

unesp 

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE
GERAÇÃO DE MARCHA PARA
PACIENTES COM LESÕES MEDULARES**

Uender da Costa Faria

1210001655



Ilha Solteira - SP



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE
MARCHA PARA PACIENTES COM LESÕES MEDULARES

Uender da Costa Faria

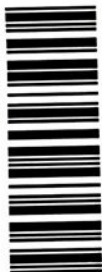
| | |
|---|---------------|
| UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA" | |
| SERVIÇO TÉC. DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO | |
| DATA DE CHEGADA | DATA DE TOMBO |
| 22.03.06 | 28.04.06 |
| REGISTRADO POR | TOMBO |
| <i>Quiza</i> | Tr. 1655 |
| AQUISIÇÃO | CLASSIFICAÇÃO |
| <i>Uender Autor R\$10,00</i> | F224i |

Tese submetida à Universidade Estadual Paulista – UNESP, Campus de Ilha Solteira, para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Aparecido Augusto de Carvalho

*Co sup 456788
2ys 59686*

1210001655



ILHA SOLTEIRA – SP, FEVEREIRO DE 2006

BCp18 FBIS - UNESP



FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação/Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP-Ilha Solteira

F224i Faria, Uender da Costa.

Implementação de um sistema de geração de marcha para pacientes com lesões medulares / Uender da Costa Faria. – Ilha Solteira : [s.n.], 2006
xviii, 199 p. il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2006

Orientador: Aparecido Augusto de Carvalho
Bibliografia: p. 187-199

1. Engenharia biomédica – Instrumentos. 2. Reabilitação. 3. Deficientes físicos – Reabilitação. 4. Estimulação elétrica nervosa transcutânea. 5. Sistemas inteligentes de controle. 6. Sistemas de comando e controle. 7. Sistemas de controle digital. 8. Controle automático.

31300006

Todos 650

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE MARCHA PARA PACIENTES
COM LESÕES MEDULARES

AUTOR: UENDER DA COSTA FARIA

ORIENTADOR: Prof. Dr. APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR em ENGENHARIA
ELÉTRICA pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO
FE - UNESP

Aparecido

Prof. Dr. MARCELO CARVALHO M TEIXEIRA
FE - UNESP

Marcelo

Prof. Dr. AUGUSTO CESINANDO DE CARVALHO
FE - UNESP

Augusto

Prof. Dr. BAKER JEFFERSON MASS
DEE - Escola de Engenharia de São Carlos - USP

Prof. Dr. MAURO HENRIQUE DE PAULA
Departamento de Física da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS

Mauro Henrique de Paula

Data da realização: 17 de fevereiro de 2006.

Aparecido

Presidente da Comissão Examinadora
Prof. Dr. APARECIDO AUGUSTO DE CARVALHO

À Beatriz Vilela

Dedico

*Aos meus pais Lionisesar e Umbelina.
As minhas irmãs Dulcilele e Dulcileia.
Ao meu sogro Reinor e minha sogra Vera.*

*A minha família.
Aos meus amigos.*

Ofereço



*“Escolha um trabalho que
goste e jamais trabalhará
um dia sequer na sua vida”*

(Confúcio)



Agradecimentos

Quero agradecer primeiramente a Deus e a todos aqueles que contribuíram para a realização deste trabalho.

A minha esposa pelo carinho e compreensão durante esta etapa.

Aos meus pais e irmãs e a toda minha família que me acompanharam, com entusiasmo desde os primeiros tempos.

Aos meus colegas Fábio Toshiaki, Érica, Ruberlei, Tony, Fausto, Eduardo Nitatori, Grace, Karine, Jurandir, Flávio, Maurílio, Jean, Márcio, que de certa forma deram valiosas contribuições durante a realização deste trabalho.

Ao professor Aparecido, pela orientação, confiança e apoio nos momentos mais difíceis.

Aos professores do curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica da FEIS, pela busca contínua da excelência da qualidade dos trabalhos e condições de realização dos mesmos.

Aos professores do departamento de Física, e aos laboratoristas Erlon e Levi, pelo apoio em algumas etapas da pesquisa.

Aos professores Augusto Cesinando, Neri e Barela pelas valiosas discussões.

Aos técnicos Deoclécio, Carlos Alex e Beto pelo apoio nos problemas de informática.

Aos técnicos Adilson, Everaldo, Hidemassa, Aderson, Chaves e Gilberto pelo apoio técnico em algumas etapas da pesquisa.

À Maria Cristina, Willian, Sueli, Luzinete, Sandra, João, Cleide, Elaine, Marta, Neide, Terezinha, Fátima, Adelaide, Ronilda, Levi, Genésio, Dilsa, Chico e Marcelo.

Aos funcionários do setor da zeladoria e do setor de vigilância pelos momentos de descontração.

À CAPES, FAPESP, CNPQ e FUNDUNESP pelo suporte financeiro.



Resumo

Neste trabalho é descrito um sistema microcontrolado implementado com o objetivo de auxiliar na geração de marcha de pacientes com lesões medulares. É composto por um módulo fixo e por um módulo portátil. O módulo fixo constitui-se essencialmente de um computador, sendo a interface de comunicação com o módulo portátil. Programas desenvolvidos em LabVIEW, no módulo fixo, possibilitam que o sistema opere em diferentes configurações. No módulo portátil, que ficará situado junto ao paciente, estão contidos o estimulador neuromuscular, o sistema de aquisição de dados dos sensores e o sistema de transmissão de dados. A comunicação entre os módulos é bidirecional e pode ser feita por rádio enlace ou através de cabo. O fato da comunicação ser bidirecional é relevante pois torna possível enviar os parâmetros da forma de onda para o estimulador, aplicar os estímulos, receber informações, através de sensores conectados ao paciente, da resposta do paciente a estes estímulos, analisar esta resposta, ajustar os parâmetros e enviá-los, novamente, para o estimulador. O estimulador neuromuscular desenvolvido é microcontrolado, portátil e de 16 canais, que operam de forma independente. O sistema de aquisição de dados possui 32 canais, tendo sido implementado com um conversor A/D de 16 *bits* e multiplexadores. O sistema de transmissão de dados é responsável por transmitir os parâmetros necessários para controlar o estimulador neuromuscular e transmitir os dados do sistema de aquisição para o computador. Foi implementado com microcontroladores, tendo os programas sidos desenvolvidos em linguagem *Assembly*. Visando elaborar o algoritmo para controlar a marcha de pacientes com lesões medulares, foi realizado um estudo sobre o projeto de um controlador empregando modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno-Kang e LMIs para controlar a posição angular do membro inferior de um paciente.



Abstract

A portable microcontroller-based system has been designed to assist patients during the locomotion rehabilitation process. The system has one portable and one non-portable block. The non-portable block is constituted basically by a computer, being the communication interface with the portable block. LabVIEW software, in the non-portable block, allow the system to work in different configurations. In the portable block, that will be near the patient, there are a neuromuscular stimulator, a sensor data acquisition system, and a data transmission system. The communication between the blocks is bidirectional and can be made by radio or cable. The fact of the communication be bidirectional is important because make it possible to send the waveform parameter to the stimulator, apply electrical stimulus to a patient, receive information's about the response of this patient, analyze this response, set the parameters, and send it again to the stimulator. The neuromuscular stimulator was implemented with microcontrollers. The waveforms parameters can be controlled by LabVIEW software in a computer. Parameter changes in one channel do not affect the waveform in any other channel. The data acquisition system, with 32 channels, was implemented with a 16 bits A/D converter and multiplexers. The transmission system is responsible by transmitting the parameters for controlling the neuromuscular stimulator and transmitting the data from the data acquisition system to the computer. This system was implemented with microcontrollers. All the software was developed in Assembly. A study about a fuzzy Takagi-Sugeno-Kang controller was performed with the aim of controlling the angular position of the lower limb of a patient.

Índice

| | |
|---|----|
| Capítulo I..... | 1 |
| Introdução | 1 |
| Capítulo II | 10 |
| Fisiologia do Músculo e Nervo | 10 |
| 2.1- Sistema Nervoso..... | 10 |
| 2.1.1- O Impulso Nervoso..... | 12 |
| 2.2- Sistema Muscular dos Membros Inferiores..... | 15 |
| 2.2.1- Princípio da Contração Muscular | 18 |
| Capítulo III..... | 21 |
| Estimulação Elétrica Neuromuscular | 21 |
| 3.1- Histórico..... | 21 |
| 3.2- Estimulação Elétrica Neuromuscular..... | 24 |
| 3.3 Formas de ondas empregadas em EENM..... | 27 |
| Capítulo IV..... | 31 |
| Estimulador Neuromuscular Funcional | 31 |
| 4.1- Estimuladores..... | 31 |
| 4.2- Gerador de Onda | 33 |
| 4.2.1- Os Microcontroladores..... | 35 |
| 4.3- Estágio de Potência | 36 |
| 4.3.1- Conversor Tensão-Corrente | 37 |
| 4.3.2- Espelho de Corrente..... | 39 |
| 4.3.2.1- Espelho de Corrente de Wilson – Aspectos Teóricos..... | 39 |
| 4.3.2.2. Espelho de Corrente de Wilson – Aplicação | 47 |
| 4.3.3- Conversor CC-CC..... | 50 |
| 4.3.4- Acoplamento da Fonte de Corrente ao Músculo | 52 |
| 4.4- Estimulador Neuromuscular de 16 Canais..... | 52 |
| 4.5- Resultados..... | 54 |
| 4.6- Conclusões | 57 |
| Capítulo V | 60 |
| O Sistema de Aquisição de Dados | 60 |
| 5.1- Introdução..... | 60 |
| 5.2- Circuitos de Condicionamento..... | 63 |
| 5.3- Conversão Analógica/Digital..... | 65 |
| 5.4- Resultados..... | 67 |
| 5.5- Conclusão..... | 74 |



| | |
|--|-----|
| Capítulo VI..... | 75 |
| O Sistema de Transmissão de Dados | 75 |
| 6.1- Introdução. | 75 |
| 6.2- Sistema de Transmissão de Dados do Estimulador Neuromuscular..... | 76 |
| 6.2.1- Transmissão de Dados para os Canais | 84 |
| 6.2.2- Codificação e Transmissão de Dados | 85 |
| 6.2.3- Banco de Dados e Ativação dos Canais..... | 90 |
| 6.2.3.1- Modo MDCN8. | 90 |
| 6.2.3.2- Modo MDCN16..... | 91 |
| 6.2.4- Sistema de emergência. | 92 |
| 6.3- Sistema de Transmissão de Dados do Sistema de Aquisição..... | 93 |
| 6.3.1- Transmissão dos Dados para o Módulo Fixo. | 93 |
| 6.3.1.1- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 1024..... | 93 |
| 6.3.1.2- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 64..... | 97 |
| 6.3.2- Controle do Fluxo de Dados no Módulo Portátil. | 98 |
| 6.3.2.1- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 1024..... | 98 |
| 6.3.2.2- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 64..... | 105 |
| 6.3.3- Configuração do Modo de Aquisição. | 106 |
| 6.4- Testes de Comunicação e Detecção de Erros..... | 109 |
| 6.5- Resultados | 112 |
| 6.6- Conclusão..... | 119 |
| Capítulo VII | 122 |
| Modelo Matemático de um Membro Inferior Submetido a Estímulos Elétricos..... | 122 |
| 7.1- Introdução. | 122 |
| 7.2- Um Modelo Matemático Simplificado de um Músculo..... | 126 |
| 7.3- Modelo Matemático de um Músculo | 131 |
| 7.4- Modelo Matemático do Membro Inferior. | 142 |
| 7.5- Conclusão..... | 145 |
| Capítulo VIII | 147 |
| Modelagem e Projeto de Sistemas de Controle Utilizando Modelos <i>Fuzzy</i> T-S-K e LMIs | 147 |
| 8.1- Desigualdades Lineares Matriciais (LMIs)..... | 147 |
| 8.1.1- Histórico das LMIs | 147 |
| 8.1.2- Noções Sobre LMIs | 148 |
| 8.1.3- A Desigualdade Linear Matricial (LMI) | 149 |
| 8.1.4- Equivalência entre LMIs e Desigualdades Polinomiais | 149 |
| 8.1.5- Convexidade | 150 |
| 8.1.6- Não Unicidade das LMIs | 150 |
| 8.1.7- Estudo da estabilidade usando LMI | 151 |
| 8.1.8- O Complemento de Schur | 152 |
| 8.2- Modelos <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno [108] | 152 |
| 8.2.1- Introdução. | 152 |
| 8.2.2 Representação de Sistemas <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno | 153 |
| 8.2.3 Forma Generalizada do Sistema <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno | 156 |
| 8.2.4- Projeto de Reguladores com Modelos <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno..... | 156 |
| 8.2.4.1- Condições para a Estabilidade | 158 |
| 8.2.4.2- Taxa de Decaimento..... | 160 |
| 8.2.4.3- Restrição na Entrada | 160 |
| 8.2.4.4- Restrição na saída | 161 |
| 8.2.4.5- Taxa de Decaimento e Condições de Estabilidade Robusta..... | 161 |
| 8.3- Modelagem e Projeto de um Controlador Empregando Modelos <i>Fuzzy</i> Takagi-Sugeno | 162 |
| 8.4- Resultados | 167 |
| 8.5- Conclusão..... | 173 |



| | |
|--|-----|
| Capítulo IX..... | 174 |
| Gerenciamento do Módulo Portátil..... | 174 |
| 9.1- Programa de Gerenciamento do Módulo Portátil..... | 174 |
| Capítulo X..... | 182 |
| Conclusões Gerais..... | 182 |
| 9.1 – Conclusões..... | 182 |
| 9.2 – Sugestões de Trabalhos Futuros..... | 183 |
| Apêndice A..... | 184 |
| Descrição dos Componentes do <i>Hardware</i> | 184 |
| A.1- Gerador de Onda..... | 184 |
| A.2- Conversor Tensão-Corrente..... | 184 |
| A.3- Espelho de Corrente..... | 185 |
| A.4- Conversor CC-CC..... | 185 |
| A.5- Circuitos de Condicionamento..... | 186 |
| Bibliografia..... | 187 |



Índice de Figuras

- Figura 2.1:** Corte transversal da coluna vertebral.
- Figura 2.2:** Representação do neurônio motor e de um botão sináptico.
- Figura 2.3:** Principais nervos dos membros inferiores.
- Figura 2.4:** Exemplo de um potencial de ação de uma célula nervosa.
- Figura 2.5:** Principais músculos dos membros inferiores.
- Figura 2.6:** Estrutura básica de um músculo.
- Figura 2.7:** Filamentos de miosina e actina, proteínas componente de uma miofibrila.
- Figura 2.8:** Sarcômero em repouso e na fase de contração.
- Figura 2.9:** Força de contração muscular em função do número de estímulos aplicados e do número de fibras recrutadas.
-
- Figura 3.1:** Representação da corrente de íons induzida através de eletrodos de superfície.
- Figura 3.2:** Curva F-D para um tecido excitável (A), e curvas F-D para uma fibra nervosa e para um músculo desnervado (B).
- Figura 3.3:** Formas de ondas mais comuns para ENF: 1, 2 e 3 - Monofásica retangular; 4 e 5 - Bifásica retangular com carga balanceada e 6- Bifásica retangular com carga balanceada e decaimento exponencial.
- Figura 3.4:** Curva de carga Q correspondente a uma forma de onda de corrente I empregando PWM sendo aplicada a um músculo.
-
- Figura 4.1:** Diagrama de blocos do gerador de onda.
- Figura 4.2:** Parâmetros da forma de onda na saída do gerador.
- Figura 4.3:** Esquemático do formador de onda.
- Figura 4.4:** Diagrama de blocos dos microcontroladores.
- Figura 4.5:** Diagrama de blocos do estágio de potência.
- Figura 4.6:** Conversor tensão-corrente.
- Figura 4.7:** Circuito completo do conversor tensão-corrente.
- Figura 4.8:** Espelho de corrente de Wilson.
- Figura 4.9:** Representação para pequenos sinais do espelho de corrente de Wilson.
- Figura 4.10a:** Dependência de I_o do parâmetro β_1 quando $I_{e2}-I_{e1}= 0,23$ mA.
- Figura 4.10b:** Dependência de I_o do parâmetro β_1 quando $I_{e2}-I_{e1}= 0,01$ mA.

- Figura 4.11:** Ganho de corrente em função da variação entre os parâmetros β_3 e β_2 .
- Figura 4.12:** Espelho de corrente de Wilson com a adição dos resistores R_1 e R_2 .
- Figura 4.13:** Representação para pequenos sinais do espelho de corrente de Wilson com a adição dos resistores R_2 e R_1 .
- Figura 4.14:** Correntes dos emissores de Q_1 e Q_2 em função da variação de β_3 .
- Figura 4.15:** Correntes dos emissores de Q_1 e Q_2 em função da variação de β_3 com a inclusão de R_1 e R_2 no espelho.
- Figura 4.16:** Espelho de corrente com uma carga RC.
- Figura 4.17:** Comportamento de V_{ce3} e V_{b3} em função da variação da carga RC com $I_{ref} = 20 \text{ mA}$ e $VCC = 40 \text{ V}^2$.
- Figura 4.18:** Corrente I_o em função da variação da carga RC com $I_{ref} = 20 \text{ mA}$ e $VCC = 40 \text{ V}^2$.
- Figura 4.19:** Curvas de V_{c3} para diferentes tensões de alimentação em função da variação da carga RC².
- Figuras 4.20:** Curvas que ilustram o princípio de funcionamento do espelho de corrente de Wilson².
- Figura 4.21:** Corrente nos emissores de Q_8 e Q_9 em função da variação de R_5 e R_6 .
- Figura 4.22:** Espelhos de corrente do estágio de potência do neuroestimulador.
- Figura 4.23:** Tensão no coletor de Q_6 e função da variação do valor da carga.
- Figura 4.24:** Tensão no coletor de Q_7 e função da variação do valor da carga.
- Figura 4.25:** Esquemático do conversor *Flyback*.
- Figura 4.26:** Circuito de comando do conversor *Flyback*.
- Figura 4.27:** Diagrama de blocos do estimulador neuromuscular de 16 canais.
- Figura 4.28:** Corrente de saída em função da variação da carga.
- Figura 4.29:** Formas de onda na saída do estágio de potência quando aplicado uma onda quadrada, uma triangular e uma senoidal.
- Figura 4.30:** Forma de onda na fase de subida (a), regime (b), descida (c) e forma de onda próxima do usual para estimulação neuromuscular (d).
- Figura 4.31:** Fotografia de uma placa contendo um grupo de 4 canais do estimulador neuromuscular.
- Figura 4.32:** Fotografia do conversor *flyback*.
- Figura 5.1:** Diagrama de blocos do sistema implementado na primeira fase.
- Figura 5.2:** Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados.
- Figura 5.3:** Diagrama de blocos do circuito de condicionamento dos transdutores das muletas e das palmilhas.

- Figura 5.4:** Esquemático de um canal do circuito de condicionamento de sinais.
- Figura 5.5:** Circuito de interface para acelerômetros.
- Figura 5.6:** Diagrama de blocos do sistema de conversão analógica/digital.
- Figura 5.7:** Representação do tempo entre as conversões.
- Figura 5.8:** Fotografia do circuito de condicionamento dos transdutores das muletas e das palmilhas.
- Figura 5.9:** Fotografia do circuito de condicionamento para acelerômetros.
- Figura 5.10:** Formas de ondas armazenadas nos arquivos no PC, oriundas de sinais de diversas frequências aplicadas em um canal do sistema de conversão.
- Figura 5.11:** Formas de ondas registradas quando aplicados sinais de 2Hz na entrada do sistema de conversão. (a) Forma de onda senoidal aplicada num canal. (b) Duas formas de ondas (uma senoidal e outra triangular) aplicadas simultaneamente em dois canais.
- Figura 5.12:** Resultados obtidos quando aplicados sinais de diversas frequências num canal com o sistema configurado no modo 64.
- Figura 5.13:** Sinais nos pinos do conversor A/D. (a) sinal para o início de conversão, (b) sinal de término de conversão.
- Figura 5.14:** Período de amostragem e transmissão de dados de MCAD e MAD1.
- Figura 5.15:** Formas de ondas obtidas quando aplicado no mesmo instante um sinal nos canais 0, 1, 2, e 31.
- Figura 5.16:** Resultado da comparação entre as formas de ondas registradas para os canais 0, 1, 2, e 31.
- Figura 6.1:** Diagrama de blocos dos módulos Fixo e Portátil.
- Figura 6.2:** Fluxograma do programa desenvolvido para o microcontrolador do módulo fixo.
- Figura 6.3:** Fluxograma do programa gravado no microcontrolador de comunicação do módulo portátil (MCP).
- Figura 6.4:** Fluxograma do programa do MCPS.
- Figura 6.5:** Fluxograma do programa do MCC.
- Figura 6.6:** (a) Fluxograma do programa do MCD. (b) Fluxograma do programa do MCn.
- Figura 6.7:** Rotina de inicialização da transmissão de dados para os canais do estimulador neuromuscular. (a) Rotina do MCD e em (b) rotina do MCn.
- Figura 6.8:** Diagrama de blocos do sistema de transmissão de dados para os canais.
- Figura 6.9:** Representação gráfica do preâmbulo.

- Figura 3.10:** Detalhe do fluxograma do programa do MCP.
- Figura 6.11:** Representação da codificação e transmissão de dados.
- Figura 6.12:** Divisão do banco de dados do controlador de canais.
- Figura 6.13:** Fluxograma das rotinas do comando 9 no MCF.
- Figura 6.14:** Fluxograma das rotinas das rotinas de transmissão de dados do MCP para o MCF.
- Figura 6.15:** Fluxograma da correção de erros no MCF quando há falhas na comunicação entre os módulos.
- Figura 6.16:** Fluxograma da correção de erros no MCF quando há erros nos dados.
- Figura 6.17:** Sistema controlador de fluxo de dados do módulo portátil.
- Figura 6.18:** Fluxograma do programa do MCAD.
- Figura 6.19:** Fluxograma das rotinas do MAD1 de recebimento dos dados de MCAD.
- Figura 6.20:** Registro dos blocos A nos registradores de perda de blocos.
- Figura 6.21:** Segunda parte do fluxograma do programa do MAD1.
- Figura 6.22:** Fluxograma do programa do MAD2.
- Figura 6.23:** Fluxograma das rotinas do MCP que controlam o fluxo de dados no módulo portátil.
- Figura 6.24:** Fluxograma do programa de configuração do modo de aquisição.
- Figura 6.25:** Fluxograma do trecho do programa gravado no MCP que decodifica os dados.
- Figura 6.26:** Disposição do módulo portátil para realizar o teste de comunicação entre os módulos.
- Figura 6.27:** Formas de onda registradas no módulo fixo quando aplicado um sinal na entrada de um dos canais do sistema de aquisição com o módulo fixo a 30 m do fixo (posição 1) e a 12 m (posição 2).
- Figura 6.28:** Sinal piloto e preâmbulo.
- Figura 6.29:** Transferência dos parâmetros da forma de onda para um dos canais do estimulador neuromuscular.
- Figura 6.30:** Troca de informações entre MAD e MCn durante a transferência de parâmetros para um dos canais.
- Figura 6.31:** Envio de dados do MCF para o MCP. (a) quando não há problemas de comunicação; (b) quando há problemas de comunicação.
- Figura 6.32:** Envio do comando 9 para o módulo portátil e transmissão de dados do módulo portátil para o fixo: (a) por rádio enlace; (b) através de um cabo.
- Figura 6.33:** Transmissão de dados quando ocorre falha na comunicação entre os módulos (a) e quando ocorre erro nos dados (b).

- Figura 6.34:** Fluxo de dados entre MCAD e MAD1.
- Figura 6.35:** Foto da placa controladora do módulo portátil.
- Figura 6.36:** Foto da placa controladora com uma placa do estimulador fixada em dos slots.
- Figura 6.37:** Fotografia da interface entre o PC e o módulo portátil.
- Figura 7.1:** Diagrama do experimento realizado por Hill para as propriedades dos elementos passivos de um músculo.
- Figura 7.3:** Influência dos elementos passivos na geração da força muscular. (b) mostra o comportamento da força em função da variação do comprimento do músculo apresentado em (a).
- Figura 7.4:** Resposta muscular quando aplicados estímulos com diversas frequências.
- Figura 7.5:** Diagrama esquemático dos três componentes de um músculo.
- Figura 7.6:** Concentração de Ca livres, para diversas frequências de estimulação.
- Figura 7.7:** Estado de ativação, para diversas frequências de estimulação.
- Figura 7.8:** F_{CEE} normalizada, para diversas frequências de estimulação.
- Figura 7.9:** Variação da amplitude dos pulsos aplicada no modelo proposto por Dorgan e O'Malley.
- Figura 7.10:** Comportamento de F_{CEE} em resposta aos estímulos apresentados na figura anterior.
- Figura 7.11:** Variação da quantidade de unidades motoras ativas e semi-ativas em função da variação da amplitude dos pulsos de estimulação.
- Figura 7.12:** Concentração de Ca^{++} equivalente às unidades motoras ativas e semi-ativas.
- Figura 7.13:** Taxa de recrutamento.
- Figura 7.14:** Resultado da simulação das funções pesos apresentadas em (6.27).
- Figura 7.15:** Somatório das funções pesos satisfazendo a condição apresentada em 6.28.
- Figura 7.16:** Funções pesos em função do tempo.
- Figura 7.17:** Representação esquemática do membro inferior com estimulação elétrica do músculo quadríceps.
- Figura 8.1:** Exemplo de um conjunto de 4 regras *fuzzy*.
- Figura 8.2:** Gráfico de \tilde{f}_{21} considerando $0 \leq x_1 \leq \pi/3$
- Figura 8.3:** Funções de pertinência.

- Figura 8.4:** Resposta obtida para o controlador fuzzy projetado com $\beta_i = 0$.
- Figura 8.5:** Resposta obtida para o controlador fuzzy projetado com $\beta_i = 2$.
- Figura 8.6:** Simulações obtidas com o controlador fuzzy projetado para $x(0) = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{18} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ considerando taxa de decaimento $\beta_i = 0$ e restrição na saída $0 < \vartheta < 0.65$.
- Figura 8.7:** Simulações obtidas com o controlador fuzzy projetado para $x(0) = \begin{bmatrix} \frac{70 \times \pi}{180} & 0 & 0 \end{bmatrix}$ considerando taxa de decaimento $\beta_i = 0$ e restrição na saída $0 < \vartheta < 0.65$.
- Figura 9.1:** Diagrama de blocos do programa de gerenciamento do módulo portátil.
- Figura 9.2:** Menu de opções do modo de estimulação.
- Figura 9.3:** Tela do programa de gerenciamento que possibilita o envio de parâmetros da forma de onda de cada um dos canais do estimulador.
- Figura 9.4:** Tela do programa da qual é possível ativar os canais com estimulador operando no modo MDCN8.
- Figura 9.5:** Tela do programa da qual é possível ativar os canais com estimulador operando no modo MDCN16.
- Figura 9.6:** Tela do programa para a escolha dos parâmetros da forma de onda e do canal.
- Figura 9.7:** Tela do programa da qual é possível variar a largura de pulso de um dos canais do estimulador.
- Figura 9.8:** Tela de inicialização do banco de dados.
- Figura 9.9:** Tela de configuração dos canais a serem usados no modo MDCN16.
- Figura 9.10:** Tela de execução de teste de comunicação do sistema.

Índice de Tabelas

- Tabela 4.1** Sinal de saída do formador em função dos estados de D1 e D2.
- Tabela 6.1:** Comandos de teste do módulo fixo e do portátil.
- Tabela 6.2:** Mensagens presentes nas janelas do programa em LabVIEW e os códigos equivalentes gerados pelos microcontroladores.
- Tabela 7.1:** Valores das constantes definidas para um músculo.
- Tabela 7.2:** Valores das constantes definidas para o modelo do membro inferior de três pacientes paraplégicos.

Simbologia

| | |
|-----------|--|
| a | Ganho de malha aberta do amplificador operacional |
| R_x | Resistores |
| Q_x | Transistores |
| i_e | Corrente no emissor de um transistor. |
| i_c | Corrente no coletor de um transistor. |
| i_b | Corrente de base de um transistor |
| β | Ganho de corrente de emissor comum |
| V_x | Tensão elétrica entre dois pontos de um circuito ou elemento. |
| r_0 | Resistência de saída vista do coletor de um transistor. |
| r_π | Resistência de entrada vista da base de um transistor |
| gm | Transcondutância. |
| LP | Largura de Pulso |
| IEP | Intervalo entre pulsos |
| FP | Frequência dos pulsos |
| MCn | Microcontrolador do gerador de onda |
| MCAD | Microcontrolador controlador do conversor A/D. |
| MAD1 | Microcontrolador de armazenamento de dados 1 |
| A/D | Analógico/Digital |
| MAD2 | Microcontrolador de armazenamento de dados 2 |
| MCF | Microcontrolador do módulo fixo |
| MCP | Microcontrolador de comunicação do módulo portátil |
| MCPS | Microcontrolador de Conversão Paralelo Serial. |
| MCC | Microcontrolador Controlador de Canais |
| MCD | Microcontrolador Controlador de Dados |
| T | Força aplicada ao músculo |
| CE | Elemento contrátil do musculo |
| SEE | Elemento elástico em série |
| PEE | Elemento elástico paralelo. |
| K_{SEE} | Relação entre a variação de força e a variação do comprimento do músculo no elemento série |



| | |
|---|---|
| K_{PEE} | Relação entre a variação de força e a variação do comprimento do músculo no elemento paralelo |
| x_n | Comprimento de um elemento |
| b | Coefficiente de viscosidade do amortecedor viscoso |
| F_{SEE} | Força sobre SEE |
| F_{PEE} | Força sobre PEE |
| \bar{f} | Força gerada pelo elemento contrátil de uma fibra muscular. |
| $\bar{\lambda}, \bar{\zeta}, e \bar{i}$ | Constantes da fibra muscular |
| Ca^{++} | Íons de cálcio |
| q | Estado ativo da fibra muscular |
| M_s | o torque devido ao componente de rigidez; |
| M_d | Componente de amortecimento |
| M_g | Componente gravitacional |
| M_i | Componente inercial |
| M_a | Torque ativo do joelho produzido pela estimulação elétrica |
| θ | Ângulo comum do joelho (ângulo entre a canela e a coxa no plano sagital) |
| $\dot{\theta}$ | Velocidade angular comum do joelho |
| θ_v | Ângulo da canela (ângulo entre a canela e o sentido vertical no plano sagital) |
| $\ddot{\theta}_v$ | Aceleração angular da canela |
| m | Massa do complexo canela-pé |
| g | Aceleração gravitacional |
| l | Distância entre o joelho e o centro da massa do complexo canela-pé |
| B | Coefficiente de atrito viscoso |
| J | Momento inercial do complexo de canela-pé |
| EENM | Estimulação Elétrica Neuromuscular |
| SNC | Sistema Nervoso Central |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| G | Ganho estático |

Capítulo I

Introdução

A lesão da medula espinhal pode ocorrer por diferentes etiologias como acidente de trânsito, arma de fogo ou branca, quedas, mergulho em águas rasas e está entre as causas mais comuns dos chamados traumas raquimedulares (TRM). Tumores e degenerações medulares também são patologias que levam a lesões medulares muitas vezes progressivas [1].

A lesão medular pode ser a mais devastadora das lesões que podem ocorrer com uma pessoa. Durante o tempo de recuperação no hospital seu estado é traumático. Suas perspectivas de vida são totalmente alteradas, uma vez que várias partes de seu corpo estão paralisadas e passará o resto de sua vida confinado a uma cadeira de rodas.

Há 40 anos atrás as expectativas de vida de um paciente com lesão medular era de 5 anos. A maioria dos pacientes morria neste período devido a problemas nos rins. Atualmente a expectativa de vida é aproximadamente normal. Uma pessoa jovem (13 e 30 anos), que sofreu uma lesão na medula, possui agora uma expectativa de vida em torno de 50 anos.

Após a lesão medular, os músculos atrofiam rapidamente, principalmente os músculos grandes da coxa. Uma das conseqüências da atrofia muscular é que as atividades do coração e do pulmão são reduzidas fazendo com que o nível de saúde seja reduzido.



De acordo com o Censo de 1991, realizado pelo IBGE, existiam no Brasil 457.162 deficientes físicos, entre hemiplégicos, paraplégicos ou tetraplégicos. O número de paraplégicos era 201.592. O Estado com maior número de paraplégicos era São Paulo (37.421), seguido por Minas Gerais (22.507) e pelo Rio de Janeiro (16.690) [2]. No Censo de 2000, também realizado pelo IBGE, o número de deficientes físicos passou a ser 955.287, entre pacientes hemiplégicos, paraplégicos e tetraplégicos [3]. O Censo não distinguiu os hemiplégicos, dos paraplégicos e tetraplégicos.

Alguns destes pacientes, que perderam as funções motoras, mas que apresentam os nervos periféricos intactos, têm grandes chances de recuperar os movimentos perdidos através de Estimulação Elétrica Neuromuscular (EENM).

Há vários casos de pacientes que recuperaram a sensibilidade e o movimento dos membros paralisados após sessões de estimulação neuromuscular. No Canadá um hemiplégico recuperou a sensibilidade e o movimento do membro direito após ser submetido, por longos períodos, a estímulos elétricos [4]. Nos Estados Unidos um homem paraplégico há 17 anos, depois de um tratamento fisioterápico de um ano, levantou da cadeira e deu vários passos pela sala [4]. Na Alemanha alguns pacientes, após um tratamento fisioterápico, começaram a recuperar a capacidade de andar, após vários meses de tratamento intensivo [4]. Um destes pacientes, que era paraplégico, recuperou quase que totalmente os movimentos das pernas depois de um ano de tratamento, sendo capaz de caminhar com um andador e, com alguma ajuda, foi capaz até de subir degraus de uma escada.

No Brasil Cliquet e sua equipe, conseguiram fazer com que um rapaz voltasse a caminhar apoiado num andador, após sessões de estimulação neuromuscular [4].

Na aplicação de EENM para o membro inferior o objetivo é obter ortostatismo e marcha em pacientes paraplégicos devido ao alto impacto que representa na qualidade de vida tanto a nível fisiológico como funcional. Através de EENM pode-se auxiliar o sistema circulatório, aumentando a circulação de sangue no membro paralisado e contendo a atrofia muscular [5-9].



Pode-se aplicar a EENM através de estimuladores externos ou empregando estimuladores implantáveis. Os estimuladores externos são mais empregados devido a menor complexidade de seu emprego. O uso de microprocessadores e microcontroladores para controlar os estímulos têm contribuído para melhorar significativamente o desempenho dos estimuladores.

Tem havido muitas pesquisas objetivando a restauração da marcha humana, empregando a técnica da EENM [10-17].

Wu et al. [18] desenvolveram um estimulador neuromuscular de 8 canais controlado através de um microprocessador. O sistema foi desenvolvido para uso nos membros superiores e apresenta 9 modos de operação. A forma de onda de estimulação é um trem de pulsos retangulares de corrente, com todos os parâmetros (amplitude, largura de pulso e intervalo entre pulsos) ajustados de acordo com o movimento funcional desejado. A corrente de saída é ajustada através de um potenciômetro montado no painel. A largura de pulso e o intervalo entre pulsos são estabelecidos através de programação do microprocessador.

Eilinger et al. [5] desenvolveram um estimulador de 8 canais, controlado através de computador, para geração de movimentos dos membros superiores e inferiores de pacientes. Para a segurança destes, tanto o *software* como o *hardware* apresenta dispositivos de segurança.

Hoshiniya et al. [19] desenvolveram um estimulador neuromuscular portátil de 30 canais. Ele foi constituído com um pequeno computador (NEC PC-98 LV), com dimensões de 89x145x31 mm³ e peso de 380 g. Os 30 canais podem ser usados separadamente, ou agrupados em dois conjuntos, que podem ser controlados por diferentes comandos.

Kaczmarek et al. [20] desenvolveram um sistema para estimulação neuromuscular de 16 canais e com 8 parâmetros do sinal de estimulação programáveis através de um microcomputador. Cada canal é controlado independentemente. A alteração de parâmetros de um canal não afeta parâmetros de outros canais. Um circuito gerador produz trens de pulsos com forma de onda retangular.

Ilié et al [21] desenvolveram um estimulador eletrônico programável para aplicação em sistemas de estimulação neuromuscular. O estimulador tem 4 canais

isolados galvanicamente. O estimulador é programável através de um microcomputador.

Shigetomi et al. [22] desenvolveram um estimulador microcontrolado de dois canais. A forma de onda é gerada num microcomputador e previamente carregada na RAM da unidade de controle, via porta serial. A forma de onda é um trem de pulsos de ondas quadradas, onde os pulsos positivos e negativos não são necessariamente simétricos entre si. Foi utilizado um teclado de telefone como forma alternativa de entrada de dados, via porta serial. O estimulador é alimentado por baterias, visando oferecer maior segurança ao paciente.

Folgueras et al. [23] desenvolveram um estimulador manual para aplicações em anestesiologia. O dispositivo gera quatro formas de ondas diferentes e a interface com o usuário é feita através de um teclado e de vários indicadores luminosos. Utilizou-se um microcontrolador para gerar as formas de ondas do sinal de estimulação, controlar o teclado e os indicadores luminosos, habilitar e desabilitar uma fonte de corrente e uma de tensão.

Folgueras et al. [24] desenvolveram também um estimulador de 4 canais com o objetivo de gerar marcha em pacientes paraplégicos. Os estágios de estimulação do lado esquerdo estão isolados galvanicamente dos estágios de estimulação do lado direito, mediante acopladores ópticos. A amplitude do estímulo em cada canal é ajustada pelo próprio paciente. Durante a marcha, a estimulação é controlada pelo próprio paciente, mediante pequenos interruptores externos colocados nas muletas. Os estímulos podem ser de vários tipos, desde pulsos simples até quádruplos. A seleção de cada tipo de estímulo possibilita uma melhor adaptação às características de cada paciente, tornando possível um aumento da eficiência das contrações musculares.

Rufiner et al. [25] implementaram um sistema de estimulação de 6 canais destinado para uso em bipedestação e marcha de pacientes paraplégicos com níveis de lesão entre os níveis T6 e T11. O sistema é composto por dois microcontroladores. Um deles tem a função de gerar os pulsos de estimulação e controlar a intensidade, nos distintos canais de saída. O outro se encarrega da interface com o usuário controlando o teclado e um *display*. As informações são enviadas para os microcontroladores através de suas portas seriais. O estimulador

possui as seguintes funções: parar/sentar, parar/andar, marcha manual e marcha automática.

Lopes [26] desenvolveu um estimulador neuromuscular microcontrolado, portátil e telemétrico. Os parâmetros do sinal bem como o início e o fim dos ciclos de estimulação são definidos através de um microcomputador. Junto ao paciente fica um módulo portátil, responsável tanto pela recepção dos parâmetros e comandos do sinal de estimulação, como por sua aplicação ao paciente. Os parâmetros e comandos são enviados pelo transmissor ao módulo portátil através de rádio.

Com o objetivo de melhorar o desempenho dos sistemas de estimulação, várias técnicas de controle têm sido utilizadas, principalmente estratégias de controle baseadas em redes neurais e lógica *fuzzy*.

Abbas e Chizeck [27] aplicaram redes neurais para estudar, através de simulação em computador, o controlador de um sistema de estimulação neuromuscular. O sistema foi implementado com dois estágios de redes neurais que utilizam uma combinação de técnicas de controle *feedforward* adaptativo e *feedback*. O sistema foi avaliado através de uma série de estudos com modelos de sistemas músculo-esqueléticos. Os resultados da avaliação demonstraram que o sistema de controle pode providenciar a adaptação dos parâmetros de controle *feedforward* para um dado sistema músculo-esquelético.

Sepulveda e Cliquet [28] estudaram a aplicação de redes neurais no controle da marcha, por meio de estimulação elétrica neuromuscular, em pacientes com lesão medular. Prepararam uma rede neural de três camadas para modelar as transformações sensório-motoras segmentares ocorridas durante a marcha. As entradas da rede foram proporcionais aos ângulos de flexão e extensão do quadril, joelho e tornozelo e à componente vertical da força de reação com o solo. As saídas foram proporcionais ao nível de atividade em cinco músculos essenciais à produção da marcha. Os resultados indicaram uma melhoria no controle do movimento, quando a última saída foi incluída no vetor de entrada.

