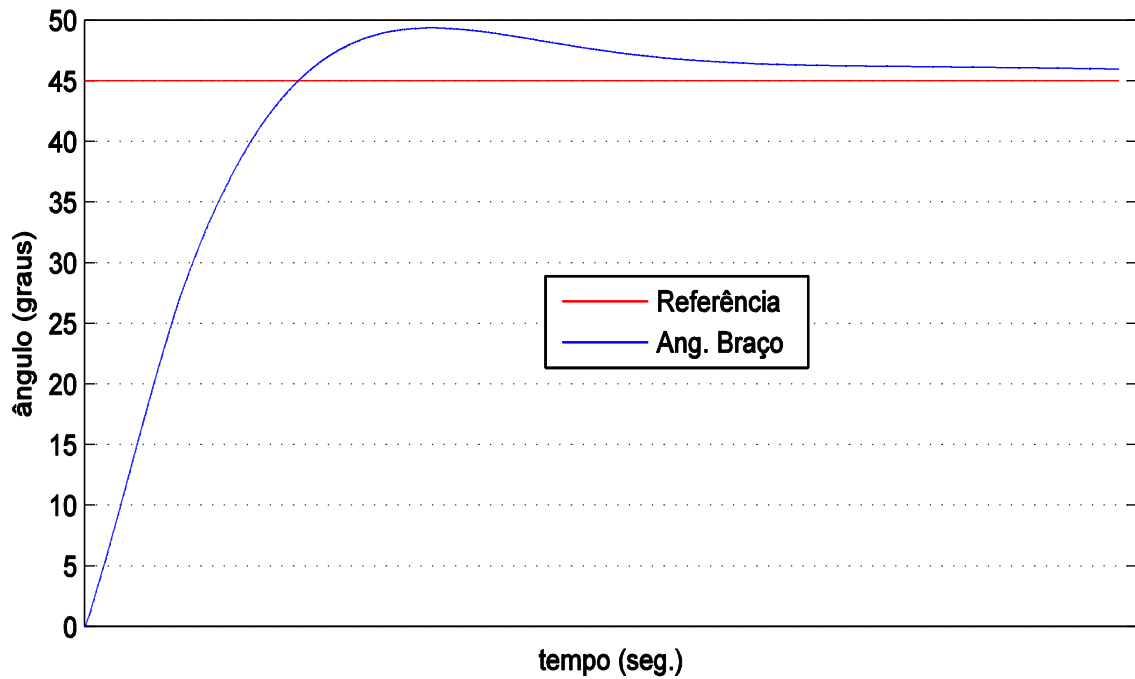
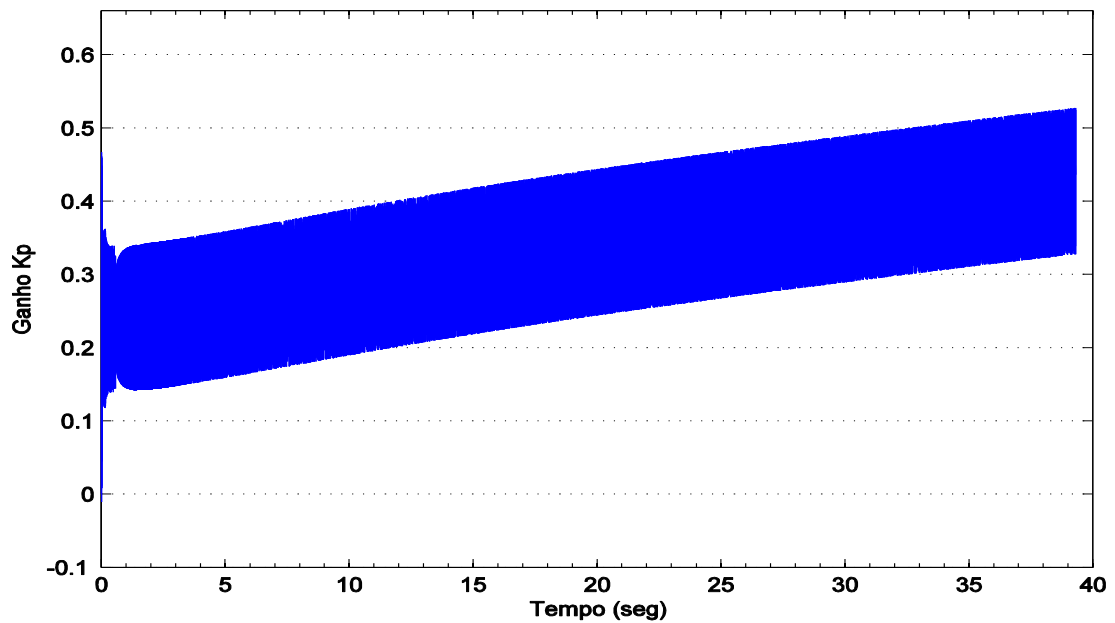
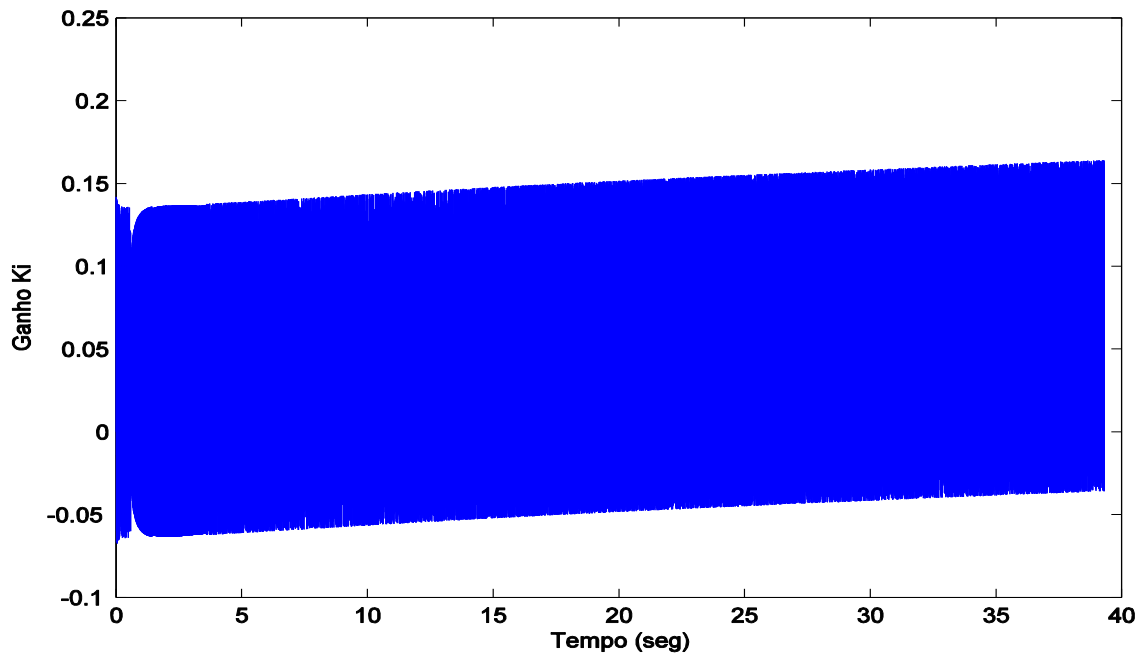
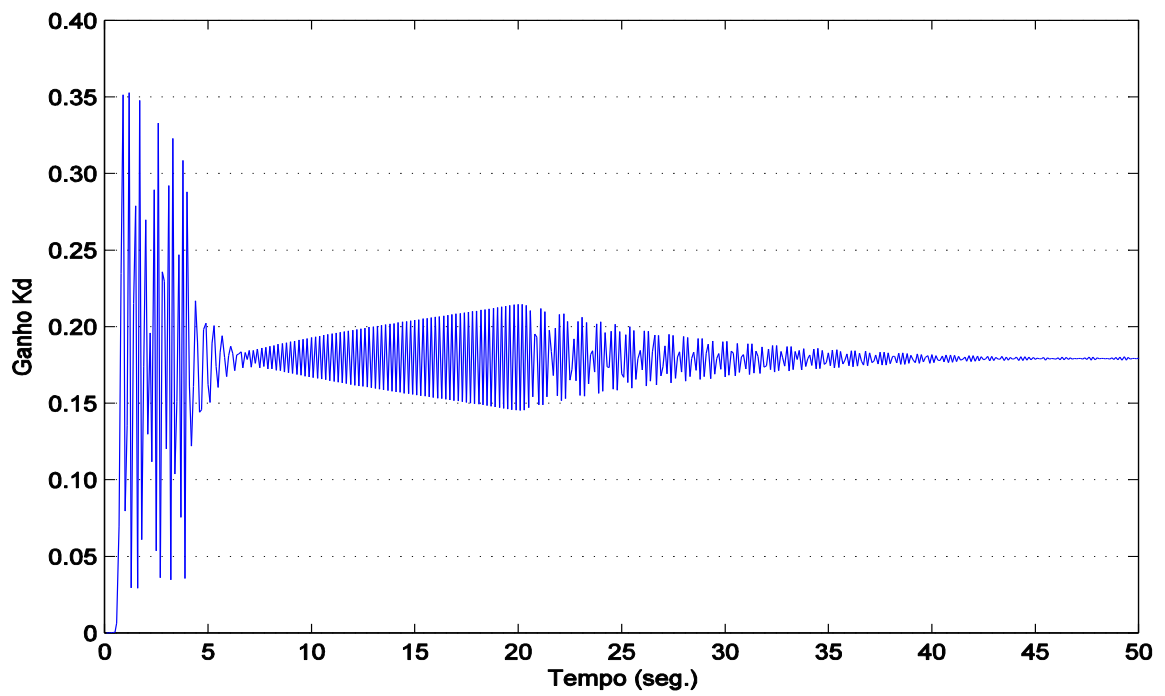


Figura 34 – Resposta obtida com o ESC (indivíduo 1)

Ainda observando este controlador, pode-se acompanhar a evolução dos ganhos através dos gráficos [Figuras 35, 36 e 37].

Figura 35 – Evolução do ganho  $K_p$

Figura 36 – Evolução do ganho  $K_i$ Figura 37 – Evolução do ganho  $K_d$

Deste modo, utilizando o ESC, tem-se, em regime, os ganhos da Tabela 8.

Tabela 8 – Ganhos médios ajustados via ESC

<b>Ganhos</b>	<b>Valores utilizados</b>
Proporcional	0,38
Integral	0,12
Derivativo	0,18

O algoritmo de busca extremal funciona como um algoritmo de controle em tempo real, fazendo com que, a cada iteração, o sistema busque o ganho (ou ganhos) adequado(s). Este controlador teve um desempenho significativo dada a função de custo escolhida, visto que a resposta da planta oscila bem pouco e seu erro em regime permanente é baixo. Para a simulação, assim como para os outros ajustes do PID, não foram considerados o atraso nem a saturação de corrente, uma vez que eram simulações e estávamos preocupados apenas com o ajuste dos ganhos do PID.

Uma limitação do algoritmo é que seu projeto utiliza um conjunto maior de parâmetros a serem ajustados ( $\alpha$ ,  $\omega$  e  $k$  da Figura 32, um para cada canal) em relação ao PID. Deste modo, a necessidade de ajuste de parâmetros ainda permanece, à medida que ainda se faz necessário ajustar uma quantidade maior de parâmetros para que o controlador funcione. Contudo, o problema de sintonia é transferido de domínio, e apesar de ser quantitativamente desvantajoso, a metodologia de ajuste dos parâmetros  $\alpha$ ,  $\omega$  e  $k$  é mais intuitiva como visto no teorema anterior.

Um contraponto seria sua aplicação no sistema real, visto que estes ganhos também seriam ajustados para uma classe de respostas e, após isto seriam inserido dinamicamente no controlador em *LabVIEW*. Devido ao tempo curto para a coleta de dados apresentados nesta Dissertação, o sistema ESC não foi diretamente implementado nos nossos ensaios, mas acreditamos que seja uma solução factível sob o ponto de vista de controle, uma vez que a cada milissegundo o sistema é atualizado com os ganhos necessário. Outra observação interessante, é que os valores encontrados nos resultados de simulação casam com os obtidos pelas abordagens discutidas anteriormente, o que reforça a relevância da metodologia apresentada como uma alternativa a ser avaliada no experimentos.

## 2.3 Controle Adaptativo

Adaptar significa mudar de comportamento conforme as circunstâncias. Um controlador adaptativo, tem por mérito desempenhar o papel de modificar a resposta do sistema a cada iteração, de modo a controlar o sistema dinamicamente. Há exemplos de controladores adaptativos em diversas áreas, tais como nos pilotos automáticos de avião, freios ABS, e outros tipos de equipamentos supervisórios. Existem basicamente quatro tipos de controle adaptativo detalhados a seguir.