Graupe e Kordylewski [29] adaptaram uma rede neural ART-1 para controlar a estimulação neuromuscular com o objetivo de facilitar a resposta do paciente durante a marcha. A rede neural controlava a postura do paciente identificando alterações através de sensores de força e aceleração. A rede

automaticamente ajustava os pesos de acordo com as variações das características fisiológicas do paciente. Os autores verificaram que o uso de rede neural, em sistemas de estimulação, facilita a marcha de pacientes com lesão medular.

Chang et al. [30] desenvolveram um neuro-controle da articulação do joelho, de acordo com uma trajetória desejada, através da estimulação do músculo quadríceps. O sistema consistiu de um controlador neural e de um controlador PID (Proporcional Integral e Derivativo). Concluíram que o desempenho do neuro-controle é melhor que o de métodos clássicos de controle.

Abbas e Triolo [31] avaliaram um sistema de controle *feedforward* para uso em sistemas de estimulação neuromuscular funcional. O sistema de controle, com redes neurais, foi usado para gerar contração muscular do quadríceps objetivando acompanhar um sinal periódico de torque. Os resultados da avaliação indicaram que o sistema de controle automaticamente adapta seus parâmetros para controlar o torque do músculo especificado. Os parâmetros eram ajustados, em tempo real, para compensar mudanças nas propriedades do músculo, devido à fadiga.

Chang et al. [32] empregaram lógica *fuzzy* em um sistema de estimulação neuromuscular destinado a assistir pacientes com acidente vascular cerebral, durante a locomoção, em processos de reabilitação. Implementaram uma rede neural para estimar o mapeamento não linear da relação entre os níveis de estimulação e os ângulos do tornozelo e do joelho, para diferentes pacientes. O controlador *fuzzy* foi utilizado para ajustar, em tempo real, as formas de ondas de estimulação, para que houvesse uma convergência aceitável dos ângulos de flexão das articulações.

Tong e Granat [33] implementaram um estimulador neuromuscular para restaurar a marcha em pacientes paraplégicos. Usaram redes neurais para construir um controlador para regular o ritmo de estimulação neuromuscular durante a marcha. O controlador utilizou três grupos de sensores e apresentou uma precisão de 90% .

Perez et al. [34]. avaliaram o desempenho de um controlador adaptativo *neuro-fuzzy* capaz de prever os padrões necessários de estimulação elétrica neuromuscular, em pacientes com lesões medulares, visando gerar as fases de um

ciclo de marcha completo. Dois sistemas foram avaliados. O primeiro foi um controlador de EENM, que foi modelado a partir de dados extraídos da literatura, referentes a uma pessoa normal e a uma com lesão medular T8. Este controlador foi usado posteriormente como base para um segundo sistema, que utilizou como dados de entrada os ângulos das articulações do quadril e do joelho e como saídas 4 parâmetros de controle de um neuroestimulador. O resultado foi uma melhor adaptação dos parâmetros de estimulação, com tempos de aprendizado relativamente curtos.

Foggiato et al. [35] implementaram um sistema de estimulação elétrica neuromuscular, controlado por computador, contendo 16 canais independentes e um elo de realimentação baseado nas variações angulares ocorridas nas articulações dos membros inferiores, relacionadas aos movimentos funcionais. Realizaram-se estudos estático e dinâmico das características da articulação de joelho com auxílio de voluntários e de uma maquete eletro-mecânica. Testes realizados com a planta demonstraram a efetividade do processo de controle baseado na eletrogoniometria da articulação de joelho.

Silva e Nohama [36] implementaram um sistema de controle de um eletroestimulador utilizando como entradas um eletrogoniômetro e uma tabela com o ângulo da articulação em função do tempo. Para efetuar os testes do sistema de controle, desenvolveram um sistema de simulação da resposta muscular à eletroestimulação, no qual as informações de entrada são a quantidade de estimulação, o tamanho do músculo, a força aplicada ao músculo, naquele instante, e a quantidade de fadiga. Tanto o sistema de controle do eletroestimulador, quanto o sistema de simulação da resposta muscular, utilizam lógica *fuzzy*.

Fisekovic e Popovic [37] desenvolveram um controlador capaz de regular a frequência, largura de pulso e a forma de onda produzida por um estimulador de 16 canais. O sistema possui entradas para eletrogoniômetros e acelerômetros. Foi empregado para gerar marcha de um paciente paraplégico, com as trajetórias dos movimentos dos membros inferiores pré-programadas.

O algoritmo de controle utilizado é fundamental nos sistemas de geração da marcha para pacientes com lesões medulares. O primeiro passo no projeto de um sistema de controle é a construção de um “modelo de simulação” do sistema dinâmico que será controlado.

Normalmente o modelo verdadeiro é muito complicado para o projeto de sistemas de controle. Assim necessita-se de um modelo simplificado, denominado “modelo de projeto” por Friedland [38].

Uma classe de modelos de projeto, que tem despertado um crescente interesse na literatura especializada, é denominada modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno (T-S) ou modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno-Kang (T-S-K) [39] e [40]. A idéia destes modelos consiste na descrição aproximada de um sistema não-linear como a combinação de um certo número de modelos locais lineares invariantes no tempo, que descrevem aproximadamente o comportamento deste sistema nas vizinhanças de diferentes pontos do espaço de estados do sistema.

Vários trabalhos têm sido realizados para a obtenção de modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno [41-45].

Teixeira e Zak [46] apresentaram um método para a obtenção de modelos locais, que considera disponível o modelo não-linear do sistema. O resultado foi utilizado, com sucesso no controle e modelagem de processos químicos, geradores termoelétricos e sistemas caóticos.

Um grande avanço na aplicação dessa classe de controladores ocorreu com a descrição do problema de projeto com a resolução de certas desigualdades lineares matriciais (em Inglês LMI) [47]. As justificativas para esse fato são as seguintes: (i) facilidade e rapidez de projetos utilizando-se programas disponíveis, por exemplo, um *toolbox* do MATLAB; (ii) possibilidade e facilidade da especificação de vários índices de desempenho importantes para os sistemas de controle, tais como estabilidade, taxa de decaimento (relacionado com o tempo de estabelecimento), restrições na entrada e na saída, robustez, atenuação de distúrbios e etc. Pode-se obter procedimentos de projeto de sistemas de controle para uma grande classe de sistemas não-lineares, metódicos e eficientes, que tem atraído crescentemente a atenção dos especialistas. Esse fato despertou o interesse na utilização deste tipo de controlador no sistema eletrônico de geração de marcha proposto nesta pesquisa.

O objetivo precípua deste trabalho é a implementação de um sistema de controle, portátil, para auxiliar na geração de marcha em pacientes com lesões medulares, utilizando um algoritmo de controle, com emprego de modelos *fuzzy* de

Takagi-Sugeno. Para tanto foram desenvolvidos, um sistema de aquisição e um estimulador neuromuscular.

No Capítulo 2 são apresentados os fundamentos básicos da contração muscular, necessários para a compreensão dos capítulos posteriores.

Os conceitos sobre estimulação elétrica são apresentados no Capítulo 3.

No Capítulo 4 é apresentado o estimulador neuromuscular implementado bem como os resultados obtidos.

No Capítulo 5 é descrito o sistema de aquisição de dados implementado.

O sistema de comunicação, que interliga todo o sistema, é apresentado no Capítulo 6.

No Capítulo 7 são apresentados resultados de simulações de modelos matemáticos de músculos encontrados na literatura.

No Capítulo 8 é apresentado o estudo do emprego do algoritmo de controle empregando os modelos modelos fuzzy de Takagi-Sugeno, no controle da perna de um paciente.

No Capítulo 9 é descrito o programa de gerenciamento do sistema desenvolvido em LabVIEW.

E finalmente, no Capítulo 10, são apresentadas as conclusões finais.

Capítulo II

Fisiologia do Músculo e Nervo

Neste capítulo apresentam-se inicialmente os conceitos básicos do sistema nervoso e do sistema muscular, em seguida será feita uma descrição simples do princípio da contração muscular.

2.1- Sistema Nervoso [55-58].

O Sistema Nervoso tem a capacidade de receber, transmitir, elaborar e armazenar informações. Recebe informações sobre alterações no meio externo, relacionando o indivíduo com o ambiente, e no meio interno. A denominação de sistema nervoso compreende-se como aquele conjunto de órgãos que transmitem a todo o organismo os impulsos necessários aos movimentos e às diversas funções, e recebem do próprio organismo e do mundo externo as sensações.

O sistema nervoso pode ser dividido em duas partes: o sistema nervoso central e o periférico. O sistema nervoso central (SNC) é está alojado na cavidade craniana (encéfalo) e no canal vertebral (medula espinhal). O encéfalo pode ser dividido em cérebro, diencefalo, cerebelo, tronco cerebral. A medula espinhal é composta por tratos de fibras nervosas que permitem a condução bidirecional dos impulsos nervosos e funciona como centro nervoso de atos involuntários. A Figura 2.1 mostra um corte transversal da medula espinhal apresentando sua parte interna.

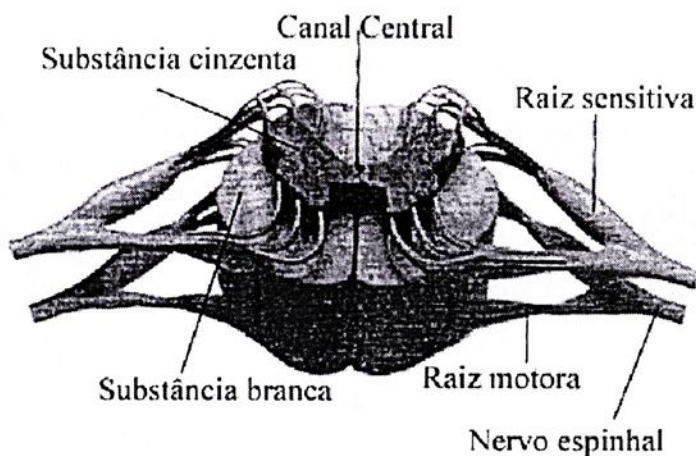


Figura 2.1: Corte transversal da coluna vertebral.

O sistema nervoso periférico inclui 12 pares de nervos cranianos com seus ramos e 31 pares de nervos espinhais com seus ramos. O sistema periférico possui duas divisões principais: a divisão sensorial e a divisão motora. A divisão sensorial transmite informações ao SNC, informando-o o que está ocorrendo em todas as partes do corpo e do ambiente circunvizinho. O SNC transmite informações para as várias partes do corpo através da divisão motora.

O sistema nervoso é formado por células nervosas, os neurônios. É uma célula especializada cujas propriedades de excitabilidade e condução são as bases das funções do sistema nervoso. Um neurônio é composto por três regiões: o corpo celular ou soma, os dendritos e o axônio. O **corpo celular** contém um único núcleo, e ramificações que conduzem impulsos para o corpo celular e dele recebendo. Os **dendritos** têm função de conduzir impulsos até o corpo celular (aférentes). São numerosas, curtas e ramificadas. À medida que se ramificam vão diminuindo seu calibre. Já o **axônio** tem a função de conduzir impulsos do corpo celular (eferentes), é uma só prolongação longa de calibre uniforme em toda seu comprimento e se ramifica apenas na proximidade de sua terminação. Na ponta destes terminais estão os botões sinápticos, que alojam numerosas vesículas repletas de substâncias químicas, denominadas de neurotransmissores, que são utilizadas na comunicação entre um neurônio e uma outra célula. A Figura 2.2 mostra uma representação de um neurônio motor, no detalhe, está representado um botão sináptico.

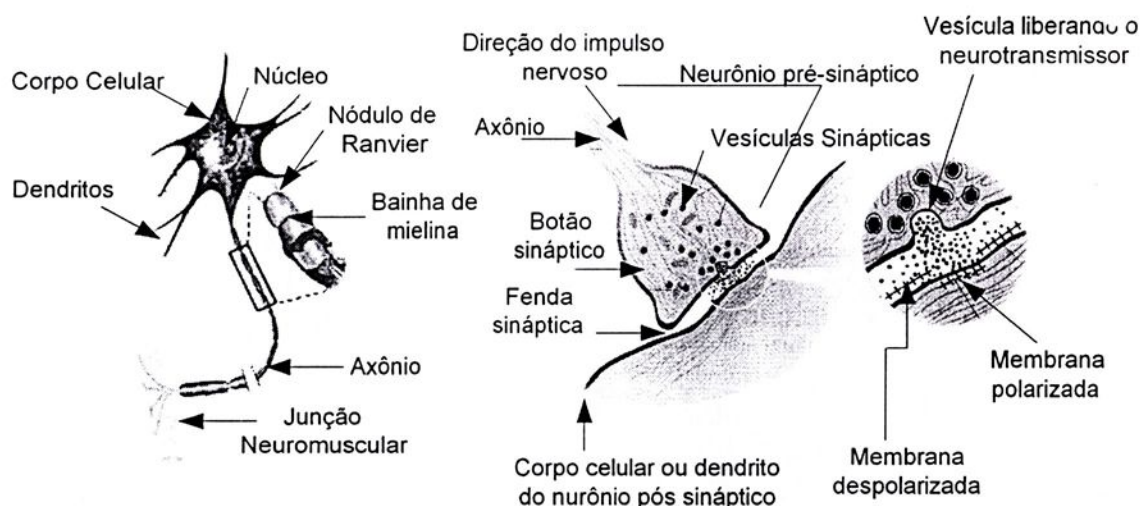


Figura 2.2: Representação do neurônio motor e de um botão sináptico.

Podem-se classificar os neurônios em três tipos básicos: sensoriais, de associação e motores. O neurônio sensorial capta informações dos órgãos sensoriais para o sistema nervoso central, o neurônio motor traz do sistema nervoso central "ordens" aos músculos ou glândulas para serem executadas e o neurônio de associação está presente na medula espinhal, faz a conexão entre neurônio motor e sensorial. Como são muitos os neurônios que participam desse sistema de circulação de impulsos, formam-se "feixes" de axônios, que constituem o que se denomina de nervo.

Os nervos conduzem impulsos de ou para o SNC. Dependendo do sentido de condução podem ser divididos em:

- Nervos motores: Conduzem os estímulos do sistema nervoso central à periferia onde alcançam os músculos.
- Nervos sensitivos: Transmitem os estímulos da periferia até o sistema nervoso central.
- Nervos mistos: têm um componente motor e outro sensitivo.

A Figura 2.3 mostra os principais nervos dos membros inferiores.

2.1.1- O Impulso Nervoso

Um impulso nervoso é o sinal que é transmitido do SNC para um órgão ou deste para o SNC. O impulso nervoso leva informações de uma parte do corpo para

outra. Um impulso pode ser considerado como sendo um distúrbio elétrico no ponto de estimulação -local onde é aplicado um estímulo- de um nervo que se propaga ao longo de toda extensão de um axônio

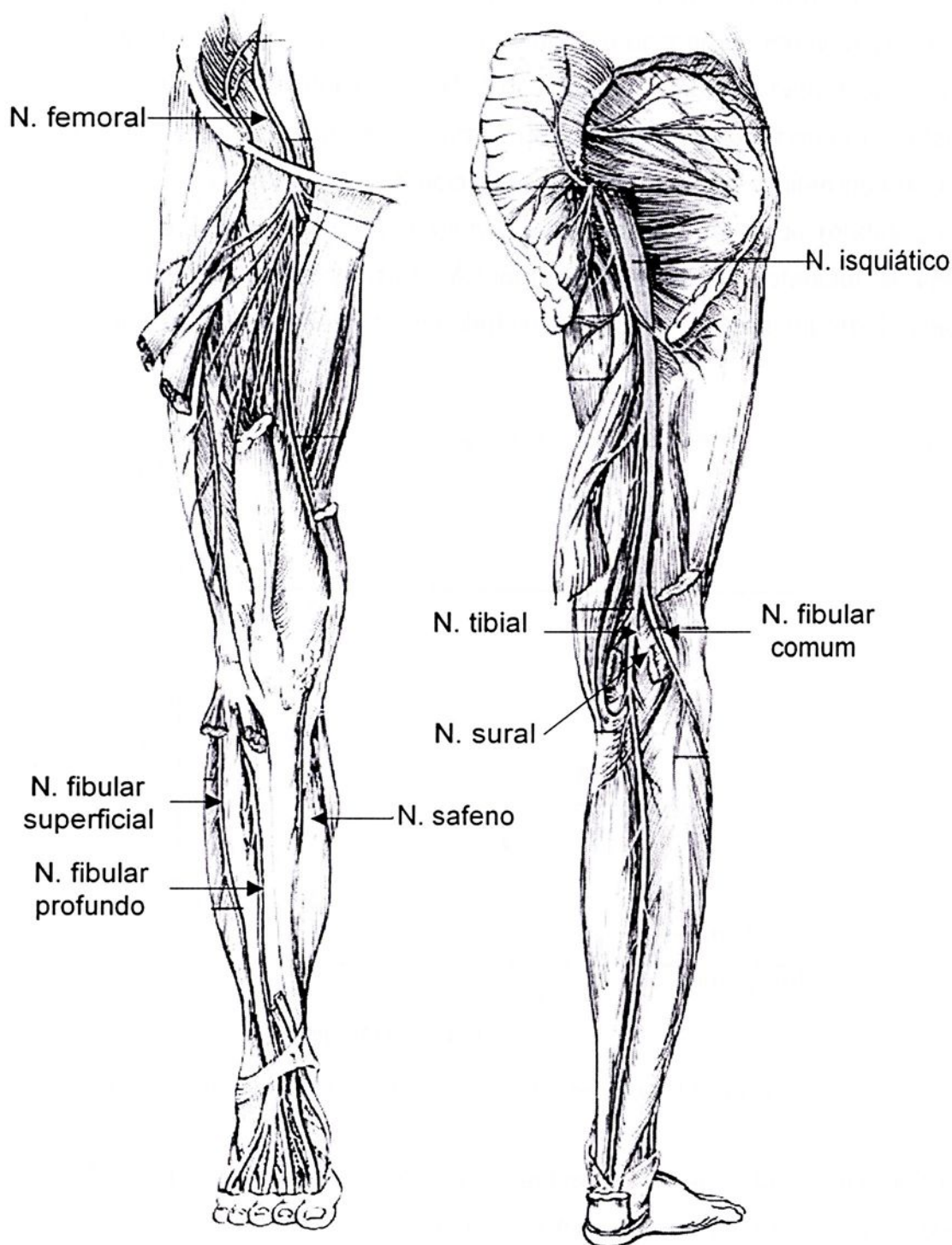


Figura 2.3: Principais nervos dos membros inferiores.

O neurônio possui uma alta concentração de íons de potássio (K^+) no seu interior e uma alta concentração de íons sódio (Na^+) no seu exterior. O desequilíbrio na quantidade de íons faz com que existam mais íons carregados positivamente no exterior da célula do que no seu interior, produzindo assim, o potencial de repouso da membrana de $-70mV$. Se o interior da célula tornar menos negativo em relação ao exterior, em função do influxo de Na^+ , é dito que a membrana está despolarizada. A repolarização ocorre quando K^+ é bombardeado para fora da membrana fazendo com que membrana retorne ao potencial de repouso. Quando a diferença de carga entre a membrana tornar-se mais negativa, passando do ponto de repouso, é dito que a membrana está hiperpolarizada. A Figura 2.4 mostra um potencial de ação de uma célula nervosa, e as fases de despolarização, repolarização e hiperpolarização.

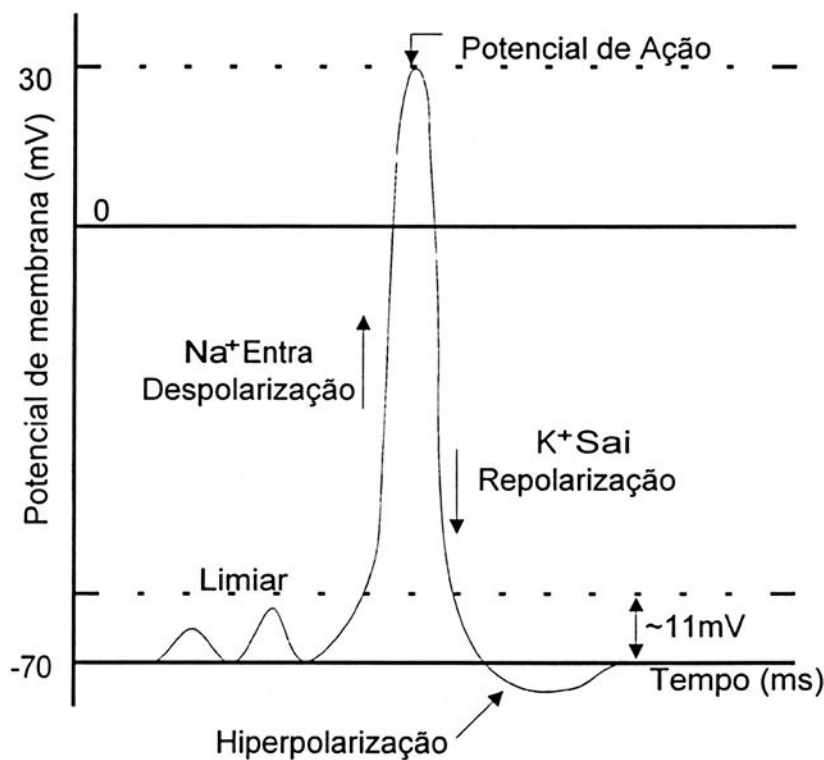


Figura 2.4: Exemplo de um potencial de ação de uma célula nervosa.

Quando um neurônio recebe um estímulo, ocorre uma alteração na conformação das proteínas da membrana, que funcionam como canais de sódio e de potássio, que estão fechados na fase de repouso. Inicialmente, ocorre a abertura dos canais de sódio, resultando em uma rápida entrada de sódio, o qual muda localmente o potencial da membrana de negativo para positivo. Em seguida de um fechamento dos canais de sódio e da abertura dos canais de potássio, uma rápida

saída de potássio da membrana deixa o potencial negativo. Este movimento de íons na membrana é chamado de potencial de ação (ver Figura 2.4). O distúrbio local estimula as regiões adjacentes da fibra nervosa e o potencial de ação se propaga ao longo da fibra.

Se houver um aumento no potencial da membrana inferior ao limiar ($\sim 11\text{mV}$) em relação ao potencial de repouso, não produzirá um potencial de ação. Porém, se o potencial for maior que o limiar, ocorrerá à produção de um potencial de ação. Desta forma, sempre que a despolarização ultrapassar o limiar, ocorrerá a produção de um potencial de ação. Este é o princípio do tudo ou nada. Durante a geração de um potencial de ação, uma célula nervosa é incapaz de responder a um outro estímulo. O período de ausência de resposta a um estímulo é chamado de período refratário absoluto. Este é seguido por um período refratário relativo, no qual a célula nervosa responde a um novo estímulo, que deve ter intensidade maior do que aquele necessário para gerar um potencial de ação no estado de repouso da membrana. Para uma fibra nervosa de um mamífero o período refratário varia de 0,4 a 1 ms.

Quando o impulso nervoso alcança o botão sináptico, um neurotransmissor é liberado na fenda sináptica excitando a membrana pós-sináptica gerando um potencial de ação (ver Figura 2.2).

2.2- Sistema Muscular dos Membros Inferiores

Os músculos esqueléticos, também chamados de estirados, são os órgãos ativos do movimento. São eles dotados da capacidade de contrair-se e de relaxar-se, e, em conseqüência, transmitem os seus movimentos aos ossos sobre os quais se inserem, os quais formam o sistema passivo do aparelho locomotor. A Figura 2.5 mostra os principais músculos dos membros inferiores.

O músculo consiste de uma série de feixes de fibras musculares denominados de fascículos. O tecido que envolve e preenche o espaço entre as fibras é chamado de endomísio. As fibras musculares são compostas pelas unidades funcionais do músculo, as miofibrilas. Os feixes de fibras musculares são mantidos juntos por um tecido conjuntivo que recebe o nome de perimísio. Todo o músculo é envolvido por tecido conjuntivo, o epimísio. A Figura 2.6 mostra a estrutura básica do músculo.



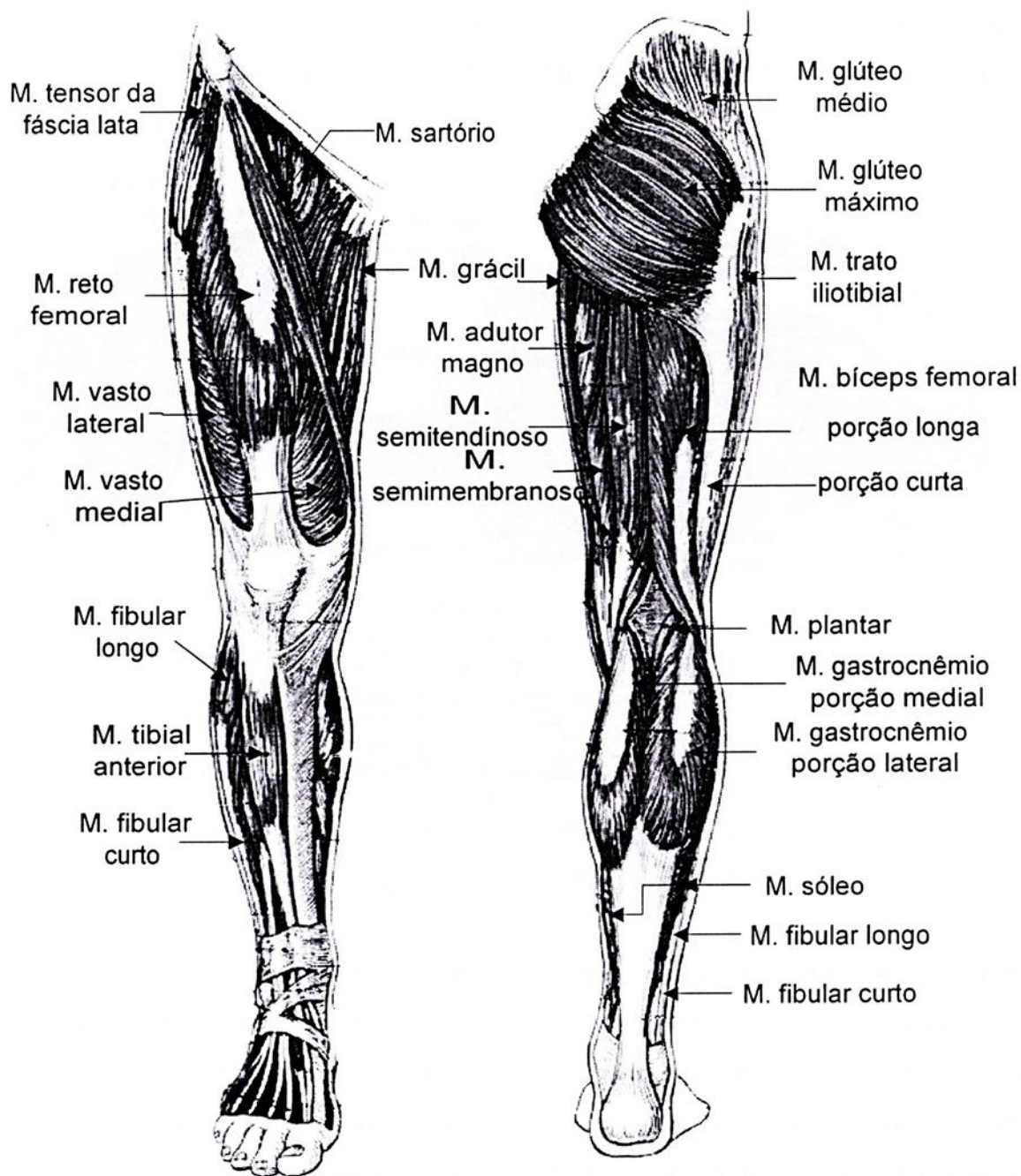


Figura 2.5: Principais músculos dos membros inferiores.

Cada fibra muscular é envolvida por uma membrana plasmática chamada de sarcolema. No interior do sarcolema está presente uma rede de túbulos e vesículas, os túbulos transversos (túbulos T) e retículo sarcoplasmático (RS), circundando as miofibrilas conforme mostra A.6. Os túbulos longitudinais do RS correm paralelamente às miofibrilas e terminam em ambas as extremidades dentro de vesículas denominadas de cisternas terminais. O retículo sarcoplasmático serve

como local de armazenamento de íons de cálcio (Ca^{++}). Os túbulos T correm em direção às cisternas terminais e funcionam como um condutor de impulsos elétricos, que conduz os impulsos até o retículo sarcoplasmático. Um túbulo T mais duas cisternas é chamado de tríade.

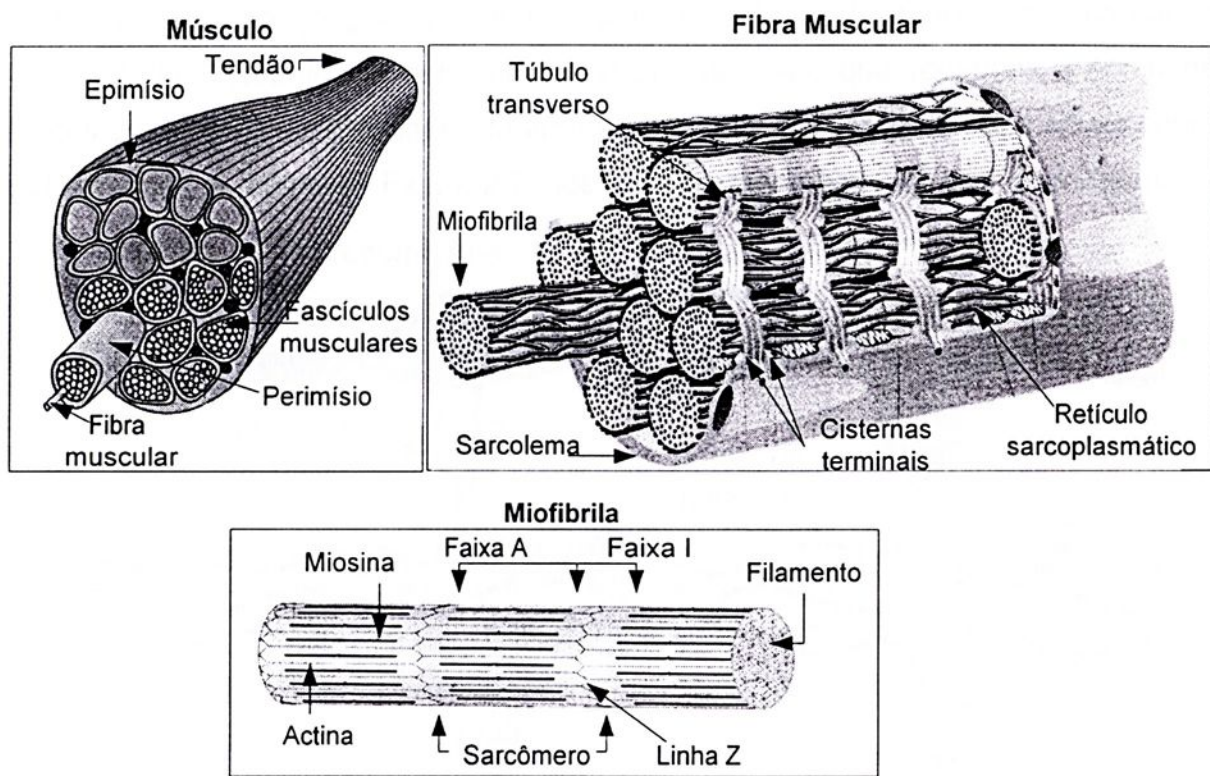


Figura 2.6: Estrutura básica de um músculo.

As miofibrilas são filamentos protéicos onde estão às unidades contráteis denominadas de sarcômeros. Cada unidade contrátil contém miofilamentos denominados de miosina e actina. Estas proteínas contráteis estão arranjadas de forma que cada miosina (filamentos espessos) é circundada por seis ou mais actinas (filamento fino). Cada miofibrila é composta por inúmeros sarcômeros unidos pelas extremidades nas linhas Z conforme mostra a Figura 2.6. A Faixa I contém somente filamentos de actina. A Faixa A contém tanto filamentos de miosina quanto filamentos de actina, sendo estes últimos pertencentes a dois sarcômeros. Cada filamento fino, mesmo sendo denominado de actina, é composto por três moléculas diferentes: actina, tropomiosina e a troponina.

A actina forma a estrutura de suporte do filamento, e é composta de moléculas globulares unidas formando uma dupla hélice. Cada molécula de actina possui um sítio ativo ao qual a miosina pode se fixar durante a contração. A

tropomiosina e uma proteína em forma de tubo que se retorce em torno dos filamentos de actina. A troponina que se fixa em intervalos regulares, tanto aos filamentos de actina quanto aos de tropomiosina.

Cada molécula de miosina é composta por dois filamentos protéicos que possuem uma cabeça globular, denominada de cabeça de miosina, e uma cauda linear. Cada filamento contém várias dessas cabeças, que recebem o nome de pontes cruzadas, que interagem durante a ação muscular com os sítios ativos sobre os filamentos de actina. A Figura 2.7 mostra os filamentos de actina e de miosina.

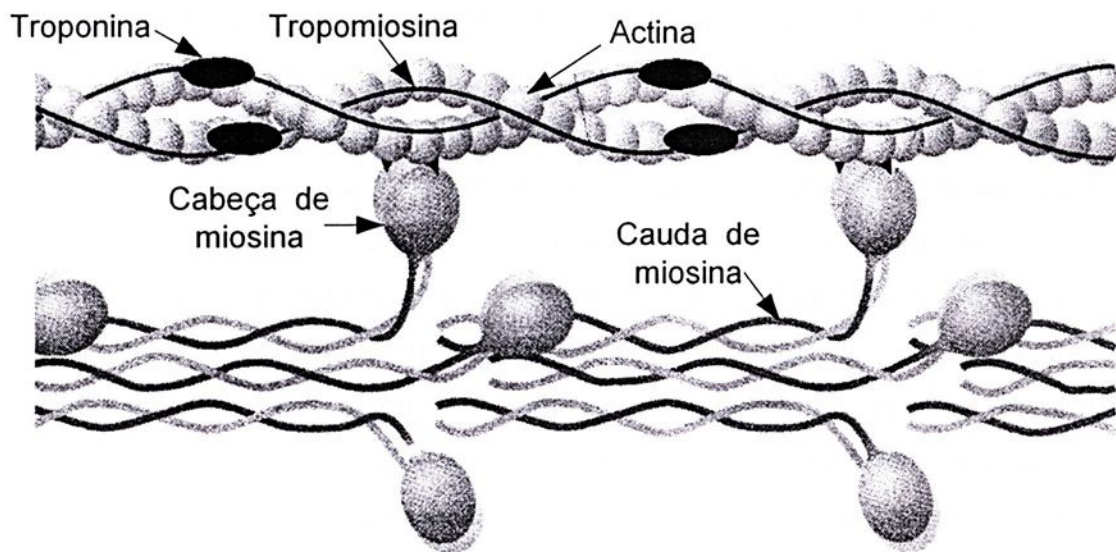


Figura 2.7: Filamentos de miosina e actina, proteínas componente de uma miofibrila.

2.2.1- Princípio da Contração Muscular

Cada fibra muscular é inervada por um nervo motor (motoneurônio) simples, o qual termina próximo do meio da fibra muscular. Um motoneurônio pode inervar muitas fibras musculares enquanto que cada fibra só é inervada por apenas um motoneurônio. A estrutura motoneurônio mais fibras musculares constituem a unidade motora. A sinapse (fenda sináptica) entre um nervo motor e uma fibra muscular é denominada de junção neuromuscular (ver Figura 2.2).

A ação de uma fibra muscular pode ser entendida como segue: O cérebro ou a medula envia um impulso nervoso, o qual chega nos terminais axônicos que estão próximos do sarcolema. Com a chegada do impulso os terminais do nervo liberam a acetilcolina, que se liga aos receptores localizados sobre a sarcolema tornando a membrana celular muscular mais permeável aos íons de sódio, dando início à

despolarização da membrana, resultando no disparo ou geração de um potencial de ação muscular. Quando o potencial de ação muscular passa sobre a membrana celular muscular encontrando-se com os túbulos T, desencadeia-se a abertura dos canais de cálcio liberando grandes quantidades de íons de cálcio (Ca^{++}) armazenados no sarcoplasma. Uma vez liberado, o cálcio difunde-se para longe do retículo sarcoplasmático na região dos filamentos de miosina e actina.

Na ausência de Ca^{++} , a troponina e tropomiosina do filamento de actina inibem a ligação entre a ponte cruzada de miosina e actina. Com a liberação de Ca^{++} , este é captado pelas moléculas de troponina, resulta na ativação dos sítios ativos sobre o filamento de actina, possibilitando a fixação das cabeças de miosina. Quando as pontes cruzadas se ligam fortemente à actina, ocorre uma alteração da conformação da ponte cruzada, fazendo com que a cabeça de miosina se incline tracionando os filamentos de actina e miosina em direções opostas, levando a linha Z rumo ao centro do sarcômero, conforme mostra a Figura 2.8. Após ocorrer a inclinação da cabeça da miosina, ela se separa do sítio ativo, roda de volta à sua posição original e se fixa a um novo sítio ativo mais distante ao longo do filamento de actina. Ciclos de fixações repetidas e ligações fortes fazem com que os filamentos deslizem entre si levando a contração muscular. A contração só termina quando o cálcio volta ao retículo sarcoplasmático.

Na cabeça da miosina há uma enzima (ATPase) que quebra a ATP (adenosina trifosfato) produzindo ADP (adenosina difosfato), Pi (fosfato inorgânico) e liberando grandes quantidades de energia. Esta energia é usada para ligar a cabeça da miosina ao filamento de actina.

A força muscular depende da soma dos abalos sucessivos e do número de unidades motoras recrutadas. A soma dos abalos individuais ocorre quando um segundo estímulo segue o primeiro, antes que todo cálcio retorne para o retículo. Se os estímulos forem repetidos com uma frequência suficientemente alta, a soma continua até ocorrer fusão completa dos movimentos individuais. Desta forma a unidade motora se encontra em tetania, mantendo-se a tensão enquanto os estímulos durarem, ou até surgir à fadiga. Quanto maior for o número de fibras musculares ativadas em uma contração maior será a força muscular produzida pelo músculo. A Figura 2.9 mostra uma representação da força de contração em função da quantidade de estímulos aplicados e da quantidade de fibras musculares

recrutadas durante uma contração. O perfil da força de saída que aparece como oscilações e chamado de tetania sem fusão.

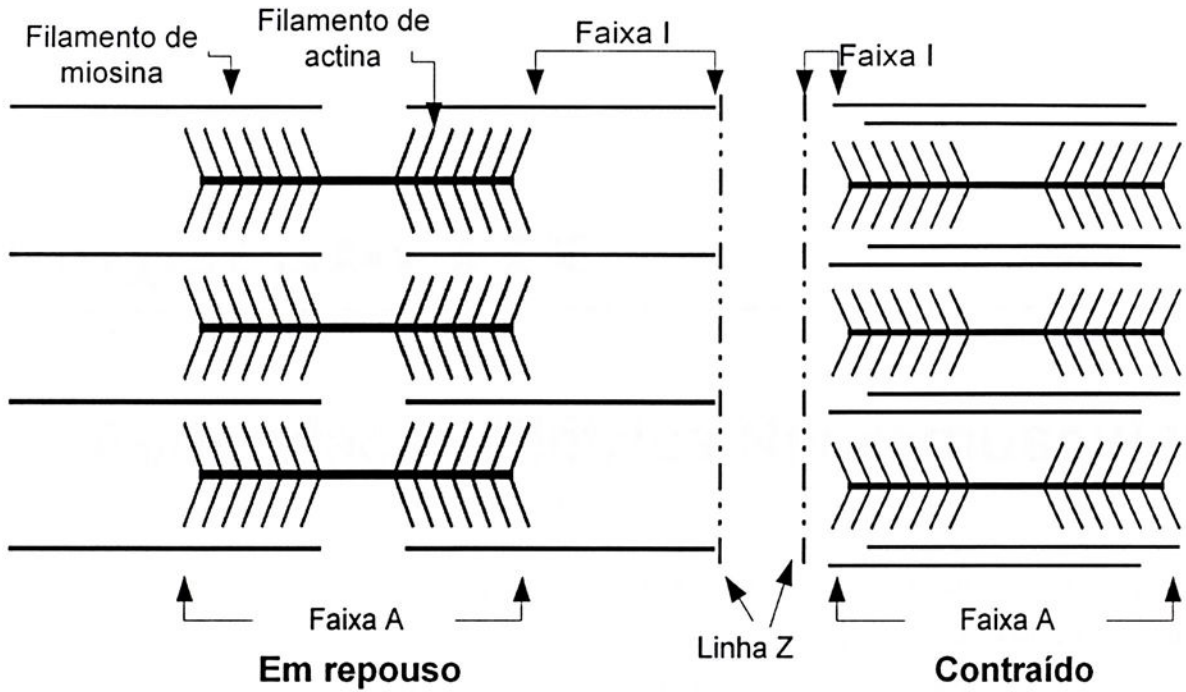


Figura 2.8: Sarcômero em repouso e na fase de contração.

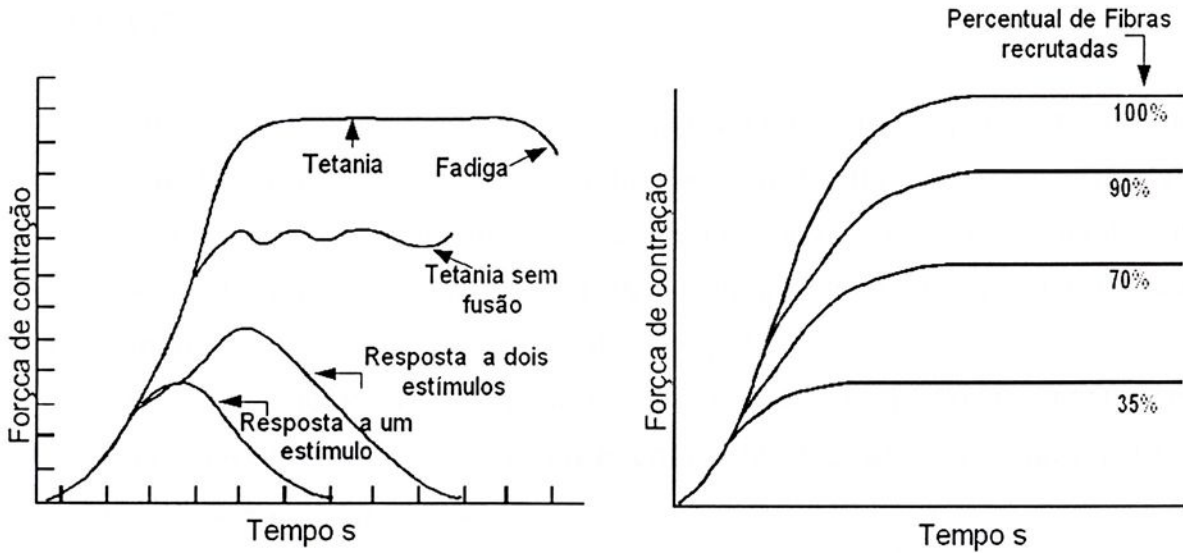


Figura 2.9: Força de contração muscular em função do número de estímulos aplicados e do número de fibras recrutadas.

Capítulo III

Estimulação Elétrica Neuromuscular

No capítulo III apresenta-se um breve histórico da estimulação elétrica, bem como os seus princípios básicos, e algumas formas de onda empregadas para aplicar estímulos elétricos objetivando-se obter contrações musculares.

3.1- Histórico.

Os povos da Antigüidade já sabiam que certos tipos de peixes produziam descargas elétricas em seres humanos podendo, em alguns casos, levá-los até a morte. Para o tratamento de algumas doenças, os médicos indicavam o contato com estes peixes. Os romanos empregavam as descargas elétricas do peixe torpedo para tratamento da gota e alívio de dores de cabeça [49].

Com os avanços dos estudos da eletricidade foi possível desenvolver instrumentos que contribuiriam significativamente para as pesquisas de aplicação de corrente elétrica em tecido animal.

Por volta de 600 aC o filósofo grego Tales de Mileto observou que, quando uma peça de âmbar era atritada com um pano, ela adquiria a propriedade de atrair corpos leves tais como penas, cinzas, pêlos e etc. Em 1600, o médico inglês William Gilbert, partindo dos estudos de Tales, descobriu que várias outras substâncias também apresentavam propriedades elétricas quando atritadas.

Em 1663 Otto Von Guericke desenvolveu uma máquina que gerava eletricidade estática, denominada de máquina eletrostática. Muitas outras máquinas

surgiram, mas a que obteve maior repercussão foi a de disco rotativo, construída em 1768, por Ramsden.

Em experimentos conduzidos independentemente por volta de 1743, Von Musschenbroek e Von Kleist descobriram a jarra de Leyden que, essencialmente, era um capacitor com capacidade para armazenar grandes quantidades de cargas elétricas.

Aproximadamente no ano de 1786, o fisiologista italiano Luigi Galvani, usando uma combinação de uma máquina de Ramsden e um capacitor, iniciou uma série de experimentos que consistiam na aplicação de cargas elétricas em nervos e músculos de rãs e sapos, visando provocar contrações musculares. Estes estudos contribuíram para a descoberta das leis da estimulação neuromuscular.

Era, porém, difícil estimular um músculo com sinais elétricos com parâmetros conhecidos. O uso da célula eletroquímica, desenvolvida por Volta em 1800, possibilitou carregar capacitores de forma a se obter uma tensão desejada. Após a carga, o capacitor era conectado ao tecido a ser estimulado. A amplitude da estimulação era determinada pela quantidade de células eletroquímicas conectadas em série.

O ajuste fino da amplitude da estimulação tornou-se possível com o uso do potenciômetro desenvolvido por Wheatstone (1843).

Após a descoberta de Reymond, em 1843, de que era necessário um trem de pulsos para gerar uma contração tetânica (item 2.2.1) em músculos esqueléticos, muitos instrumentos surgiram para tal finalidade. Após a descoberta da indução magnética por Faraday em 1831, Helmholtz (1850) criou um instrumento, denominado Inductorium, que gerava trens de pulsos. O trem de pulsos gerado podia ter a amplitude da tensão e a frequência dos pulsos ajustada [50].

Um dos mais importantes estimuladores de corrente para os fisiologistas foi o desenvolvido por Bernad (1858), denominado estimulador pinça, devido ao seu formato. Ele consistia de pilhas voltaicas de zinco e cobre adaptadas em braços de madeira e fixadas em uma mola de metal [50].

Em 1881, d'Arsonval propõe o uso de capacitores para realizar estudos quantitativos de estimulação. Após esta proposta, Hooweg (1892) conduz o primeiro estudo quantitativo de estimulação elétrica usando capacitores, o que o levou à obtenção da primeira curva força-duração. Em 1901, George Weiss anuncia sua lei de estimulação, após estudar a utilização de capacitores para estimular músculos de

sapos. Em seu estudo, ele afirma que a carga necessária para a estimulação aumenta linearmente com a duração do pulso elétrico [50].

Em 1909, Louis Lopicque desenvolveu um estimulador capacitivo, no qual o capacitor era carregado de tal forma que a tensão entre suas placas era apenas uma fração da tensão de uma bateria. O valor da tensão, após a carga do capacitor, dependia da posição do cursor de um potenciômetro [50].

Com seu estimulador Lopicque anuncia a lei fundamental da excitabilidade dos músculos, introduzindo os termos reobase (intensidade de corrente mínima para a excitação de uma fibra muscular [51]) e cronaxia (duração relacionada à intensidade de corrente igual ao dobro da reobase [51]) (ver Figura 3.2).

Os modernos estimuladores surgiram somente após a segunda guerra mundial, e trouxeram grandes contribuições para os estudos da estimulação neuromuscular.

Em 1960, Kantrowitz implantou eletrodos em um paciente paraplégico e conseguiu condições de ortostatismo [49]. Inúmeras outras tentativas em síndromes paralíticas foram descritas, em especial no controle de disfunção do pé em hemiplégicos por acidente vascular cerebral.

Libersom idealizou um gerador de pulsos elétricos cujos eletrodos estimulavam o nervo peroneiro, ao nível da fossa poplíteia, promovendo a dorsiflexão do pé durante a fase de balanço e produzindo uma marcha mais eficiente [49].

Em 1970, no Hospital Rancho Los Amigos (Los Angeles), Wilemon relatou o resultado do implante de eletrodos no nervo femoral de um paciente e obteve sucesso, atingindo o ortostatismo [49].

Na Universidade da Virginia (1976), Cooper implantou eletrodos nos nervos femoral e ciático de um paciente paraplégico, nível T₁₁ - T₁₂, conseguindo a marcha deste paciente [49].

Em Cleveland (1987), Marsolais com eletrodos intramusculares promove ortostatismo e marcha em paraplégicos [49].

Na Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade de Edvard Kardelj e no Instituto de Reabilitação de Liubiana, na Eslovênia (1974-1990) os pesquisadores, Franjo Gracanin e Tadej Bajd, obtiveram bons resultados da aplicação de estímulos elétricos, em todas as formas de paralisia e há um caso de recuperação da marcha em lesionado medular [49].

No Brasil os trabalhos com estimulação elétrica foram iniciados em 1986, no Centro de Reabilitação da Santa Casa de São Paulo [49]. Na década de 90, o pesquisador Alberto Cliquet Jr. e sua equipe, através de estimulação elétrica, fizeram com que um paraplégico voltasse a andar [52].

3.2- Estimulação Elétrica Neuromuscular.

A Estimulação Elétrica Neuromuscular (EENM) consiste na aplicação de pulsos elétricos nos nervos e/ou músculos com o objetivo de se obter contração muscular.

Para ocorrer à contração, o estímulo deve ter características próximas aos níveis fisiológicos do tecido a ser estimulado. A intensidade de corrente aplicada tem que ser suficiente para disparar um potencial de ação, e a duração do pulso não pode ser inferior à duração do pulso produzido pelos mecanismos fisiológicos.

A EENM pode ser aplicada através de eletrodos superficiais ou implantáveis [53]. O uso de eletrodos implantados possibilita uma seletividade maior além de requerer menos energia do sistema de estimulação. A grande desvantagem é a dificuldade de implantação dos eletrodos, que muitas vezes podem apresentar reação de corpo estranho ou, mesmo, quebrar com o uso constante. Por estes motivos os eletrodos de superfície são os mais empregados.

Quando a EENM é feita através de eletrodos superficiais, podem estar sendo estimuladas, simultaneamente, as estruturas nervosas e musculares. Porém, as células nervosas despolarizam a partir de uma menor intensidade de corrente e, por este motivo, os eletrodos de superfície ativam as células nervosas, sendo estas que produzem a ação muscular [49]. Na interface eletrodo-pele ocorre à conversão de uma corrente de elétrons para uma corrente de íons, que se move dentro do tecido.

Na Figura 3.1 apresenta-se dois eletrodos superficiais de um estimulador aplicado sobre a pele. O movimento dos íons está representado pelas linhas cheias. Como o ânodo tem um excesso de cargas positivas, os íons positivos desta região são repelidos para longe do eletrodo, já o cátodo, tem deficiência de cargas positivas atraindo os íons positivos para próximo do eletrodo. Desta forma há um movimento de íons positivos do ânodo para o cátodo e alguns destes íons passam através da membrana celular. Na região do cátodo o deslocamento dos íons positivos faz com que o potencial da membrana torne-se mais positivo, podendo desencadear um

potencial de ação. Por este motivo o cátodo é denominado eletrodo ativo e o ânodo, eletrodo de referência [53].

Se a corrente induzida na membrana for muito baixa, a mudança no potencial de membrana rapidamente retornará ao potencial de repouso [51]. Se a corrente induzida através da membrana for grande o suficiente, um potencial de ação será evocado e propagado ao longo da membrana [51]. Esse potencial de membrana evocado é idêntico ao produzido ao longo da membrana da fibra em resposta à ativação fisiológica [51].

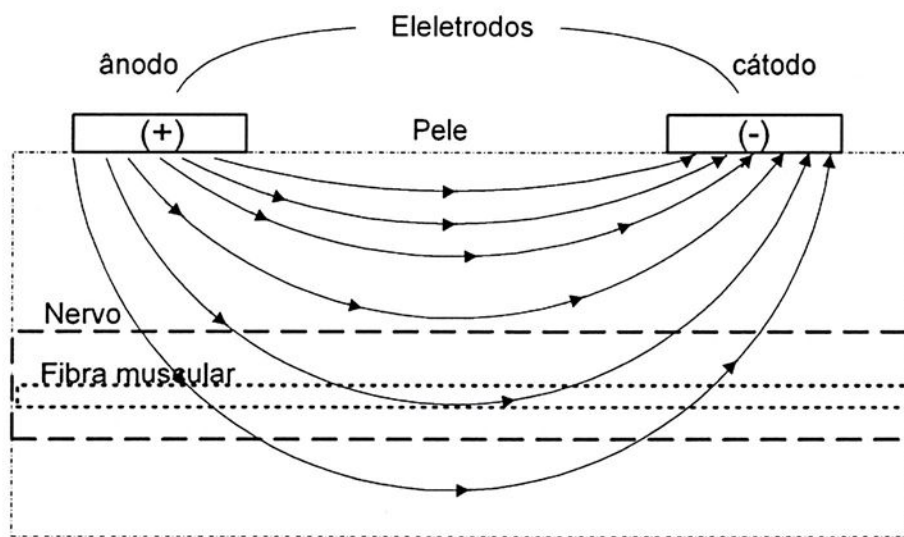


Figura 3.1: Representação da corrente de íons induzida através de eletrodos de superfície.

A corrente induzida em tecidos biológicos deve ter amplitude e duração suficientes para levar células excitáveis a um potencial de membrana superior ao limiar para evocar um potencial de ação. Para uma única célula excitável existe uma família de estímulos de combinações força-duração (F-D) que podem levar a célula ao limiar de despolarização. A Figura 3.2 (a) mostra uma curva força-duração do limiar de um tipo qualquer de célula. Qualquer estímulo que possui uma combinação F-D abaixo ou à esquerda da curva não produzirá um potencial de ação. As fibras nervosas periféricas são mais excitáveis por estimulação elétrica do que as fibras musculares. O estímulo com característica F-D suficiente para ativar fibras musculares nervosas periféricas não será forte o suficiente para ativar fibras

musculares desenergadas. As fibras musculares desenergadas necessitam de pulsos com amplitudes e duração mais longas para iniciar um potencial de ação do que as fibras nervosas periféricas [51]. Na Figura 3.2 (b) apresenta-se uma comparação entre a curva força-duração de uma fibra nervosa periférica e um músculo desenergado.

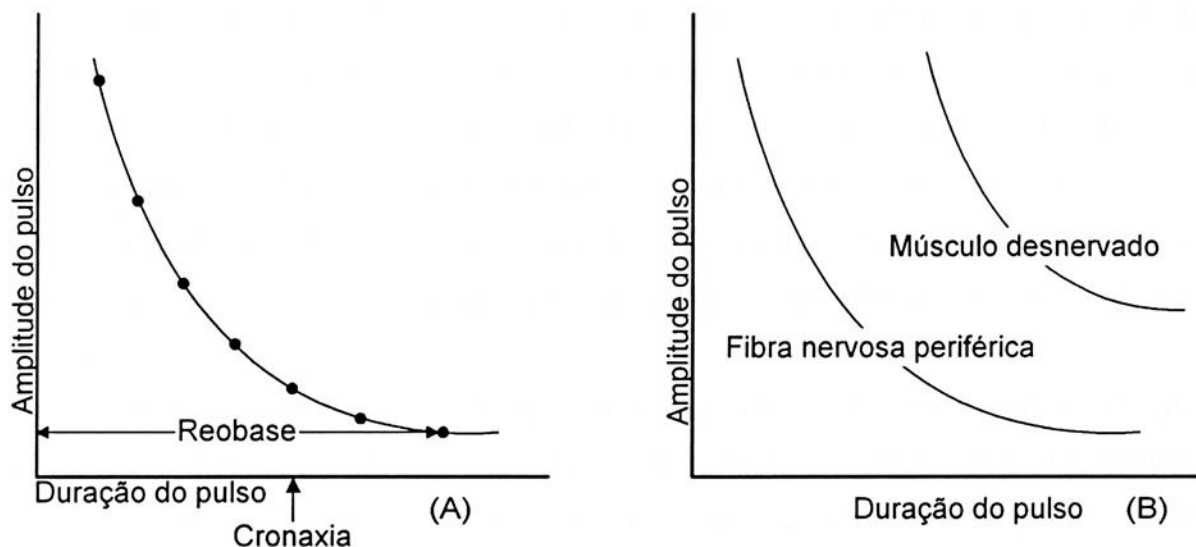


Figura 3.2: Curva F-D para um tecido excitável (A), e curvas F-D para uma fibra nervosa e para um músculo desenergado (B).

O processo pelo qual um número crescente de fibras nervosas é ativado, devido a um aumento progressivo da amplitude e/ou a duração dos estímulos, é chamado de recrutamento de fibra. Quanto maior for número de fibras recrutadas maior será a força de saída da musculatura estimulada. A ordem de recrutamento de fibras, provocada por estímulos elétricos, é contrária à ordem de recrutamento voluntária. Na contração estimulada, o recrutamento de unidades motoras tende ser da maior para a menor, quando a força de estimulação é gradualmente aumentada, ocorrendo o oposto da contração voluntária [51]. Nas contrações voluntárias o recrutamento geralmente é de forma assíncrona (algumas estão se contraindo e outras relaxando), enquanto nas contrações estimuladas o recrutamento é de forma síncrona (todas são recrutadas ao mesmo tempo) [54].

O recrutamento, nas contrações estimuladas, é controlado pela variação da amplitude ou da duração do estímulo, ou uma combinação dos dois.

Um outro fator importante que regula a força, tanto na contração voluntária ou na estimulada, é a freqüência dos pulsos. Se a freqüência de estimulação for baixa

as contrações evocadas serão espasmódicas (Contração involuntária, violenta e súbita de um músculo ou grupo de músculos). Se a frequência da estimulação for gradualmente aumentada, contrações parcialmente fundidas serão produzidas, seguidas por contrações tetânicas fundidas à medida que a frequência de estimulação se eleva [51].(Ver Figura 2.9).

Quando EENM é aplicada através de eletrodos de superfície, a impedância da pele, a impedância da interface eletrodo-pele, o posicionamento dos eletrodos e os parâmetros da forma de onda do sinal empregado na estimulação, devem ser considerados, por influenciarem diretamente na resposta muscular desejada.

A impedância da pele é em torno de $1\text{ K}\Omega$ [53]. A impedância da interface eletrodo-pele pode ser minimizada com a aplicação de gel condutor entre a pele e o eletrodo.

O tipo e a forma de aplicação dos eletrodos influenciam na contração muscular. Os tamanhos de eletrodos devem-se adaptar ao músculo a ser ativado. Para os eletrodos de grandes áreas as correntes espalham-se atingindo outros grupos musculares, comprometendo o movimento do membro no qual músculos estão sendo submetidos à EENM. Se os eletrodos forem muito pequenos, a densidade de corrente pode ser tão alta que poderá provocar lesões no paciente antes que níveis de contração suficientes sejam alcançados [51].

Os eletrodos devem ser posicionados sobre o ponto motor de cada músculo que se deseja estimular. O ponto motor de um músculo é o ponto onde a aplicação de estimulação elétrica ocasiona a máxima contração deste músculo, para parâmetros invariantes do sinal de estimulação [26]. Conforme já visto, parâmetros da forma de onda, como intensidade do pulso, largura do pulso e frequência dos pulsos, influenciam significativamente na contração muscular.

3.3 Formas de ondas empregadas em EENM

São várias as formas de ondas que podem ser empregadas em EENM. A Figura 3.3 mostra algumas delas. Nesta figura podem-se observar alguns parâmetros relevantes de cada forma de onda.

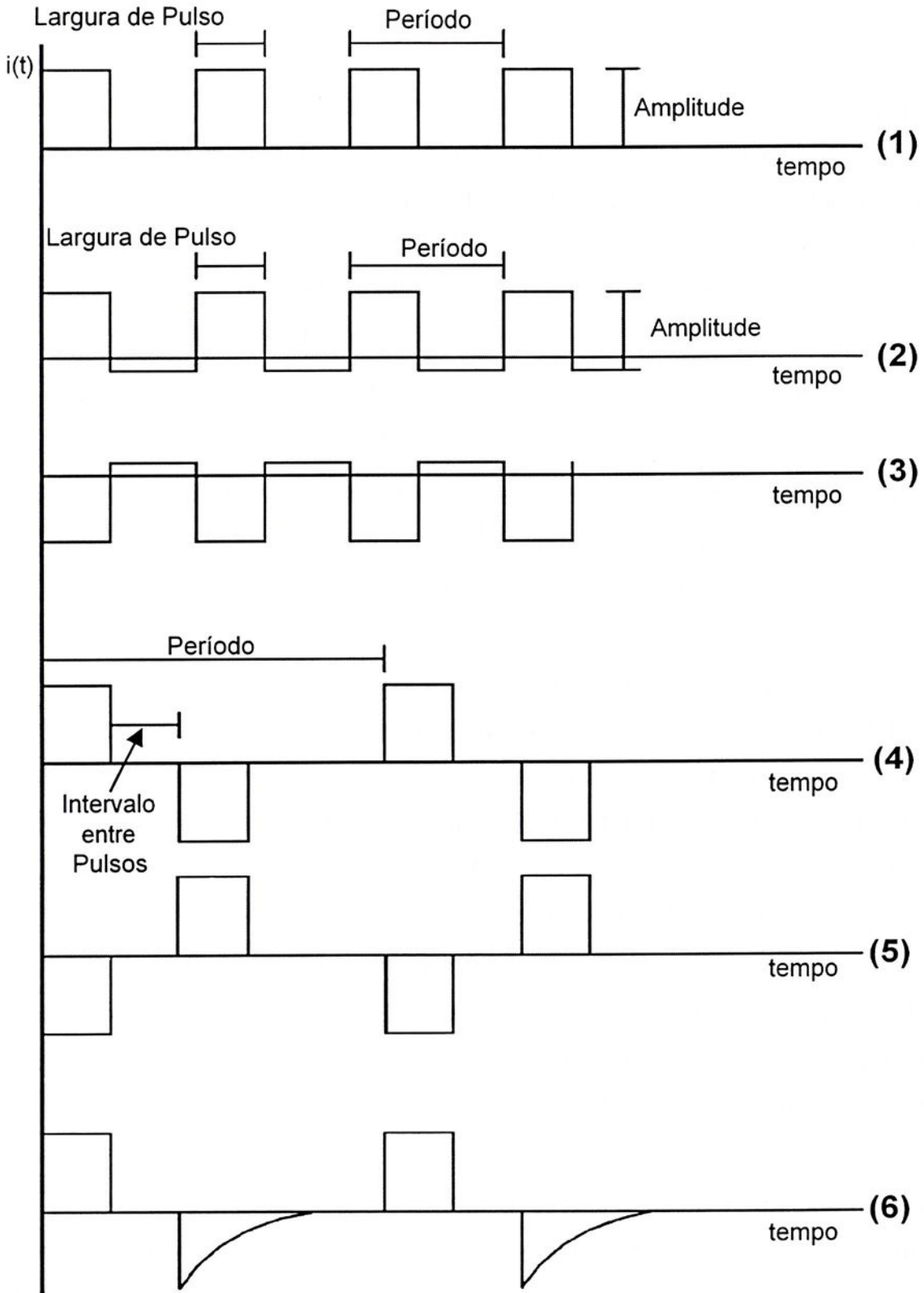


Figura 3.3: Formas de ondas mais comuns para ENF: 1,2 e 3 - Monofásica retangular; 4 e 5 - Bifásica retangular com carga balanceada e 6- Bifásica retangular com carga balanceada e decaimento exponencial.

A forma de onda apresentada em 1 é denominada de monofásica. O grande inconveniente desta forma de onda é que ela causa acúmulo de cargas nos tecidos submetidos a EENM, não sendo portanto, recomendada para a estimulação transcutânea por causar irritação na pele devido à reação eletromecânica na interface eletrodo-pele. As formas de ondas 2 e 3 são denominadas, respectivamente, monofásicas M+ e M-. Pode-se observar que as formas de ondas 2 e 3 não apresentam como referência o 0 (zero), e sim um ponto abaixo do zero para B+ e o outro acima do zero para B-.

As apresentadas em 4 e 5 são denominadas de bifásicas com carga balanceada B+ e B-, respectivamente.

Em 6 é apresentada a forma de onda denominada de bifásica retangular com decaimento exponencial. As formas de ondas bifásicas são grandemente empregadas para EENM e não apresentam o problema descrito para a forma de onda 1.

Em Eletrofisiologia, diferentemente da Eletrônica e da Eletrotécnica, o termo fase refere-se ao sentido do fluxo de corrente. Se o sinal for contínuo (fluxo de corrente em apenas um sentido) é dito que ele é monofásico, se for alternado (fluxo de corrente nos dois sentidos) recebe a denominação de bifásico. Se a forma de onda bifásica for simétrica ela possui cargas balanceadas, caso contrário ela possui cargas desbalanceadas. No primeiro caso a forma de onda é denominada equilibrada e, no segundo caso, desequilibrada .

O sinal empregado em EENM pode ser de tensão ou de corrente. Neste trabalho preferiu-se o de corrente devido a algumas vantagens que ele apresenta em relação ao sinal de tensão. No próximo capítulo será feita uma comparação entre os dois tipos de sinais.

A contração muscular pode ser controlada pela quantidade de carga aplicada ao músculo. Dentro de certos limites, o aumento da intensidade de corrente corresponde a uma contração muscular mais efetiva, por promover estimulação de fibras nervosas, com limiar de excitação mais alto, ou mais distante da estimulação dos eletrodos. Porém, a partir de certos valores, que variam de músculo para músculo, tem-se uma resposta constante, independente do aumento de intensidade.

A variação da quantidade de carga pode ser obtida através da modulação da corrente. Entre as formas de modulação podem ser citadas, a modulação em frequência (FM), modulação em amplitude (AM) e a modulação em largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM). Em PWM, o controle da quantidade de carga, aplicada ao músculo, é feito através da variação da largura dos pulsos de corrente. Desta forma pode-se controlar a contração muscular através da variação da largura dos pulsos de corrente.

Neste trabalho escolheu-se a PWM devido à facilidade da geração com circuitos digitais. O uso desta técnica requer que a amplitude da corrente seja constante, independente das variações da resistência de acoplamento eletrodo/pele e da impedância do tecido. A Figura 3.4 mostra a curva de carga Q correspondente a uma forma de onda de corrente I empregando PWM, sendo aplicada a um músculo do membro superior de uma pessoa

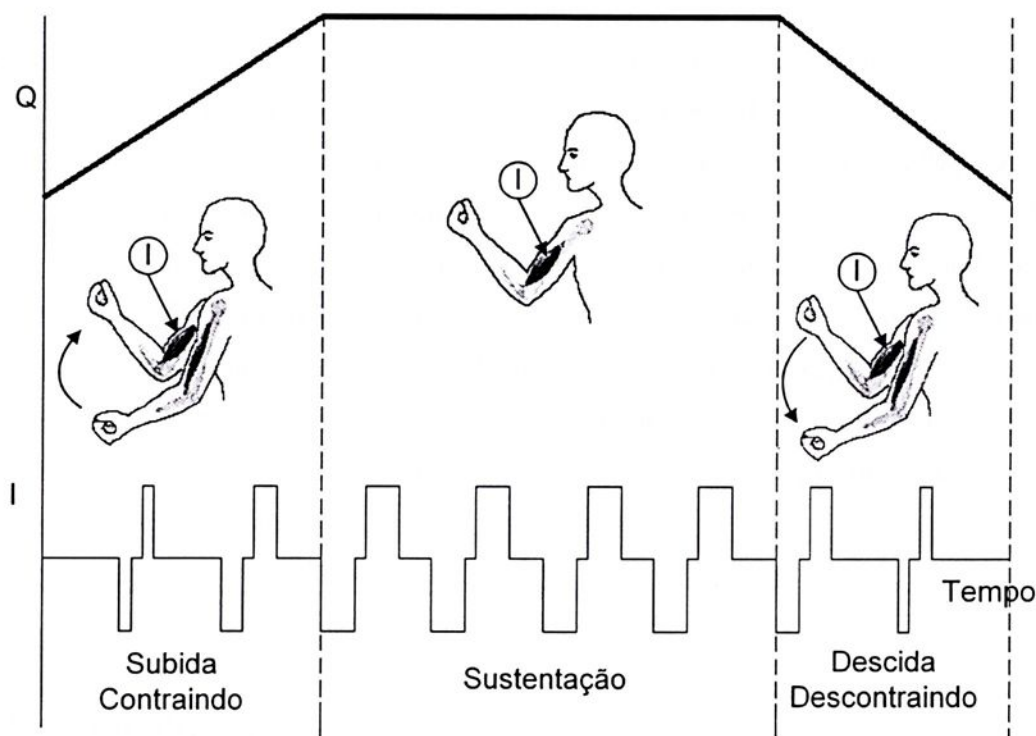


Figura 3.4: Curva de carga Q correspondente a uma forma de onda de corrente I empregando PWM sendo aplicada a um músculo.

Capítulo IV

Estimulador Neuromuscular Funcional

Neste capítulo descreve-se um estimulador neuromuscular funcional de 16 canais constituído, basicamente, por um gerador de onda e um estágio de potência. O estágio de potência foi implementado com espelhos de correntes construídos com transistores não casados. Os 16 canais operam de forma independente. Os parâmetros da forma de onda de um canal podem ser configurados sem interferir em qualquer outro canal. O estágio de potência pode fornecer uma corrente de 20 mA a uma carga de 2,35 k Ω , com frequência máxima de 20 kHz. É apresentado também um conversor CC-CC que fornece alimentação adequada a cada estágio do estimulador e para os outros circuitos do sistema implementado.

4.1- Estimuladores.

Para compreender os efeitos da corrente elétrica aplicada aos músculos com o objetivo de obter a contração muscular, vários aparelhos foram construídos, mas somente após a segunda guerra mundial é que surgiram os modernos estimuladores. Por volta de 1940, Albert Grass desenvolveu um estimulador no qual já era possível selecionar, de forma independente, a frequência e a duração do pulso [50].

Em 1952, Zool construiu o primeiro marca-passo, aprimorado em 1958 por Furlan e Schwedel, dando início ao surgimento de novos equipamentos de estimulação [49]. Em 1965, Melzack e Wall introduzem o uso da estimulação para a modulação da dor [49].

No fim dos anos 70, após a difusão dos aparelhos para a modulação da dor, o interesse em estimulação elétrica aumentou, conforme se pode constatar pelos registros de pesquisa na União Soviética, nos quais se enfatiza que a ativação elétrica regular do músculo era mais efetiva que o exercício, no fortalecimento do músculo esquelético em atletas de elite. Essas pesquisas resultaram em melhorias no desenvolvimento e no *design* de uma classe de estimuladores para EENM [51].

Com o objetivo de aprimorar o desempenho dos estimuladores, vários trabalhos foram realizados [18-26]. O uso de microprocessadores e microcontroladores, para controlar os estímulos, tem contribuído para melhorar as características desses equipamentos, com possibilidade de se alcançar uma melhora significativa de desempenho.

Os estimuladores são constituídos por dois estágios, o gerador de onda e o de potência. O gerador gera um sinal com a forma de onda e com os parâmetros desejados, tais como frequência, largura de pulso e tipo da forma de onda. No estágio de potência é fornecida potência ao sinal do gerador. Neste estágio é definido se o estimulador será de tensão ou de corrente.

O uso do estimulador por tensão é mais seguro por manter uma densidade de corrente constante, mas devido à variação da resistência de acoplamento eletrodo-pele e da própria impedância do tecido, não é possível prever a quantidade de carga aplicada ao músculo. O estimulador por corrente apresenta o inconveniente de poder causar queimaduras na pele, em caso de algum eletrodo ser mal fixado ou começar a desprender. A grande vantagem de seu uso é a possibilidade de controlar e prever a quantidade de carga aplicada ao músculo, mesmo que a resistência de acoplamento e a impedância do tecido sofram alterações toleráveis entre uma sessão e outra da aplicação dos estímulos. Por esta vantagem se preferiu o uso deste tipo de estimulador, neste trabalho. Com os devidos cuidados o desprendimento dos eletrodos pode ser evitado.

4.2- Gerador de Onda

É neste estágio é que são definidos os parâmetros desejados da forma de onda a ser aplicada ao músculo. É o principal estágio de um neuroestimulador. Uma característica importante de um circuito gerador de onda é que exista a possibilidade de se alterar os parâmetros da forma de onda de maneira simples e segura. O circuito deve ser o mais compacto possível. Com o emprego de microcontroladores é possível implementar circuitos que atendam a estas características. Mas somente com o uso de um microcontrolador, não é possível se gerar um sinal conforme o apresentado na Figura 4.1, havendo necessidade de um circuito formador de onda.

O microcontrolador é responsável por gerar três sinais, com base nos parâmetros previamente armazenados, que são aplicados na entrada do formador de onda, que dará características à forma de onda pretendida na saída do estágio de potência. Na Figura 4.2 apresentam-se os parâmetros da forma de onda na saída do gerador.

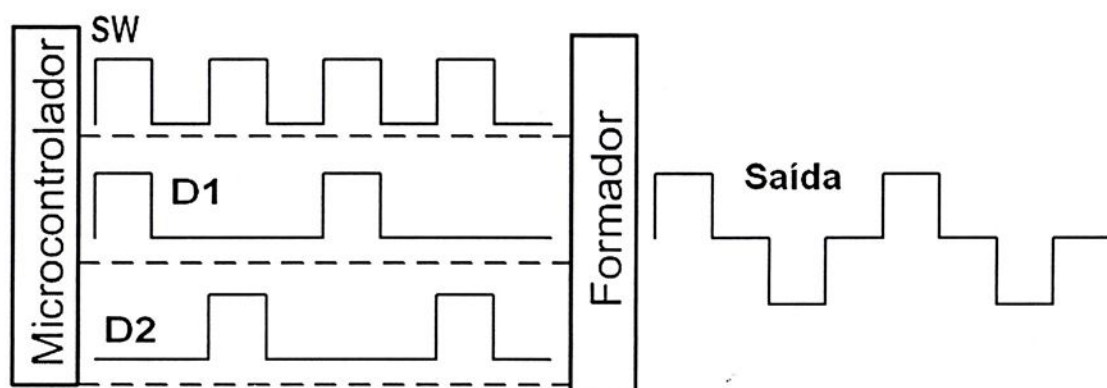


Figura 4.1: Diagrama de blocos do gerador de onda.

Na Figura 4.3 mostra-se o esquema do circuito formador de onda implementado. O ganho do amplificador inversor (U1, R1, R2 e R3) é aproximadamente 1, dado pelos resistores R1, R2 e R3. Através de R3 pode-se corrigir alguma assimetria, em amplitude, entre os pulsos positivos e negativos. Através do amplificador não inversor (U2-LM 6134; R4 e R5) pode-se ajustar a amplitude do sinal de saída, uma vez que o sinal SW possui amplitude menor do que 5 V.

O sinal de saída do formador é determinado pelos sinais de controle D1 e D2, que são aplicados no multiplexador analógico (U3), de forma que seja selecionado o

signal SW ou o sinal na saída do inversor. A Tabela 4.1 mostra o sinal de saída do formador em função dos estados de D1 e D2.

No Apêndice A apresenta-se uma descrição dos componentes de todos os circuitos inclusive do circuito gerador de onda.

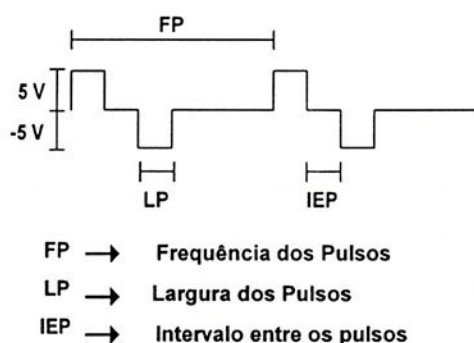


Figura 4.2: Parâmetros da forma de onda na saída do gerador.

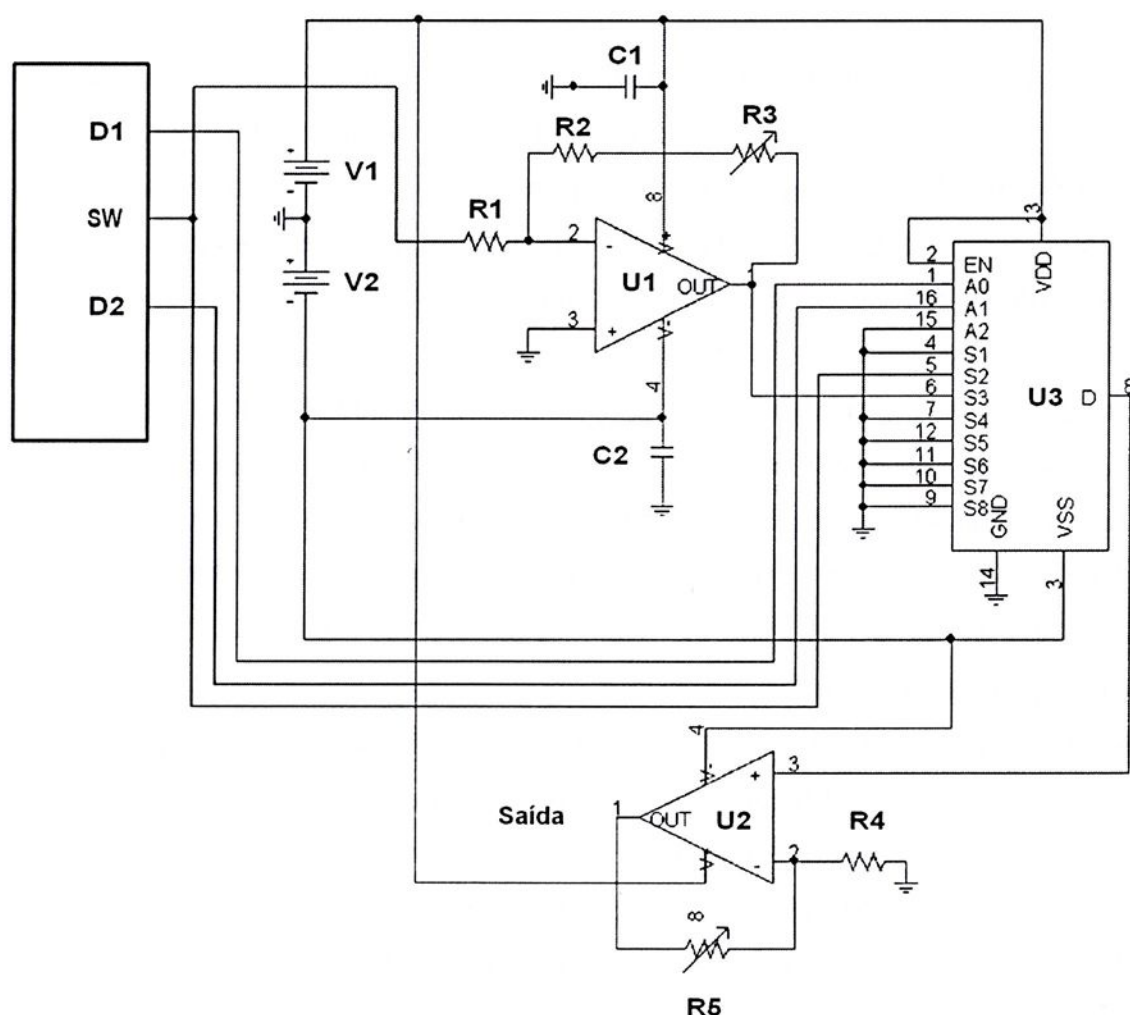


Figura 4.3: Esquemático do formador de onda.

Tabela 4.1: Sinal de saída do formador em função dos estados de D1 e D2.

| D1 | D2 | Saída do Formador |
|----|----|-------------------|
| 1 | 0 | Sinal SW |
| 0 | 1 | Saída do Inversor |
| 0 | 0 | 0 |

4.2.1- Os Microcontroladores

Os microcontroladores são dispositivos programáveis dotados de CPU (Unidade Central de Processamento), memória e registradores de entrada e saída.

Hoje em dia existem no mercado diversos fabricantes de microcontroladores, resultando numa infinidade de modelos disponíveis. Devido à acessibilidade e ao baixo custo de tais dispositivos, seu emprego está sendo difundido em todas as áreas da Engenharia.

Há várias ferramentas disponíveis que facilitam a programação dos microcontroladores tanto em *hardware* quanto em *software*. Alguns *softwares* podem ser baixados gratuitamente do sítio do fabricante.

Neste trabalho, optou-se pelos microcontroladores PIC (Microchip). Estes dispositivos possuem arquitetura RISC, os barramentos de dados e de instrução são distintos, fazendo com que as instruções sejam executadas em tempos relativamente pequenos.