### 2.3.1 Escalonamento de Ganhos (*Gain Scheduling*)

O escalonamento de ganhos tem como princípio a observação das condições de operação e em seguida a alteração dos parâmetros de controle de acordo com este ponto de operação, conforme ilustrado na Figura 38.

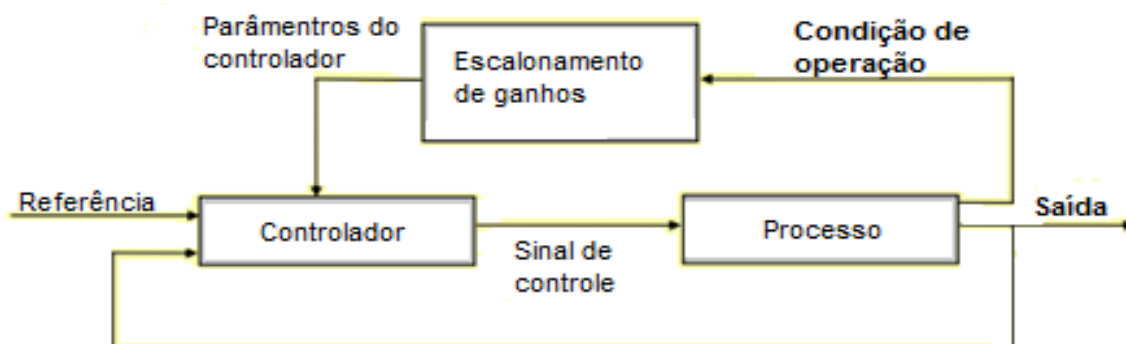


Figura 38 - Esquema de Controle adaptativo por escalonamento de ganhos

O conceito de escalonamento de ganhos teve origem na aplicação e no desenvolvimento dos sistemas de controle para vôos de aeronaves. Nesta aplicação, a pressão dinâmica e o número 9 de Mach (velocidade do objeto/velocidade do som) <http://www.grc.nasa.gov/WWW/K-12/airplane/mach.html> são medidas por sensores (de dados do ar) e usadas como variáveis de escalonamento. Existem controvérsias se o escalonamento de ganhos deve ser considerado como um sistema adaptativo ou não, mérito este que não iremos discutir aqui.

Apesar disso, o escalonamento de ganhos é uma técnica muito utilizada para reduzir os efeitos da variação de parâmetros em aplicações industriais. Exemplos podem ser encontrados no controle de velocidade em máquinas, controle da taxa de produção (constantes de tempo e atrasos são frequentemente inversamente proporcionais a taxa de produção), controle de nível em tanques, dentre outros.

### 2.3.2 Reguladores Auto Sintonizáveis (*self-tuning regulators – STR*):

Os esquemas adaptativo por escalonamento de ganhos é denominado um método direto, porque regras de ajuste dizem como os parâmetros do controlador devem ser atualizados.

Um esquema diferente é obtido se as estimativas dos parâmetros do processo são atualizadas e os parâmetros do controlador são obtidos da solução de um problema de projeto usando os parâmetros estimados (Figura 39). O controlador adaptativo STR assume que o processo tem parâmetros constantes, mas desconhecidos.

A ideia é separar a estimação dos parâmetros do projeto do controlador e assim os parâmetros desconhecidos são estimados em tempo real independentemente. Estes parâmetros estimados são tratados com se fossem os verdadeiros, esse procedimento é conhecido como *princípio da equivalência certa*.

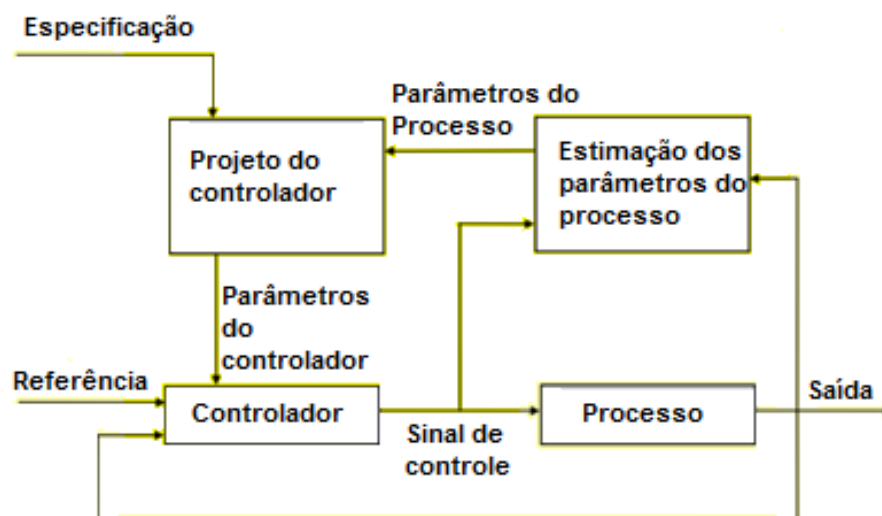


Figura 39 - Esquema de Controle adaptativo por Reguladores Auto Sintonizáveis

### 2.3.3 Controle Adaptativo Dual

O controle adaptativo dual preocupa-se, basicamente, em levar a saída para o valor desejado, mas introduz perturbações quando o estado estimado possui grande incerteza. Contudo, isto melhora as estimativas atuais e o controle futuro, ou seja, um controlador com características duais estabelece um balanço correto entre manter um bom controle e manter os erros de estimação pequenos.



O modelo de um processo com incertezas nos parâmetros é obtido pela ampliação das variáveis de estado do processo pela equação:

$$\frac{de}{dt} = 0 \quad (23)$$

com uma distribuição inicial que reflete a incerteza nos parâmetros. Nesta formulação não existe distinção entre estes parâmetros e as outras variáveis de estado. Isto significa que o controlador resultante pode manipular mais rapidamente na estimação dos parâmetros. O estado aumentado, também chamado hiperestado,

$$Z = (x^T \ e^T)^T \quad (24)$$

consistindo do estado do processo e dos parâmetros agora introduzidos. A meta do controle é então formulada para minimizar uma função custo do tipo:

$$V = E(G(z(T), u(T)) + \int_0^T g(z, u) dt) \quad (25)$$

onde E denota a esperança matemática, u é a variável de controle, e G e g são funções escalares de z e u. A esperança considera a distribuição de todos valores iniciais e todos os distúrbios que aparecem no modelo do sistema. Com E, G e g funções de probabilidade, tais como medianas ou médias, obtidas através de visualizações do experimento.

O problema de encontrar um controlador que minimiza a função custo é difícil. Fazendo-se considerações suficientes, uma solução pode ser obtida pelo uso de programação dinâmica. A solução é dada então em termos de uma equação funcional que é denominada equação de Bellman, uma extensão da equação de Hamilton-Jacobi. Na Figura 40, temos um modelo deste tipo de controle.

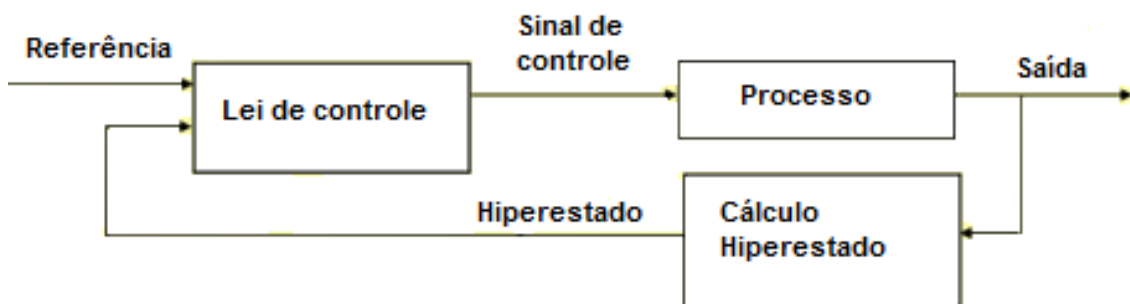


Figura 40 - Esquema de Controle adaptativo por controle Dual

### 2.3.4 Controle adaptativo por modelo de referência (MRAC)

A otimização foi um dos primeiros esforços na construção de mecanismos para ajuste de parâmetros. Isto levou o MRAS (Model Reference Adaptive System) a ser um das primeiras abordagens sistemáticas para controle adaptativo, principalmente em controle de combate [Whitaker, Yaker and Kezer, 1958, MIT]. O sistema é baseado em duas ideias: o propósito do sistema em malha fechada é formulado como um problema de seguimento de modelo (especificações de desempenho), e os parâmetros do controlador são ajustados por uma lei de adaptação do tipo gradiente (Figura 41).

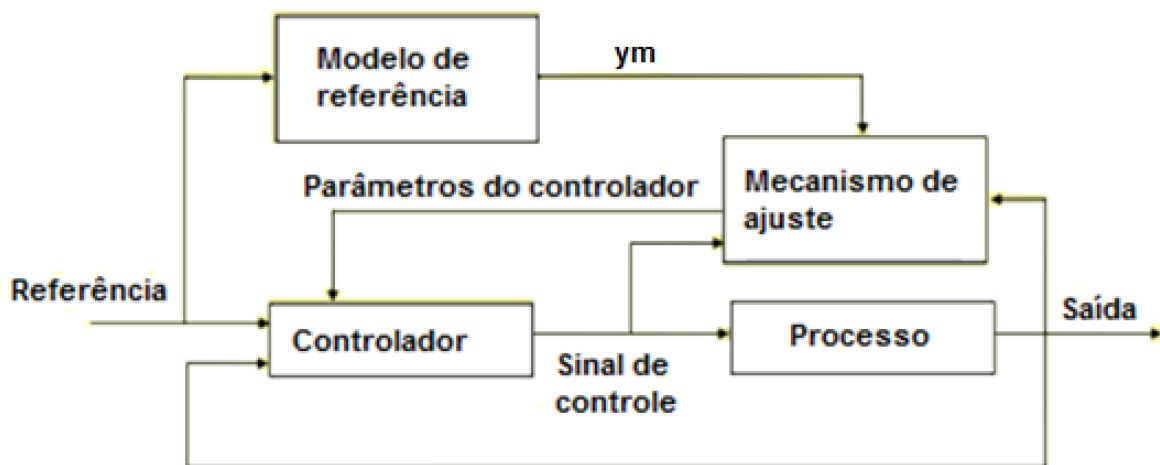


Figura 41 - Esquema de Controle adaptativo por Modelo de referência

O algoritmo a seguir levou o nome de REGRA MIT [ASTROM, 1994]:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\delta e}{\delta \theta} \quad (26)$$

Nesta expressão,  $e = y - y_m$ , que denota o erro do modelo e  $\theta$  é um parâmetro do controlador a ser adaptado. A quantidade  $\partial e / \partial \theta$  é a sensibilidade derivativa do erro com respeito ao parâmetro  $\theta$ . Ela informa como o erro é influenciado pelo ajuste do parâmetro. O parâmetro  $\gamma$  determina a taxa de adaptação (ganho adaptativo). Em algumas situações, é necessário fazer aproximações para obter a sensibilidade derivativa. A regra MIT pode ser considerada como um método de gradiente para minimizar o critério erro quadrático. Ou seja, trata-se de uma abordagem que possibilita o ajuste dos parâmetros tal que a função custo dada em pela abaixo seja minimizada.

$$J(e) = \frac{1}{2} e^2 \quad (27)$$

### 2.3.4.1 Características do controlador

Segundo [Ioannou, 1996], o controle adaptativo por modelo de referência é um dos principais tipos de Controle adaptativo, sendo que o mesmo tem por base escolher um modelo de referência ( $y_m$ ) o qual gera uma trajetória que a planta ( $y$ ) deve seguir. Observando os tipos de controladores adaptativos, foi escolhido, pela quantidade de modelos existentes na literatura, o controle adaptativo por modelo de referência (MRAC) para ser utilizado nesta Dissertação. A planta como modelo de referência a ser utilizada foi a planta de Golle, devido à sua simplicidade e proximidade com os modelos encontrados experimentalmente.

O controlador MRAC tem algumas características próprias, de modo que ele é utilizado bastante em problemas de rastreamento (problemas onde o objetivo é seguir determinadas trajetórias) assim como o considerado na Seção 1.4. Assim sendo, se faz necessário o conhecimento pleno da estrutura da planta e propriedades do sistema. Todavia, o MRAC tem o objetivo de achar a lei de realimentação de modo a alterar a dinâmica da planta para que suas propriedades de entrada-saída sejam exatamente as mesmas que as do modelo de referência.

A estrutura de um controlador MRAC para uma planta linear e invariante no tempo (LTI) e SISO foi mostrada na Figura 40. A função de transferência  $W_m(s)$  do modelo de referência é projetada de tal modo que para um determinado sinal de entrada de referência  $r(t)$ , a saída do modelo de referência  $y_m(t)$  representa a resposta desejada que a saída da planta  $y(t)$  deve seguir.