Na Figura 4.4 mostra-se o diagrama de blocos de um microcontrolador PIC 16F627A [59]. Sua estrutura interna é complexa. O barramento de dados é de 8 bits e o de instruções, de 14 bits, possui dois portos de saída tendo cada pino múltiplas funções. Há internamente uma memória FLASH, que é a memória de programa, uma memória RAM de dados e uma EEPROM. A unidade lógica-aritmética é de 8 bits sendo capaz de executar soma e subtração. Para a programação há 35 instruções, podendo algumas consumir dois ciclos de máquina para serem executadas, mas a maioria consome apenas um ciclo. Para a frequência de *clock* máxima de 20 MHz, um ciclo de máquina corresponde a 200 ns.

A Microchip possui cinco famílias de microcontroladores (PIC 12, PIC 14, PIC 16, PIC 17 e PIC 18) tendo cada família diversos modelos, e cada modelo um conjunto próprio de instruções.

Os programas, a serem gravados nos microcontroladores, podem ser implementados usando *Assembly* ou linguagem C. O fabricante disponibiliza ferramentas (MPLAB [104] e PICSTART PLUS [104]) que facilitam os projetos de sistemas com microcontroladores PIC. O MPLAB é um *software* que simula, compila programas e auxilia na gravação dos microcontroladores. O PICSTART PLUS é usado para transferir o programa compilado para o PIC.

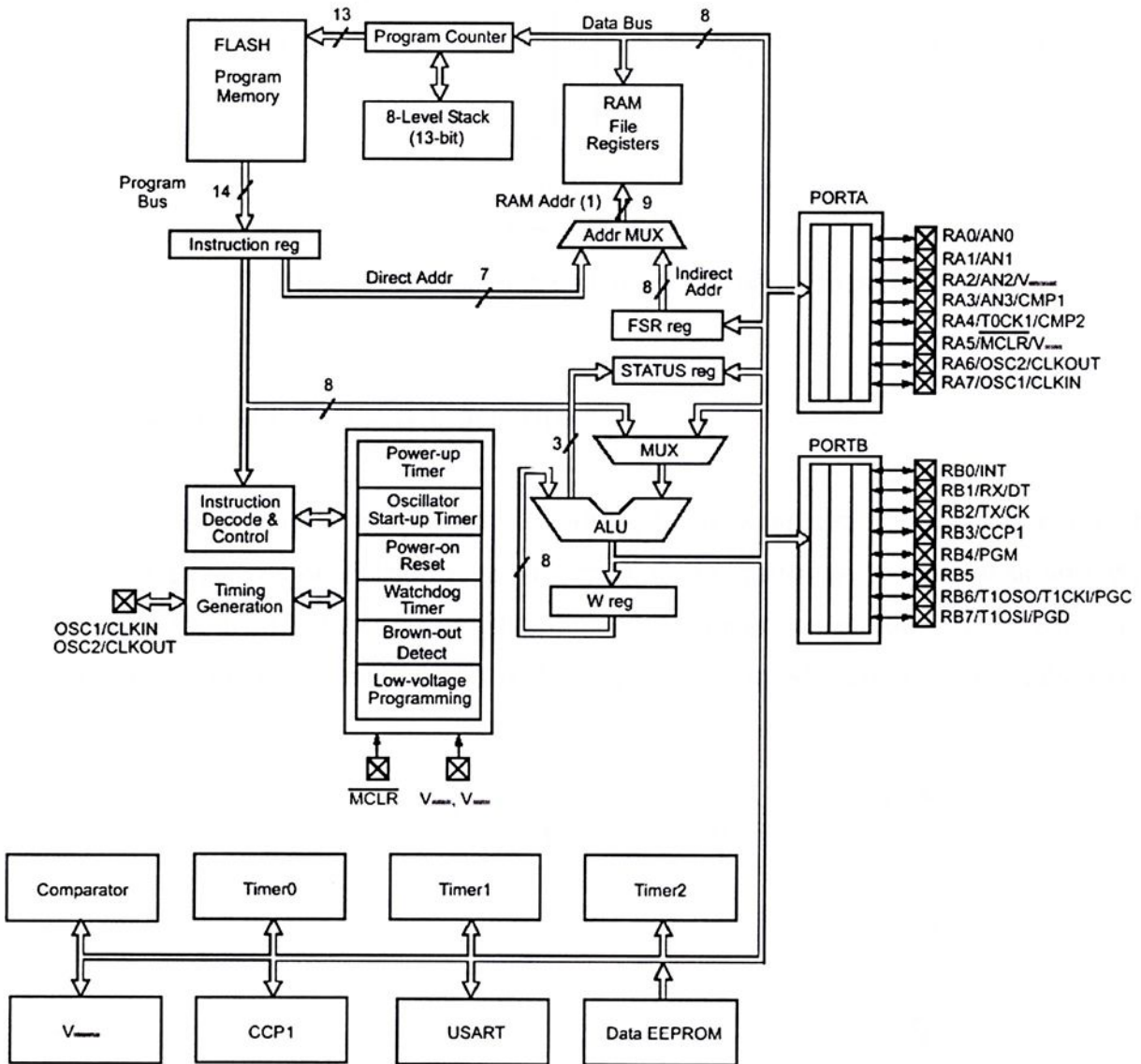


Figura 4.4: Diagrama de blocos dos microcontroladores [68].

4.3- Estágio de Potência

O projeto do estágio de potência teve como base o circuito proposto por Kaczmarek, K. A. et al. [20]. Através do circuito foram feitos cálculos e análises que

resultaram num circuito com características semelhantes. Na Figura 4.5 apresenta-se o diagrama de blocos do estágio de potência.

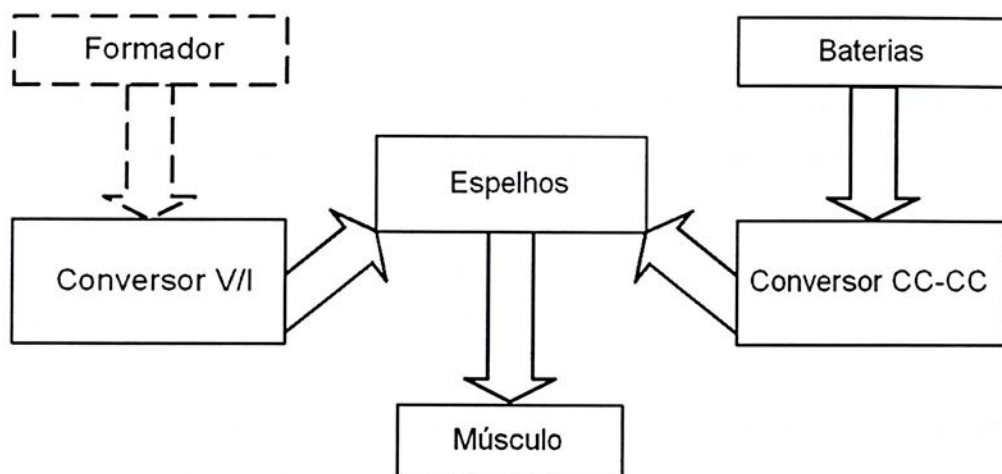


Figura 4.5: Diagrama de blocos do estágio de potência.

4.3.1- Conversor Tensão-Corrente

O sinal de saída do formador de onda é um sinal de tensão. Como neste trabalho o sinal a ser aplicado no músculo é de corrente, há necessidade de convertê-lo para um sinal de corrente. Esta é a função do circuito de entrada do estágio de potência, o conversor V/I. Na Figura 4.6 mostra-se o esquemático do conversor V/I.

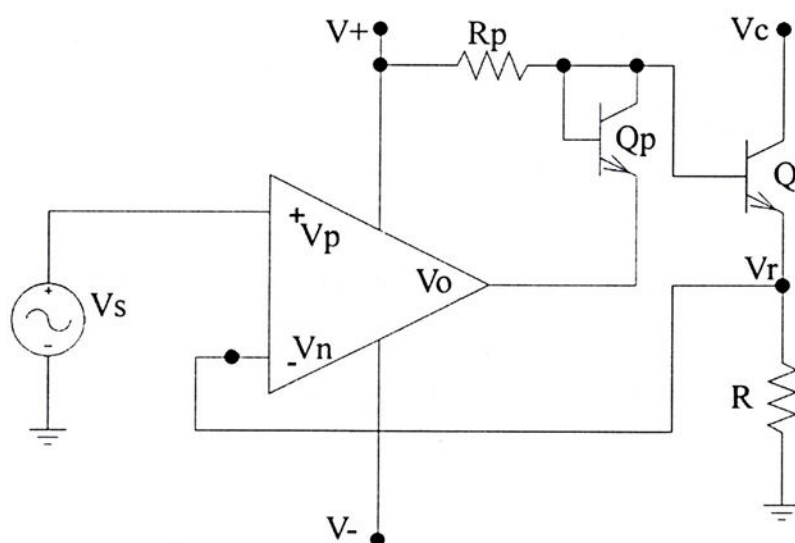


Figura 4.6: Conversor tensão-corrente.

A tensão V_o é dada por:

$$V_o = a(V_p - V_n) \quad (4.1)$$

sendo a o ganho de malha aberta do amplificador. Devido a ser elevado, V_n tende a se aproximar de V_p , assim $V_r = V_s$. Assim, a corrente do emissor de Q é dada por:

$$i_e = \frac{V_s}{R} \quad (4.2)$$

Quando V_s assume valor zero, Q entra em corte, levando $i_e=0$, V_s assumindo valores negativos, Q continua em corte fazendo com que o operacional sature. O circuito da Figura 4.6 faz a conversão somente para valores positivos de V_s . Se for desejado corrente negativa, é necessário modificar o circuito acrescentando um outro transistor que opere com tensões negativas. O esquema do circuito completo do conversor é mostrado na Figura 4.7.

A corrente i_e é a referência para o espelho de corrente, portanto ela deve ser menos susceptível a variações. A função dos transistores Q_p e Q_n e dos resistores R_p e R_n é o de estabelecer, respectivamente, um ponto de polarização fixo para os transistores Q_1 e Q_2 , independente da variação de temperatura.

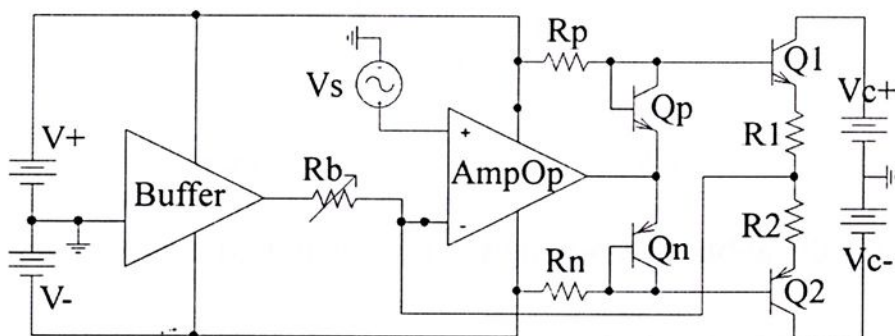


Figura 4.7: Circuito completo do conversor tensão-corrente.

No Apêndice A apresenta-se a descrição dos componentes do circuito do conversor V/I .

O *buffer* (Figura 4.7) é necessário para suprir a limitação da corrente de saída do operacional. Através de R_b pode-se limitar a corrente de saída do conversor V/I .

4.3.2- Espelho de Corrente.

4.3.2.1- Espelho de Corrente de Wilson – Aspectos Teóricos.

A Figura 4.8 mostra o esquema do circuito do espelho de corrente de Wilson empregando TBJ (Transistores Bipolares de Junção). A operação do espelho pode ser compreendida da seguinte forma: considerando um aumento em V_{ce3} , sendo I_{ref} constante, I_o também aumentará. Com o aumento de I_o , V_{be1} e V_{be2} aumentam, tendo como consequência o incremento de I_{c2} . Como I_{ref} é constante, I_{b3} reduz, reduzindo assim I_o , que contrasta com o acréscimo causado pelo aumento de V_{ce3} . Desde que Q_3 opere na região ativa, as variações de V_{ce3} são compensadas pelas variações de I_{b3} , deixando I_o constante. As variações em V_{ce3} podem ser atribuídas às variações da carga do espelho.

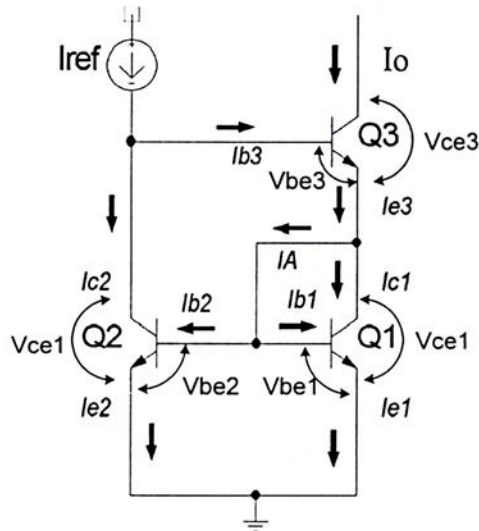


Figura 4.8: Espelho de corrente de Wilson.

A - Espelho de Corrente de Wilson com transistores casados [60-61].

Considerando que os todos os transistores da Figura 4.8 são casados, as correntes em seus terminais são dadas por:

$$I_{e1} = I_{e2} = I_e \quad (4.3)$$

$$I_{b1} = I_{b2} = \frac{I_e}{\beta + 1} \quad (4.4)$$

$$I_A = \frac{2I_e}{\beta + 1} \quad (4.5)$$

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{\beta I_e}{\beta + 1} \quad (4.6)$$

$$I_{e3} = \frac{\beta + 2}{\beta + 1} I_e \quad (4.7)$$

$$I_{b3} = \frac{\beta + 2}{(\beta + 1)^2} I_e \quad (4.8)$$

sendo β definido como ganho de corrente de emissor comum [60].

As correntes I_{ref} e I_o são dadas por:

$$I_{ref} = \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{(\beta + 1)^2} I_e \quad (4.9)$$

$$I_o = \frac{\beta^2 + 2\beta}{(\beta + 1)^2} \cdot \quad (4.10)$$

O ganho de corrente do espelho é obtido pela relação entre I_{ref} e I_o que resulta em:

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}} \cong \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \quad (4.11)$$

Considerando o modelo equivalente para pequenos sinais π -Híbrido, para representar os transistores, levando em consideração o Efeito de Early, o circuito da Figura 4.8 é equivalente ao apresentado na Figura 4.9, sendo r_o a resistência de saída vista no coletor e r_π a resistência de entrada vista da base [60].

Simplificando o circuito da Figura 4.9 pode-se encontrar a resistência de saída (R_o) do espelho de corrente, que é dada pela equação (4.12).

$$R_o = r_{o3} + \frac{\beta r_{o3}}{2} + \frac{1}{2gm} \cong \frac{\beta r_{o3}}{2}, \quad (4.12)$$

sendo gm a transcondutância.

Dependendo dos níveis de tensões e correntes necessários para suprir uma carga, o uso de transistores casados presentes em alguns circuitos integrados se torna impossível. Existem no mercado transistores casados que possibilitam a construção de espelhos que suportam cargas elevadas, mas são difíceis de serem encontrados. No próximo tópico será feita uma abordagem sobre o uso de transistores não casados na implementação de espelho de corrente de Wilson.

B - Espelho de Corrente de Wilson com transistores não casados.

Considerando os circuitos apresentados nas Figuras 4.8 e 4.9, e que os transistores não estão casados, o ganho de corrente e a resistência de saída são dados respectivamente, pelas equações (4.13) e (4.14).

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{(\beta_3\beta_2 + \beta_3)I_{e1} + \beta_3 I_{e2}}{(\beta_2 + 1)I_{e1} + (\beta_3\beta_2 + \beta_2 + 1)I_{e2}} \quad (4.13)$$

$$R_o = r_{o3} + \frac{\beta_3 g m_2 r_{o3}}{g m_1 + g m_2} + \frac{1}{g m_1 + g m_2} \cong \frac{\beta_3 r_{o3}}{2} \quad (4.14)$$

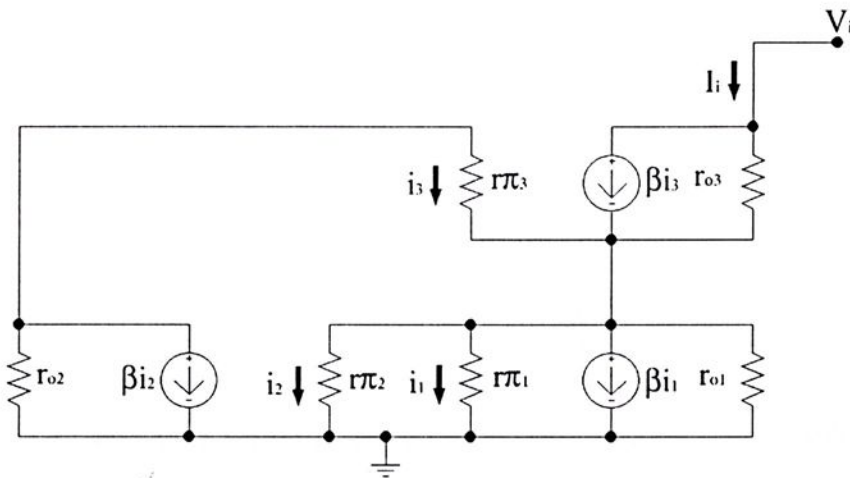


Figura 4.9: Representação para pequenos sinais do espelho de corrente de Wilson.

A ausência de β_1 na equação (4.13), não indica que o ganho de corrente seja imune às variações deste parâmetro. O efeito de β_1 sobre o ganho de corrente será reduzido quando $I_{e1} \cong I_{e2}$. Na Figura 4.10 mostra-se a influência de β_1 na corrente de

saída do espelho para $I_{e2}-I_{e1} = 0,23 \text{ mA}$ (Figura 4.10 (a)) e $I_{e2}-I_{e1} = 0,01 \text{ mA}$ (Figura 4.10 (b)) quando $\beta_2 = \beta_3 = 260$. Nota-se que, quanto menor for a diferença entre as correntes dos emissores dos transistores Q_1 e Q_2 , menor será o efeito de β_1 sobre a corrente I_o .

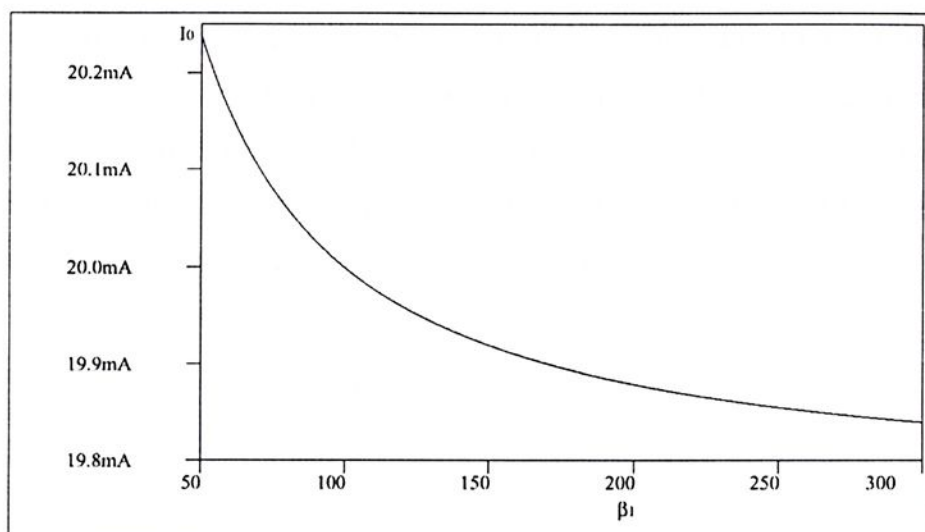


Figura 4.10a: Dependência de I_o do parâmetro β_1 quando $I_{e2}-I_{e1} = 0,23 \text{ mA}$.

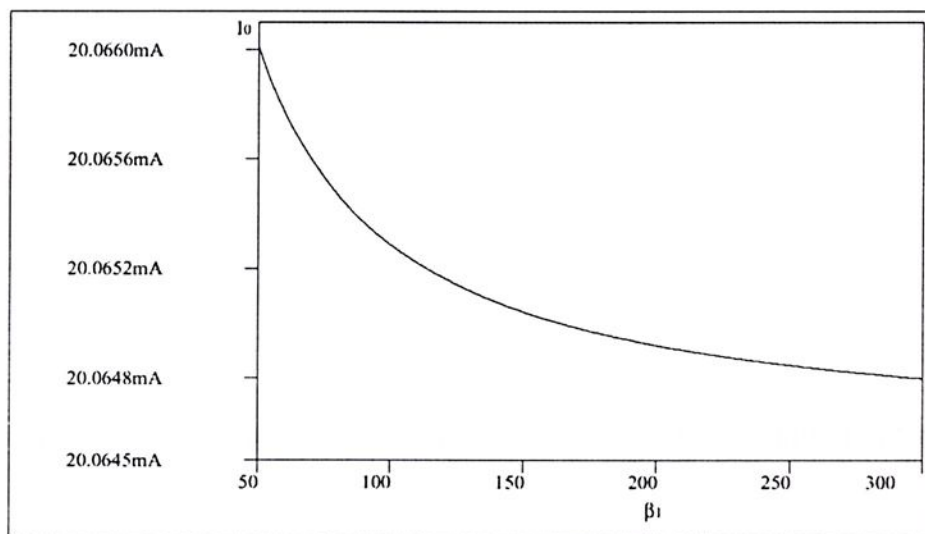


Figura 4.10b: Dependência de I_o do parâmetro β_1 quando $I_{e2}-I_{e1} = 0,01 \text{ mA}$.

Na implementação de espelhos de correntes com componentes discretos, Q_1 e Q_2 são do mesmo tipo, sendo possível encontrar dois componentes com os parâmetros β relativamente próximos. Dependendo da carga que o espelho terá, é bem provável que Q_3 tenha características dessemelhantes das de Q_1 e Q_2 , tendo

como possibilidade, o aumento da diferença entre β_3 e o β dos dois primeiros transistores. Na Figura 4.11 mostra-se o comportamento do ganho de corrente em função da variação da relação entre β_3 e β_2 , considerando a equação (4.13) e que $I_{e1} \cong I_{e2}$. Nota-se que a variação de β_3 em relação à β_2 reflete diretamente no ganho de corrente.

Uma forma de reduzir o descasamento entre Q_1 e Q_2 , fazendo com que as suas correntes de emissores sejam próximas, é adicionar uma resistência em cada braço do espelho, conforme mostra a Figura 4.12. A representação para pequenos sinais do espelho de corrente de Wilson com a adição de R_1 e R_2 é está na Figura 4.13a. A resistência de saída, para este caso, é dada por:

$$R_o = r_{o3} + \beta_3 R_m r_{o3} + R_T, \quad (4.15)$$

Sendo:

$$R_m = \frac{\frac{1}{gm_1} + R_1}{\frac{1}{gm_1} + \frac{1}{gm_2} + R_1 + R_2} \quad (4.16)$$

e

$$R_T = \frac{\left(\frac{1}{gm_1} + R_1\right)\left(\frac{1}{gm_2} + R_2\right)}{\frac{1}{gm_1} + \frac{1}{gm_2} + R_1 + R_2}. \quad (4.17)$$

Na equação (4.15) se $R_1=R_2=0$, R_o será idêntico ao da equação (4.14)

O esquema representado na Figura 4.13b é uma forma já simplificada do espelho de corrente. Do esquema observa-se que R_1 está em série com uma resistência de valor $\frac{1}{gm_1}$, sendo gm_1 dado por:

$$gm_1 = \frac{\beta_1}{r_\pi} \quad (4.18)$$

Se $R_1 \gg gm_1$, os efeitos de β_1 sobre o espelho serão minimizados, pois a resistência equivalente do série de R_1 e $1/gm_1$ será aproximadamente igual a R_1 . A mesma análise pode ser feita para o segundo braço do espelho. Escolhendo R_1 e R_2 de forma adequada os efeitos do descasamento entre Q_1 e Q_2 são minimizados. A Figura 4.14 mostra o comportamento das correntes dos emissores de Q_1 e Q_2 em função da variação de β_3 . A Figura 4.15 apresenta o mesmo resultado, mas com a adição de R_1 e R_2 . Das figuras, nota-se que a diferença entre as correntes dos emissores é menor, quando inseridas resistências nos braços do espelho.

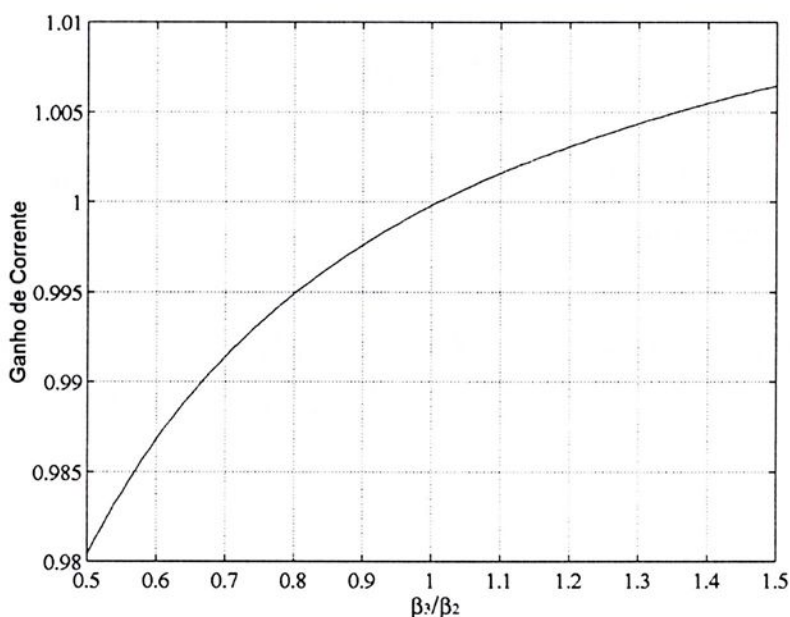


Figura 4.11: Ganho de corrente em função da variação entre os parâmetros β_3 e β_2 .¹

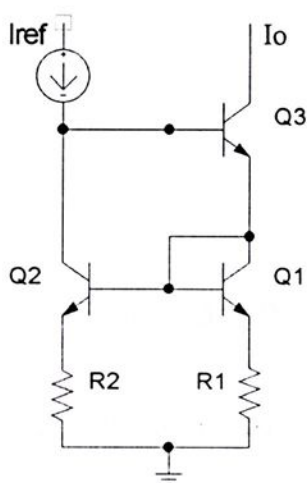


Figura 4.12: Espelho de corrente de Wilson com a adição dos resistores R_1 e R_2 .

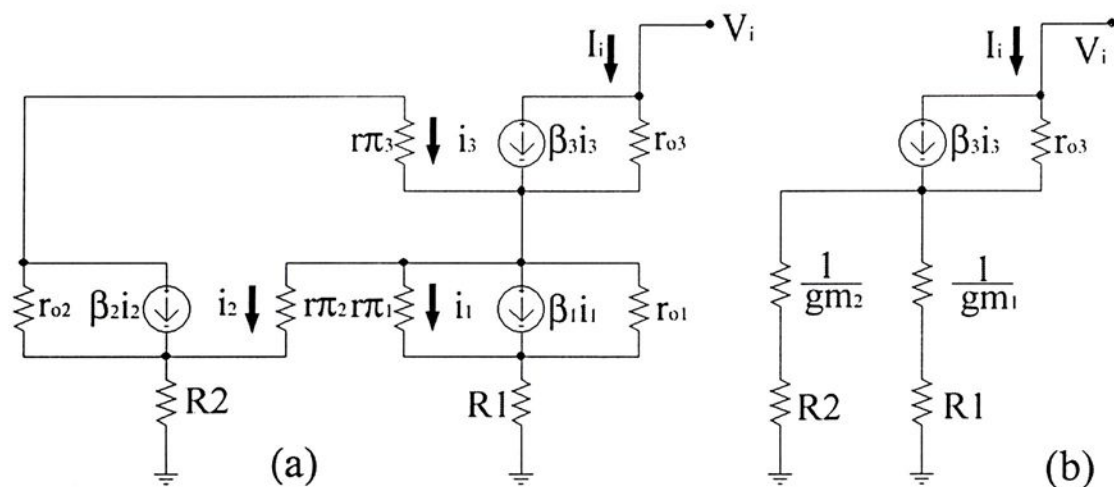


Figura 4.13: Representação para pequenos sinais do espelho de corrente de Wilson com a adição dos resistores R_2 e R_1 .

Além do parâmetro β , a escolha dos transistores é determinada pela corrente e tensão de operação do espelho. A escolha de Q_1 e Q_2 é determinada pela corrente que o espelho irá operar, uma vez que as tensões V_{ce} dos dois transistores não apresentam valores significativos. Q_3 , é escolhido em função da corrente de saída e da carga a ser alimentada pelo espelho.

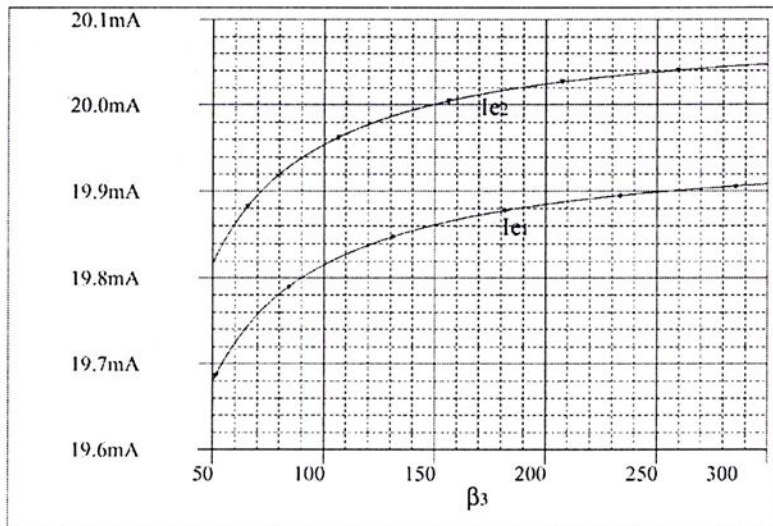


Figura 4.14: Correntes dos emissores de Q_1 e Q_2 em função da variação de β_3^2 .

Da Figura 4.16, que mostra o esquemático de um espelho considerando uma carga RC, pode-se obter:

$$VCC = V_{RC} + V_{ce3} + V_{be1} + V_{R1} \quad (4.19)$$

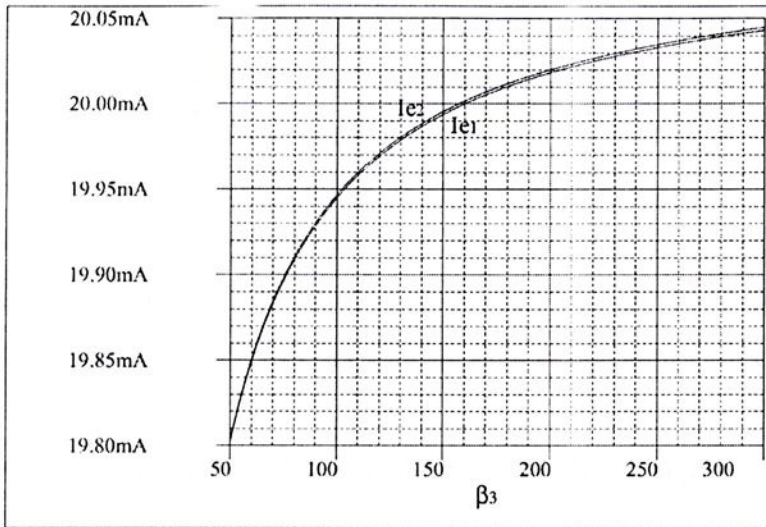


Figura 4.15 :Correntes dos emissores de Q_1 e Q_2 em função da variação de β_3 com a inclusão de R_1 e R_2 no espelho².

Considerando a operação do espelho na região em que I_0 é constante, V_{be1} e V_{R1} são, praticamente, inalteráveis. Supondo que RC aumente, V_{RC} também é incrementada uma vez que I_0 é constante. Sendo V_{CC} fixa, V_{ce3} reduz para compensar a alteração de V_{RC} (veja a expressão 4.19). Q_3 permanece na região ativa enquanto V_{c3} for maior que V_{b3} . O gráfico da Figura 4.17 mostra o comportamento de V_{c3} e V_{b3} em função da variação da carga RC com $I_{ref} = 20 \text{ mA}$ e $V_{CC} = 40 \text{ V}$. Quando $RC \cong 1,8 \text{ K}\Omega$ o circuito deixa de operar como fonte de corrente, conforme mostra a Figura 4.18, pelo fato de Q_3 entrar na região de saturação.

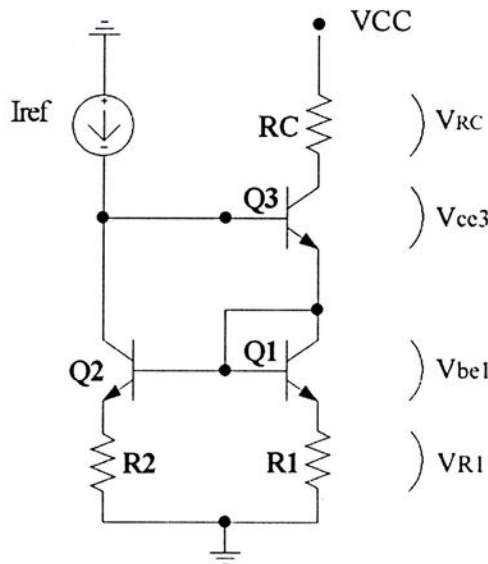


Figura 4.16: Espelho de corrente com uma carga RC .

O limite de carga do espelho de corrente de Wilson é proporcional à tensão de alimentação V_{CC} . Na Figura 4.19 está representada uma família de curvas de V_{ce3} para diferentes tensões de alimentação em função da variação da carga RC , que mostram a proporcionalidade entre as duas grandezas. A formação do joelho de V_{ce3} ocorre próximo à tensão dos emissores de Q_1 e Q_2 .

A Figura 4.20 ilustra o funcionamento do espelho de corrente, como descrito nos parágrafos iniciais do tópico 4.3.2.1.

4.3.2.2. Espelho de Corrente de Wilson – Aplicação.

Pelas razões já descritas nos tópicos anteriores, escolheu-se o espelho de corrente de Wilson como fonte de corrente para o estágio de potência do estimulador. Como visto, a adição de um resistor em cada braço do espelho minimiza o efeito do descasamento dos transistores (Figuras 4.14 e 4.15). Através de simulações usando o PSpice 9.1 (Cadence Design Systems, INC) pode-se concluir que se o valor dos resistores for de $200\ \Omega$ o efeito do descasamento dos transistores é minimizado (Figura 4.21). O esquema do circuito dos espelhos de corrente está representado na Figura 4.22.

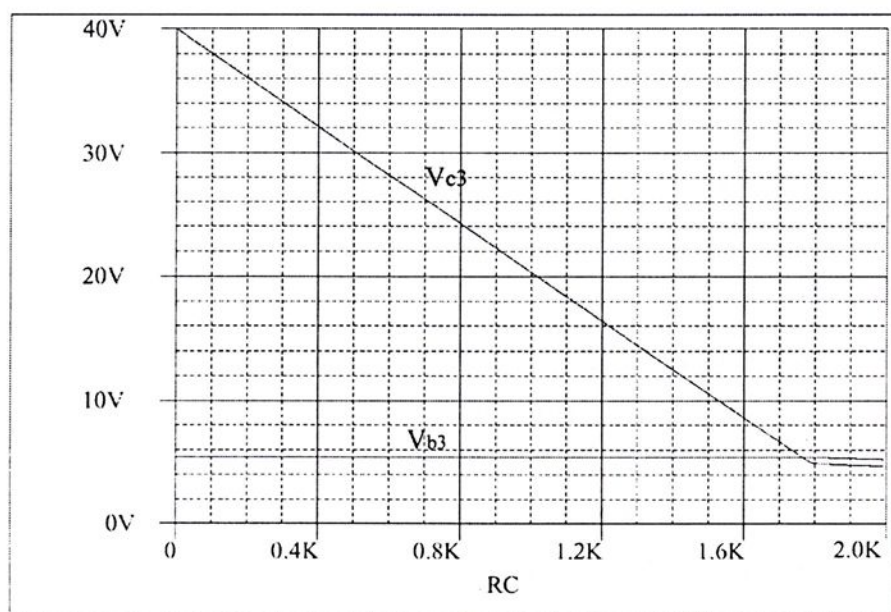


Figura 4.17: Comportamento de V_{ce3} e V_{b3} em função da variação da carga RC com $I_{ref} = 20\text{ mA}$ e $V_{CC} = 40\text{ V}^2$.

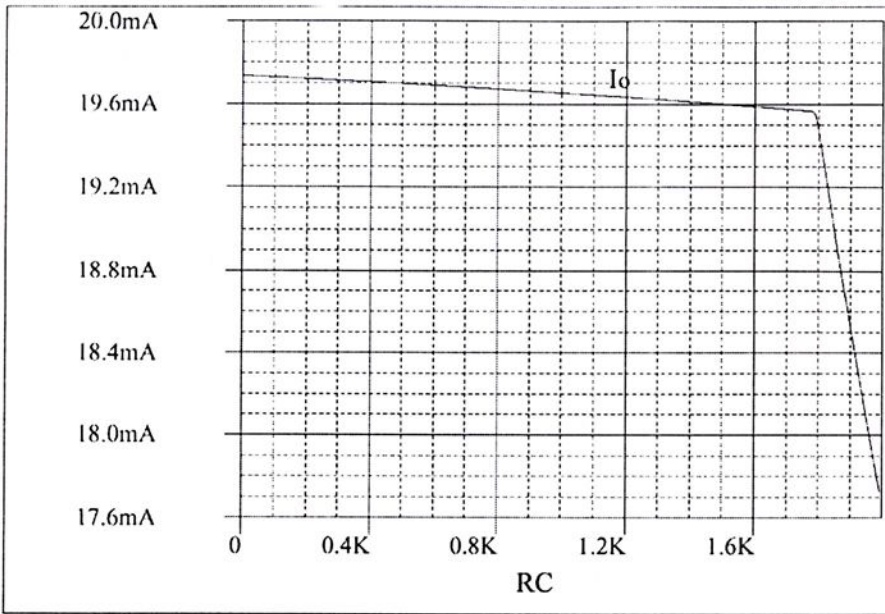


Figura 4.18: Corrente I_o em função da variação da carga RC com $I_{ref} = 20$ mA e $VCC = 40$ V².

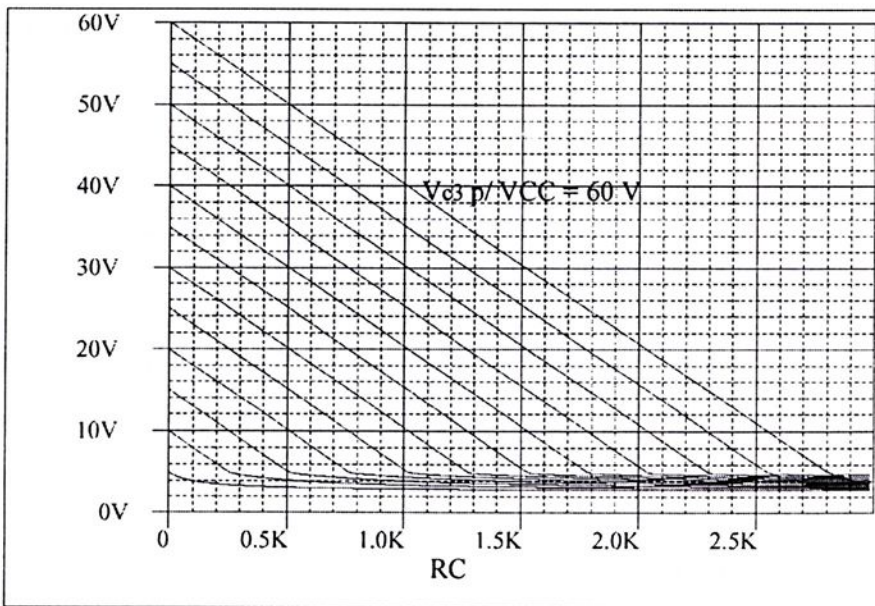


Figura 4.19: Curvas de V_{c3} para diferentes tensões de alimentação em função da variação da carga RC^2 .