Como usual, o erro de rastreamento será dado por  $e(t) = y(t) - y_m(t)$ , que representa o desvio da saída da planta da trajetória desejada  $y_m$ . O casamento da função de transferência da planta com o modelo de referência é conseguida cancelando-se os zeros da função de transferência da planta  $H(s)$  e substituindo-os por aqueles de  $W_m(s)$  através do uso do controlador adaptativo. O cancelamento dos zeros da planta coloca uma restrição de fase mínima para a planta, isto é, seus zeros devem ser estáveis. Se qualquer zero do sistema for instável, seu cancelamento pode levar

a um controlador instabilizante. A restrição de fase mínima não seria um problema em nossa aplicação porque os modelos discutidos na Seção 1 são todos sem zeros.

O projeto do controlador por modelo de referência sem adaptação requer o conhecimento dos coeficientes da função de transferência de planta  $H(s)$ . Se  $\theta^*$  é um vetor contendo todas as coeficientes de  $H(s) = H(s; \theta^*)$ , em seguida, o parâmetro vetor  $\theta_c^*$  pode ser calculado através da resolução de uma equação algébrica da forma:

$$\theta_c^* = F(\theta^*) \quad (28)$$

Portanto, para se atingir o objetivo de controle o modelo de planta teria de ser conhecido para obtermos o parâmetro  $\theta^*$ . Contudo os parâmetros da planta foram assumidos desconhecidos e  $\theta^*$  é desconhecido no esquema de controle MRAC da Figura 41.

Uma maneira de lidar com o caso do parâmetro desconhecido é usar adaptação do parâmetro  $\theta$  para encontrarmos  $\theta^*$  que satisfaz a equação de casamento (28) ou alguma abordagem de adaptação indireta para estimar/identificar os parâmetros desconhecidos da planta e então utilizar um controlador a ganhos fixos.

Assumindo-se que a planta a ser controlada é do tipo (8) com  $\tau = 0$  e o modelo de referência com

$$Y_m(s) = W_m(s)r(s) \quad (29)$$

e  $W_m(s)$  expresso por:

$$W_m(s) = Km \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} \quad (30)$$

Note que o atraso  $\tau$  em (8) foi desconsiderado uma vez que o controle MRAC é sabidamente não robusto a atrasos na malha de controle. Uma possível solução para este aparente problema será discutida nas próximas seções.

Em suma, para aplicarmos o MRAC, temos que assumir as seguintes hipóteses:

**Para a planta  $H(s) = K \frac{Zp(s)}{Rp(s)}$ :**

- $Zp(s)$  é mônico e Hurwitz de grau  $m$ ;
- O grau de  $Rp(s)$  é  $n$ ;
- O grau relativo de  $H(s)$  é  $n^* = n - m$ ;
- O sinal do ganho em alta frequência  $K$  é conhecido.

**Para o modelo de referência  $Wm(s)$ :**

- $Zm(s)$  e  $Rm(s)$  são mônicos e Hurwitz de graus  $m$  e  $n$ , respectivamente, com  $m < n$ ;
- O grau relativo de  $Wm(s)$  é igual ao de  $H(s)$ , isto é,  $n^* = n - m$ .

Observando a classe de plantas discutidas na Seção 1.2, podemos dizer que elas são de grau relativo 2 (diferença entre polos e zeros  $n^* = 2$ ), satisfazendo as hipóteses acima.

A Tabela 9 resume o algoritmo de controle MRAC para sistemas de grau relativo 2, segundo [Ioannou, 1996].

Tabela 9 – Esquema de modelagem para plantas de grau relativo 2 [Ioannou, 1996]

<b>Planta</b>	$y = K \frac{Z_p}{R_p} u \quad n^* = 2$
<b>Modelo de Referência</b>	$y_m = W_m(s)r, \quad W_m(s) = k_m \frac{Z_m}{R_m} \quad n^* = 2$
<b>Lei de controle</b>	$\begin{aligned} \dot{\Omega}_1 &= F\omega_1 + gu, \\ \dot{\Omega}_2 &= F\omega_2 + gy, \\ \dot{\phi} &= -p_o\phi + \Omega, \\ u &= \theta^T \Omega + \dot{\theta}^T \phi = \theta^T \Omega - \phi^T \gamma \phi e * \text{sgn}\left(\frac{K}{k_m}\right) \\ \Omega &= [\Omega_1^T, \Omega_2^T, y, r]^T, \quad \Omega_1 \in \mathcal{R}^{n^*-1} \quad \Omega_2 \in \mathcal{R}^{n^*-1} \end{aligned}$
<b>Lei de adaptação</b>	$\dot{\theta} = -\gamma e \phi \text{sgn}\left(\frac{K}{k_m}\right), \quad e = y - y_m$
<b>Proposições</b>	Zp(s) é Hurwitz; Wm(s)(s+po) é estritamente própria e SPR; e a planta e o modelo de referência satisfazem o proposto acima

$$\phi_m = \frac{1}{s + p_o} \begin{bmatrix} (sI - F)^{-1} g H^{-1}(s) W_m(s) \\ (sI - F)^{-1} g W_m(s) \\ W_m(s) \\ 1 \end{bmatrix} r$$

e

$$\bar{\phi} = \frac{1}{s + p_o} \begin{bmatrix} (sI - F)^{-1} g H^{-1}(s) \\ (sI - F)^{-1} g \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} e$$

Uma vez que  $e \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$  e  $e \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow \infty$ , o mesmo acontece para  $\bar{\phi} \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$  e  $|\bar{\phi}| \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow \infty$

Deste modo, foi desenvolvido em *MATLAB* o algoritmo do MRAC para o sistema descrito pela Tabela 9, vide Figura 42.

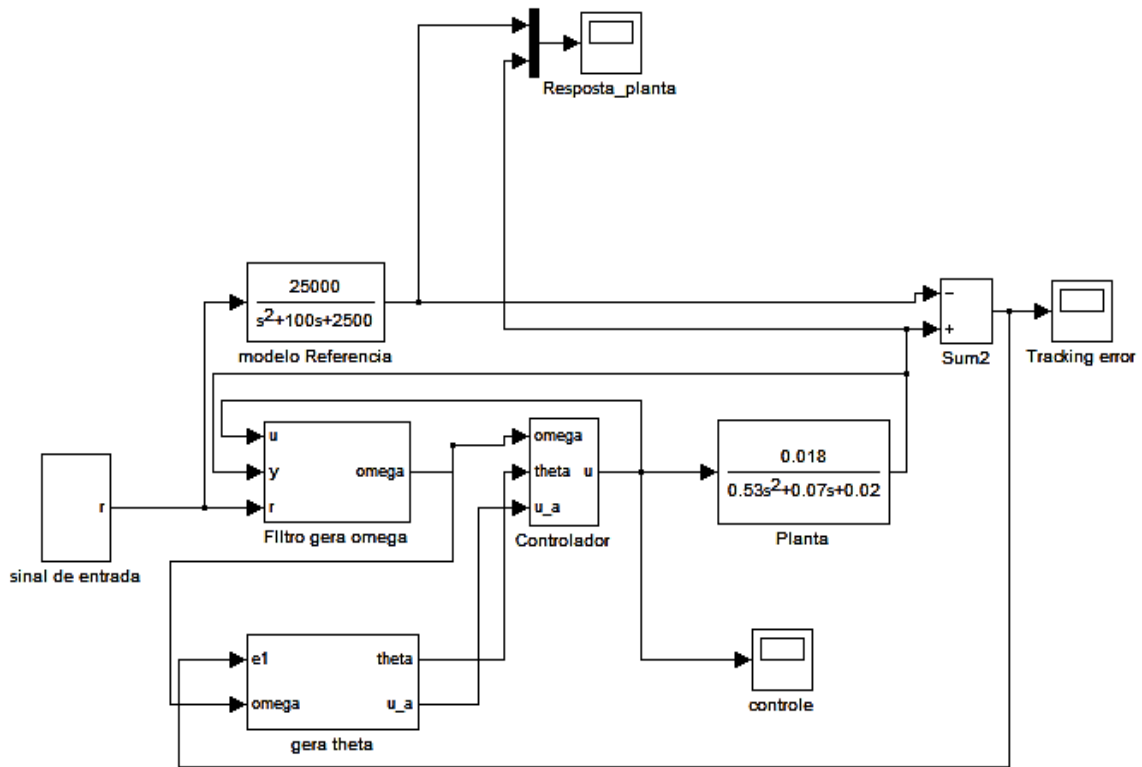


Figura 42 – Modelo de MRAC Utilizado

Observando-se a Figura 42, vê-se claramente os dois filtros baseados nos sinais de entrada-saída (gera theta e gera  $\omega$ ), o próprio controlador, a planta (modelo nominal do indivíduo 1 a 36mA) e o modelo de referência (escolhido como o modelo de Golle). Os resultados de simulação são mostrados nas Figuras 43 e 44.

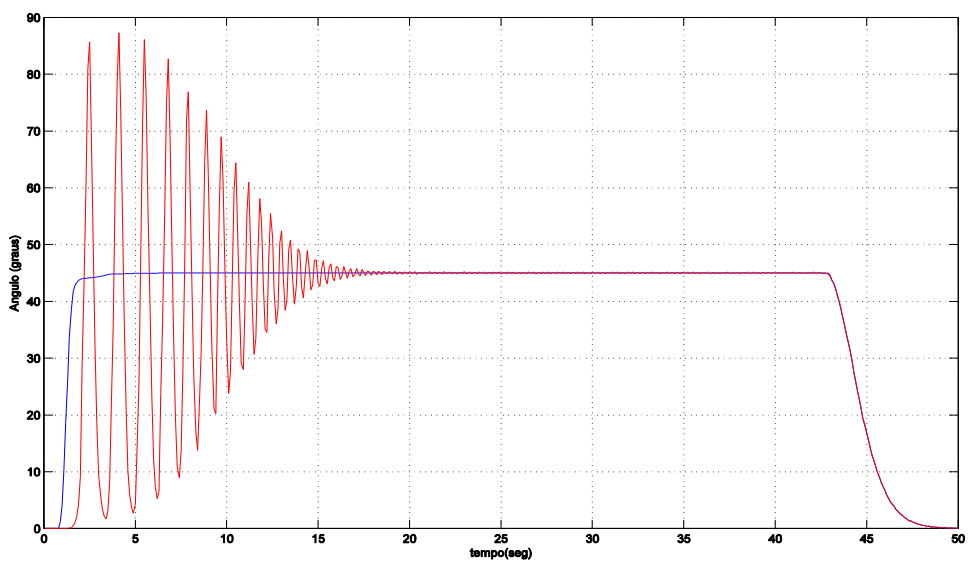


Figura 43 – Resposta simulada do controle adaptativo seguindo o modelo de referência dado pela função de transferência de Golle

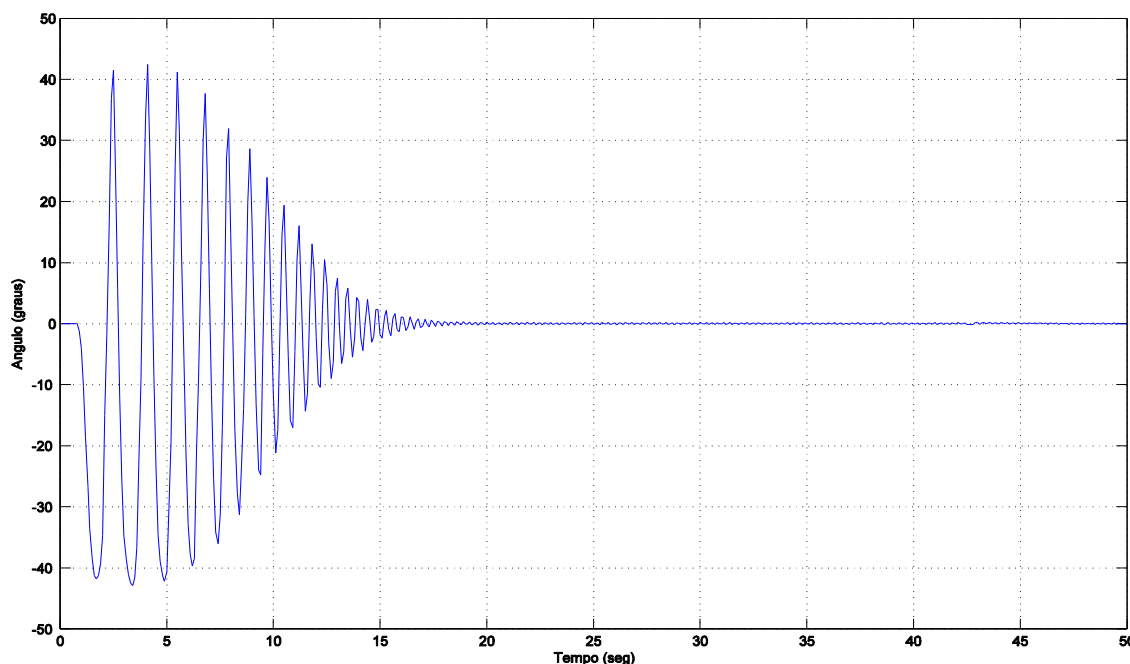


Figura 44 – Sinal do erro na simulação

Como se pode observar, o controle adaptativo consegue estabilizar o sistema, todavia, há um transitório muito ruim, o que faz com que o controle puro e simplesmente adaptativo não seja a princípio uma solução interessante, uma vez que seria desconfortável para os pacientes apresentarem esta oscilação tão abrupta como resposta.

Há de se frisar que não foi observado o esforço de controle nesta simulação. Observando o gráfico e comparando com os parâmetros definidos na Seção 2.1, vemos que o adaptativo simples só está dentro do aceitável em relação ao erro em regime permanente, pois o mesmo foi nulo, contudo nos outros quesitos ele deixou bastante a desejar. Isto se dá devido à não linearidade do sistema, o que faz com que o parâmetro de adaptação ( $\theta$ ) varie muito, tendo sua estimativa uma taxa de variação muito rápida. Para tal, se faz necessário o uso da técnica da projeção apresentada a seguir.

#### 2.3.4.2 Adição da projeção na lei de adaptação do controle adaptativo

Um método eficaz para diminuir a oscilação no transitório e manter as estimativas do parâmetro  $\theta$  é utilizar o método de projeção para garantir a invariância do conjunto



de  $\theta$ , restringindo as estimativas do parâmetro para que o mesmo se encontre dentro de um espaço limitado, conforme a lei de adaptação

$$\dot{\theta} = -\gamma e \phi \operatorname{sgn}\left(\frac{K}{k_m}\right), \quad (31)$$

Delimitando o conjunto invariante para  $\theta$ :

$$g(\theta) \triangleq \{\theta \mid \theta^2 \leq M_o^2\} \quad (32)$$

onde  $M_o \geq |\theta^*|$ . Aplicando o método de projeção do gradiente, tem-se:

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} = \begin{cases} \gamma e \phi & \text{se } |\theta| < M_o \\ \text{ou se } |\theta| = M_o \text{ e } (\gamma e \phi)^T \theta \leq 0 \\ \left(I - \frac{\gamma \theta \theta^T}{\theta^T \gamma \theta}\right) \gamma e \phi & \text{para todo resto} \end{cases} \quad (33)$$

que para  $|\theta(0)| \leq M_o$  garante que  $|\theta(t)| \leq M_o, \forall t \geq 0$ .

Desta forma, tem-se a Tabela 10, descrevendo a técnica de controle adaptativo com projeção.

Tabela 10 – MRAC com projeção [Ioannou, 1996]

<b>Planta</b>	$y = K \frac{Z_p}{R_p} u \quad n^* = 2$
<b>Modelo de Referência</b>	$y_m = W_m(s)r, \quad W_m(s) = K_m \frac{Z_m}{R_m} \quad n^* = 2$
<b>Lei de controle</b>	$\begin{aligned} \dot{\Omega}_1 &= F\omega_1 + gu, \\ \dot{\Omega}_2 &= F\omega_2 + gy, \\ \dot{\phi} &= -p_o\phi + \Omega, \\ u &= \theta^T \Omega + \dot{\theta}^T \phi = \theta^T \Omega - \phi^T \gamma \phi e * \text{sgn}\left(\frac{K}{k_m}\right) \\ \Omega &= [\Omega_1^T, \Omega_2^T, y, r]^T, \quad \Omega_1 \in \mathcal{R}^{n^*-1} \quad \Omega_2 \in \mathcal{R}^{n^*-1} \end{aligned}$
<b>Lei de adaptação</b>	$\dot{\theta} = \begin{cases} \gamma e \phi & \text{se }  \theta  < M_o \\ \text{ou se }  \theta  = M_o \text{ e } (\Gamma e \phi)^T \theta \leq 0 \\ \left(I - \frac{\gamma \theta \theta^T}{\theta^T \gamma \theta}\right) \gamma e \phi & \text{para todo resto} \end{cases}$
<b>Proposições</b>	Tabela 9
<b>Variáveis</b>	$\gamma = \gamma^T > 0; \quad  \theta(0)  \leq M_o \quad M_o \geq  \theta^* $

Deste modo, foi desenvolvido em *MATLAB* o algoritmo do MRAC para o sistema descrito pela Tabela 10 e, para a mesma planta (indivíduo 1 36mA) tendo como referência a planta de Golle, obteve-se novos resultados de simulação considerando-se o fator de projeção (Figura 45).

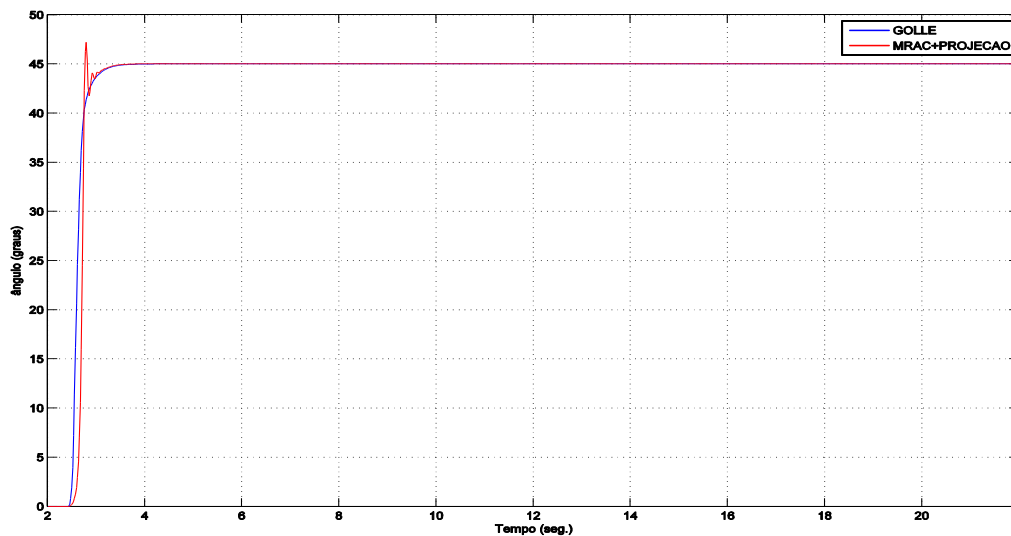


Figura 45 – Resposta simulada do MRAC+Projeção

Ao analisar a Figura 45 e comparar com a 43, vê-se claramente uma melhora no que diz respeito à oscilação. Continua tendo uma oscilação leve (com pico em  $47,5^\circ$ ), porém o sistema converge rapidamente, demonstrando um melhor comportamento. Comparativamente aos parâmetros delimitados na Seção 2.1, vemos que agora o controlador está dentro do definido como aceitável, uma vez que seu tempo de resposta foi de 4 segundos, seu *overshoot* foi de  $2,5^\circ$  e seu transitório teve pouca oscilação, além de seu erro em regime ter sido nulo.

A ferramenta de algoritmos genéticos explorada na Seção 2.2.3 poderia ser aplicada para estimar o valor inicial  $\theta(0)$  e aplicá-lo na lei de adaptação com fator de projeção de modo a obtermos resultados transitórios ainda melhores. Inicializando-se a lei de adaptação em um valor favorável, pode-se esperar que a busca pelo parâmetro  $\theta$  que faz o casamento entre a planta controlada e o modelo de referência desejado seja atingida mais rapidamente, evitando-se assim uma demora demasiada para a convergência paramétrica e do erro.

Todavia, o sistema considerado (8) possui um atraso inerente ao sistema nervoso humano. Para tal, mesmo os resultados acima considerados positivos, faz-se necessário utilizar uma abordagem que seja capaz de compensar esse atraso.

#### **2.3.4.3 Compensação do atraso no controle adaptativo**

Os efeitos da geração de torque no sistema neuro-musculo esquelético, conforme diversas proposições, é acompanhado de um componente de atraso. Levando em conta que o MRAC não é um sistema tão robusto em relação ao atraso, uma opção recente [ANNASWAMY, 2009] foi introduzida para compensar os efeitos de atraso na malha do controlador MRAC.

Antes disso, é importante avaliar (ou mensurar) o atraso de ativação do sistema músculo esquelético, uma vez que este termo é um parâmetro importante do sistema [Nunes, 2009]. Segundo Nunes, o atraso de ativação do músculo está na ordem de 0,0005 a 0,001 segundos. Já Golle, descreve que a diferença entre a ativação dos músculos rápidos e lentos é da faixa de 7 ms.

Observando a abordagem de MRAC com atraso no trabalho de [Annaswamy, 2009], é necessário que o atraso seja conhecido e suficientemente pequeno, o que abre uma porta para sua aplicação no sistema de FES em questão.

Assim sendo, o problema seria controlar uma planta dada por

$$y(t) = H(s)[u(t - \tau)], \quad H(s) = \frac{Z_p(s)}{R_p(s)} \quad (34)$$

com  $W_p(s)$  sendo uma função de transferência cuja ordem  $n$  é desconhecida, porém o grau relativo  $n^*$  conhecido, além do atraso  $\tau$  ser assumidamente conhecido e pequeno.

Assumindo o modelo de referência do tipo:

$$ym(t) = W_m(s)[r(t - \tau)], \quad W_m(s) = \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} \quad (35)$$

Com  $R_m(s)$  sendo mônico e Hurwitz de grau  $n^*$  e  $K_m > 0$ . O objetivo é determinar um controlador estável para essa classe de sistemas, em específico para o grau relativo  $n^*=2$ , conforme visto na seção 2 para o sistema nominal (8).

Deste modo, podemos aplicar uma alteração na lei de controle apresentada anteriormente para

$$u = \theta^T \Omega - \phi^T \gamma \phi e * \operatorname{sgn}\left(\frac{K}{k_m}\right) - \int_{\tau}^0 \lambda \dot{\theta} - \beta \dot{\theta} e^{-\tau} d\sigma \quad (36)$$

Sendo  $\lambda$  e  $\beta$  duas constantes da mesma ordem do atraso, que variam para cada sistema, similar a um fator de adaptação [ANNASWAMY, 2009]. Desta forma, caso o atraso seja nulo, o termo integral se anula e resta apenas a parte da adaptação tradicional do MRAC.

Atentando a isto, foi inserida a parcela de atraso no sistema simulado em *MATLAB*, de modo a observar a modificação da resposta com a inserção de um atraso  $\tau$  de 0,01 segundos, que já seria maior que o atraso considerado de Golle, de modo a avaliarmos também a robustez adicionada ao controlador (Figura 46).

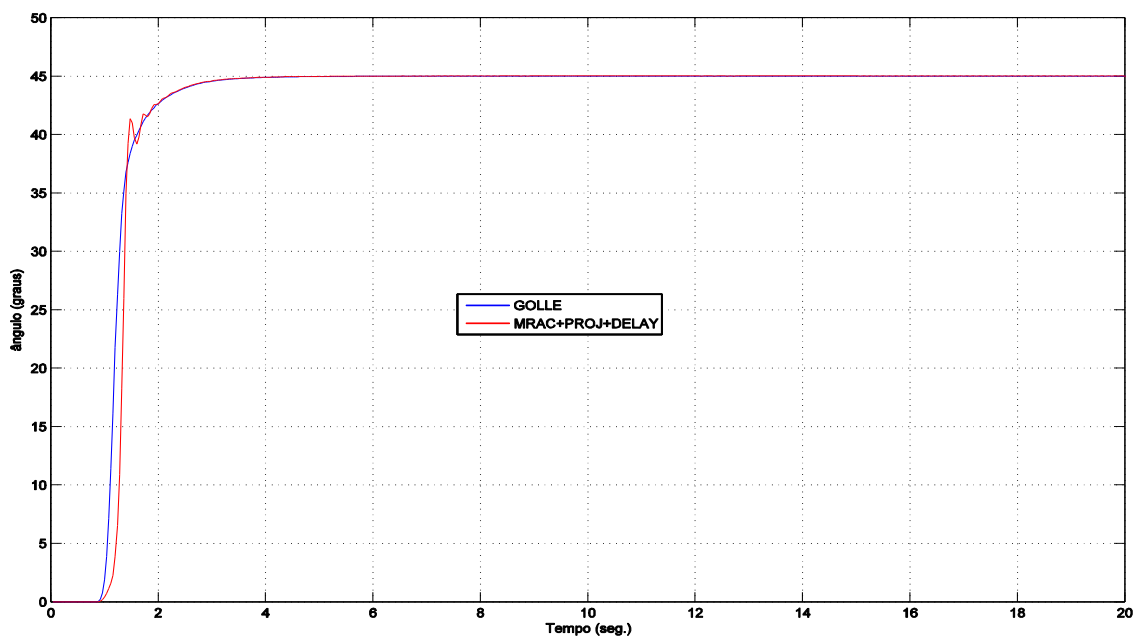


Figura 46 – Simulação MRAC+PROJEÇÃO+DELAY de 0,01 seg.