Da família de curvas obtidas através de simulações no PSpice 9.1, apresentadas na Figura 4.23, pode-se escolher o valor da tensão de alimentação do espelho em função da carga (Figura 4.19). O limite de carga do espelho (formado pelos transistores Q_4 , Q_5 e Q_6), considerando uma corrente de 20 mA, para uma tensão de alimentação (V_{c+}) de 75 V, é em torno de 2,8 k Ω . Como há uma simetria

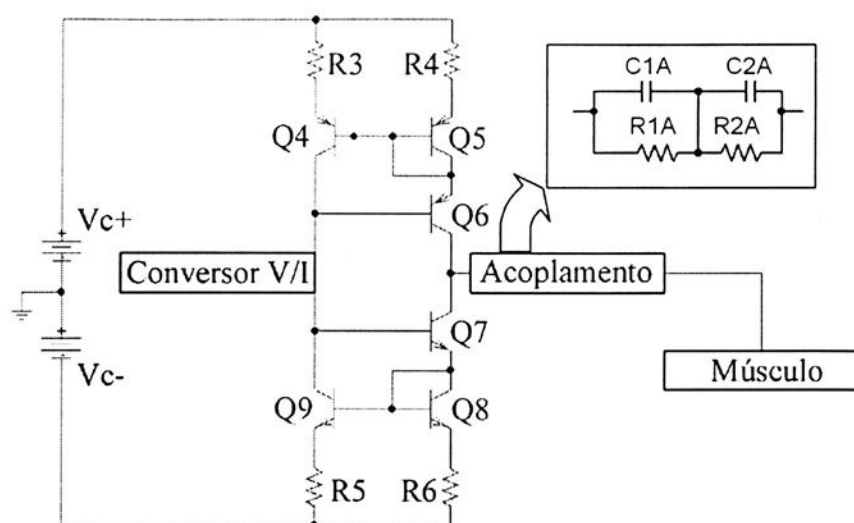


Figura 4.22: Espelhos de corrente do estágio de potência do neuroestimulador.

A discriminação dos componentes usados na implementação é apresentada no Apêndice A.

4.3.3- Conversor CC-CC.

Como o sistema é portátil, a alimentação do estimulador tem que ser feita através de baterias. Durante o uso, a tensão das baterias sofre queda alterando o ponto de operação dos circuitos. No caso dos espelhos de corrente, o valor da carga para a qual o circuito é capaz de fornecer uma corrente constante, também sofre reduções à medida que a tensão de alimentação do espelho reduz. Uma forma de contornar o problema é o uso de conversores CC-CC que elevam a tensão das baterias para os níveis desejados e os mantém, mesmo que a tensão de entrada sofra variações, dentro de uma faixa de tolerância.

Como conversor CC-CC foi empregado o conversor denominado *Flyback*. Nas Figuras 4.25 e 4.26 mostra-se o esquema do conversor implementado. O estimulador é dividido em quatro estágios isolados, tendo cada estágio uma fonte simétrica de 70 V, uma fonte simétrica de 15 V e uma fonte de 5 V. Este conversor, além de fornecer alimentação para os espelhos, fornece também alimentação para todos os outros estágios do sistema implementado. Uma grande vantagem de seu emprego é o baixo custo de implementação. No Apêndice A apresenta-se a lista dos componentes do conversor

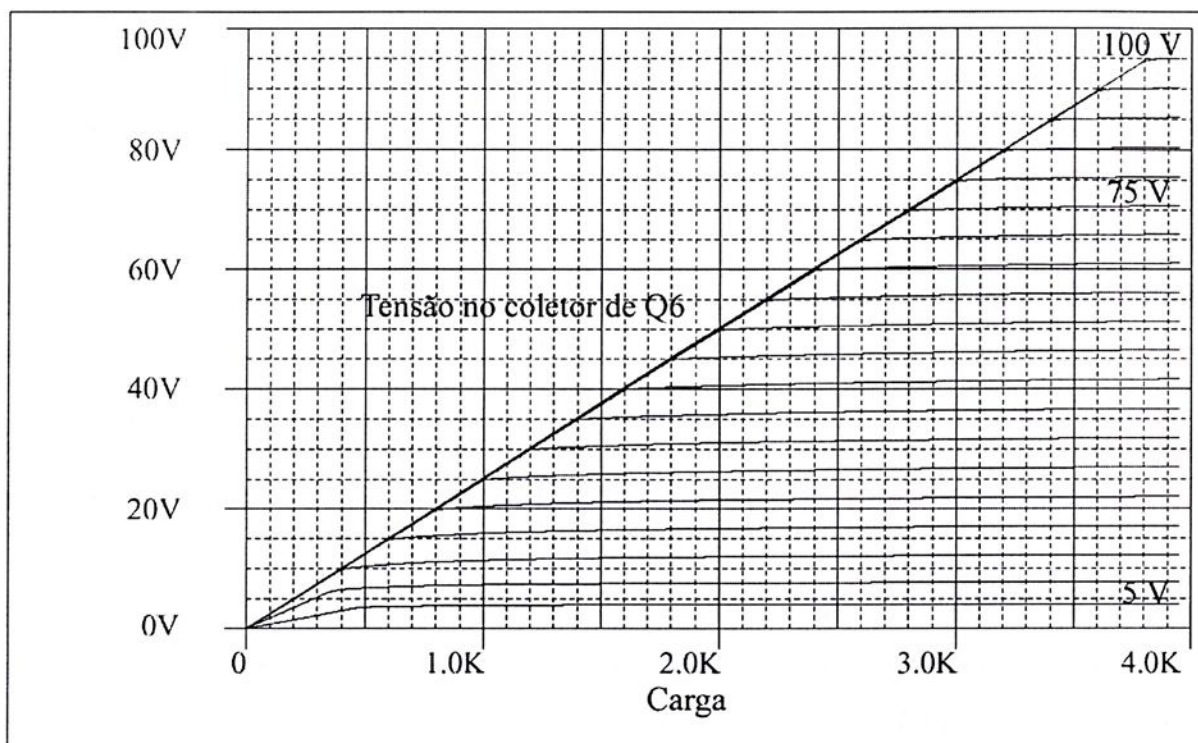


Figura 4.23: Tensão no coletor de Q6 e função da variação do valor da carga.

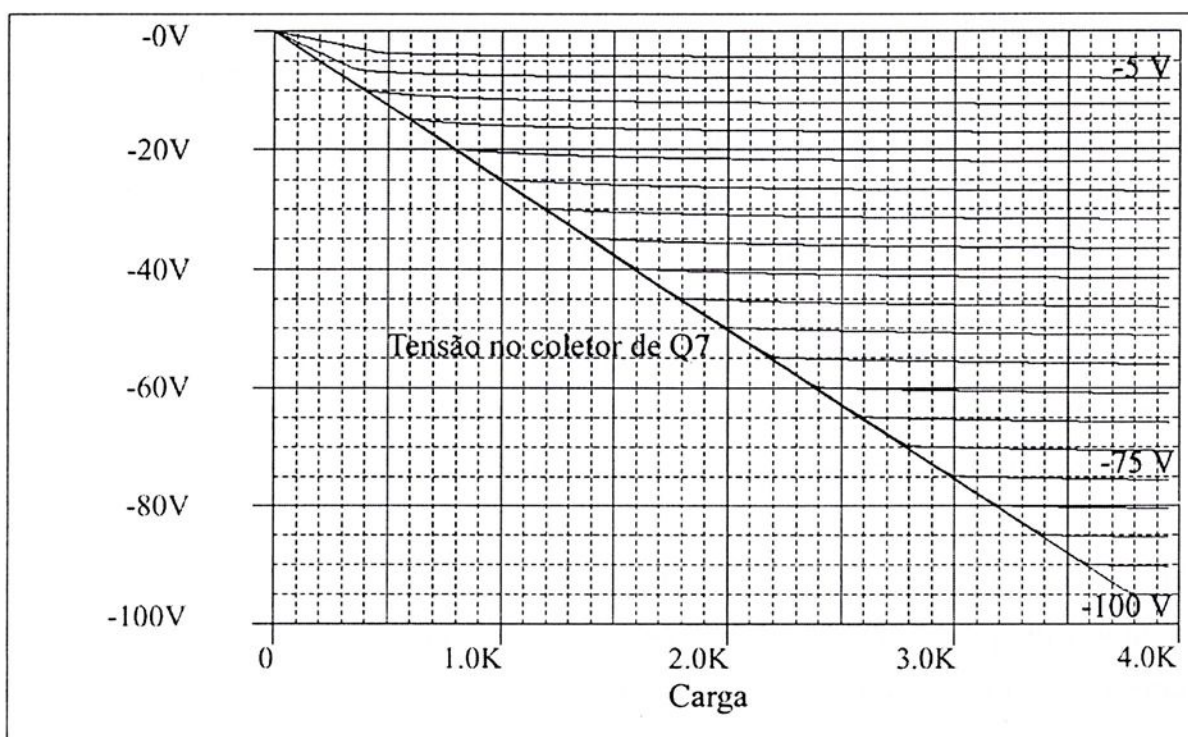


Figura 4.24: Tensão no coletor de Q7 e função da variação do valor da carga.

4.3.4- Acoplamento da Fonte de Corrente ao Músculo.

O circuito de acoplamento, representado por um bloco na Figura 4.22, é necessário para proteger o paciente de uma eventual falha no estágio de potência do neuroestimulador. Kaczmarek, K. A. et al. [20] afirmam que cargas abaixo de $560 \mu\text{C}$ não causam fibrilação ventricular. Realizando a mesma análise apresentada por Kaczmarek, encontra-se que a carga máxima que o estágio de potência pode aplicar no músculo em caso de falha é de $140 \mu\text{C}$.

4.4- Estimulador Neuromuscular de 16 Canais.

Foi implementado um estimulador neuromuscular com 16 canais independentes sendo o gerador de onda e o estágio de potência, idênticos aos apresentados nos tópicos anteriores. A Figura 4.27 mostra o diagrama de blocos do estimulador.

O estágio de potência foi projetado para fornecer uma corrente constante de 20 mA para uma carga de até $2,6 \text{ k}\Omega$. Todos os parâmetros da forma de onda de cada canal (LP, IEP e FP- ver Figura 4.2) podem ser configurados de forma independente, ou seja, a alteração de um parâmetro de um canal não altera os parâmetros de qualquer um outro canal. Além dos parâmetros da forma de onda, podem ser configurados, o tempo de subida, o tempo de descida (ver Figura 3.4) e o incremento da largura de pulso na subida e na descida.

Cada canal pode ser ativado ou desativado a qualquer instante pelo controlador de canais. Um sistema de segurança, acionado pelo paciente, pode desativar os canais a qualquer momento em caso de mau funcionamento do sistema.

Os canais foram divididos em quatro grupos, isolados entre si, não havendo, portanto, qualquer conexão elétrica entre eles. A alimentação dos quatro grupos é feita por fontes isoladas, conforme descrito anteriormente, e apresentado na Figura 4.27. A isolação entre os estágios é garantida por acopladores ópticos.

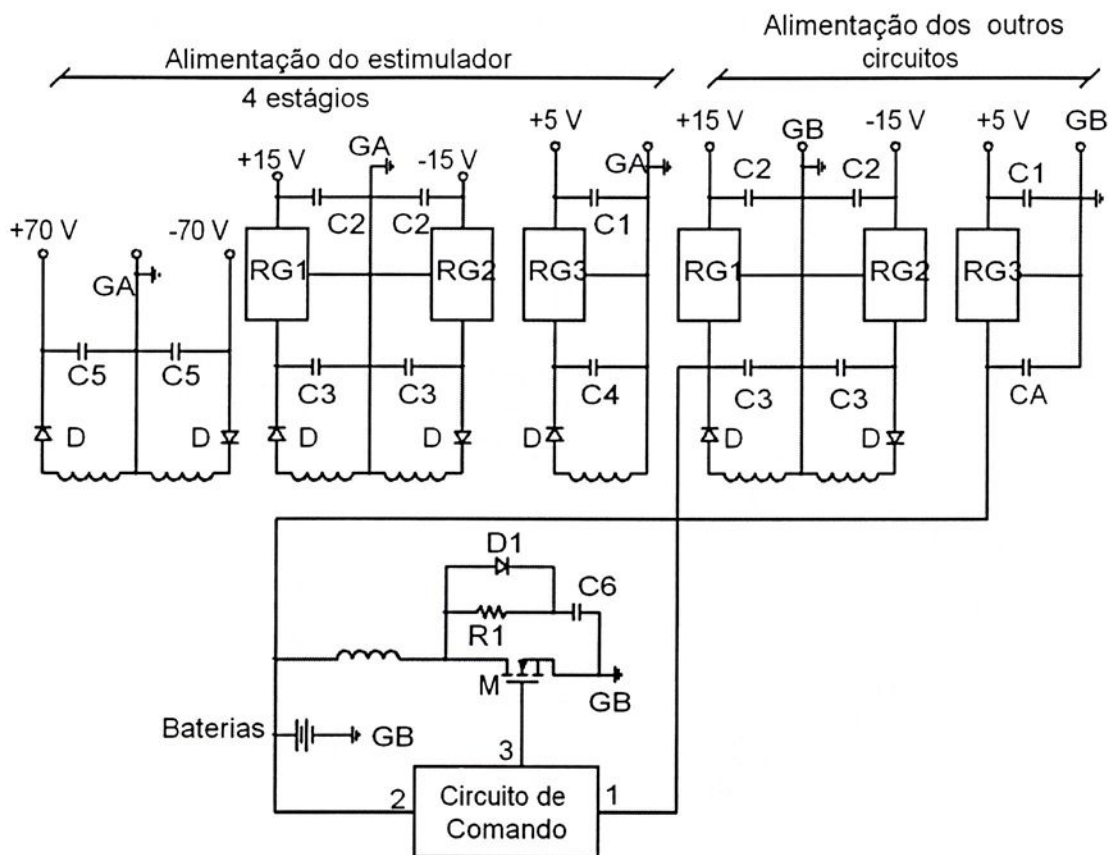


Figura 4.25: Esquemático do conversor *Flyback*.

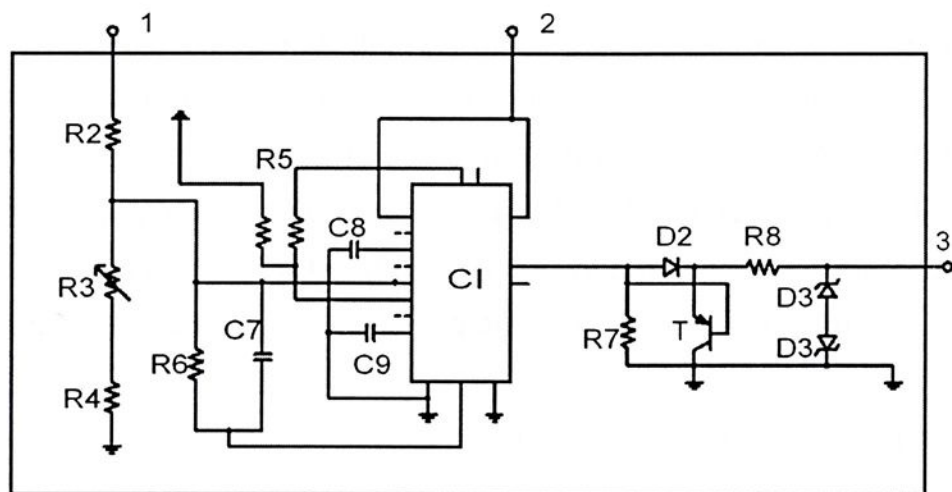


Figura 4.26: Circuito de comando do conversor *Flyback*.

O controlador de dados é responsável por transferir os parâmetros da forma de onda para o microcontrolador do gerador de onda (MC0). O controlador de canais

controla a ativação e a desativação dos canais. A operação dos dois controladores será descrita nos próximos capítulos.

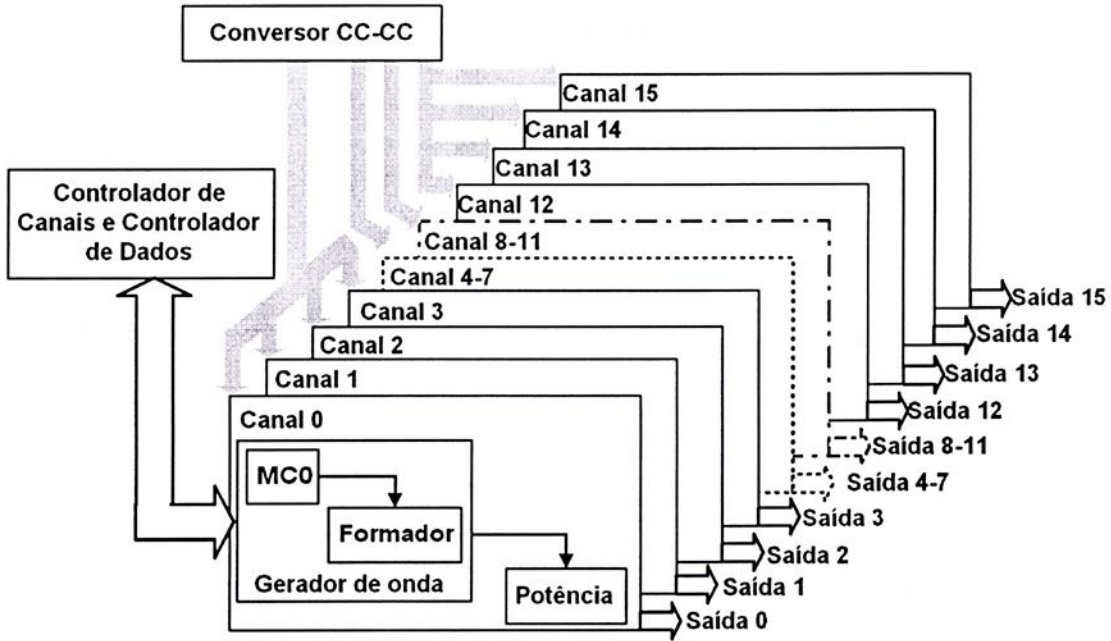


Figura 4.27: Diagrama de blocos do estimulador neuromuscular de 16 canais.

4.5- Resultados

Para verificar os valores das correntes nos emissores de Q_8 e Q_9 quando adicionados R_5 e R_6 , foi aplicado um sinal contínuo de -5 V na entrada do estágio de potência e comparado os valores das correntes para dois casos: Quando $R_5=R_6=10\ \Omega$, I_{e_8} e I_{e_9} foram respectivamente, $18,8\text{ mA}$ e 22 mA . Quando $R_5=R_6=200\ \Omega$, o valor de I_{e_8} foi de $20,5\text{ mA}$ e I_{e_9} de $21,15\text{ mA}$. Comparando as diferenças entre as correntes para os dois casos, observa-se que há uma redução de $79,6\%$ na diferença quando $R_5=R_6=200\ \Omega$.

Com o objetivo de observar o comportamento da corrente de saída dos espelhos, em função da carga, conectou-se um potenciômetro como carga e monitorou-se a corrente de saída com um osciloscópio digital Tektronix modelo TDS 3012. O valor de corrente foi determinada de forma indireta, medindo-se o valor de tensão sobre uma resistência de $10,2\ \Omega$. A corrente foi ajustada para uma amplitude de 20 mA e os valores da carga foram aferidos com um multímetro digital Tektronix, modelo TX3. A tensão de alimentação dos espelhos foi de $62,3\text{ V}$. Na Figura 4.28

apresenta-se o resultado obtido. Pelo gráfico verifica-se que o estágio de saída fornece uma corrente constante para uma carga de, no máximo, 2350Ω . Observando a Figura 4.23 pode-se encontrar que a carga máxima para 60 V é de 2400Ω , que é próximo do valor encontrado experimentalmente.

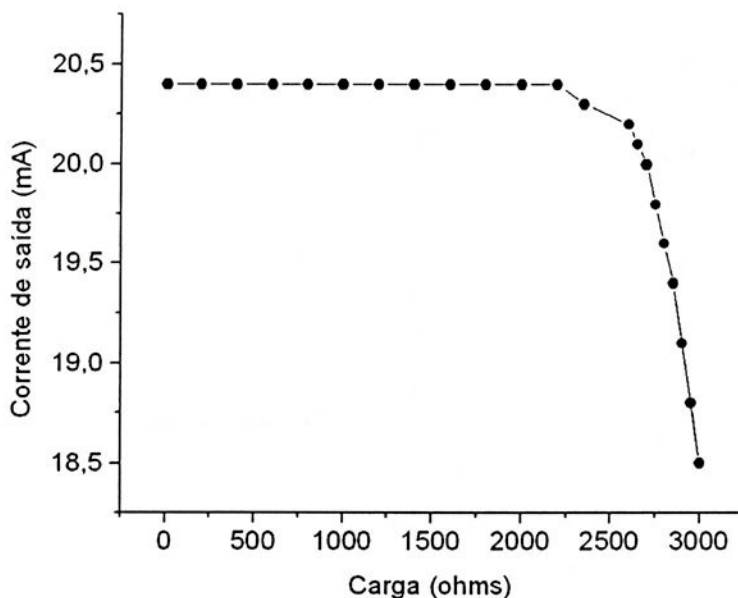


Figura 4.28: Corrente de saída em função da variação da carga.

Através de um gerador de sinais Tektronix, modelo AFG310, aplicou-se um sinal, cuja frequência foi variada, para determinar a largura de banda do estágio de potência. Verificou-se que o circuito opera na faixa de 0 Hz a 150 kHz, sem apresentar distorções para as formas de onda senoidal e triangular, já a forma de onda quadrada apresenta pequenas distorções a partir de 20 kHz. Nas Figuras 4.29-a e 4.29-b mostram-se as formas de onda para 150 kHz e 20 kHz. A Figura 4.29-c ilustra as deformações na forma de onda quadrada devido à injeção de um sinal de frequência acima da suportada pelo estágio de potência. Em 4.29-d está representado às três formas de ondas para uma frequência de 0,1 Hz. Estes sinais foram medidos sobre uma resistência de $1\text{ k}\Omega$, na saída do estágio de potência.

Com o estágio gerador de onda, aplicou-se uma forma de onda similar a que será aplicada ao músculo. Na Figura 4.30-a mostra-se uma forma de onda gerada na fase de subida, em 4.30-b no regime e em (c) na fase de descida. Em (d) da mesma figura é apresentado uma forma de onda próxima do usual para estimulação neuromuscular (FP= 62,5 Hz, LP= 500 μs , IEP= 100 μs e amplitude de 20 mA).

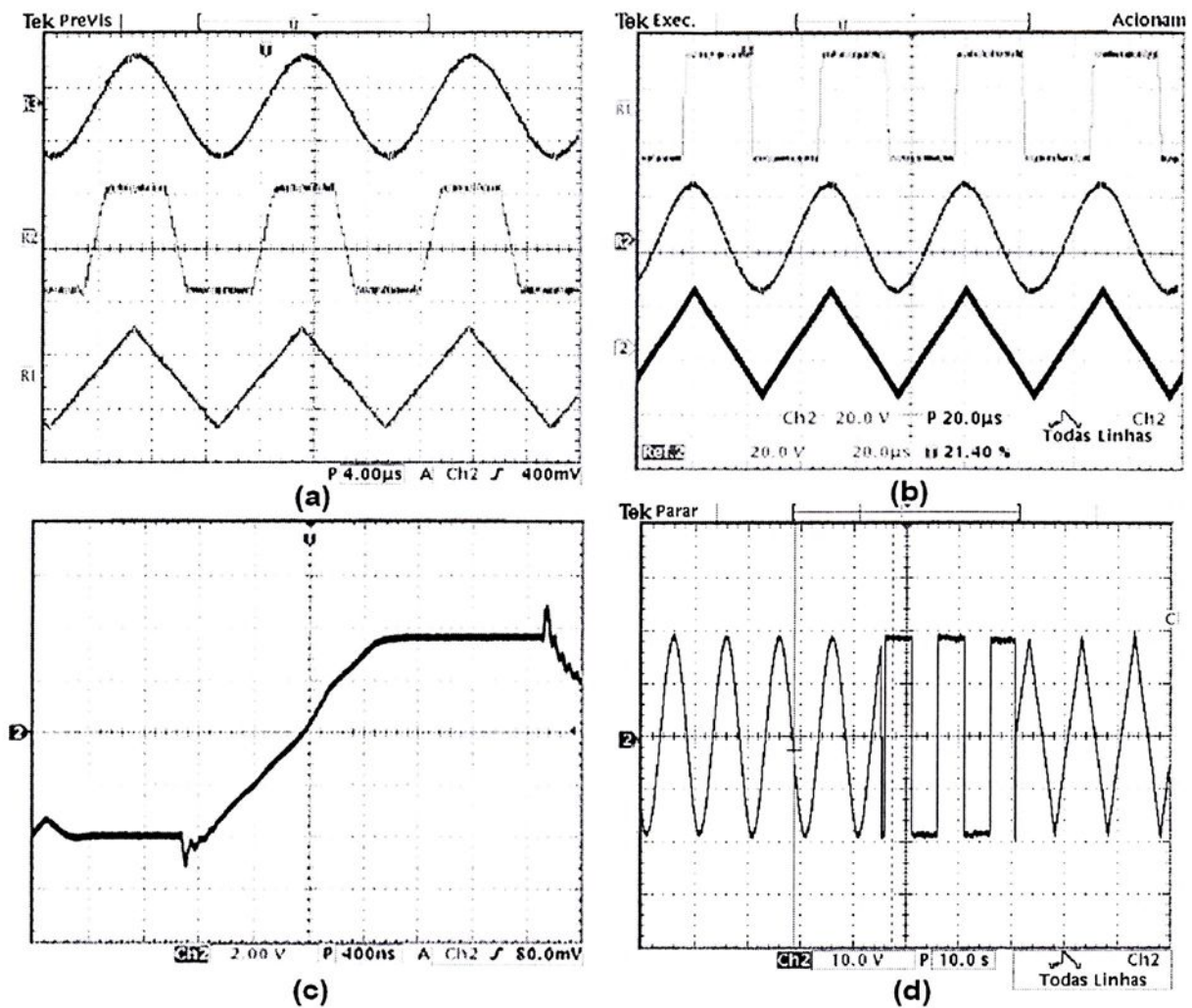


Figura 4.29.: Formas de onda na saída do estágio de potência quando aplicado uma onda quadrada, uma triangular e uma senoidal.

A forma de onda gerada é bifásica, com a frequência dos pulsos (FP) variável de 1,5 Hz até 20 KHz. A menor largura de pulso (LP) obtida foi de 10 μ s e o menor intervalo entre pulsos (IEP) foi também de 10 μ s. Pode-se variar estes parâmetros até o valor máximo de 2,5 ms, com incrementos de 10 μ s.

Na Figura 4.31 mostra-se uma fotografia de uma placa contendo um grupo de 4 canais. Ao todo são quatro placas, como esta, que compõem o estimulador. Estas placas possuem um conector de borda, que é encaixado em *slots* de uma placa controladora, que será descrita posteriormente.

Na Figura 4.32 é apresenta-se uma fotografia do conversor CC-CC implementado para alimentar todo o sistema implementado

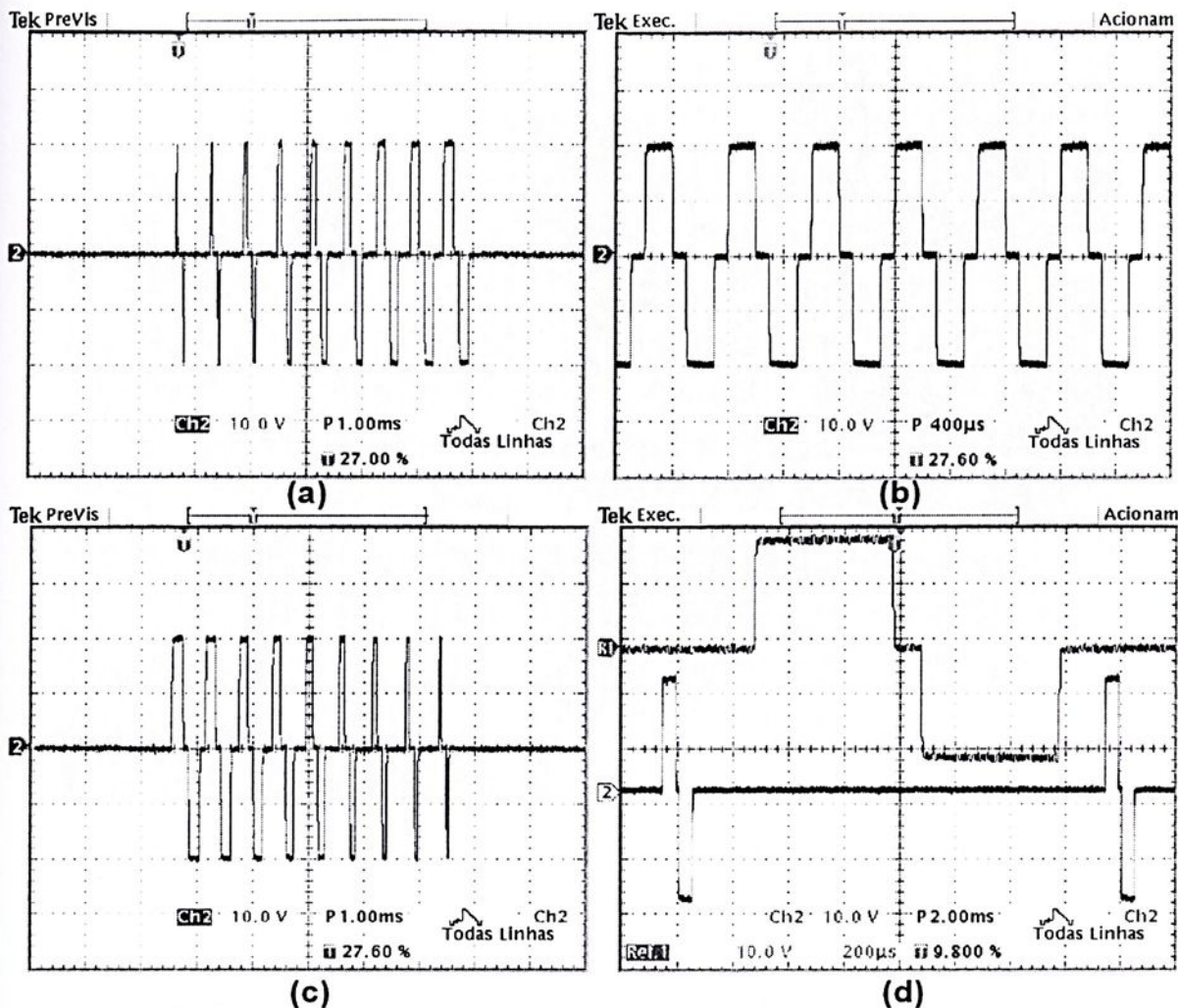


Figura 4.30: Forma de onda na fase de subida (a), regime (b), descida (c) e forma de onda próxima do usual para estimulação neuromuscular (d).

4.6- Conclusões

Foi implementado um estimulador neuromuscular de 16 canais, que operam de forma independente, fornecendo correntes com amplitude de 20 mA. Os canais podem ser ativados e desativados a qualquer instante pelo controlador de canais ou desativados quando o sistema de emergência for acionado. O sinal gerado é bifásico com todos os parâmetros configurados através do controlador de dados. O gerador de onda gera sinais de até 20 kHz entre pulsos, com largura mínima dos pulsos de 10 μ s, com incremento de 10 μ s. O IEP possui as mesmas características do LP. O estágio de potência pode fornecer uma corrente de 20 mA para uma carga de 2,35 k Ω , com frequência máxima de 20 kHz.

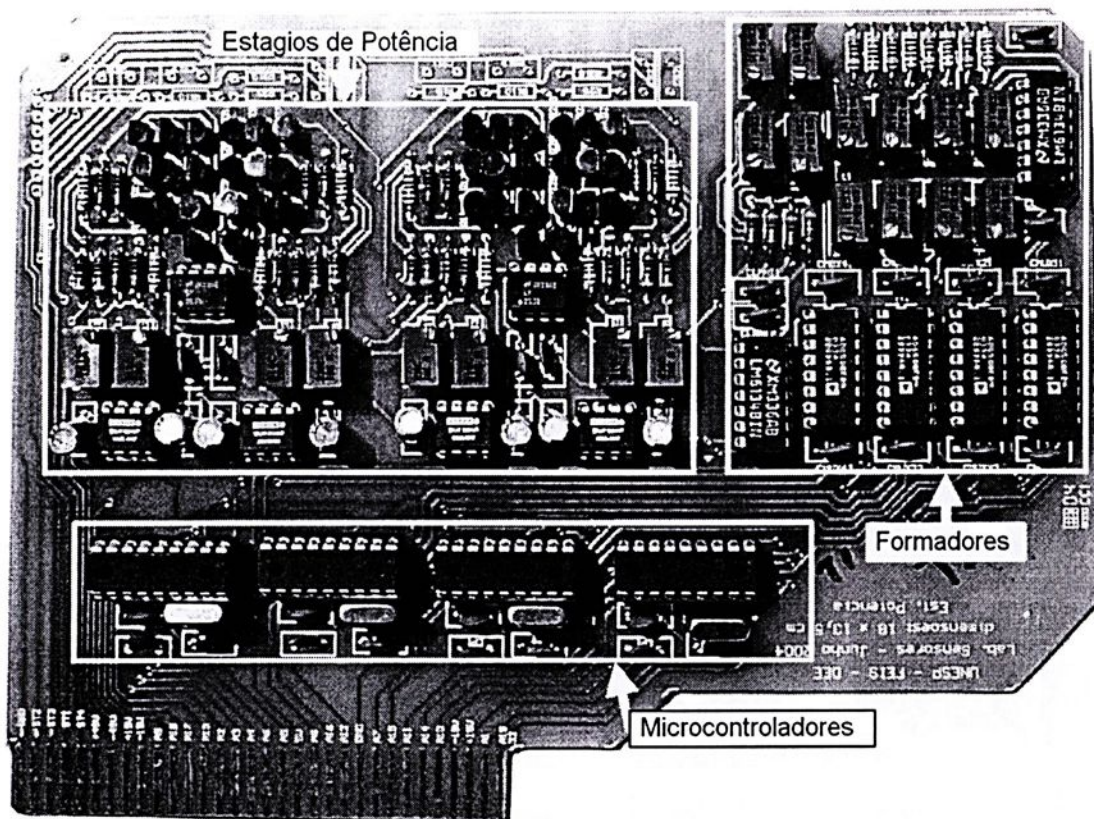


Figura 4.31: Fotografia de uma placa contendo um grupo de 4 canais do estimulador neuromuscular.

Os resultados obtidos mostram que o estimulador implementado pode ser muito útil na Engenharia de Reabilitação.

Os processos de transferência dos parâmetros até o controlador de dados e deste para o microcontrolador de cada canal e como o controlador de canais controla os canais serão descritas nos próximos capítulos.

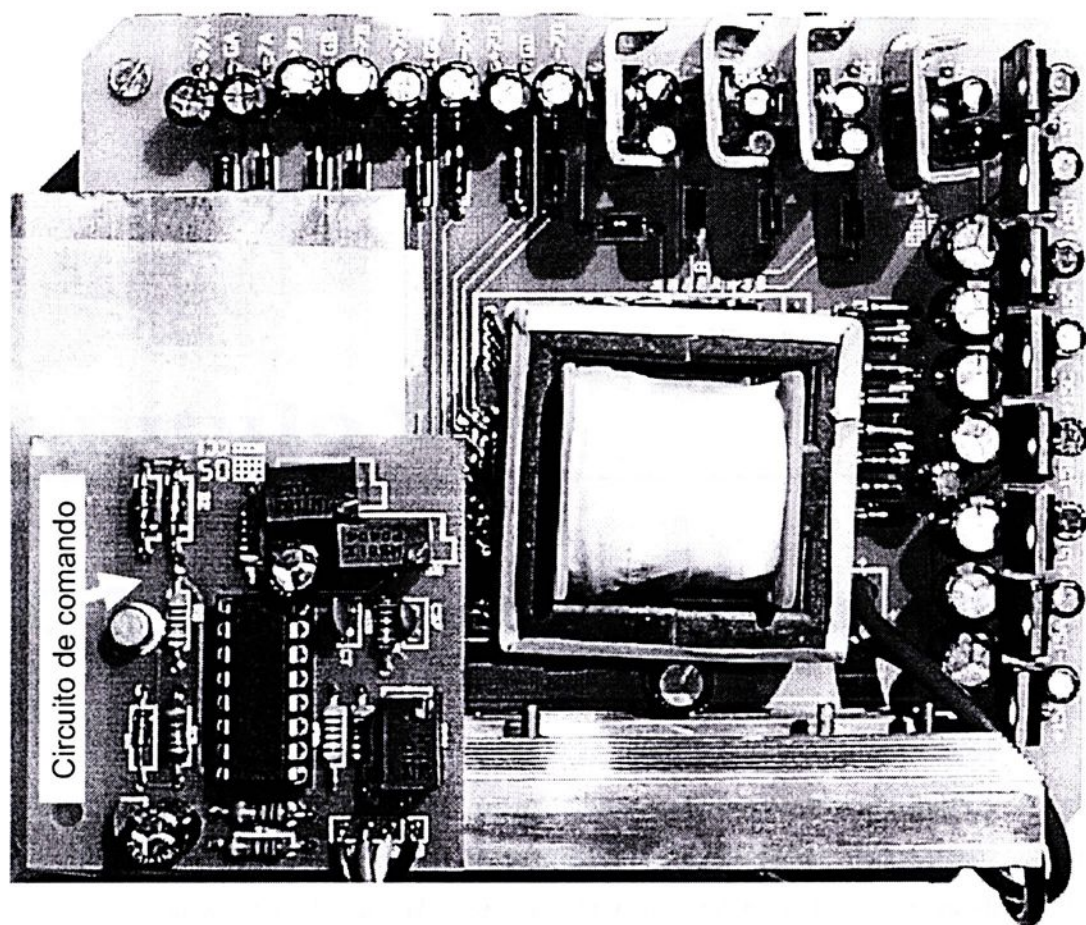


Figura 4.32 : Fotografia do conversor *flyback*.

¹ Resultado obtido com o auxílio do MATLAB 5.3

² Resultado obtido através de simulações utilizando o PSpice 9.1 (Cadence Design Systems, INC).

Capítulo V

O Sistema de Aquisição de Dados

No capítulo V descreve-se um sistema de conversão de dados analógico/digital de 32 canais, com um conversor A/D de 16 bits. O sistema é microcontrolado e pode ser configurado em dois modos de operação, que operam com sinais de 0 a 5 Hz. Este sistema pode ser conectado a um segundo sistema que transmite os dados convertidos para um microcomputador. Neste capítulo são apresentados circuitos de condicionamento para extensômetros metálicos e um circuito que pode ser usado com acelerômetros. Os detalhes da transmissão dos dados para um microcomputador serão apresentados nos próximos capítulos.

5.1- Introdução.

Na primeira fase de um projeto que está sendo realizado no Campus da UNESP de Ilha Solteira, com o escopo de contribuir para a restauração do movimento de pacientes com lesões medulares, foi implementado um sistema para monitorar os esforços exercidos pelos membros superiores e inferiores de pacientes, de forma informatizada. Foram desenvolvidos transdutores para um par de muletas tipo canadense, transdutores para duas palmilhas, e circuitos de condicionamento de sinais e um *software* implementado em LabVIEW (National Instruments) [63-65]. O sistema de aquisição de dados implementado é constituído por uma placa modelo AT-MIO-16E-10 (com conversor A/D de 12 Bits e taxa de amostragem de 100 KS/s) da National Instruments, por um programa e um microcomputador. O circuito de

condicionamento possui 14 canais, sendo as saídas destes canais conectadas, através de cabos, na placa de aquisição. Na Figura 5.1 mostra-se o diagrama de blocos do sistema implementado.

Os transdutores projetados para as muletas são constituídos por três elementos e medem com boa precisão os três componentes ortogonais de força. Possuem faixa dinâmica de 490 N, resolução menor que 0,4 N e histerese inferior a 0,6%. A máxima interferência observada, quando se aplicou força em uma direção e se mediu o sinal nas outras duas, foi de 6,8%. Apresentaram tempo de descida máximo de 6,7 ms.