De modo geral, podemos concluir que a abordagem com o controle adaptativo é bastante consistente e poderosa, no que diz respeito a propriedades de robustez à variação paramétrica. Entretanto, ele é um controle de difícil implementação no LabVIEW, devido à densidade matemática envolvida. Deste modo, este controlador foi deixado por nós em segundo plano a respeito de sua implementação prática, haja visto que para a nossa aplicação haveria a necessidade ainda da uma implementação discreta dos filtros usados no controlador, ou a utilização da *toolbox* do LabVIEW chamada “*control system toolbox*” para a execução dos algoritmos envolvidos, o que aumentaria a complexidade computacional e a necessidade de integração com versões mais novas do LabVIEW.

### 3 CONTROLE POR MODOS DESLIZANTES VIA ESCALONAMENTO TEMPORAL PARA FES

Vislumbrando uma estratégia robusta a perturbações e incertezas paramétricas, porém mais simples que os controladores adaptativos apresentados anteriormente, iremos introduzir uma nova abordagem que utiliza o conceito de baixo ganho e é baseada em um único relé e um integrador. Essa estratégia foi proposta em [Oliveira, 2014] e é aplicável a uma ampla classe de plantas, que apresentem ordem elevada e grau relativo incerto.

A mitigação do grau relativo é alcançada por meio de uma técnica de escalonamento temporal. Uma limitação do método é que este restringe-se ao caso de plantas dinâmicas estáveis. Contudo isso não é um problema visto que o modelo muscular considerado nesta Dissertação (Seção 1.4) satisfaz essa hipótese. Utilizando-se o método de perturbação singular, é mostrado que na nova escala de tempo o sistema considerado é reduzido a um simples integrador perturbado por uma dinâmica rápida de sensor, que por sua vez converge a um pequeno conjunto residual.

Deste modo, explorando-se esta estrutura particular, se reprojeta a lei de controle baseada em relés originalmente eficaz para sistemas de grau relativo 1 (no nosso caso o integrador) com amplitude de controle reduzida para mostrar sua robustez com respeito a dinâmicas de grau relativo arbitrário, às custas de uma dilatação temporal que desacelera a resposta do sistema.

#### 3.1 Características do controlador

Considerando um sistema modelado no espaço de estado como:

$$\dot{v} = u \quad (37)$$

$$\dot{x} = Ax + Bv \quad (38)$$

$$y = Cx \quad (39)$$

onde  $u \in \mathbb{R}$  é a entrada do controle,  $x \in \mathbb{R}^n$  é o vetor de estado,  $y \in \mathbb{R}$  é uma saída e o grau relativo do subsistema (A,B,C) é  $n^*$ .

O integrador em (37) tem a função de obter um sinal virtual de controle  $v \in \mathbb{R}$ , aumentando assim o grau relativo do sistema [LEVANT, 2003]. O aumento do grau relativo faz com que qualquer eventual chaveamento em alta frequência do relé fique retido apenas no sinal de controle  $u$ , enquanto que o controle virtual  $v$  que aciona a planta diretamente seja contínuo. Isto atenua os efeitos de *chattering* [Utkin et al, 1999] no sistema de malha fechada, caracterizado por oscilações de alta frequência no controle e saída do sistema.

A matriz  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathbb{R}^n$ ,  $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ , a ordem  $n$  do subsistema (38) (39) e, conseqüentemente, o grau relativo  $n^*$  podem ser incertos e, em particular, a matriz  $A$  deve ser Hurwitz.

*A priori*, a tripla  $(A,B,C)$  é a representação em espaço de estado da função de transferência (8). Entretanto, há de se considerar ainda que, conforme falado anteriormente, o sistema tem um atraso, o que pode ser contornado utilizando-se a *aproximação de Padé*, que consiste em obter uma expansão em da função irracional  $e^{-\tau s}$  em uma função racional cujo numerador é um polinômio de grau  $p$  e denominador de grau  $q$ . Por exemplo, se  $p=q=1$ , têm-se:

$$e^{-\tau s} \cong \frac{1 - (\tau s/2)}{1 + (\tau s/2)} \quad (40)$$

Para sistemas com atrasos muitos pequenos, a seguinte aproximação trivial pode ser feita [FRANKLIN et al, 2009]:

$$e^{-\tau s} \cong \frac{1}{1 + \tau s} \quad (41)$$

o que justifica a robustez deste controlador também à atrasos desconhecidos, uma vez que estes podem ser implicitamente incluídos na dinâmica estável da tripla  $(A,B,C)$  em (38)-(39).

### 3.2 Análise por Perturbação Singular

Em [Utkin, 1999; Aminde et al., 2013] foi mostrado que uma classe de controladores por modos deslizantes baseados em relé com alto ganho podem ser projetados para o problema de rastreamento considerado se  $n^*=1$ . Aqui, pretende-se mostrar que estes controladores podem também ser estendidos para o caso de grau relativo arbitrário. No sentido de apresentar tal generalização, considere abaixo o caso mais simples de um integrador com saída dados por:

$$\dot{v} = u \quad (42)$$

$$y = Cv \quad (43)$$

que pode ser controlado efetivamente pelos métodos de controle por modos deslizantes de primeira ordem propostos em [Utkin, 1999].

Usando a abordagem da perturbação singular [Kokotovic et al., 1999], pode-se mostrar que os controladores por modos deslizantes são robustos a dinâmicas não-modeladas rápidas tal que o sistema perturbado (42)–(43) é reescrito na *forma de bloco sensor* [Kokotovic et al., 1999, p.50]:

$$\dot{v} = u \quad (44)$$

$$\mu\dot{x} = Ax + Bv \quad (45)$$

$$y = Cx \quad (46)$$

e satisfaz a inequação

$$|y - y_m| \leq O(\mu) \quad (47)$$

após um transitório rápido, onde  $\mu > 0$  é uma constante suficientemente pequena. A demonstração completa de (47) segue os mesmos passos apresentados em [Costa and Hsu, 1991; Costa and Hsu, 1992] considerando  $y_m$  a trajetória desejada no problema de rastreamento definido anteriormente.



### 3.3 Escalonamento Temporal para o Reprojeto do Controle

Aplicando-se um escalonamento temporal linear apropriado [Moya et al., 2002]

$$\frac{dt}{d\tau} = \mu \quad (48)$$

o sistema (44) - (46) pode ser reescrito como

$$v' = \mu u \quad (49)$$

$$x' = Ax + Bv \quad (50)$$

$$y = Cx \quad (51)$$

onde  $v' = \frac{dv}{d\tau}$  e  $x' = \frac{dx}{d\tau}$ . Isto significa que  $\exists \mu^* > 0$  tal que o sinal de entrada  $u$  pode ser escalonado (49) para controlar o sistema original (44) – (46) em uma diferente escala de tempo dilatada dada por  $t = \mu\tau$ ,  $\forall \mu \in (0, \mu^*]$ .

O significado físico é que se um controlador por modos deslizantes originalmente proposto para um sistema de grau relativo um (no nosso caso um simples integrador) é robusto à dinâmicas não-modeladas estáveis e rápidas a medida que o parâmetro  $\mu \rightarrow +0$ , então ele também será adequado para controlar dinâmicas de grau relativo arbitrário, se este estiver corretamente escalonado. Como esperado, o preço a ser pago é que a resposta do sistema em malha fechada desacelera quando  $\mu \rightarrow +0$ .

### 3.4 O Caso Singular $\mu = 0$

Neste caso, a equação diferencial (45) é substituída pela equação algébrica  $x = -A^{-1}Bv$  e, a partir de (44) – (46), a primeira derivada em relação ao tempo do sinal de saída  $y$  é dada por

$$\dot{y} = Ku \quad (52)$$

onde  $K = -CA^{-1}B$  é o ganho de alta frequência.

Assim como na definição do problema na Seção 1.4, o sinal de erro  $e(t)$  é dado por

$$e(t) = y(t) - y_m(t) \quad (53)$$

A partir de (48) e (49), a derivada temporal do erro  $e(t)$  é dada por:

$$\dot{e} = Ku - \dot{y}_m, \quad (54)$$

$$\dot{e} = K(u + d_e), \quad (55)$$

onde

$$d_e := \dot{y}_m/K \quad (56)$$

Utilizando-se a função de Lyapunov  $V(e)=e^2/2$ , pode-se mostrar que se a lei de controle baseada em relé

$$u = -\text{sgn}(K)\rho\text{sgn}(e) \quad (57)$$

fosse usada com uma função de modulação não-negativa  $\rho$  satisfazendo

$$\rho \geq |d_e| + \delta \quad (58)$$

$\delta > 0$  sendo uma constante arbitrariamente pequena, então usando o lema da comparação (Filippov, 1964), teríamos que o erro de rastreamento  $e(t)$  convergiria para zero em tempo finito, isto é,

$$e(t) = 0, \quad \forall t > t_{s1}, \quad (59)$$

sendo  $t_{s1} > 0$  algum instante de tempo finito.

### 3.5 Parâmetros Escalonados do Controlador: $\mu \neq 0$

Quando  $\mu \neq 0$  em (44), o escalonamento temporal (49) permite que se considere a planta original (45-46), em uma diferente escala de tempo, sendo controlada pelo controlador (57) devidamente escalonado por  $\mu u$ , vide (49). No sentido de incorporá-lo, a função de modulação deve ser reprojeta para satisfazer

$$\rho \geq \mu[|d_e| + \delta] \quad (60)$$

em vez de (56).

Da análise da perturbação singular esboçada na Seção 3.4, se (55) fosse usada novamente, um limitante superior para o rastreamento do erro  $e(t)$  poderia ser obtido diretamente, para  $\mu$  suficientemente pequeno, adicionando-se o erro em regime permanente em (54), teremos que o erro de rastreamento converge em tempo finito para um conjunto residual da ordem de  $O(\mu)$ , isto é,

$$|e(t)| \leq O(\mu), \quad \forall t > t_{s2}, \quad (61)$$

sendo  $t_{s2} > 0$  algum instante de tempo finito.

### 3.6 Controlador relé + integrador + baixo ganho

Com isto, o Escalonamento temporal pode ser uma técnica de controle simples, porém robusta o suficiente para o sistema em questão. Primeiramente, o controlador utilizado pode ser esquematizado por:

Tabela 11 – Esquema do RELÉ+INTEGRADOR+BAIXO GANHO

<b>Planta</b>	$y = K \frac{Z_p}{R_p} u$ $n^* = \text{arbitrário}$
<b>Lei de controle</b>	$u = -sgn(K) \rho sgn(e)$
<b>Proposições</b>	A dinâmica do sistema deve ser suficientemente lenta. $\rho$ - função de modulação (relé)

Deste modo, foi simulado no *MATLAB* este controlador utilizando como função de modulação a função relé e um ganho de 0,3, com as plantas obtidas no capítulo 1 deste estudo (Figuras 47, 48 e 49), de modo a avaliar a atuação deste controlador numericamente.

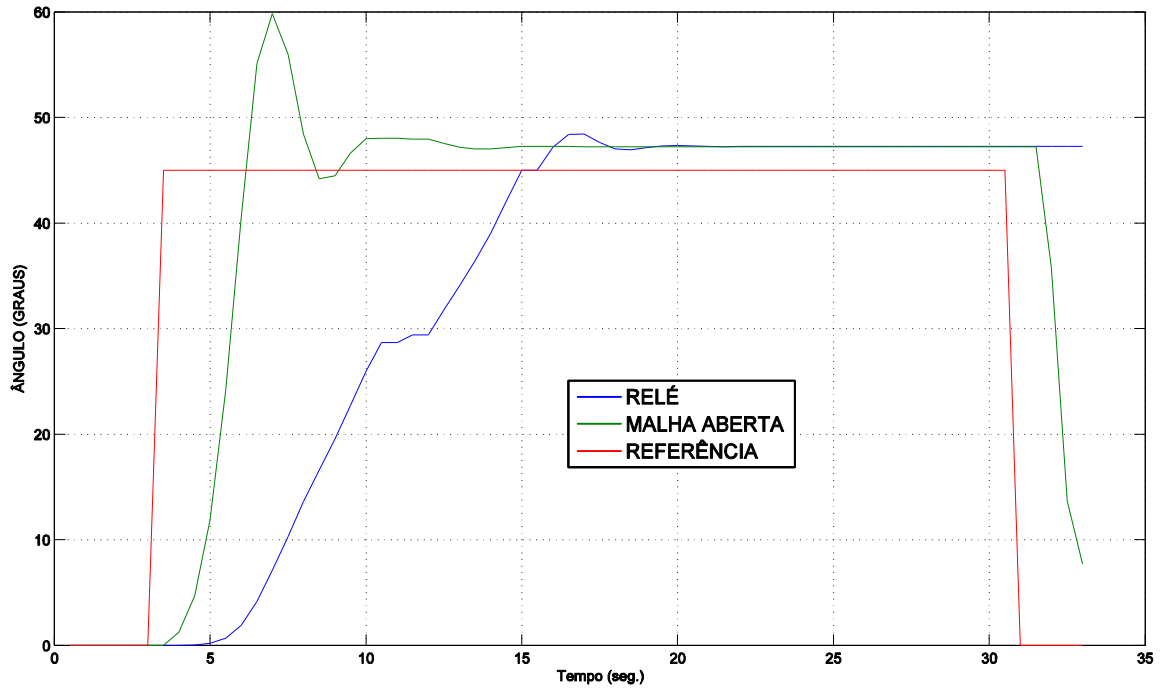


Figura 47 – Resposta simulada do indivíduo 1 com o controlador (36 mA)