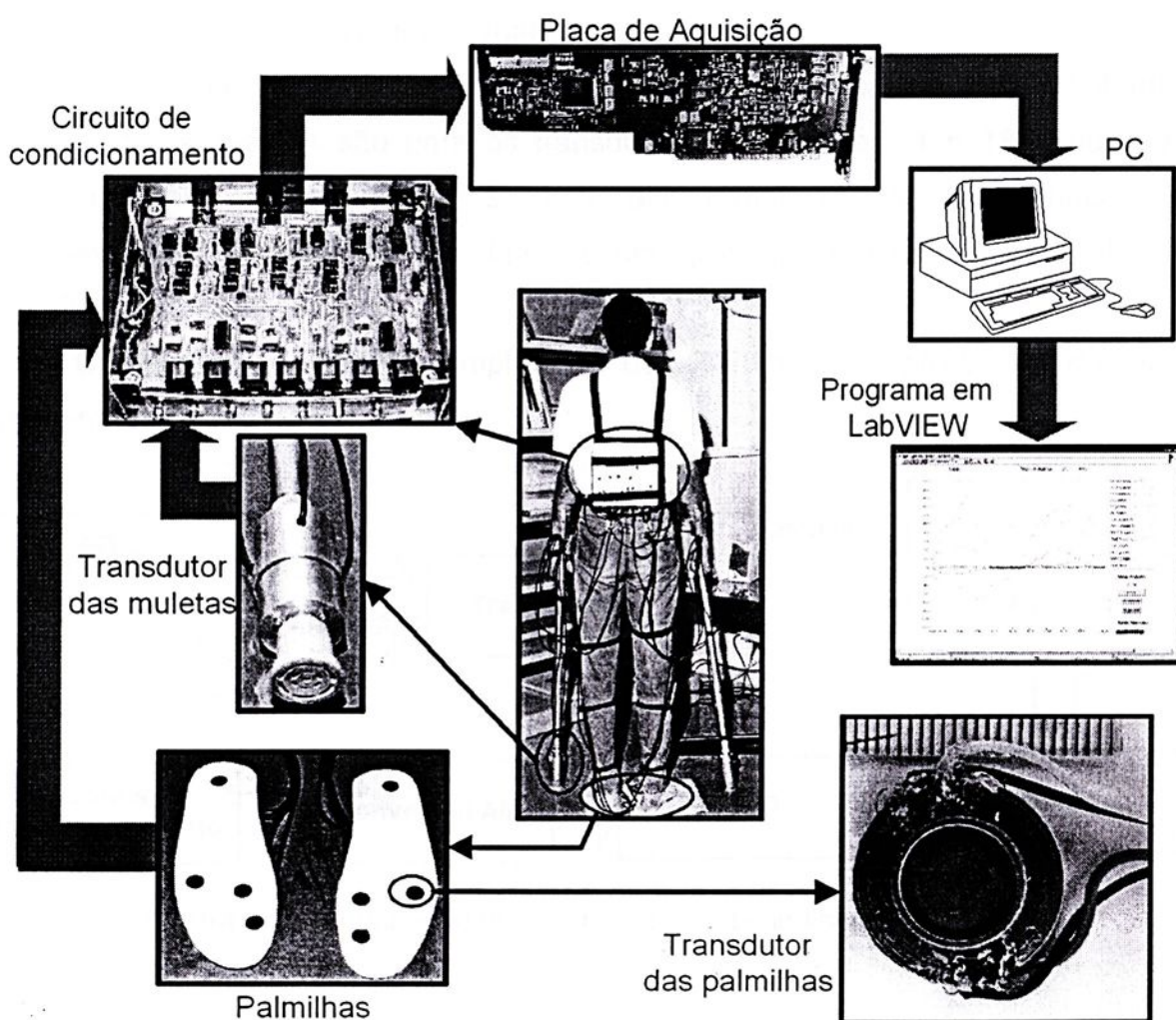


Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema implementado na primeira fase.

Os transdutores das palmilhas foram projetados para medir esforços exercidos nos pés de pessoas com peso de até 980 N. Em cada palmilha foram conectados 4 transdutores, um dos quais com faixa dinâmica de 294 N (localizado

na região do calcanhar) e os outros 3 com faixa dinâmica de 147 N. Apresentaram resolução inferior a 0,3 N, histerese menor que 0,8% e tempo de descida inferior a 3,7 ms. Em [65] podem ser encontrado mais detalhes sobre o sistema.

O fato, da comunicação entre o circuito de condicionamento e a placa de aquisição ser realizada através de cabos, ocasiona alguns transtornos relacionados à mobilidade do paciente.

Nesta fase do projeto os cabos e a placa de aquisição foram removidos, sendo a conversão realizada junto aos circuitos de condicionamento e a transmissão dos dados feita através de rádio enlace. Os circuitos de condicionamento dos transdutores das muletas e das palmilhas foram atualizados, pois alguns componentes do circuito anterior tornaram-se obsoletos.

O sistema de aquisição implementado possui 32 canais para entradas analógicas. Destes, 14 são para os transdutores da Figura 5.1 e 18 podem ser utilizados para eletrogoniômetros e/ou acelerômetros. Os 32 canais são multiplexados e a conversão de dados é feita por um conversor A/D (Analógico Digital) de 16 bits.

O diagrama de blocos simplificado do sistema de aquisição de dados é apresentado na Figura 5.2.

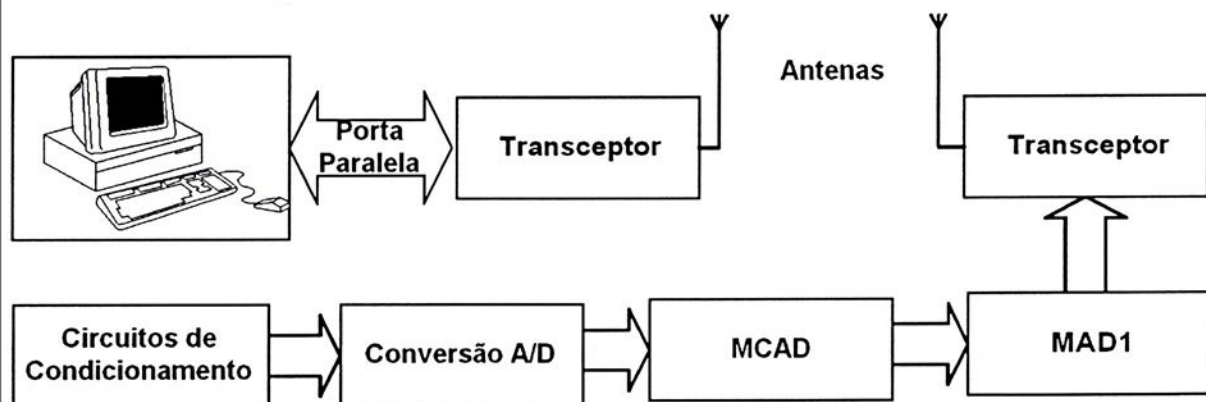


Figura 5.2: Diagrama de blocos do sistema de aquisição de dados.

Neste capítulo são descritos os circuitos de condicionamento de sinais dos transdutores, detalhes da conversão A/D e de algumas funções do microcontrolador do conversor A/D (MCAD) e do microcontrolador de armazenamento de dados (MAD1). A forma de transmissão dos dados e os *softwares* de aquisição são descritos nos próximos capítulos.

5.2- Circuitos de Condicionamento.

O diagrama de blocos, do circuito condicionamento dos sinais produzidos pelos transdutores das muletas e das palmilhas, está representado na Figura 5.3. O diagrama possui 7 ramificações (a, b, c, d, e, f e g), e cada uma possui 3 blocos (3, 4 e 5). Os blocos 1 e 2 são comuns para todas as ramificações.

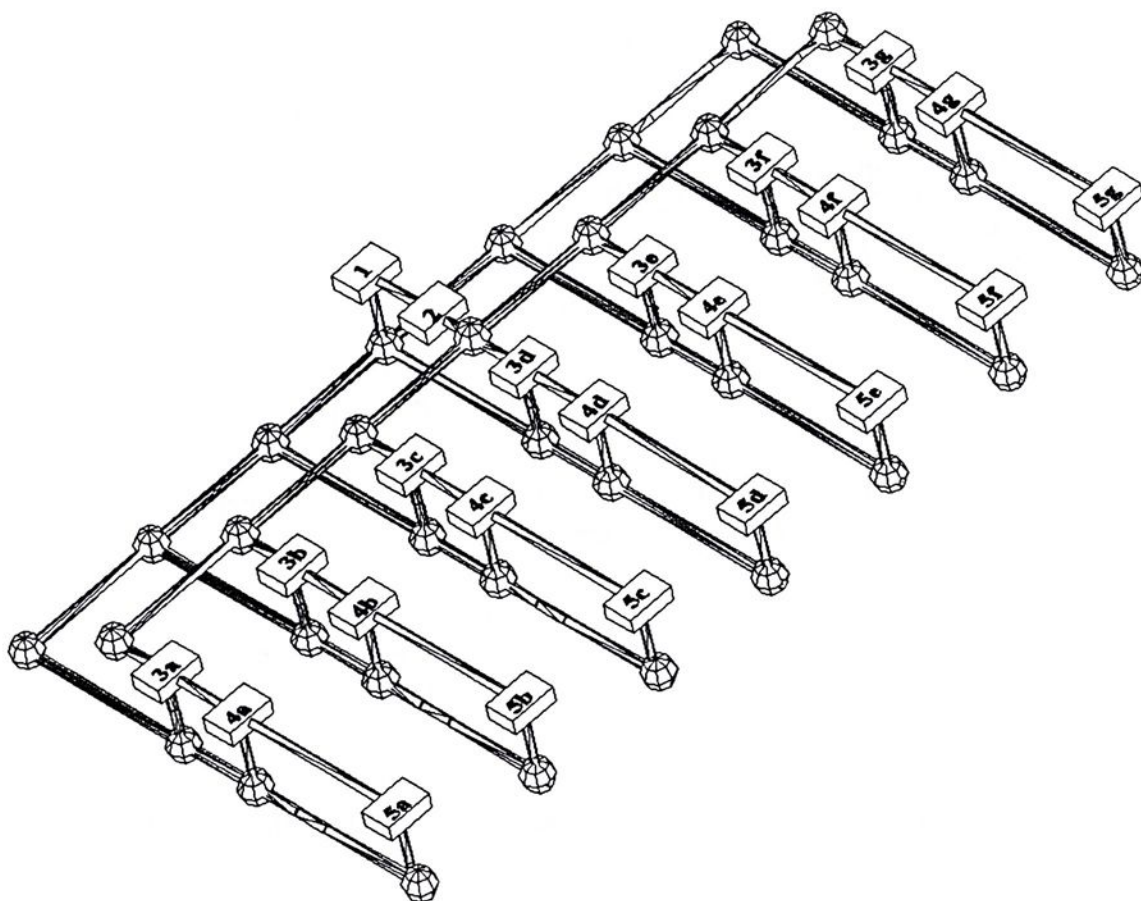


Figura 5.3: Diagrama de blocos do circuito de condicionamento dos transdutores das muletas e das palmilhas.

O bloco 1 representa uma fonte de tensão simétrica de 15 V que alimenta os blocos 2, 3 e 4. Esta fonte é uma das saídas do conversor CC-CC. O bloco 2 é um regulador de tensão de 5 V que alimenta todas as pontes de Wheatstone. O bloco 3 representa um seguidor de tensão, que isola o bloco 2 das pontes. Cada bloco 4 representa um amplificador de instrumentação INA 118 (Burr-Brown), de baixa potência e de excelente precisão. Na saída de cada amplificador é conectado um

filtro passa baixa, de quarta ordem, com frequência de corte de 10 Hz, que é representado pelos blocos 5.

Na Figura 5.4 representa-se o esquema do circuito de condicionamento de sinais de um canal. Como são 14 transdutores (3 em cada muleta e 4 em cada palmilha), o diagrama de blocos da Figura 5.3 representa 50% de todo o circuito. O circuito foi dividido em duas placas de circuito impresso, cada uma com 7 canais.

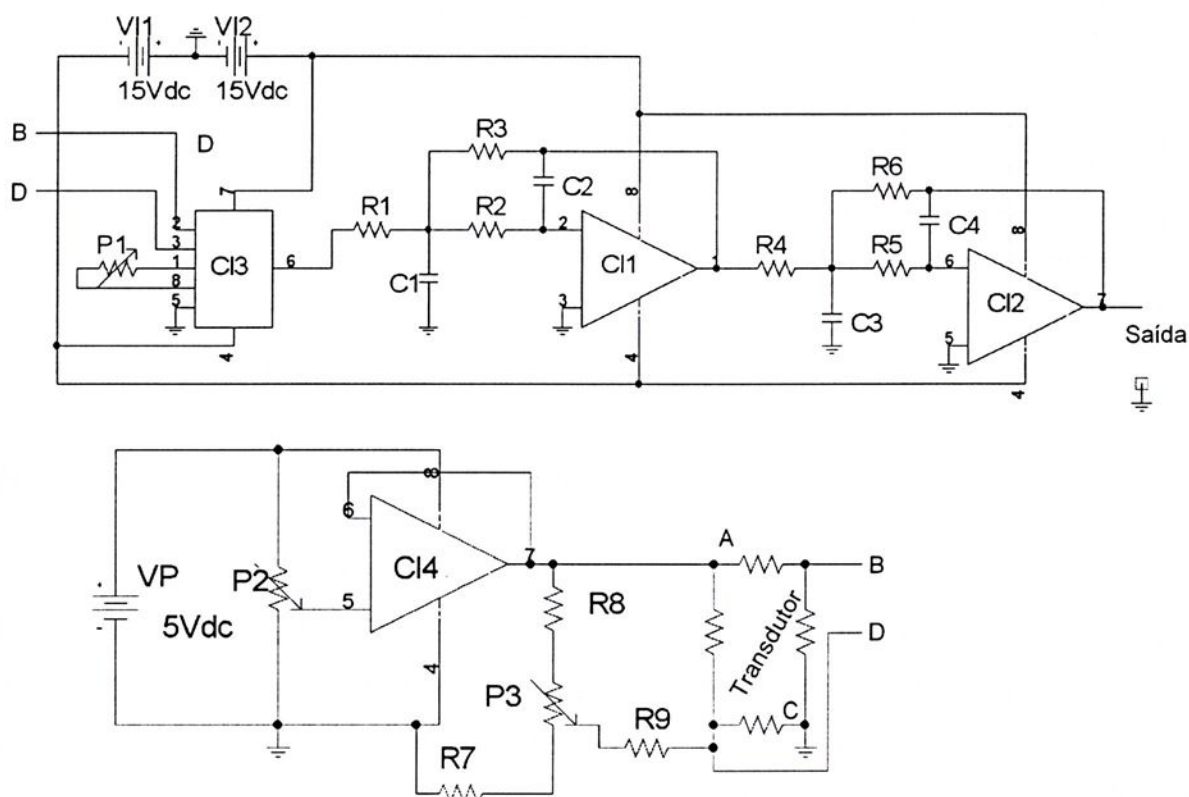


Figura 5.4: Esquemático de um canal do circuito de condicionamento de sinais.

O circuito de condicionamento para os eletrogoniômetros é semelhante ao dos transdutores da muleta e das palmilhas, uma vez que alguns tipos de eletrogoniômetros são implementados com extensômetros metálicos, e podem ser conectados diretamente no circuito da Figura 5.4. Conforme o tipo de saída dos eletrogoniômetros, eles podem ser conectados diretamente ou através de adaptadores nas entradas dos multiplexadores.

Os acelerômetros podem ser conectados diretamente nas entradas dos multiplexadores. O circuito da Figura 5.5 pode ser usado quando for preciso amplificar o sinal da saída do acelerômetro ou deixá-la com a referência em 0 V, uma vez que tais dispositivos possuem referência em 2,5 V. Ser for necessário, na

saída do circuito da Figura 5.5, pode-se conectar um filtro passa baixa com frequência de corte adequada.

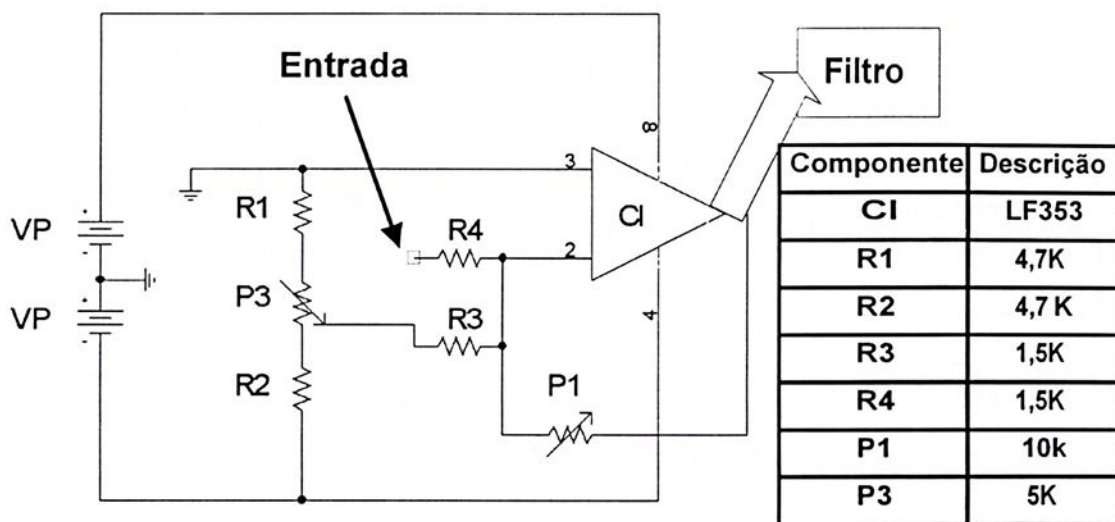


Figura 5.5: Circuito de interface para acelerômetros.

5.3- Conversão Analógica/Digital.

A conversão analógica/digital é feita pelo conversor A/D ADS7807 (Burr-Brown) de 16 bits e de baixo consumo. O sistema possui 32 canais multiplexados de aquisição para os transdutores das muletas, transdutores das palmilhas, para os eletrogoniômetros e/ou acelerômetros. Existe um circuito de teste que pode ser acionado para checar a saída do estágio de potência do estimulador ou verificar se os transdutores estão conectados corretamente. Este circuito possui 14 canais para os transdutores e 16 para o estimulador, estes canais podem ser selecionados aleatoriamente. Existe ainda um canal destinado a monitorar a tensão das baterias. Na Figura 5.6 mostra-se o diagrama de blocos do sistema de conversão.

Como o estimulador possui quatro grupos de canais, sendo cada grupo isolado um do outro, há necessidade do uso de acopladores ópticos para o interfaceamento com os multiplexadores. O MCAD (PIC 18F452) é responsável pelo chaveamento dos multiplexadores e pelo controle do conversor A/D.

O sistema de conversão foi projetado para operar em dois modos de aquisição, um com pacotes de 1024 bytes (modo 1024), com frequência de amostragem de 50 Hz e um segundo modo de 64 bytes (modo 64) com frequência de amostragem de 37 Hz. Estas frequências de amostragens são suficientes para amostrar um sinal com frequência de até 5 Hz

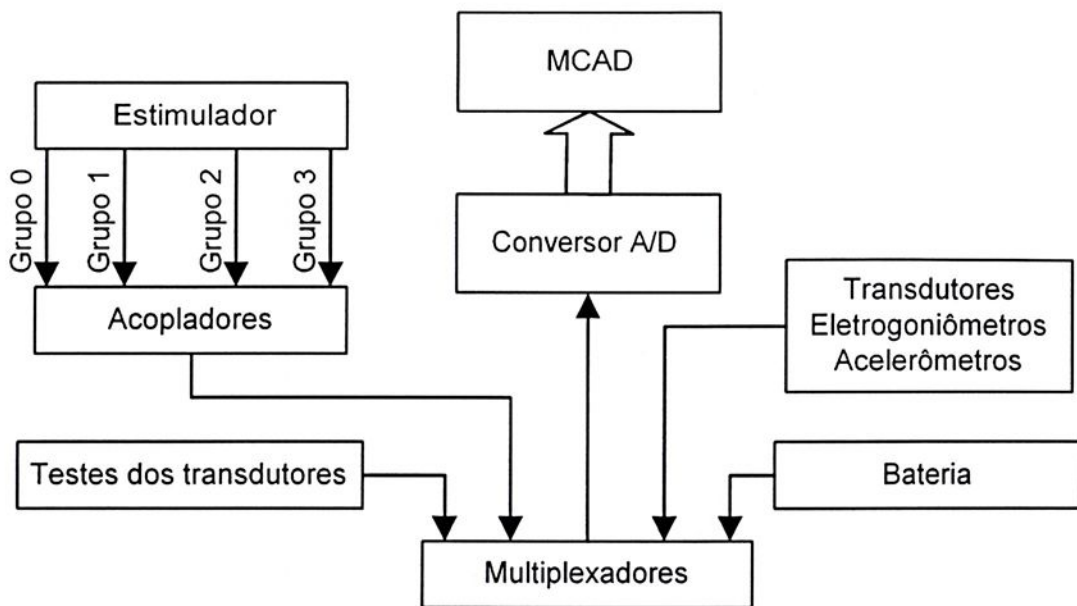


Figura 5.6: Diagrama de blocos do sistema de conversão analógica/digital.

Segundo o teorema de amostragem, de Shannon, para recuperar com exatidão um sinal amostrado, é necessário que a frequência de amostragem seja maior que o dobro da maior frequência presente no sinal [66-67]. Desta forma, para amostrar um sinal de 5 Hz, é necessário uma frequência de amostragem maior que 10 Hz.

Como o conversor A/D é de 16 *bits* e o microcontrolador possui registradores de 8 bits, cada dado convertido é armazenado em dois registradores. Assim, no primeiro modo de aquisição o pacote possui 512 dados e, no segundo, 32 dados. Pode-se, então, dizer que no primeiro modo há dados de 16 aquisições e, no segundo, dados de uma única aquisição. Toda vez que o MCAD dispara as rotinas de aquisição, o sistema faz uma varredura nos 32 canais convertendo os dados, um a um, para digital.

Como o sistema faz a conversão de um canal por vez, decorre um tempo t entre uma conversão e outra. Este tempo é a soma do tempo de conversão do conversor A/D mais o tempo gasto no armazenamento dos dados no MCAD. O tempo decorrido, entre o primeiro comando de conversão e a última conversão, é $32t$. Veja a Figura 5.7.

Na análise dos dados, isto pode ser um problema se o período de um dos sinais amostrados for próximo do tempo entre a primeira e última conversão. Este

problema pode ser contornado usando a interpolação entre os pontos de um canal, deixando todos os pontos de uma aquisição no mesmo tempo

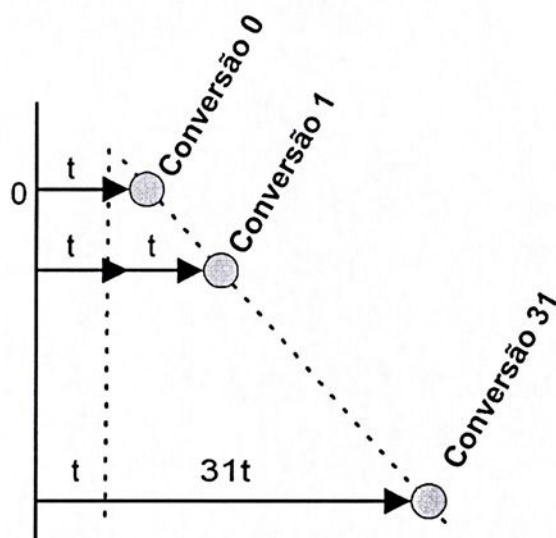


Figura 5.7: Representação do tempo entre as conversões.

Na execução de teste em qualquer um dos canais, inclusive os de teste, não é mais realizada a varredura em todos os canais. O sistema faz a aquisição somente do canal em teste

5.4- Resultados.

Na Figura 5.8 mostra-se uma fotografia da placa do circuito de condicionamento dos transdutores das muletas e dos transdutores das palmilhas. Esta placa contém 8 canais de condicionamento sendo que os outros 6 estão em outra placa. E na Figura 5.9 está a fotografia de uma placa com 6 circuitos de condicionamento para acelerômetros. Todas as placas possuem um conector de borda para encaixá-las em *slots* na placa controladora. A placa controladora será descrita posteriormente.

Com um gerador de sinais Tektronix, modelo AFG310, aplicou-se um sinal em um dos canais, e foi dado o comando no microcomputador para que o sistema fizesse a aquisição de dados. Na Figura 5.10 mostra-se os sinais armazenados nos arquivos no PC, após serem aplicados sinais, de diversas freqüências, em um canal do sistema de conversão para o modo 1024.

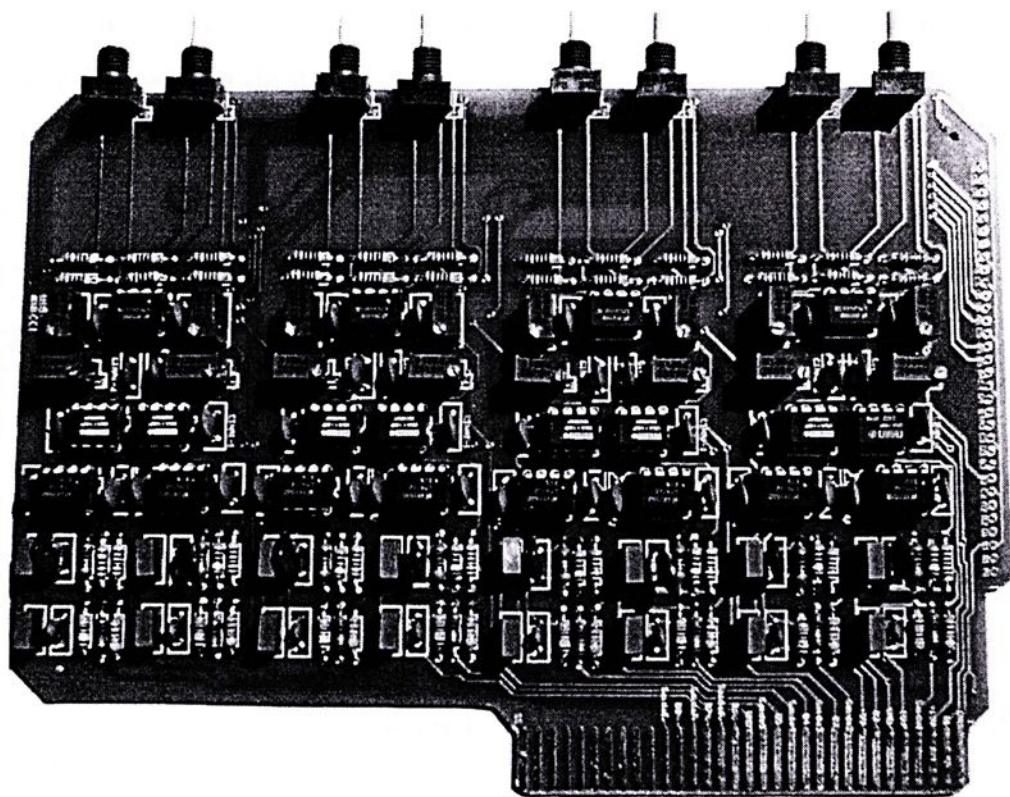


Figura 5.8: Fotografia do circuito de condicionamento dos transdutores das muletas e das palmilhas.

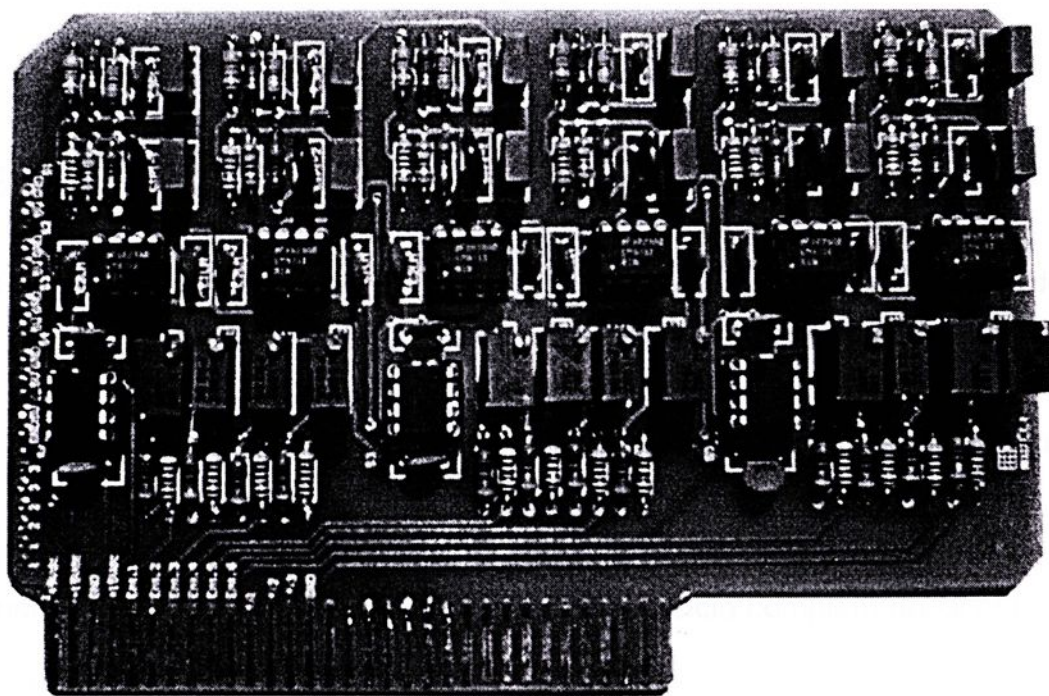


Figura 5.9: Fotografia do circuito de condicionamento para acelerômetros.

Como se pode ver o sistema de conversão analógica/digital, opera de forma satisfatória quando aplicados sinais com frequências de 1 a 5 Hz. Na Figura 5.11 (a)

mostra-se o resultado quando se injeta, em um dos canais, um sinal com 8 V de amplitude e frequência de 2 Hz.

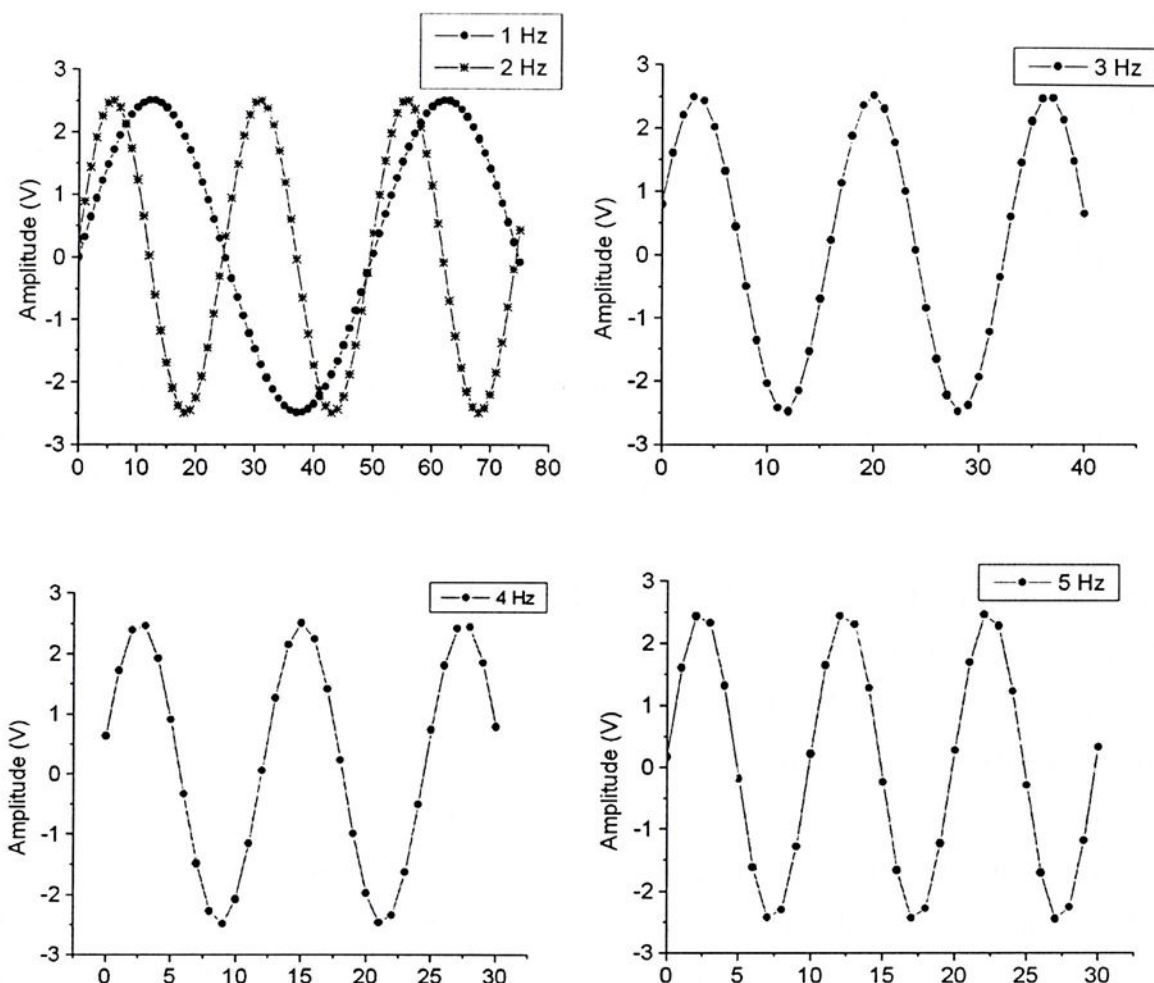


Figura 5.10: Formas de ondas armazenadas nos arquivos no PC, oriundas de sinais de diversas frequências aplicadas em um canal do sistema de conversão.

Nas Figuras 5.10 e 5.11, a frequência do sinal pode ser obtida pelo inverso do produto do número de medidas, realizada num ciclo do sinal, pelo período de amostragem. Como o sistema está operando no modo 1024, o período de amostragem é de 20 ms, na Figura 5.11 (a). Para um ciclo completo do sinal há 25

leituras, ou seja, $\frac{1}{25 \times 20 \times 10^{-3}} = 2 \text{ Hz}$.

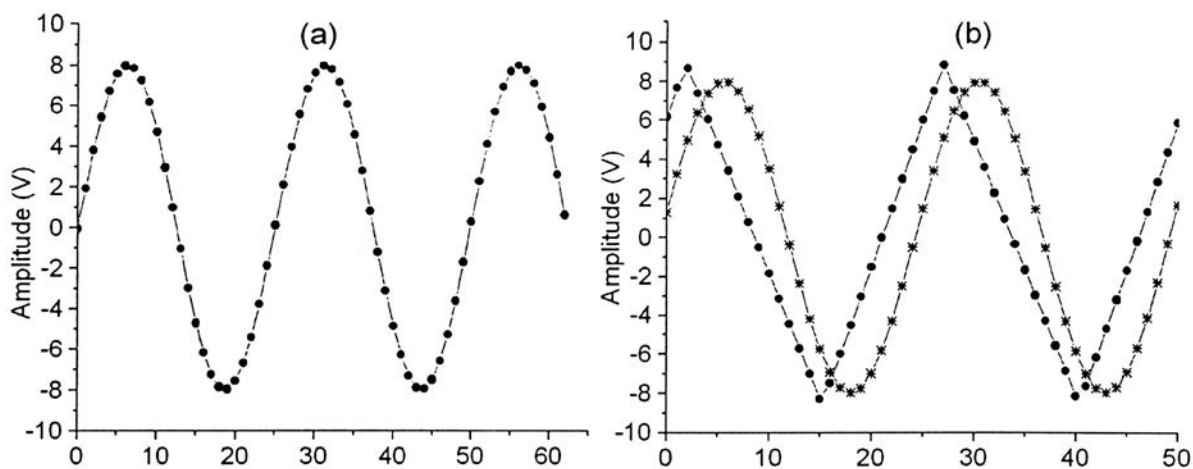


Figura 5.11: Formas de ondas registradas quando aplicados sinais de 2Hz na entrada do sistema de conversão. (a) Forma de onda senoidal aplicada num canal. (b) Duas formas de ondas (uma senoidal e outra triangular) aplicadas simultaneamente em dois canais.

Foram aplicadas, simultaneamente, em dois canais duas formas de ondas distintas (uma senoidal e uma triangular) para verificar se o sistema estava operando corretamente na distinção dos dados dos 32 canais. O teste foi realizado para todos os canais e na Figura 5.11 (b) apresenta-se um dos resultados. Os testes mostraram que o sistema está distinguindo os dados dos 32 canais.

Na Figura 5.12 apresentam-se os resultados obtidos, quando se injeta sinais de diversas frequências em um canal, com o sistema configurado no modo 64. Os resultados mostram que o sistema pode operar na faixa de 0 a 4 Hz.

Quando um dos pinos do conversor recebe um nível lógico baixo, dá-se o início da conversão dos dados. Instantaneamente, após o início da conversão, um pino do conversor é levado ao nível lógico baixo, retornando ao nível lógico alto somente após o término da conversão.

Monitorando os sinais destes pinos pode-se medir o tempo gasto na conversão dos sinais dos 32 canais. Na Figura 5.13 (a) mostra-se o sinal para início de conversão e em 5.13 (b) é apresentado o sinal de término de conversão. Da Figura 5.13 (b) encontra-se que o tempo gasto na aquisição dos dados é de 684 μs , e que o intervalo de tempo entre a primeira e a última conversão (t_{0-31}) é de, aproximadamente, 662 μs .

O tempo gasto na conversão de dados dos 32 canais e o tempo de transmissão dos dados de MCAD para MAD1 são os mesmos para os dois modos de operação do sistema (modo 64 e modo 1024). O que muda é a frequência de

amostragem dos sinais. Na Figura 5.14 mostra-se o período de amostragem e o tempo de transmissão dos dados com o sistema configurado no modo 1024.

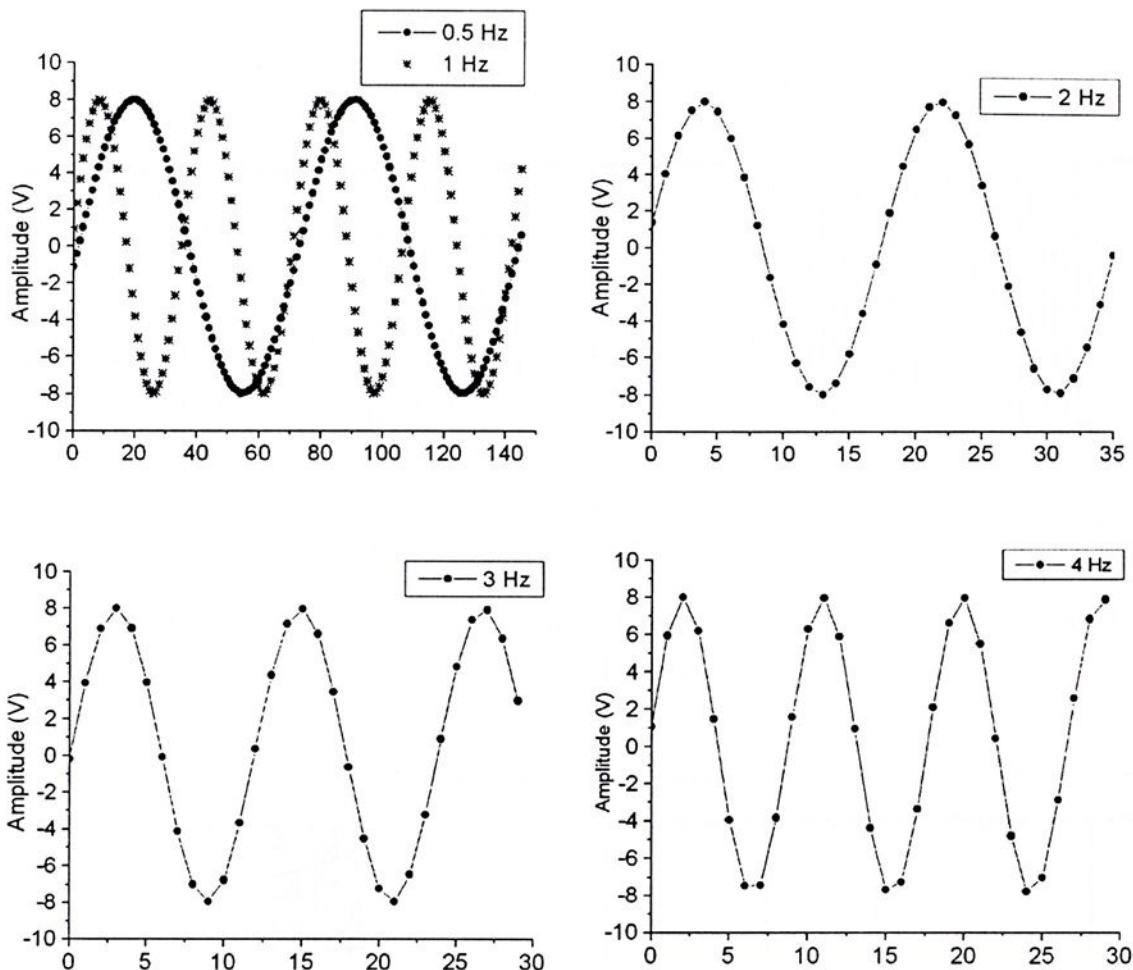


Figura 5.12: Resultados obtidos quando aplicados sinais de diversas freqüências num canal com o sistema configurado no modo 64.