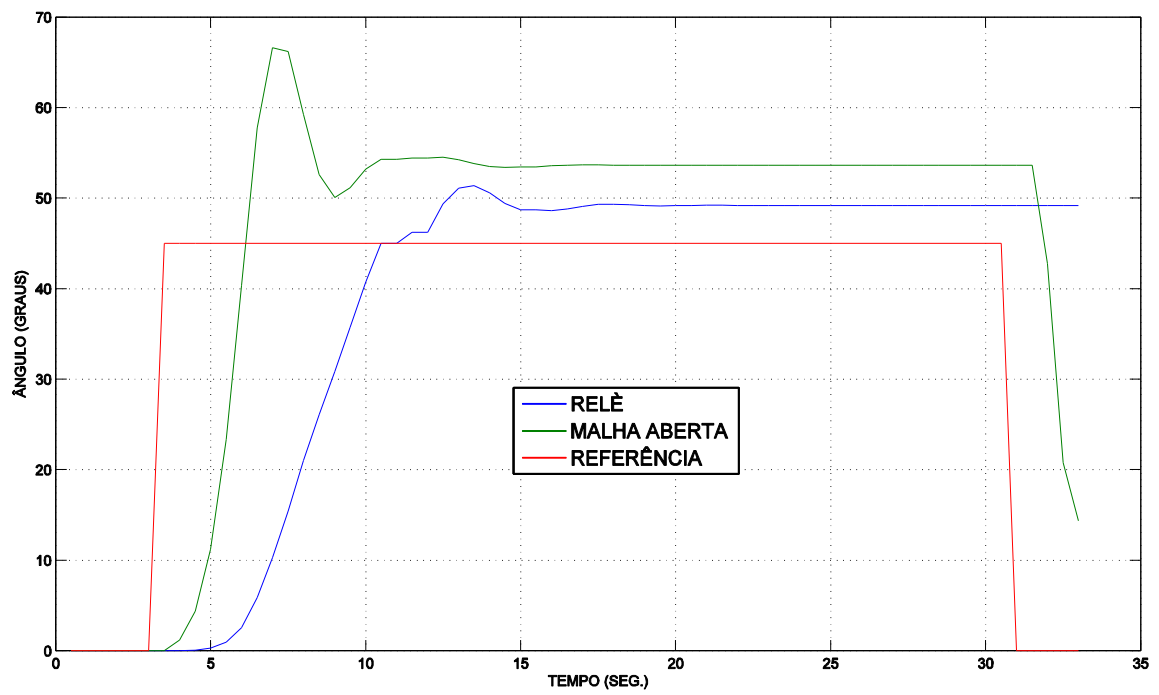


Figura 48 – Resposta simulada do indivíduo 2 com o controlador (36 mA)

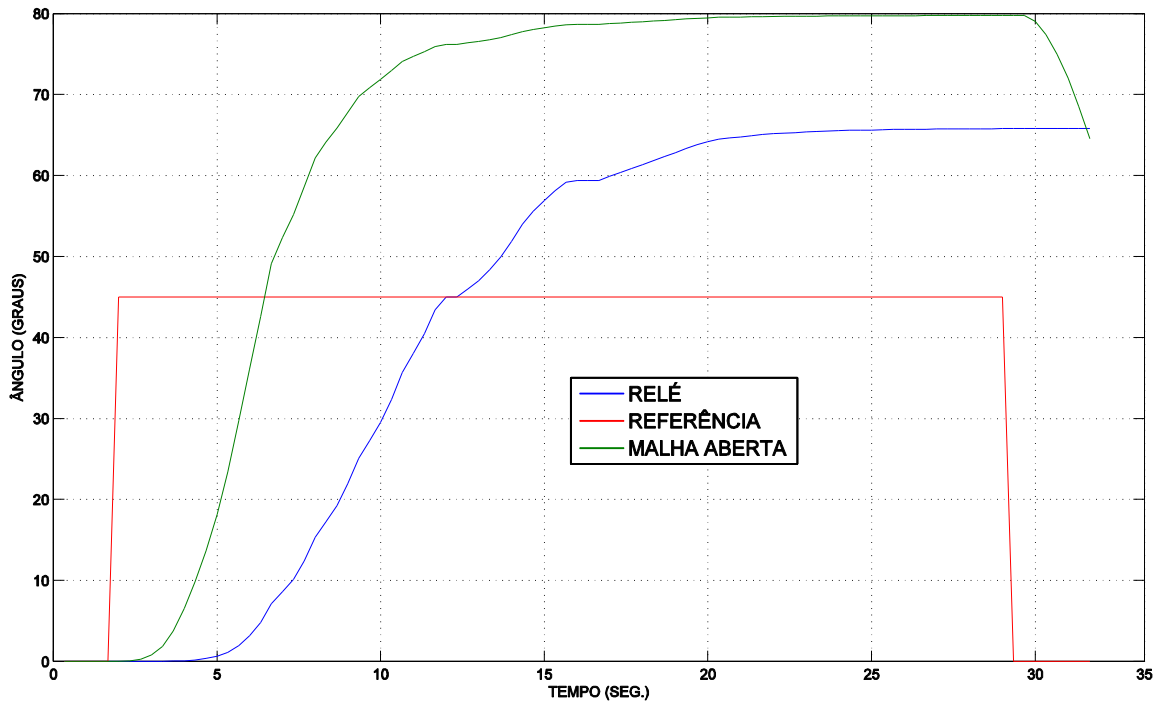


Figura 49 – Resposta simulada do indivíduo 3 com o controlador (36 mA)

Observando as figuras 47,48 e 49, temos que o controlador apesar de muito simples, conseguiu uma melhora no sistema, na medida em que diminuiu em todos os casos o erro em regime permanente, bem como quase eliminou a oscilação e o *overshoot* no sistema. Uma observação pertinente é que a resposta ficou mais lenta, porém isto já era esperado, visto que essa é uma das consequências do funcionamento deste controlador.

Comparando os resultados com os parâmetros definidos na Seção 2.1, tem-se que o controlador só não está dentro do considerado aceitável no quesito tempo de resposta, uma vez que chegou a 15 segundos, contra os 12 do delimitado como padrão. Todavia, pela simplicidade do controlador, uma implementação prática se torna necessária.

No sistema controlado os atuadores são os músculos bíceps e tríceps. O bíceps braquial gera movimento angular através do encurtamento de seu ventre, formando o canal responsável pela ação de controle com sinal positivo. Enquanto que o tríceps gera a força atuante durante o retorno do antebraço à sua posição estendida, sendo responsável pela ação de controle com sinal negativo. Neste caso, o sistema atua como uma espécie de freio, tentando controlar a velocidade de descida do segmento corporal. Tal fato tem bastante influência na melhora característica do

*overshoot* observado, uma vez que o controlador pode ativamente reduzir a velocidade angular na aproximação do ângulo alvo. A utilização da musculatura antagonista (o músculo tríceps), no presente caso, melhorar a qualidade do rastreamento do ângulo alvo, pois o controlador é capaz de ativamente flexionar e estender o braço.

A implementação discreta do controlador e as dinâmicas não-modeladas presentes no sistema a ser controlado podem induzir a ocorrência do fenômeno de *chattering* [Utkin et al., 1999]. Entretanto, isso não será um problema aqui visto que o sinal de controle filtrado  $v$ , de fato aplicado à planta, é suave (Figura 51). Isto é garantido graças a ação integral em (42) utilizada para reduzir os efeitos do *chattering* inerente ao sinal de controle por modos deslizantes em aplicações reais. Assim sendo, o controlador proposto foi testado experimentalmente em um indivíduo saudável utilizando a plataforma para FES desenvolvida pelo Laboratório de Engenharia Biomédica da COPPE/UFRJ, seguindo o protocolo descrito na Seção 1.1. No primeiro ensaio, o sinal de referência escolhido constante  $y_m = 45^\circ$  foi escolhido constante como visto na Figura 50.

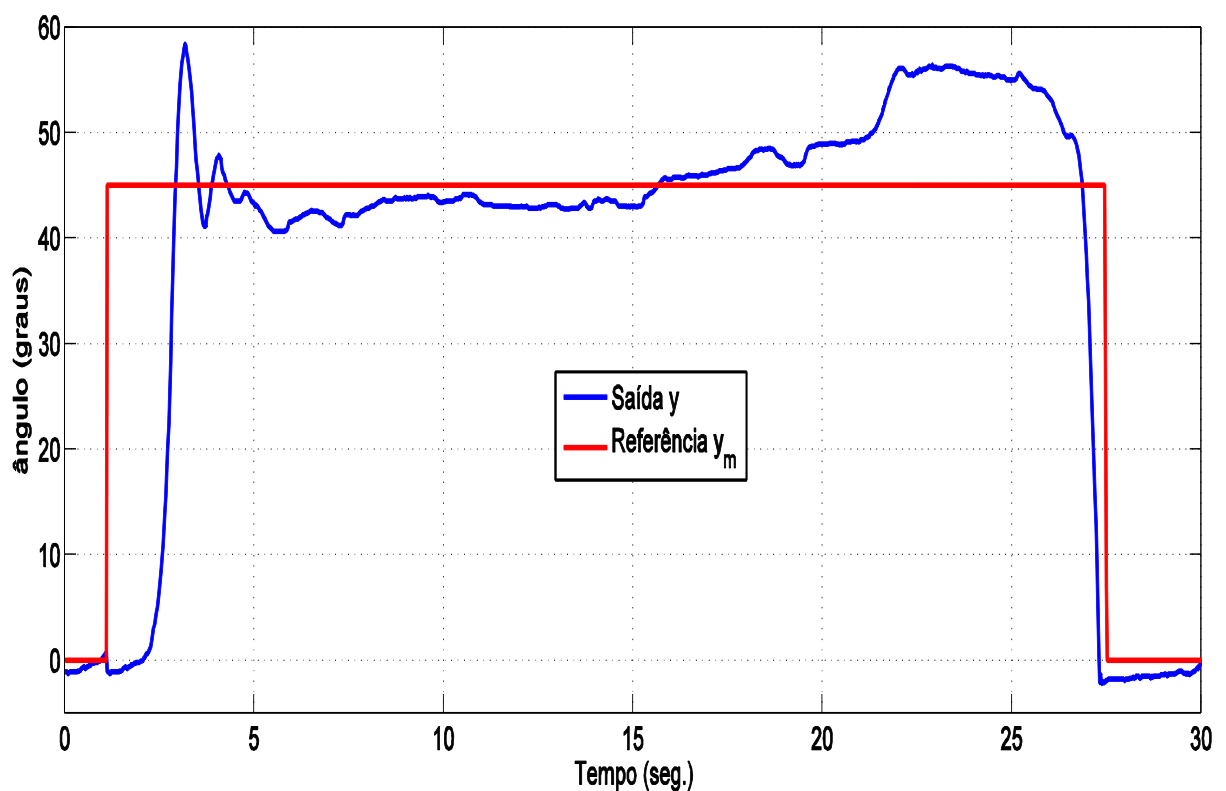


Figura 50 – Resposta do indivíduo 1 com o controlador na prática

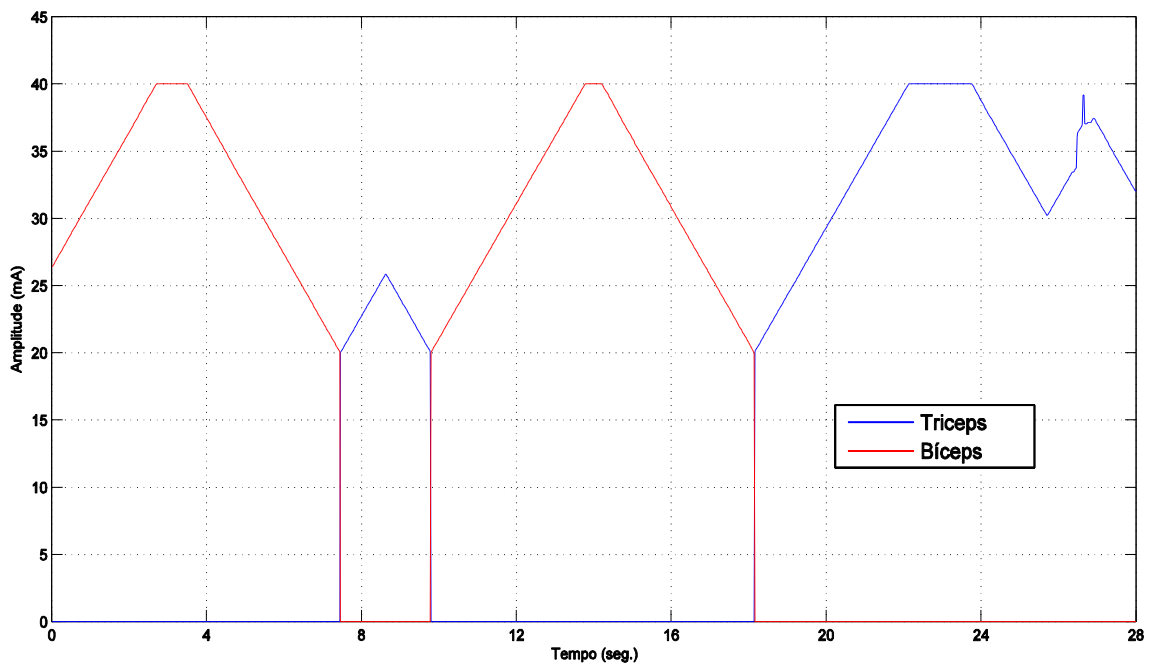


Figura 51 – Sinal de controle do indivíduo 1 com o controlador Relé

Observando a resposta prática e comparando-a com a resposta simulada, podemos ver que o controlador pode garantir resultados bem animadores, tendo um erro em regime permanente baixo e muito pouca oscilação. Um ponto interessante é que no controle do sistema real, as respostas obtidas certamente são influenciadas por efeitos provenientes de ruído de medição, distúrbios externos ou ainda efeitos das não-linearidades nos atuadores (músculos bíceps e tríceps) tais como zona morta e histerese ligadas às variações de momento de força produzido por sua contração durante os experimentos. Apesar do sistema oscilar um pouco mais durante o transitório, na prática ele chega mais rápido ao ângulo alvo. Traçando uma média do erro, o valor médio alcançado pelo braço foi de  $5,8^\circ$ , o que é tolerável, uma vez que o sistema apesar de não-linear, foi modelado e sintonizado pensando-se em um modelo nominal linear.

Tais resultados experimentais com movimento de extensão ativa de cotovelo auxiliado por FES em malha fechada com o controlador relé+integrador podem ser encontrados no link [www.coep.ufrj.br/~tiagoroux/FES](http://www.coep.ufrj.br/~tiagoroux/FES), utilizando o membro contralateral como referência.

### 3.6.1 Comparação do Relé com um Integral de baixo ganho

Em um primeiro momento, se compararmos a estratégia de escalonamento temporal utilizada, podemos pensar que esta estratégia poderia se resumir a um controlador Integral de baixo ganho, entretanto isto não é verdade. Para comprovar, foram simuladas as três plantas anteriores (36mA), utilizando somente um controlador Integral, com o  $k_i = 0,3$  (Figuras 52, 53 e 54):

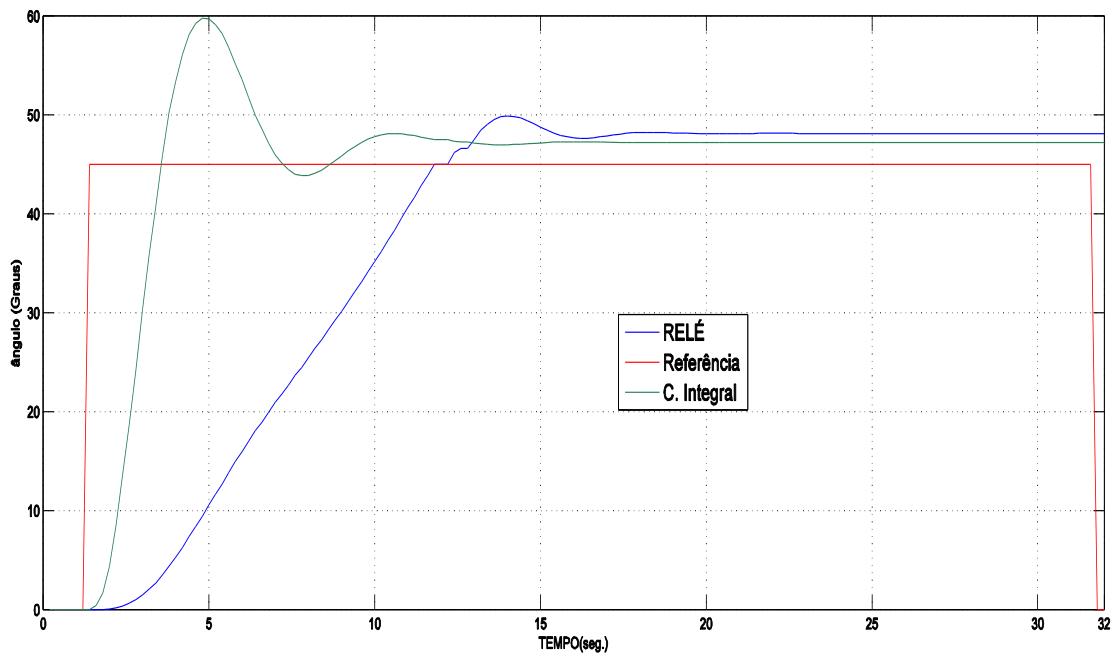


Figura 52 – Resposta da simulação controlador Integral e Relé (indivíduo 1 – 36mA)

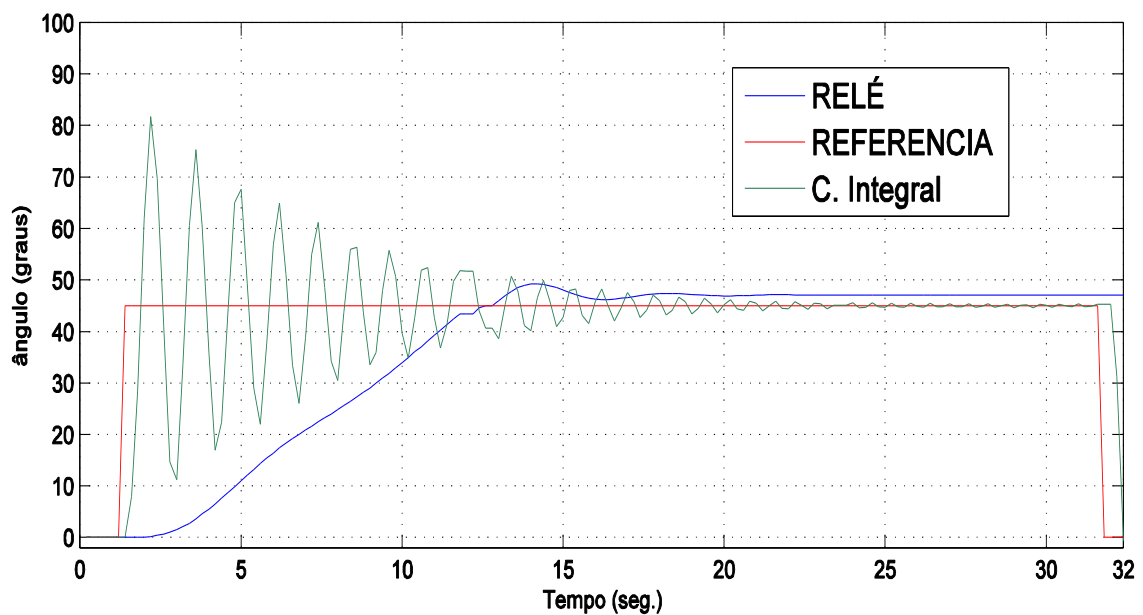


Figura 53 – Resposta da simulação controlador Integral e Relé (indivíduo 2 – 36mA)



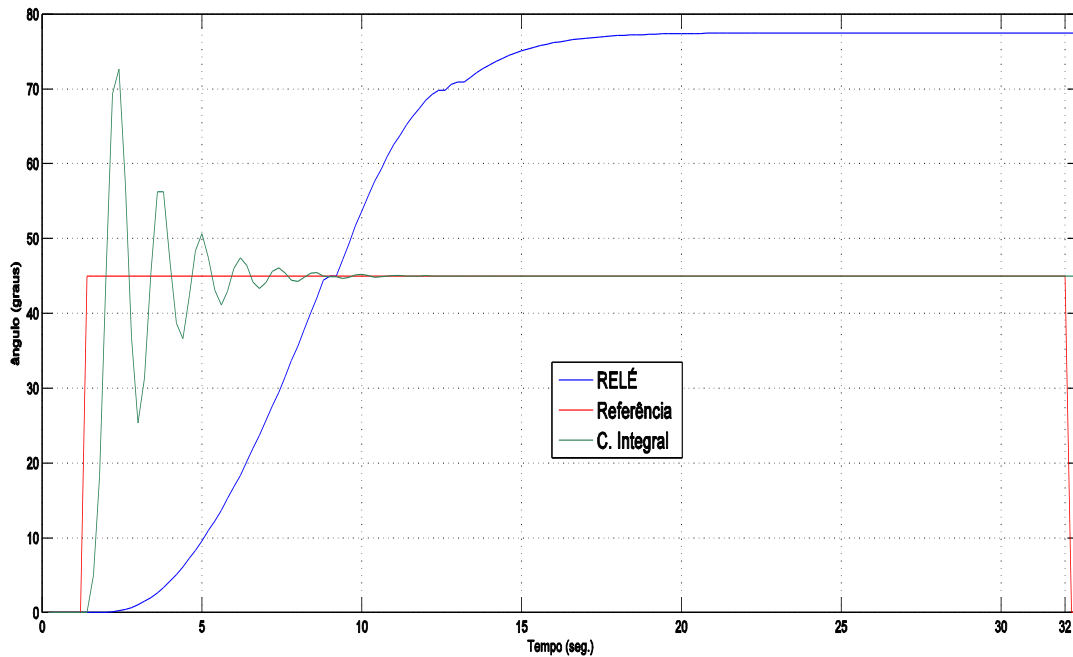


Figura 54 – Resposta da simulação controlador Integral e Relé (indivíduo 3 – 36mA)

Ao analisar as figuras, pode-se perceber que o controlador Integral com baixo ganho não consegue controlar o sistema em nenhum dos casos, mostrando, dessa forma, como é fundamental a técnica do escalamento temporal.

Ainda comparando as duas técnicas, vê-se que o ganho integral simples, gera a instabilidade no sistema e que não consegue estabilizar, gerando uma oscilação.

Comparativamente ao PI utilizado na Seção 2.2, vemos que há, obviamente, uma grande interferência da parcela integral no sistema, gerando uma resposta bastante diferente da encontrada anteriormente.

## 4 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Definindo os controladores vê-se que, mesmo o sistema sendo não linear e variante no tempo, ele se comporta para uma dada entrada como um sistema linear de segunda ordem com um pequeno atraso. Aplicando os mesmos na prática, houveram diversas dificuldades, que serão discutidas no decorrer dessa seção.

- Controlador PID:

O controlador PID é intuitivo e possui uma abrangência grande, visto que pode ser aplicado em qualquer planta e tem um rendimento satisfatório se corretamente sintonizado, principalmente em problemas de *tracking* (problemas de rastreamento de trajetórias). Deste modo, para o problema proposto neste estudo, que é justamente fazer com que o braço atinja um ângulo pré-determinado, o PID é uma escolha plausível, o que foi corroborado com os resultados experimentais obtidos (por exemplo, vide Figura 29).

Apesar de ser uma boa alternativa, o controlador PID tem como dificuldade principal o ajuste de seus ganhos, o que ainda hoje é motivo para diversos estudos. Os três métodos abordados nesta Dissertação foram: por tentativas sucessivas (ou busca exaustiva), por algoritmos genéticos e por busca extremal.

A desvantagem do método de tentativas sucessivas é que os ganhos podem ser quaisquer, o que nos leva a um problema de infinitas soluções. Como o sistema é não-linear e variante no tempo, o ajuste fica muito difícil, pois para um mesmo estímulo há uma diversidade de respostas. Apesar disto, no problema prático em questão, este método foi eficaz, à medida que conseguiu encontrar um conjunto de ganhos adequado praticamente para todos os voluntários.

Em relação à sintonia por algoritmos genéticos, existem dois problemas: a necessidade de uma força computacional significativa e o fato do algoritmo de atualização não ser factível em tempo real. Por essa razão, o algoritmo deveria ser executado *offline* antes que o sistema de controle do sistema real estivesse sendo executado, o que geraria um tempo de espera que o sistema real não suportaria.

Com o ESC, tem-se a facilidade dele ser um algoritmo de busca em tempo real, o que é uma vantagem, à medida que ele se atualiza dinamicamente. Entretanto, o ESC necessita de uma outra sintonia de ganhos ocasionando em uma superparametrização. Apesar desse ajuste ser mais intuitivo, a necessidade de ajuste de três ganhos (um para cada sistema) no caso PID é transferida para a sintonia do controlador ESC.