Para verificar a influência do intervalo de tempo entre a primeira e a última conversão de dados de uma varredura nos 32 canais, foi aplicado, no mesmo instante, um sinal nos canais 0, 1, 2 e 31. Na Figura 5.15 apresenta-se as formas de ondas registradas.

Na Figura 5.16 estão os resultados da comparação realizada entre os sinais dos canais. À medida que a freqüência aumenta o t_{0-31} torna-se mais representativo se comparado com o período do sinal, contribuindo para que a diferença entre o primeiro e o último canal aumente. Observe a Figura 5.16.

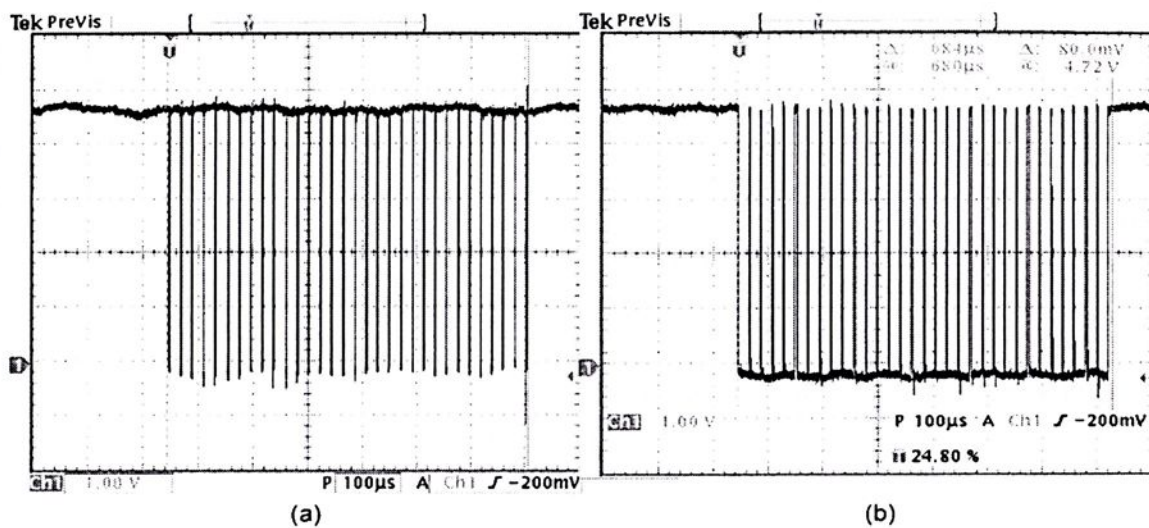
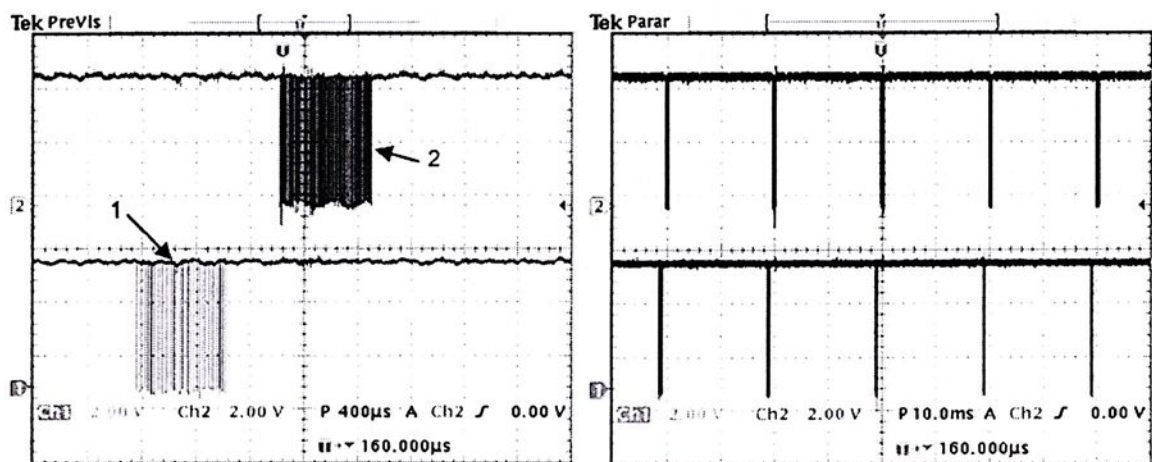


Figura 5.13: Sinais nos pinos do conversor A/D. (a) sinal para o início de conversão, (b) sinal de término de conversão.



- 1 Conversão de dados dos 32 canais
- 2 Transmissão dos dados de MCAD para MAD1

Figura 5.14: Período de amostragem e transmissão de dados de MCAD e MAD1.

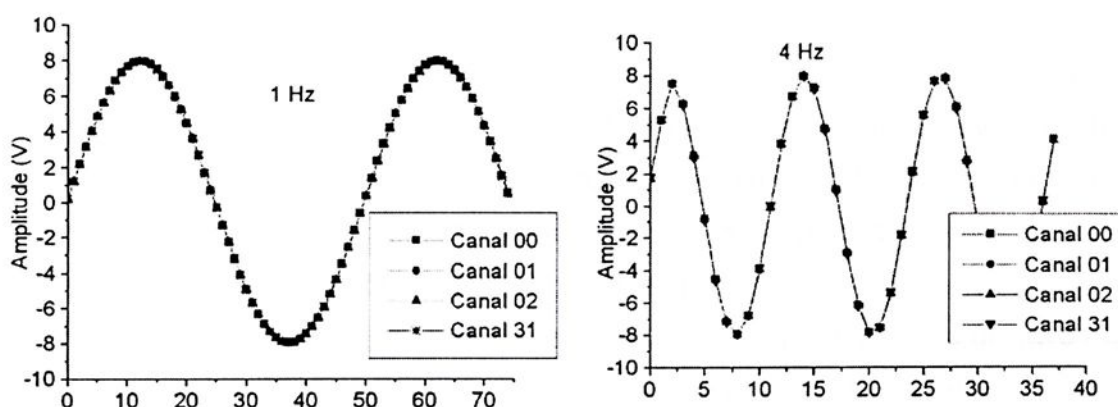


Figura 5.15: Formas de ondas obtidas quando aplicado no mesmo instante um sinal nos canais 0, 1, 2, e 31.

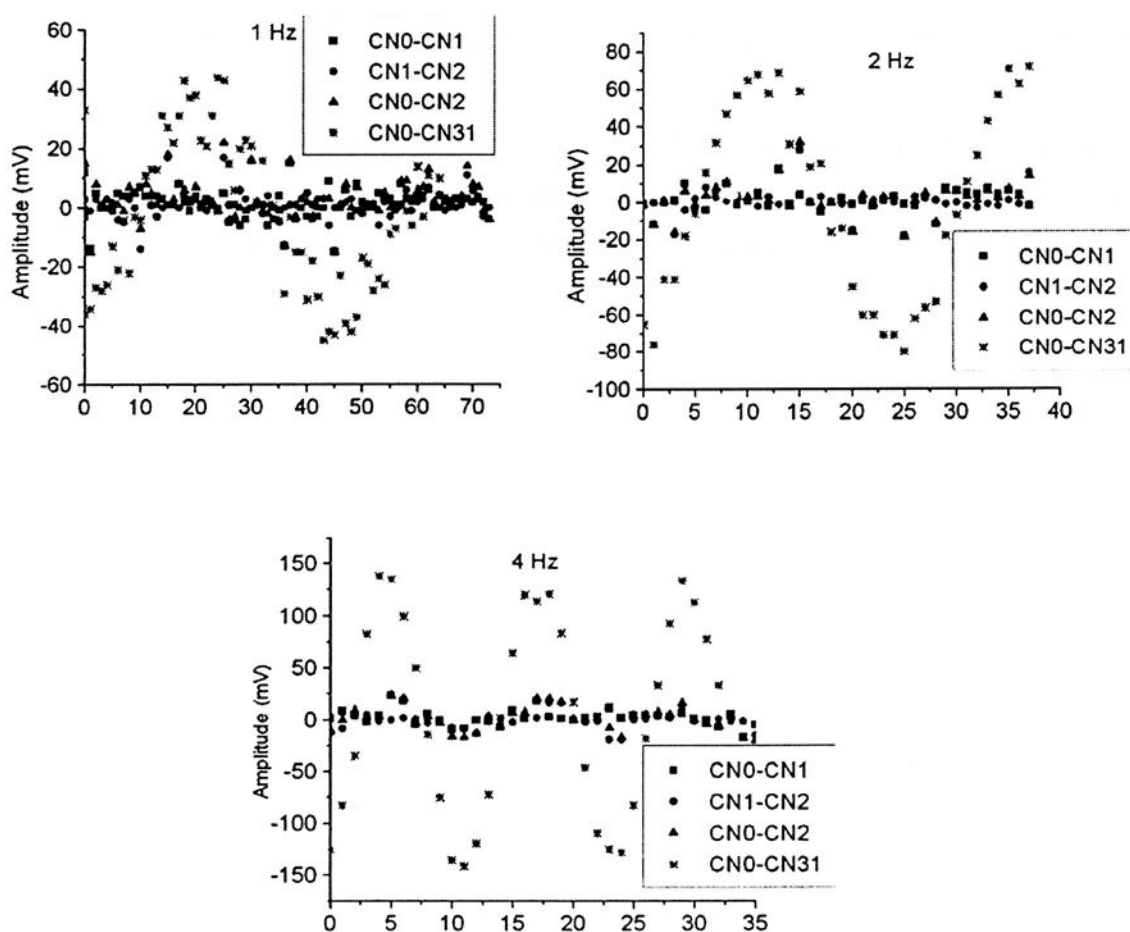


Figura 5.16: Resultado da comparação entre a formas de ondas registradas para os canais 0, 1, 2, e 31.

5.5- Conclusão.

Foi implementado um sistema de aquisição dados de 16 bits, com 32 canais, que pode ser configurado em dois modos de operação, um com pacotes de 1024 *bytes* e o outro com pacotes de 64 *bytes*. O sistema pode operar, de forma plenamente satisfatória, com sinais na faixa de 0 a 5 Hz, e pode ser interligado a um sistema que transmite os dados para um microcomputador.

Quando se injeta um sinal, no mesmo instante, no primeiro e no último canal, houve um aumento da diferença dos valores registrados, à medida que a frequência aumentava. Na análise de dados podem ocorrer sérios erros se este problema não for corrigido. A interpolação de dados, antes da análise, pode ser uma solução.

O sistema possui canais de testes que são úteis para testar os transdutores, verificar as saídas dos estágios de potência do estimulador neuromuscular e monitorar a tensão das baterias. No modo de teste, pode ser selecionado qualquer um dos canais de aquisição ou de testes.

Foram apresentados dois circuitos de condicionamento, um para extensômetros metálicos e outro para acelerômetros. Os circuitos são compactos e podem ser conectados facilmente ao sistema de conversão.



Capítulo VI

O Sistema de Transmissão de Dados

No capítulo VI apresenta-se um sistema de transmissão, que controla o fluxo de dados para o estimulador neuromuscular e o fluxo de dados do sistema de aquisição, totalmente microcontrolado, e composto de um módulo fixo e de um módulo portátil. A comunicação entre os módulos é bidirecional e pode ser feita por rádio enlace ou através de cabo. O sistema é totalmente configurável. Tanto o sistema de aquisição quanto o estimulador possuem dois modos de operação. São descritos e apresentados neste capítulo: a) os programas, em forma de fluxograma, e detalhes de configuração do sistema de aquisição e do estimulador neuromuscular; b) os comandos necessários para a operação da placa controladora do módulo portátil; c) a forma como é feita a codificação dos dados e a detecção e correção de prováveis erros; d) as principais características de uso dos modos de operação do sistema de aquisição e do estimulador.

6.1- Introdução.

O sistema de transmissão de dados é responsável por transmitir os parâmetros necessários para controlar o estimulador neuromuscular e transmitir os dados do sistema de aquisição para o microcomputador. O sistema é composto por dois módulos, um fixo e um portátil.

O módulo fixo fica junto ao microcomputador, sendo a interface de

comunicação com o módulo portátil.

No módulo portátil, que fica junto ao paciente, estão o sistema de aquisição, o estimulador e parte do sistema de transmissão de dados.

Na Figura 6.1 mostra-se o diagrama de blocos de todo o sistema implementado. As setas indicam o sentido de comunicação entre os diversos estágios, podendo-se observar que a maioria é bidirecional. O fato da comunicação ser bidirecional, na maior parte do sistema, possibilita o monitoramento de erros de comunicação, tornando a transferência dos dados mais segura.

A comunicação entre os módulos poder ser por rádio enlace ou por cabo. Através de programas em LabVIEW, no microcomputador, pode-se controlar e configurar todos os sistemas, estimulador, aquisição e transmissão de dados.

O sistema de transmissão de dados será apresentado detalhadamente, a seguir. A apresentação será dividida em duas partes: na primeira, será apresentado o sistema do estimulador neuromuscular e, na segunda, o sistema de aquisição de dados. Algumas rotinas que são comuns aos dois sistemas serão apresentadas no momento adequado na primeira parte e omitidas na segunda.

Não serão descritos detalhes dos programas no microcomputador, que serão apresentados posteriormente.

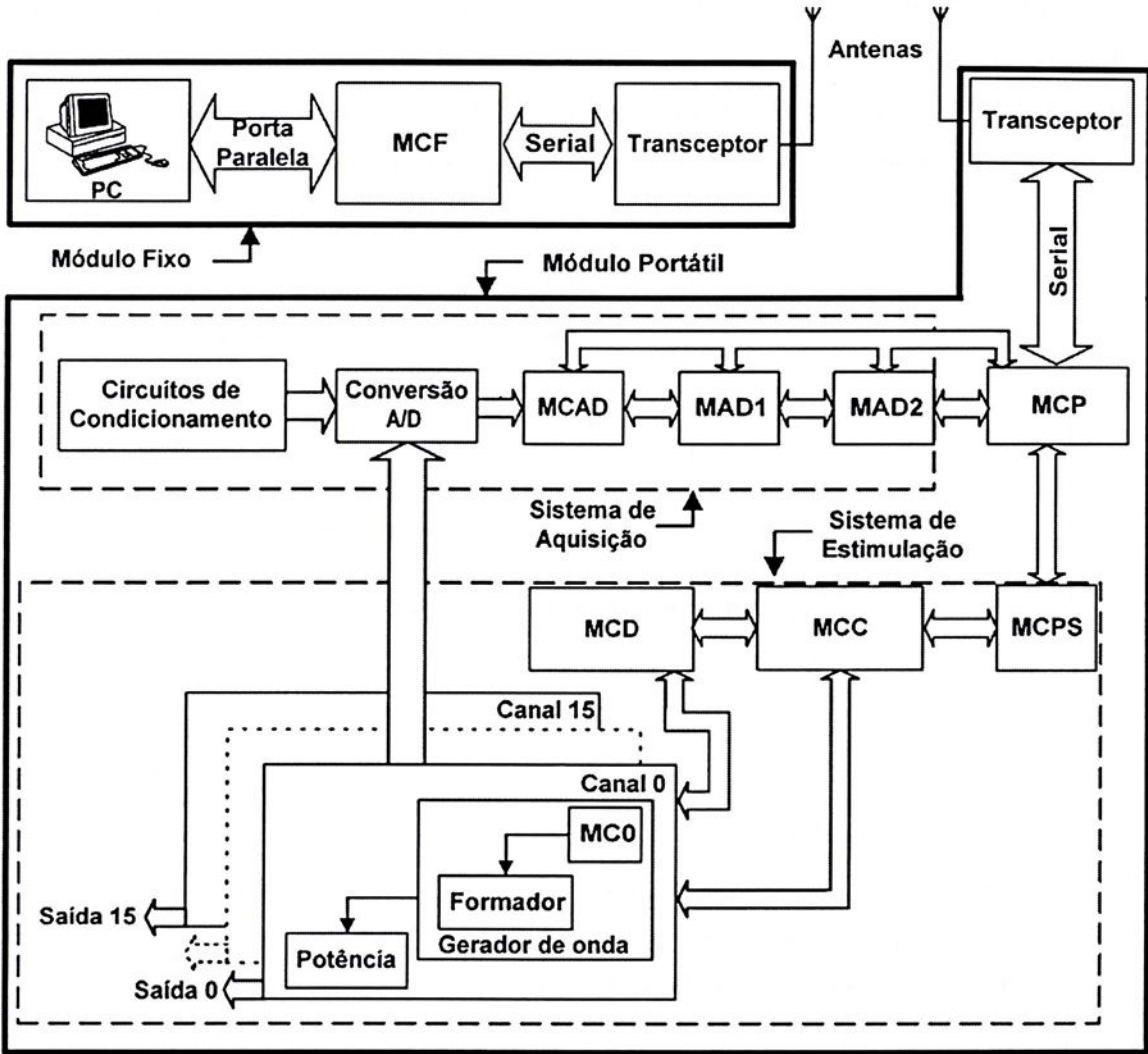
6.2- Sistema de Transmissão de Dados do Estimulador Neuromuscular

O módulo fixo é responsável pela interface entre o microcomputador, através da porta paralela, e o módulo portátil, através de um transceptor FM. O *hardware* é composto por um microcontrolador PIC-18F452 (Microchip) e um transceptor BIM2-433-160 (Radiometrix), conforme pode ser visto no diagrama de blocos da Figura 6.1.

O programa implementado para o MCF (microcontrolador do módulo fixo) foi escrito em *Assembly*, com instruções fornecidas pelo fabricante [68]. O fluxograma do programa está representado na Figura 6.2.

Inicialmente o MCF verifica se há dados na paralela, se houver, é testado qual comando será executado. Cada comando é representado por um código. Na legenda da Figura 6.2 é descrito cada um dos 6 códigos para controlar o estimulador. Se o comando for inválido, o programa retorna e fica aguardando um

novo comando.



- MCF** → Microcontrolador do Módulo Fixo
MCP → Microcontrolador de Comunicação do módulo Portátil
MCAD → Microcontrolador Controlador do conversor A/D
MAD1 → Microcontrolador de Armazenamento de Dados
MAD2 → Microcontrolador de Armazenamento de Dados
MCPS → Microcontrolador de Conversão Paralelo Serial
MCC → Microcontrolador Controlador de Canais
MCD → Microcontrolador Controlador de Dados
MCn → Microcontrolador dos Canais. n= 0, 1, ...,15

Figura 6.1: Diagrama de blocos dos módulos fixo e portátil.

Na execução do comando 1, os parâmetros são codificados e enviados para o módulo portátil. O programa fica aguardando a resposta do módulo portátil, ser for positiva (o módulo portátil interpretou corretamente os dados e não há erros de transmissão) é enviado um código para o PC informado que os dados foram

enviados corretamente, se for negativa (o módulo portátil não interpretou corretamente os dados ou há problemas de comunicação), o programa verifica se o número de erros é menor que 5, se for menor envia dados novamente se não for, envia um código de erro para o PC. A execução dos comandos 2, 3, 4, 5 e 6 é similar ao descrito anteriormente, o que muda é a quantidade de parâmetros enviados para o módulo portátil.

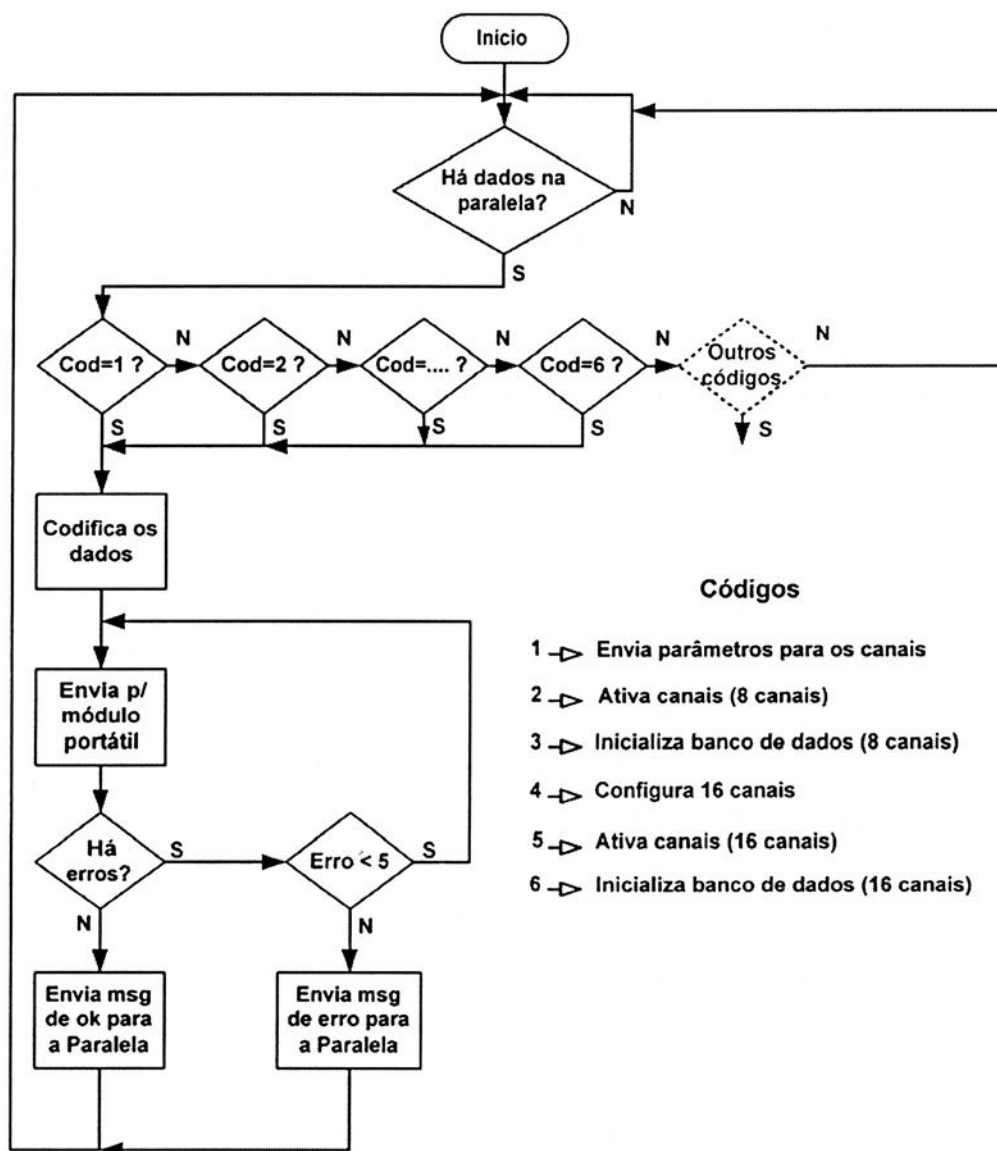


Figura 6.2: Fluxograma do programa desenvolvido para o microcontrolador do módulo fixo.

A comunicação entre o MCF e o PC, feita através da porta paralela, é realizada de forma que seja mantida a integridade dos dados. Há um sinal de *strobe*,

que informa o receptor que há dados na linha de dados, um *acknowledge*, informa ao transmissor que os dados já foram lidos e um sinal *busy*, informa ao transmissor que o receptor não pode receber os dados. A comunicação serial, a uma taxa de transmissão de 125 Kbits/s entre o MCF e o transceptor, possui identificadores de início de comunicação para evitar erros e tornar a transmissão de dados mais segura.

O MCP (microcontrolador de comunicação do módulo portátil) - PIC-18F452 - controla a comunicação serial entre o módulo portátil e o fixo, é responsável por codificar e decodificar os dados a serem transmitidos ou recebidos do transceptor (BIM2-433-160). Transmite dados, num barramento idêntico ao descrito anteriormente na comunicação entre o PC e o MCF, para o conversor paralelo serial (MCPS) - PIC-18F452. O MCPS transmite os dados serialmente a 1,25 Mbits/s para o controlador de canais (MCC), que transmite os dados para o controlador de dados (MCD) através de um barramento paralelo como existente entre o MCP e o MCPS (observe o diagrama de blocos da Figura 6.1).

O MCD controla a transferência de dados para os microcontroladores dos canais (MCn), que é feita serialmente a 625 Kbits/s. A função do MCC é a de controlar a ativação e desativação dos 16 canais do estimulador neuromuscular.

O fluxograma do programa gravado no MCP está na Figura 6.3. Se o dado for válido e se o comando existir, uma tarefa será executada. Se o comando for o primeiro, o MCP decodificará os dados e se houver erro, um código de erro será enviado para o módulo fixo e o programa retorna para aguardar novos dados. Não existindo erro, os dados recebidos são então enviados para o MCPS. O MCP aguarda um de retorno do MCPS, se for positivo, um código é enviado para o MCF informando que os dados estão corretos, se for negativo, o programa verifica se o número de erros é menor que 2, se menor, os dados são enviados novamente, se não for menor um código de erro é enviado para o módulo fixo.

Após o MCPS receber os dados é checado se há erros, se houver, um código de erro é enviado para o MCP, caso contrário os dados são enviados para o controlador de canais (MCC). Encerrando a transmissão dos dados o MCPS fica aguardando um código do MCC, se o código indicar erros é checado se o numero de erros ocorridos é menor do que 2, se menor os dados são enviados novamente, caso contrário, um código de erro é enviado para o MCP. Se o código recebido pelo MCPS for positivo, um código indicando o sucesso da transmissão é enviado para o

MCP. A Figura 6.4 mostra o fluxograma do programa do MCPS. Conforme pode ser observado no fluxograma, a execução de todos os comandos são similares, o que difere de um comando para outro é a quantidade de dados transferidos para o MCC.

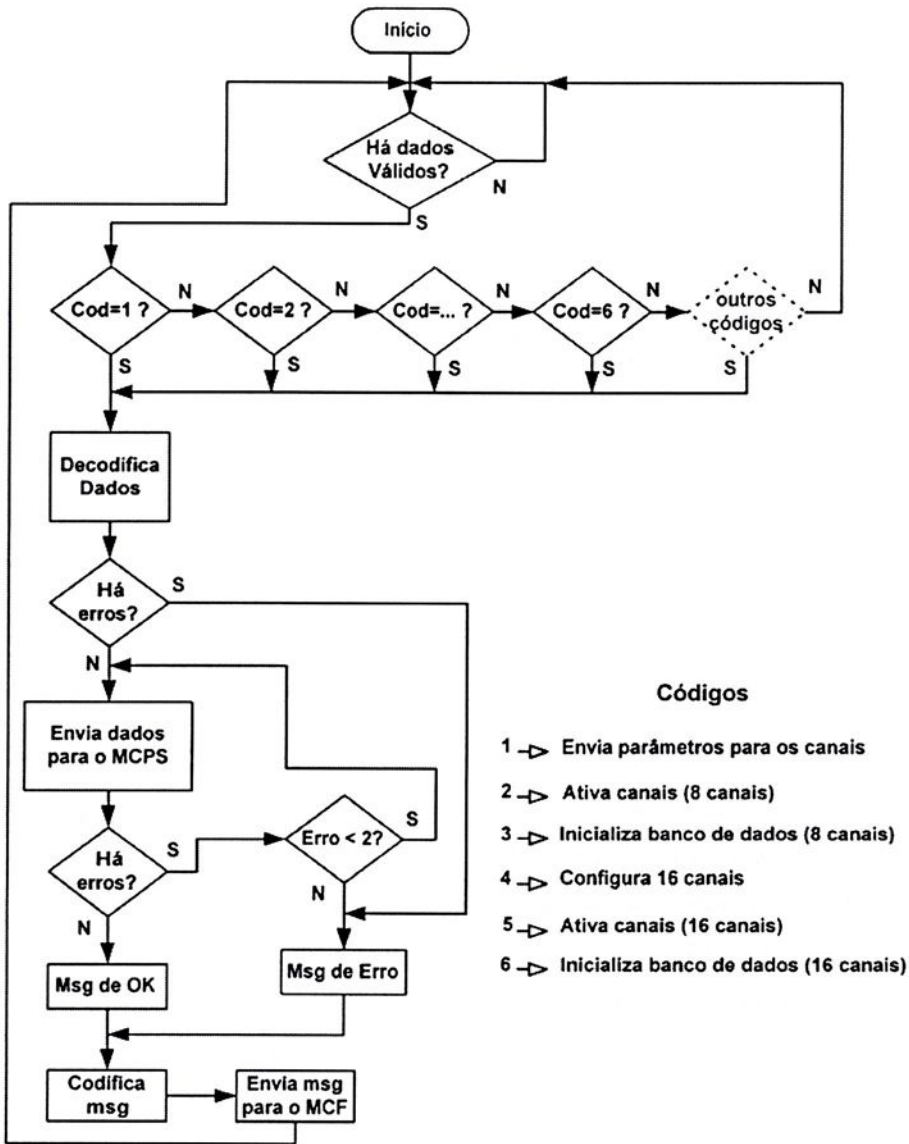


Figura 6.3: Fluxograma do programa gravado no microcontrolador de comunicação do módulo portátil (MCP).

Na Figura 6.5 está representado o fluxograma do programa do MCC. Se houver erros, após receber os dados na execução de qualquer um dos comandos, um código de erro é retornado para o MCPS. Para o comando 1 existe um conjunto de sub-comandos, sendo o comando A o responsável pela transferência de dados para o MCD. Na inexistência de erros, após transferência dos dados para o MCD,

um código de “dados corretos” é enviado para o MCPS. Os comandos 2, 3, 4, 5 e 6 serão explicados posteriormente.

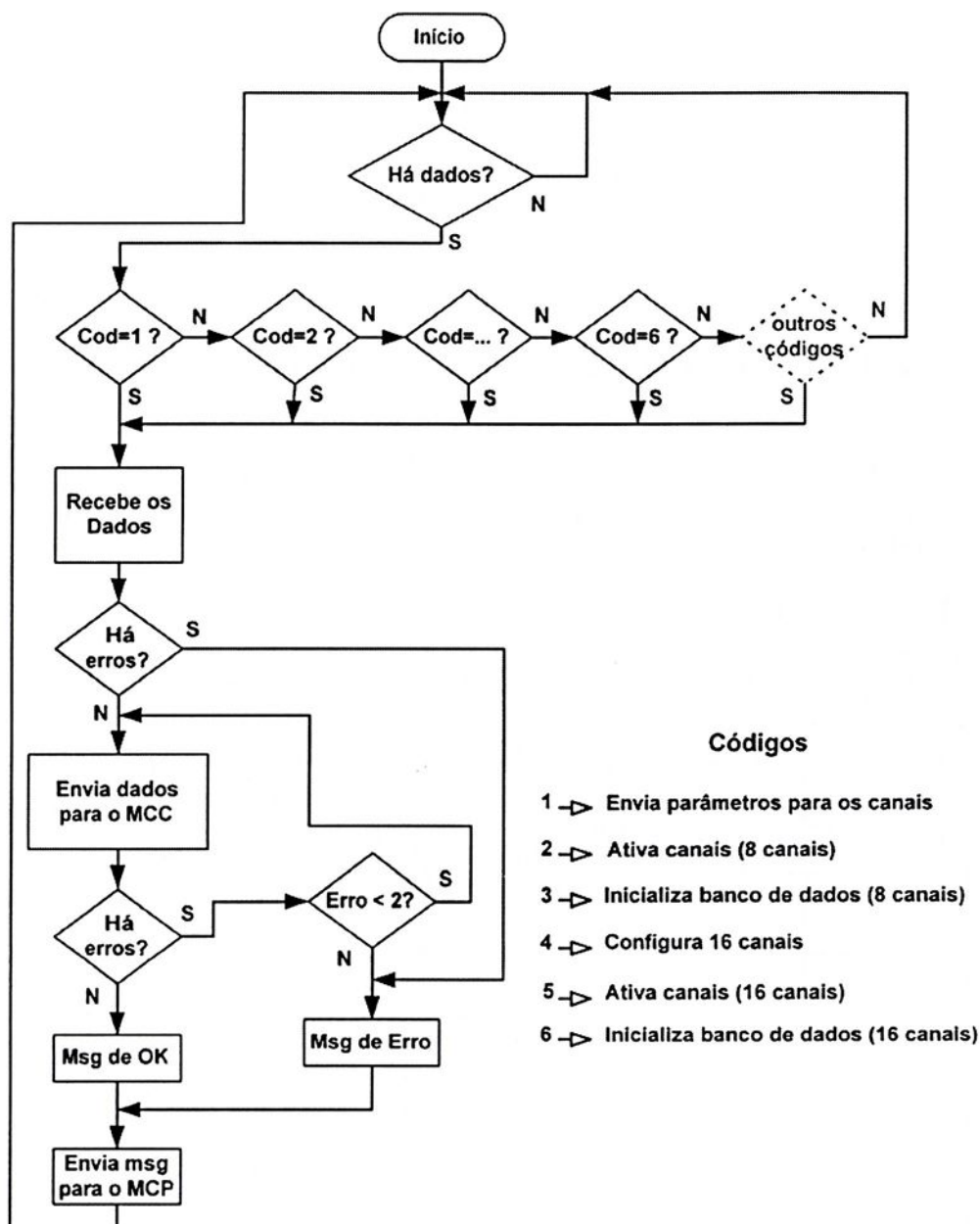


Figura 6.4: Fluxograma do programa do MCPS.

A execução do comando 1 no controlador de dados (MCD) é similar ao que foi descrito para o MCC. A pequena diferença que existe é que o MCD tem que identificar para qual dos 16 canais enviará os dados, após a identificação, o canal é

selecionado e os dados são, então, transferidos. Na Figura 6.6 (a) mostra-se o fluxograma do programa do MCD.

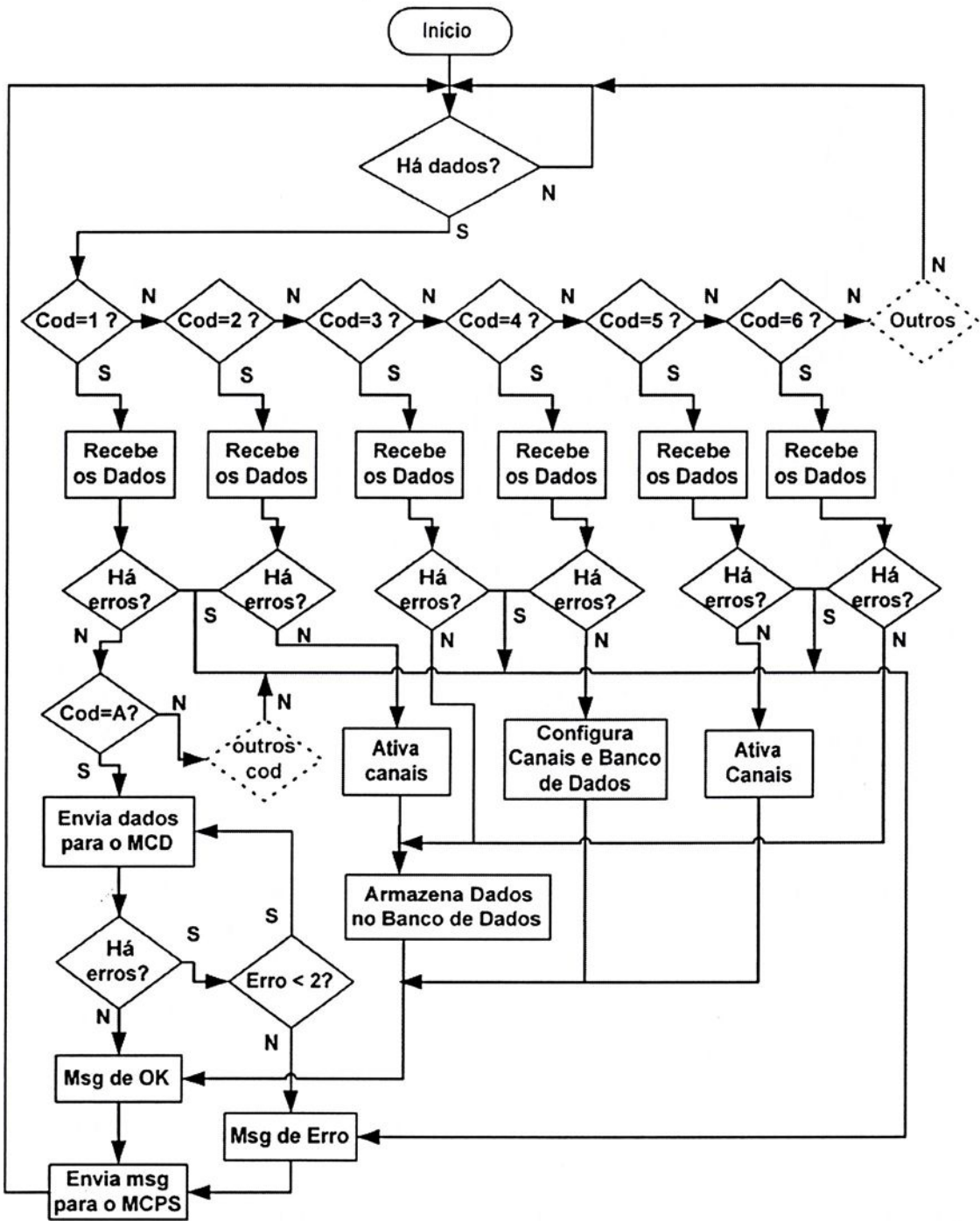


Figura 6.5: Fluxograma do programa do MCC.

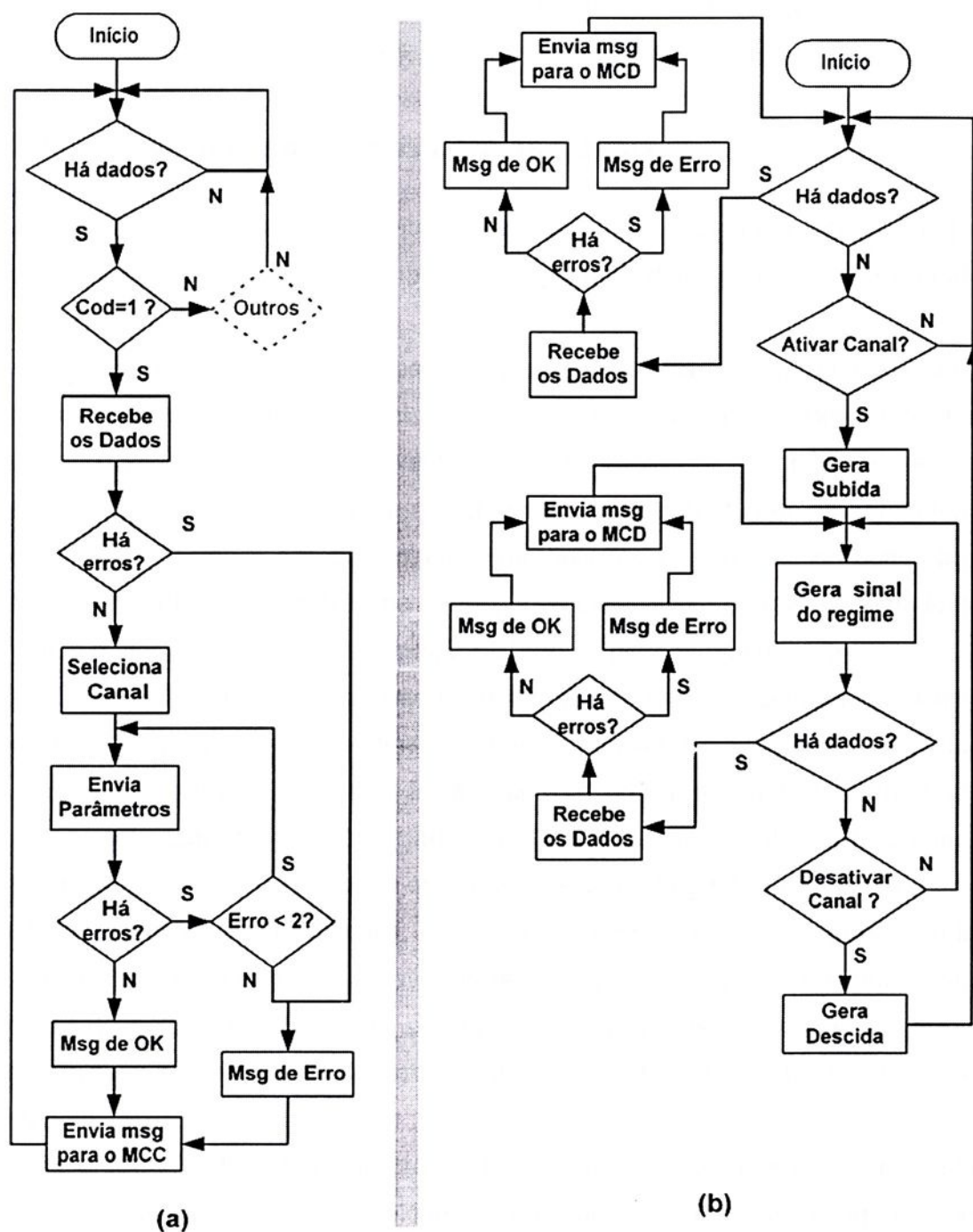


Figura 6.6: (a) Fluxograma do programa do MCD. (b) Fluxograma do programa do MCn.