- Controle Adaptativo:

O controle adaptativo é uma ferramenta robusta e versátil, o que o torna uma boa solução, todavia sua complexidade computacional, dificulta sua aplicação em um cenário real com restrições de atuadores. Entretanto, este controle tem propriedades interessantes que não podem ser descartadas, tais como o ajuste da oscilação através da inclusão do fator de projeção na lei de adaptação e o ajuste de compensação do atraso.

Uma forma de implementar o MRAC no *LabVIEW* seria utilizando a toolbox de controle, o que foi feito de forma preliminar (Figura 55).

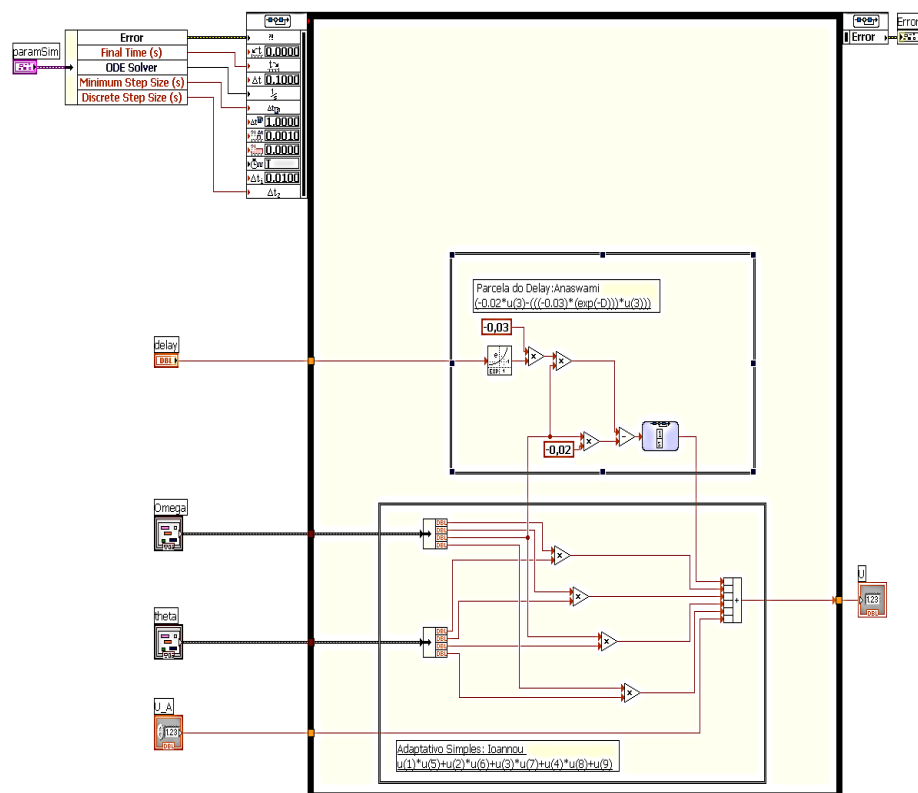


Figura 55 – implementação em *LabVIEW* do MRAC+projeção+atraso

O contraponto adicional é que o laboratório não possui a licença para essa *toolbox*. Todavia seria uma forma de implementar mais trivial, apesar de ainda necessitar de bastante esforço computacional e matemático.

- Controlador relé + integrador + baixo ganho

Apesar do processo de eletroestimulação funcional ser não-linear e variante no tempo, ele se comporta em geral para uma entrada fixada como um sistema linear de segunda ordem com um pequeno atraso. Inicialmente, a função de transferência (8) foi escolhida como um modelo nominal de segunda ordem para nosso processo. Entretanto, algumas respostas obtidas nos ensaios em malha aberta também se assemelhavam a de um sistema de primeira ordem, evidenciando a necessidade de abordagens que permitissem variações estruturais no sistema. Vale observar que o sistema músculo esquelético do braço humano é complexo e envolve uma série de aproximações e peculiaridades, tendo em vista que cada pessoa possui uma fisiologia diferente.

O desenvolvimento da técnica de escalonamento temporal foi a chave para a solução do problema proposto uma vez que ela reduz a ordem do sistema dinâmico a ser estudado e, conseqüentemente, permite a análise e o projeto do controlador independentemente do grau relativo, incertezas e permitindo atrasos na malha de controle, uma vez que a dinâmica do sistema original a ser escalonada seja estável. Esse é um resultado forte uma vez que o sistema considerado é altamente não-linear e sujeito a variações diversas.

A abordagem via escalonamento temporal apresentou bons resultados de acordo com os experimentos realizados uma vez que se conseguiu chegar ao ângulo alvo com conforto para o voluntário, sem um custo operacional grande. Sua implementação é igualmente simples, uma vez que utiliza apenas um relé e um integrador como estrutura de controle, não havendo necessidade de nenhuma ação antecipatória como a ação derivativa para correção, conhecida por sua sensibilidade à ruído de medição.

O que se pode esperar, até mesmo para trabalhos futuros, são novas avaliações experimentais de outros controladores não-lineares como o controle adaptativo para obter-se um rastreamento mais preciso, diminuindo-se o erro residual encontrado.

Todavia, controladores simples, tais como o controle por modos deslizantes representam caminhos robustos o bastante para serem empregados sem nenhuma grande dificuldade ao sistema estudado.

Esse é um resultado forte uma vez que o sistema considerado é altamente não-linear e variante no tempo. Apesar de termos escolhido a função de transferência (8) como um modelo nominal linear de segunda ordem para nosso processo, algumas respostas obtidas nos ensaios em malha aberta na Seção 1.2 eram semelhantes a de um sistema de primeira ordem, evidenciando a necessidade de abordagens que permitam variações estruturais no sistema. Tal propriedade não é inerente a nenhum dos outros controladores estudados aqui.

## REFERÊNCIAS

- AMADIO & Duarte, metodologia biomecânica para o estudo das forças internas ao aparelho locomotor: importância e aplicações no movimento Humano, 1996,
- AMINDE, N. O., Oliveira, T. R. and Hsu, L. Global output-feedback extremum seeking control via monitoring functions, *52<sup>nd</sup> IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1031–1036, 2013.
- ANNASWAMY, A.M., Niculescu, S. , An Adaptive Smith-Controller for Time-delay Systems with Relative Degree  $N \leq 2$ , 2009.
- ASTROM, Karl Johan, Bjorn Wittenmark, Adaptive Control, Dover Books, 1994
- BEAR, M. F. Neurociências- Desvendando o Sistema Nervoso. Porto Alegre: Ed. Artmed, 2002. v. 2a Ed
- BRITO, Renan Guedes de, Revista Neurociências, Volume 18, associação neurosono, 2010
- CATUNDA, J. M. Y. ; Efeitos de Diferentes Frequências de Estimulação Elétrica no Reflexo de Hoffmann e na Oposição ao Movimento Passivo de Punho em Indivíduos, Rio de Janeiro: COPPE/UFRJ, 2009.
- CATUNDA, J. M Y. ; Souza , A. F. C. ; Souza, M. N.; Pino, A. V. , Estimulação elétrica neuromuscular com controle proporcional integrativo derivativo, *XXIII Congresso Brasileiro em Engenharia Biomédica*, 2013.
- COSTA, R. R. and Hsu, L. Unmodeled dynamics in adaptive control systems revisited, *Systems & Control Letters* 16: 341–348, 1991.
- COSTA, R. R. and Hsu, L. Robustness of vs-mrac with respect to unmodeled dynamics and external disturbances, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 6: 19–33, 1992
- DOLHEM, R.; Histoire de l'électrostimulation en médecine et em rééducation The history of electrostimulation in rehabilitation medicine, 2008

FILIPPOV, A. L. Differential equations with discontinuous right-hand side, *Amer. Soc. Translations* 42: 199–231, 1964.

FU, L. and Özgüner, U. Extremum-seeking control in constrained source tracing with nonholonomic vehicles, *IEEE Trans. on Ind. Electronics* 56: 3602–3608, 2009.

GOLLEE, Henrik. a non-linear approach to modelling and control of electrically stimulated skeletal muscle, Dsc Thesis, University of Glasgow, 1998

HOUK J. C. and Simon W. , Responses of Golgi tendon organs to forces applied to muscle tendon, In *J. Neurophysiol.*, vol. 30, pp. 1466-1481. 1967.

HOUK J. C. and Rymer W. Z., Neural control of muscle length and tension, In *V. B. Brooks, Handbook of Physiology*, (ed.) Bethesda, MD: Amer, Physiol. Soc., *Motor Control*, cap. 11, vol. 2, sec. 1. 1981.

IOANNOU, Petrus,J, sun, Robust Adaptive Control, Prentice Hall, 1996

JOTA, Fabio gonçaves, Controle adaptativo de sistemas incertos,2013

Kartic B. Ariyur, Miroslav Krstic, Real-time optimization by extremum-seeking control,2003

KHALIL, Hassam K., Nonlinear systems, Prentice Hall, 1996

KOKOTOVIC, P., Khalil, H. K. and O'Reilly, J. Singular perturbation methods in control: analysis and design, *SIAM* .1999.

LEVANT, A. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control, *Int. J. Contr.* 76: 924–941.2003.

MACHADO, Sérgio, Revista Neurociencias, Volume 17, associação neuro-sono, 2009

MAITELLI, André Laurindo, controle avançado, URFN, 2013

MICERA, S.; Sabatini, A.M.; P. Dario; Adaptive fuzzy control of electrically stimulated muscles for arm movements, *Medical & Biological Engineering & Computing* 1999, Vol. 37

MOYA, P., Ortega, R., Netto, M. S., Praly, L. and Picó, J. Application of nonlinear time-scaling for robust controller design of reaction systems, *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 12: 57–69. 2002.

NIGG, B.M.; Herzog W. Biomechanics of musculo-skeletal system. New York, John Wiley & Sons. 1994.

NUNES, Gonçalo Nuno Nascimento Ventura de Brito, Modelação e controlo não-linear do sistema motor humano, MSc thesis, Departamento de Engenharia Electrotécnica, Universidade Nova de Lisboa, 2009.

OLIVEIRA, T. R., Peixoto, A. J. and Hsu, L. Sliding mode control of uncertain multivariable nonlinear systems with unknown control direction via switching and monitoring function, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 55(4): 1028–1034. 2010.

OLIVEIRA, T. R., Hsu, L. and Peixoto, A. J. Output-feedback global tracking for unknown control direction plants with application to extremum-seeking control, *Automatica* pp. 2029–2038. 2011.

OLIVEIRA, T. R., Peixoto, A. J. and Hsu, L. Global real-time optimization by outputfeedback extremum-seeking control with sliding modes, *Journal of The Franklin Institute* pp. 1397–1415.2012.

OLIVEIRA, T. R., Cunha, J. P. V. S., and Hsu, L., Extremum Seeking Control via Monitoring Function and Time-Scaling for Plants of Arbitrary Relative Degree, *13<sup>th</sup> IEEE International Workshop on Variable Structure Systems*, under review, 2014.

PAN, Y., Özgüner, U. and Acarman, T. (2003). Stability and performance improvement of extremum seeking control with sliding mode, *International Journal of Control* 76: 968–985.

SANTANA, Josimari, Santana Filho, Valter, Eletroestimulação funcional no controle da espasticidade em paciente hemiparético, 2010.

SHRIBNER, W.J.A Manual of Electrotherapy. Lea & Febiger, 1975

SICSU, Bernardo, Algoritmos Genéticos, Ed. Ciência Moderna, 2012.



TAN, Y., Nesic, D. and Mareels, I. On nonlocal stability properties of extremum seeking control, *Automatica* 42: 889–90. 2006.

TAN, Y., Nesic, D., Mareels, I. M. Y. and Astolfi, A. On global extremum seeking in the presence of local extrema, *Automatica* 45: 245–251. 2009.

TAN, Y., Moase, W., Manzie, C., Nesić, D. and Mareels, I. Extremum seeking from 1922 to 2010, *29th Chinese Control Conference* pp. 14–26.2010.

UTKIN, V., Guldner, J. and Shi, J. *Sliding mode control in electromechanical systems*, Taylor & Francis Ltd. 1999.

YU-LUEN CHEN, Weoi-Luen Chen, Chin-Chih Hsiao, Te-Son Kuo, Jin-Shin Lai; Development of the FES System with Neural Network+PID Controller for the Stroke, 2005.

YAN, L., Hsu, L., Costa, R. R. and Lizarralde, F. A variable structure model reference robust control without a prior knowledge of high frequency gain sign, *Automatica* pp. 1036– 1044. 2008.

ZAJAC F.E. Muscle and Tendon: Properties, Models, Scaling, and Application to Biomechanics and Motor Control, In *CRC Crit Rev. Biomed. Eng.*, vol. 17, 359-411. 1989.