O microcontrolador dos canais (MCn) pode receber os dados em dois instantes conforme ilustrado na Figura 6.6 (b). No primeiro instante, quando o canal está desativado, o MCn recebe os dados e o programa retorna e fica aguardando a ordem para receber novos dados ou para ativar o canal. No segundo instante,

quando o canal está ativado, o MCn recebe os dados e volta a gerar as formas de ondas já com os novos parâmetros.

6.2.1- Transmissão de Dados para os Canais

Conforme visto anteriormente, a transmissão de dados para os canais pode ocorrer em dois instantes, um quando o canal está desativado e outro quando o canal está ativado.

Quando o canal está desativado, não há grandes problemas pois o microcontrolador do canal está ocioso. Com o canal ativo, a transmissão de dados não pode ocorrer a qualquer instante, devendo acontecer nos instantes em que apresente a maior segurança para o paciente, ou seja, quando não há nenhum sinal aplicado ao músculo. Se houver algum sinal aplicado ao músculo e ocorrer algum problema durante a transmissão de dados, pode ocorrer de ser aplicado uma largura de pulso maior que a estipulada, comprometendo o resultado esperado

A transmissão de dados nas fases de subida e de descida não é indicada, pois pode ocorrer do microcontrolador se perder e travar, uma vez que após receber os dados, o próximo pulso gerado já seria com os novos parâmetros. Como é difícil prever quais serão os próximos parâmetros, pode acontecer da nova largura de pulso, no regime, já ser menor do que a que está sendo gerada na fase de subida. Neste caso, para evitar problemas, é indicado reiniciar a geração de pulsos da fase de subida, o que pode comprometer os resultado da aplicação da estimulação. A geração de pulsos, nas fases de subida e descida, consiste, respectivamente, em incrementar e decrementar a largura de pulso, com a freqüência dos pulsos sempre constante.

Conforme visto, a transmissão de dados para os canais é mais segura na fase de regime e sem nenhum sinal aplicado ao músculo. Considerando a forma de onda apresentada na Figura 4.2, com freqüência de 60 Hz, com largura de pulso (LP) de 500 μ s e com intervalo entre pulsos (IEP) de 100 μ s, o tempo de ausência de sinal, na saída do canal, é de aproximadamente 15,6 ms. Esse tempo é mais que o suficiente para transmissão dos dados para os canais. Assim é possível transmitir os parâmetros das formas de onda e corrigir eventuais erros, sem grandes transtornos.

O MCn e o MCD possuem rotinas que evitam a transmissão dos parâmetros em momentos indesejados, a transmissão só ocorre quando há uma troca de

códigos entre os dois microcontroladores. Na Figura 6.7 mostra-se o fluxograma da rotina de início de transmissão de dados para os canais. Em (a) tem-se a rotina do MCD, que envia um código para o MCn e fica aguardando um código de retorno. Se transcorrer um tempo sem receber o código, um código de erro é enviado para o MCD. Se o código recebido for positivo, um segundo código é enviado para o MCn antecedendo ao envio dos dados. Se for negativo, checa-se se o código é um dos já predefinidos. Se for, e a quantidade de erros for menor que 3, os dados são enviados novamente. Caso o código de erro não seja conhecido e a quantidade de erros for maior do que 3, um código, referente ao tipo de erro ocorrido, é enviado para o MCC.

Ao receber o código o MCn checa se o código está correto, se estiver, envia um código para o MCD informando-o que está pronto para receber os parâmetros, se o código estiver incorreto um código de erro é enviado para o MCD e o programa retorna para geração de formas de ondas conforme mostra a Figura 6.7 (b). Se transcorrer um tempo após o MCn ficar pronto para receber os dados, o programa retorna para geração de formas de ondas.

Como há 16 canais de estimulação, compete ao MCD gerenciar e transferir de forma segura os parâmetros das formas de ondas para cada um destes canais. A transmissão de dados é feita através de um barramento de dados que é compartilhado com todos os canais. O canal a receber os dados é selecionado pelo barramento de endereços. Na Figura 6.8 mostra-se o diagrama de blocos do sistema de transmissão de dados para os canais. Como o estimulador apresenta quatro grupos de canais, isolados uns dos outros, há a necessidade do uso de acopladores ópticos, conforme mostra a Figura 6.8.

6.2.2- Codificação e Transmissão de Dados

Não havendo conexões físicas entre o módulo portátil e o fixo, os dados são modulados, em FM (Frequência Modulada), na frequência de 433,92 MHz, e transmitidos. O receptor capta sinais oriundos de diversas fontes, sendo estes considerados ruídos. Ruídos podem fazer com que o MCP interprete incorretamente os dados, colocando em risco a integridade física do paciente. Mesmo não existindo a transmissão de dados, o receptor capta estes ruídos que poderão coincidir com algum comando e iniciar a execução indesejada de uma tarefa. Uma forma

encontrada para contornar o problema foi à inserção de códigos indicativos de início de transmissão, e a codificação dos dados.

Antes do envio de qualquer tipo de informação é necessário inicializar os transceptores, enviando um sinal de preâmbulo [69]. Aproveitando a necessidade do preâmbulo, foi criado um sinal com dois códigos, que são indicativos da intenção do transmissor em iniciar a transmissão de dados.

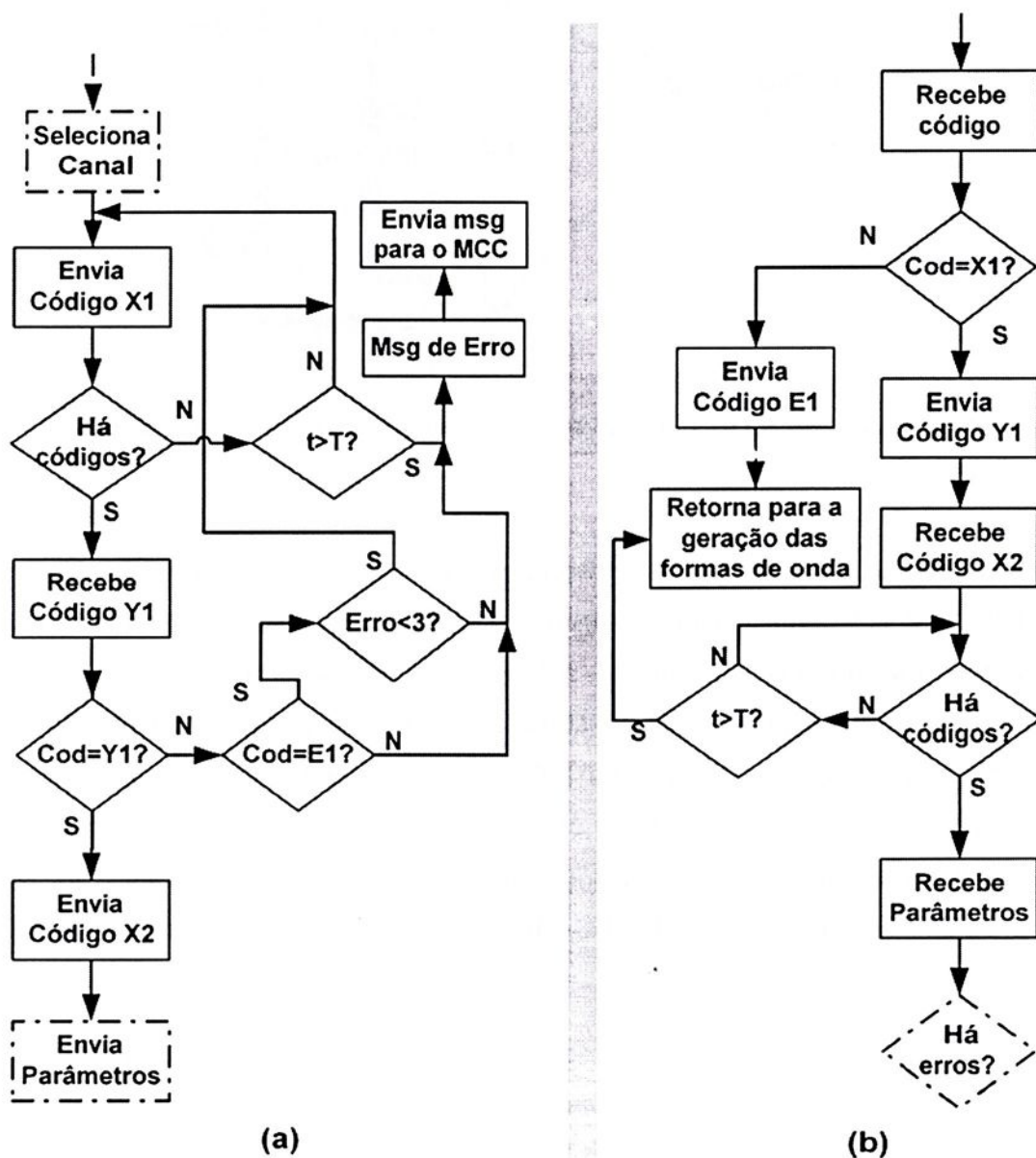


Figura 6.7: Rotina de inicialização da transmissão de dados para os canais do estimulador neuromuscular. (a) Rotina do MCD e em (b) rotina do MCn.

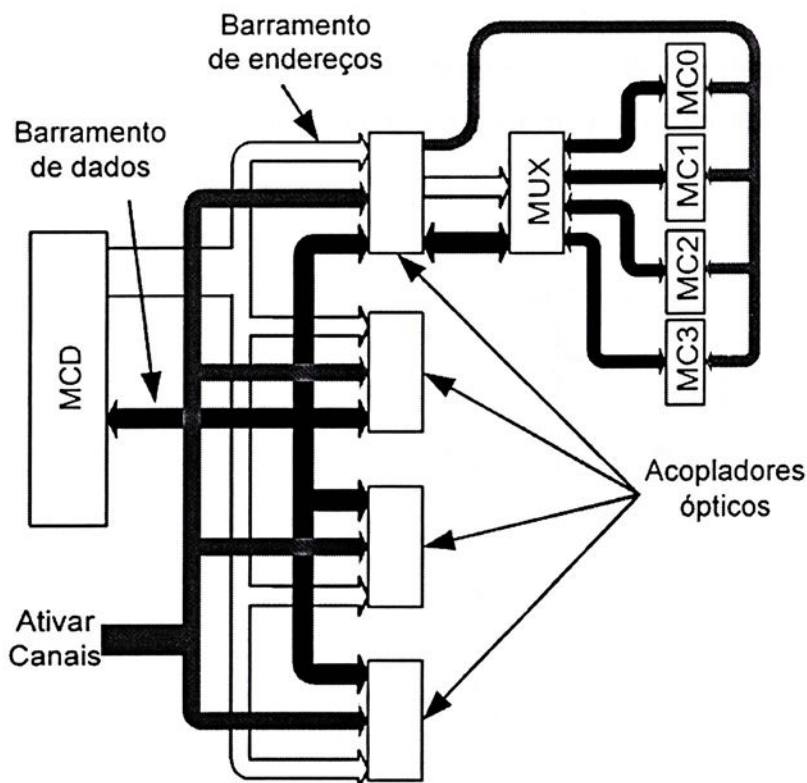


Figura 6.8: Diagrama de blocos do sistema de transmissão de dados para os canais.

Na Figura 6.9 mostra-se uma representação do preâmbulo. Inicialmente é enviado o código 0, que principia o processo de inicialização dos transceptores. Após um tempo t_1 de repouso, o código 1 é enviado 4 vezes, em um intervalo de tempo t_2 e, finalmente, num intervalo t_3 , o código 2 é enviado 2 vezes.

Em termos de *software*, o código 0 é dispensável, já os códigos 1 e 2 são extremamente importantes na transmissão de dados. A parte inicial do programa do MCP (ver Figura 6.3) é responsável por identificar estes códigos, a Figura 6.10 mostra, com mais detalhes, o fluxograma deste trecho de programa.

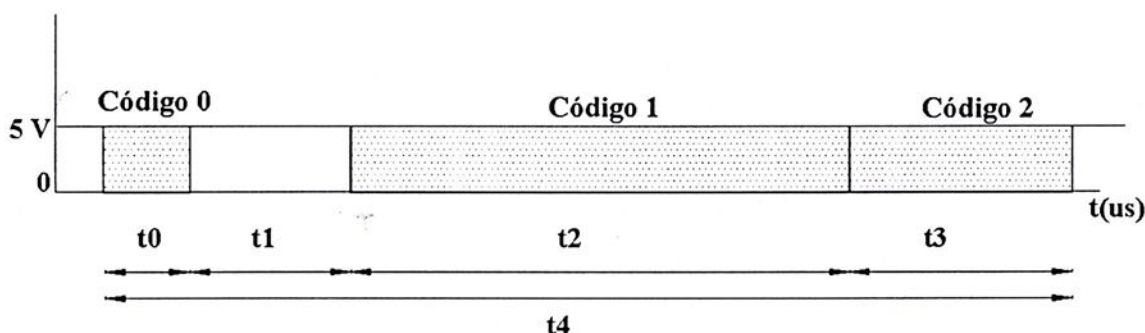


Figura 6.9: Representação gráfica do preâmbulo.

A codificação consiste em misturar aos dados um código, que o receptor terá que interpretar e validar o dado recebido. A codificação faz com que cada receptor receba dados de somente um transmissor. O resultado da codificação de cada dado (representado com 8 *bits*) são dois *bytes*, que são transmitidos duas vezes para o receptor. Juntamente com cada byte é transmitido um *bit* de paridade que minimiza os erros de recepção. Na Figura 6.11 mostra-se um diagrama de blocos que representa a codificação e a transmissão dos dados. A decodificação é o processo inverso da codificação, tendo como resultado o dado.

A transmissão de dados entre os módulos, fixo e portátil, pode ser feita também através de um cabo, a única diferença é que neste caso a taxa de transmissão passa a ser de 2,5 Mbits/s.

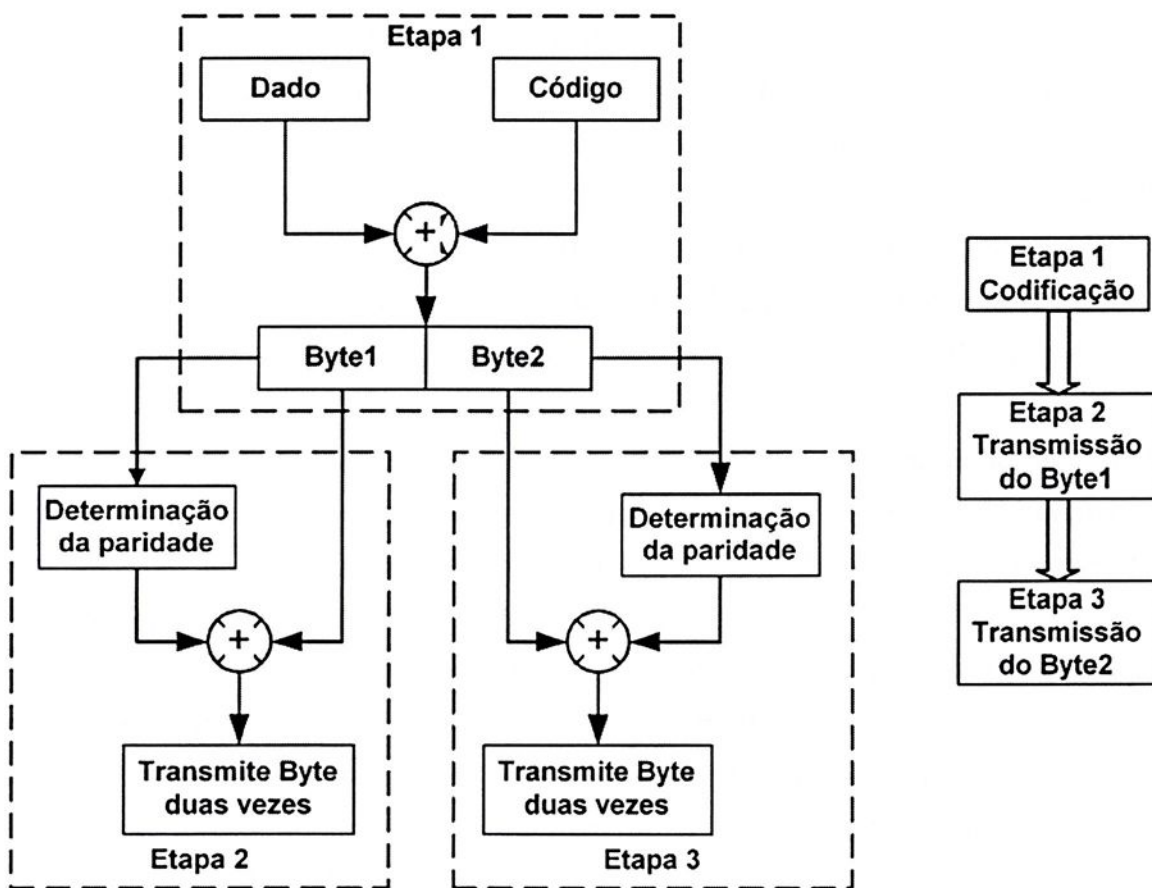


Figura 6.11: Representação da codificação e transmissão de dados.

6.2.3- Banco de Dados e Ativação dos Canais.

O estimulador neuromuscular possui dois modos de operação, um modo que opera com 8 canais (MDCN8) e o segundo modo que pode operar até com 16 canais (MDCN16). A seguir será descrito cada um destes modos.

6.2.3.1- Modo MDCN8.

Ao ser ligado, o estimulador já é automaticamente configurado neste modo de operação. Este modo trabalha com os 8 primeiros canais, sendo 4 canais dedicados ao lado esquerdo e 4 ao direito, o restante dos canais são desativados.

A ativação dos canais é controlada pelo módulo fixo, que envia um *byte*, denominado de parâmetro de ativação, com informações de quais canais serão ativados ou desativados. Cada *bit* do parâmetro de estimulação controla um canal, por exemplo, quando o *bit* 0 (zero) for 1, o canal 0 será ativado, caso contrário será desativado. Se ocorrer um erro de interpretação do parâmetro de estimulação no módulo portátil, um código acusa o erro (veja a Tabela 6.2: erro nº 10).

O registrador que armazena o parâmetro de estimulação é atualizado quando qualquer um dos oito canais for ativado ou desativado. Uma rotina em LabVIEW, calcula o tempo existente entre cada atualização. O resultado é armazenado em três *bytes*, cada *byte* armazena uma unidade de tempo que são: minutos, segundos e milissegundos.

Quando executado o comando 2, os *bytes* de tempo e o parâmetro de estimulação são enviados para o módulo portátil ativando ou desativando canais e em seguida, são armazenados num banco de dados (veja os fluxogramas das Figuras 6.2, 6.3, 6.4, 6.5).

O banco de dados possui uma capacidade de 1020 *bytes*, sendo que cada metade pertence a uma fase de balanço de um membro inferior. 50% do banco é usado para armazenar informações de um ciclo de marcha. Desta forma é possível armazenar dados de dois ciclos de marcha. Na Figura 6.12 ilustra-se como é dividido o banco de dados.

A atualização do banco é realizada alternando entre a primeira e a segunda metade do banco, desta forma o sistema sempre terá intactas informações de um ciclo de marcha. O banco é considerado atualizado quando for executado o

comando de fim de atualização. Se ocorrer uma falha de comunicação, em que o módulo portátil não consiga se comunicar com o fixo, durante uma atualização do banco, no próximo ciclo de marcha o MCP volta a alterar os dados do último banco acessado, pois não foi executado o comando de fim de atualização.

O banco de dados é gerenciado pelo módulo fixo, que gera comandos que informam ao MCC qual membro está na fase de balanço, se é início, meio e fim da atualização do banco referente ao membro.

Os comandos do banco de dados são enviados para o módulo portátil, juntos com o parâmetro de ativação e os *bytes* de tempo, quando executado o comando 2. Observando os fluxogramas nota-se que há um comando de inicialização do banco de dados (Comando 3). Este comando deve ser executado antes de iniciar as sessões de estimulação, pois ele transfere dados dos dois últimos ciclos de marcha armazenados no PC para o módulo portátil.

O uso do banco de dados será esclarecido posteriormente.

| Fase de balanço do membro inferior Esquerdo | Fase de balanço do membro inferior Direito |
|---|--|
| Primeiro ciclo de marcha (255 Bytes) | Primeiro ciclo de marcha (255 Bytes) |
| Segundo ciclo de marcha (255 Bytes) | Segundo ciclo de marcha (255 Bytes) |
| Banco esquerdo (510 Bytes) | Banco Direito (510 Bytes) |

Figura 6.12: Divisão do banco de dados do controlador de canais.

6.2.3.2- Modo MDCN16.

Para que o estimulador opere neste modo há necessidade de configurá-lo, o que é feito através da execução do comando 4 (veja o fluxograma da Figura 6.5). Neste modo de operação é possível escolher de forma aleatória quantos canais

serão usados para a estimulação e quais destes canais serão para o lado esquerdo e quais serão para o lado direito. Após a configuração só serão ativados os canais configurados para uso, os outros ficarão desativados.

A ativação dos canais é semelhante ao descrito no modo anterior. Neste caso o parâmetro de ativação é formado por dois bytes, uma vez que há 16 canais. Junto com os parâmetros de ativação é enviada somente a informação de qual membro está na fase de balanço. Os canais podem ser ativados ou desativados através da execução do comando 5.

Neste modo, os parâmetros de estimulação não são armazenados no banco de dados, durante o uso do estimulador. A forma de gerenciar o banco de dados é diferente do modo MDCN8. No modo MDCN16, o banco de dados é dividido em duas partes, uma armazena informações do período que o membro inferior esquerdo está na fase de balanço, e a outra parte é reservada para o lado direito.

Em cada lado são armazenados os parâmetros de estimulação e o intervalo de tempo (em minutos, segundos e milissegundos) entre cada mudança de estado, em qualquer um dos canais. Antes do uso do estimulador, o banco de dados tem que ser carregado com as informações de um ciclo de marcha armazenadas no banco de dados do microcomputador. Se houver necessidade de atualizar o banco de dados do MCC é necessário interromper a sessão de estimulação, carregar o banco com as novas informações e em seguida dar prosseguimento à estimulação. O carregamento do banco de dados é realizado com a execução do comando 6.

6.2.4- Sistema de emergência.

O sistema de emergência é acionado automaticamente pelo sistema, quando houver falha de comunicação entre o módulo fixo e o portátil, durante a fase de balanço de um dos membros inferiores. Ocorrendo o erro, o MCP verifica qual membro está na fase de balanço, após a identificação, inicia-se uma pesquisa no banco de dados, referente ao membro, para localizar um parâmetro estimulação idêntico ao último parâmetro recebido do módulo fixo. Depois de encontrado o parâmetro correto, o MCP continua a seqüência de estimulação até o membro inferior deixar a fase de balanço, permanecendo neste estado até que a comunicação seja restabelecida.

Quando houver falha na comunicação um sinal sonoro é disparado no módulo portátil, e um segundo sinal é emitido durante a atuação do sistema de emergência.

O módulo portátil possui uma chave de segurança que desativa todos os canais. Ela pode ser acionada pelo paciente a qualquer momento mesmo quando o sistema de emergência estiver operando.

Quando a chave é acionada um código é enviado para o módulo fixo impedindo que os canais sejam reativados automaticamente. No caso de falha de comunicação entre os módulos fixo e o portátil, o código é enviado assim que a comunicação for restabelecida.

6.3- Sistema de Transmissão de Dados do Sistema de Aquisição.

Conforme visto no capítulo V o sistema de aquisição de dados pode operar em dois modos de aquisição, no modo 1024 e no modo 64.

O controle do fluxo de dados no módulo portátil é bem distinto para os dois modos de operação, mas a transmissão dos dados, do módulo portátil para o módulo fixo, é similar para os dois modos. O tamanho do pacote de dados a ser transmitido para o módulo fixo varia de acordo com o modo de operação.

Para facilitar o entendimento, inicialmente será apresentada a transmissão dos dados para o módulo fixo considerando que os dados já estão armazenados no MCP, e em seguida será apresentado o controle do fluxo de dados no módulo portátil. Os comandos 7 e 8, responsáveis pela configuração dos modos de aquisição, e serão descritos posteriormente.

6.3.1- Transmissão dos Dados para o Módulo Fixo.

6.3.1.1- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 1024

A transmissão de dados do MCP para o MCF ocorre quando se executa o comando 9. Na Figura 6.13 mostra-se o fluxograma da execução deste comando no MCF. Na Figura 6.14 apresenta-se o fluxograma do MCP.

Conforme se observa na Figura 6.13, o MCF envia o comando para o MCP e fica aguardando um código. Se o código recebido for K1, o MCF se prepara para receber os dados, se o código for K2, um código indicativo de que não há dados é

enviado para o PC. Se o código for K3, um código indicando que houve perda de dados no MCP, é enviado para o PC. Se o código não for nenhum dos três, o MCF incrementa a variável de erro, aguarda um tempo e, em seguida, envia o comando novamente e fica aguardando um código.

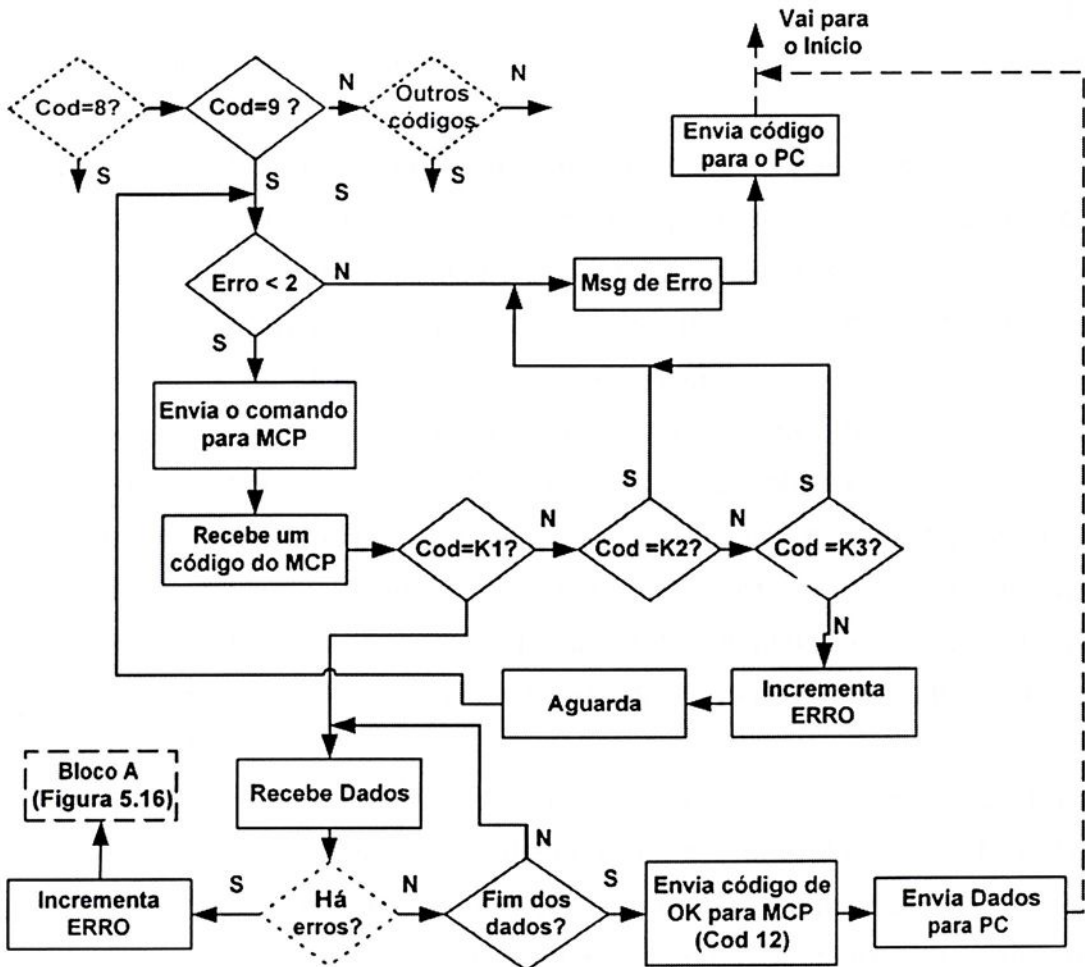


Figura 6.13: Fluxograma das rotinas do comando 9 no MCF.

Se ocorrer falha na comunicação, durante o recebimento dos dados, o MCF incrementa a variável de erro e executa as instruções do Bloco A. Se não ocorrer falha de comunicação, após o término do recebimento dos dados, o MCF envia o comando 12 para o MCP, informando-o que os dados estão corretos (veja Figura 6.13), e em seguida envia os dados para o PC. Ao receber o comando 12, o MCP limpa a memória e se prepara para receber novos dados.

Ocorrendo falha na comunicação entre os módulos, durante a transmissão dos dados, o MCF interrompe o recebimento, marca o ponto onde ocorreu o erro, aguarda um tempo e envia para o MCP o comando 10 (enviar dados a partir de um ponto) e a informação sobre o ponto onde ocorreu o erro, conforme mostra a Figura 6.15.

Cada *byte* do bloco de dados está associado a um índice, como nos vetores que, na verdade, é o endereço em que o *byte* está armazenado nos microcontroladores.

O MCF seleciona o endereço antes de receber um dado. Assim, se ocorrer uma falha durante a comunicação, o MCF sabe o ponto (endereço) exato em que ocorreu a falha. É este endereço que é enviado, juntamente com o comando 10, para o MCP. Após enviar o comando 10, o recebimento dos dados é similar ao descrito anteriormente, diferindo apenas que, neste caso, para qualquer erro ocorrido é enviado um código de erro para o PC (veja a Figura 6.15).

Observando o fluxograma da Figura 6.13 pode-se observar que, se houver repetição do erro de falha de comunicação, um código de erro é enviado para o PC.

Durante o envio dos dados, o MCP fica impossibilitado de receber qualquer informação oriunda do MCF. Por isso, quando ocorre algum erro, o MCF tem que aguardar o MCP terminar de executar as rotinas de envio de dados, antes de enviar o próximo comando.

Após receber o comando 9, o MCP checa se houve perda de dados, se não houver, checa se há dados, se houver dados estes são enviados para o MCF (ver Figura 6.14). Na inexistência de dados ou perda de dados, um código referente a cada um dos erros é enviado para o MCF. A perda de blocos será descrita posteriormente. Na execução do comando 10, o MCP recebe a informação sobre o ponto de erro e, em seguida, envia o código K1, antes de enviar os dados, a partir do endereço especificado para o MCF.

No fluxograma da Figura 6.13 pode-se constatar que durante o recebimento dos dados, é checado a existência de erros. Este bloco de checagem de erro pode ser estendido na forma apresentada na Figura 6.16.

Da figura, observa-se que além do erro de falha de comunicação, que já foi descrito, é checada a existência de outros erros (por exemplo erro de paridade). O tratamento destes erros é diferente do de falha de comunicação, pois não houve perda de contato entre os módulos. Os erros ocorrem em dados isolados, e não há

motivo em interromper o recebimento dos dados pelo fato de ocorrer erros em alguns poucos dados. Na existência de outros erros, o MCF marca pontos em que foram detectados erros e volta a receber mais dados. À medida que os erros vão sendo detectados, os endereços vão sendo armazenados num vetor de, no máximo, 50 posições. Se o número de erros exceder 50, um código de erro é enviado para o PC conforme mostra a Figura 6.16. Após o encerramento do recebimento dos dados é checado se houve algum erro, se não houver os dados são enviados para o PC.

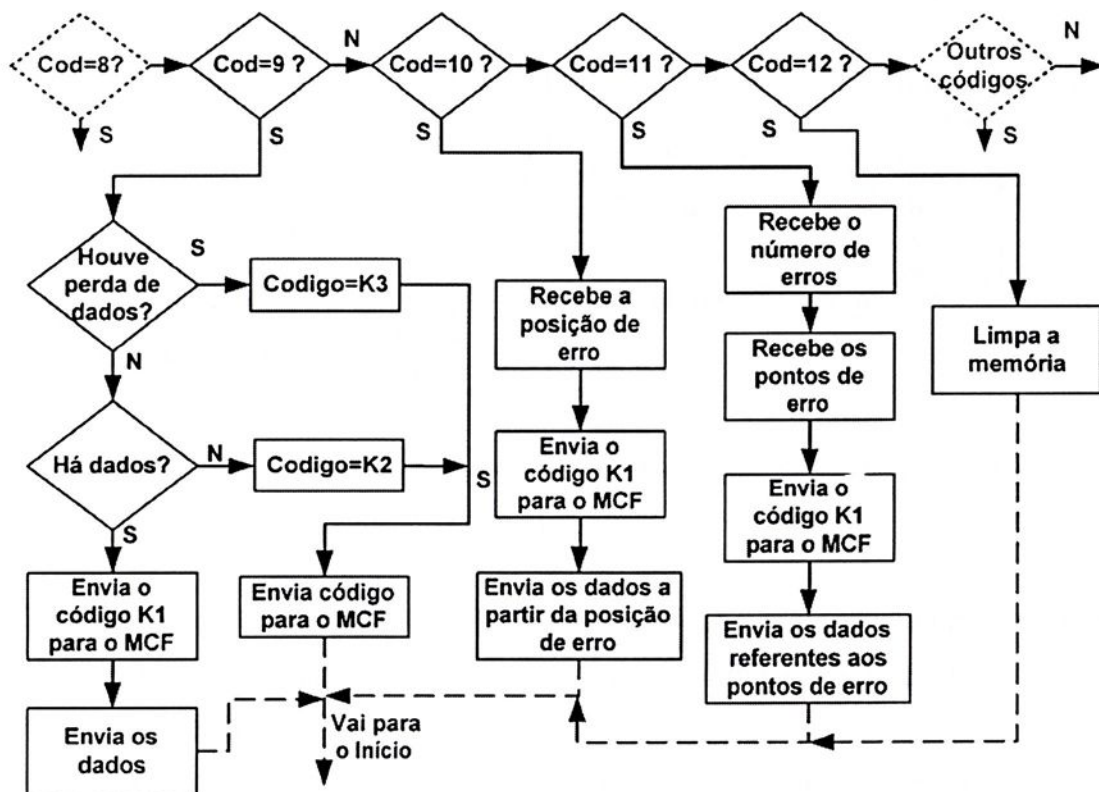


Figura 6.14: Fluxograma das rotinas das rotinas de transmissão de dados do MCP para o MCF.

Se houver erro, o MCF envia o comando 11 para o MCP, em seguida envia o número de erros e posteriormente envia as posições onde ocorreu algum tipo de erro (veja a Figura 6.16). Após a seqüência de envio para o MCP, o MCF fica aguardando um código, se o código estiver correto, o MCF se prepara para corrigir os dados em que foi detectado algum erro no envio anterior.

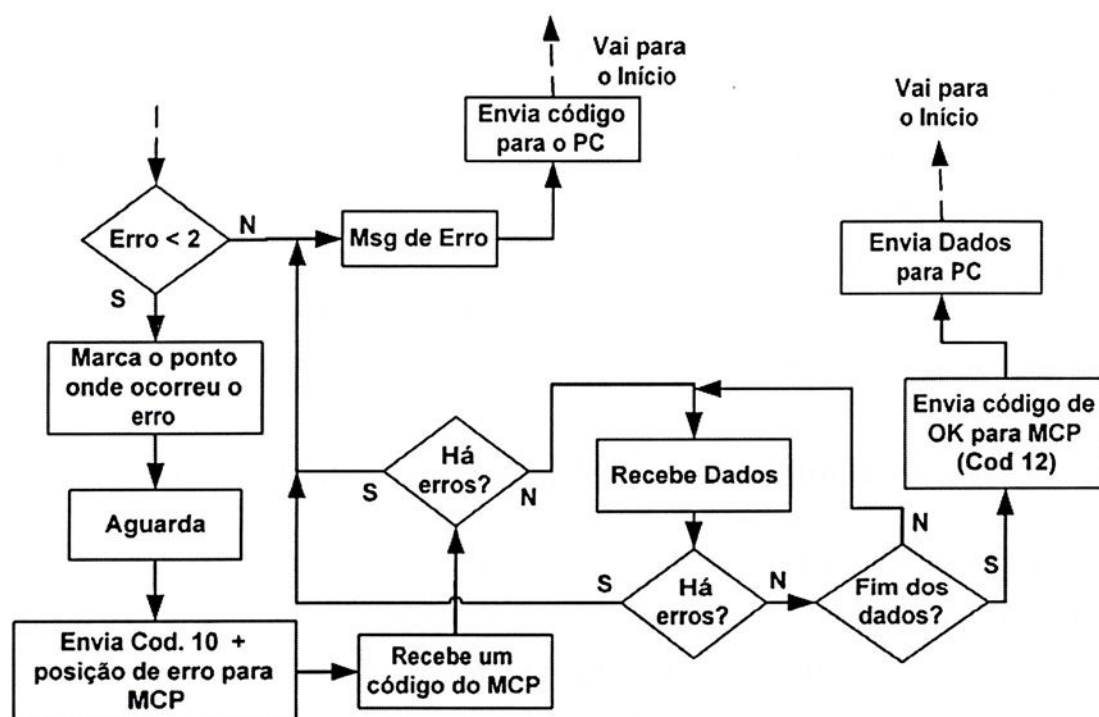


Figura 6.15: Fluxograma da correção de erros no MCF quando há falhas na comunicação entre os módulos.

A existência de qualquer erro, durante a correção dos dados, implica no envio de um código de erro para o PC. Após a correção, os dados são enviados para o PC como mostra a Figura 6.16.

A execução do comando 11 no MCP pode ser entendida observando a Figura 6.14.

6.3.1.2- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 64

A transmissão de dados, com o sistema de aquisição configurado no modo 64, tem algumas similaridades com a do modo 1024. Uma das diferenças é a quantidade de dados transmitidos e a outra é que na detecção de qualquer erro, o MCF se comporta como descrito no modo 1024 quando ocorre falha de comunicação. No modo 64 o comando 13 é o comando de solicitação de dados e o comando 14 é o comando de correção de dados.

6.3.2- Controle do Fluxo de Dados no Módulo Portátil.

Na Figura 6.17 mostra-se o diagrama de blocos, com um pouco mais de detalhe, do sistema que controla o fluxo de dados no módulo portátil. Como foi visto no capítulo V o MCAD é responsável pelo chaveamento dos multiplexadores e pelo controle do conversor A/D, além de armazenar os dados provenientes do conversor A/D. Como pode ser visto na Figura 6.17 há um barramento bidirecional de dados, por onde são transportados os dados entre os microcontroladores, e um outro de controle, através do qual são enviados os comandos e sinais de controle.

6.3.2.1- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 1024

Na Figura 6.18 mostra-se o fluxograma do programa do MCAD. Como o período de amostragem no modo 1024 é de 20 ms, a cada 20 ms o MCAD executa as rotinas de aquisição. Ao término da aquisição os dados são enviados para o MAD1 e se não houver erros o MCAD encerra as rotinas de envio. Mesmo durante o envio dos dados o MCAD controla o período de amostragem, mantendo-o sempre constante.

Na Figura 6.19 representa-se uma parte do fluxograma do programa do MAD1. Existindo dados no MCAD, o MAD1 registra o endereço inicial do bloco de memória onde vão ser armazenados os dados e inicia o processo de recebimento. No fim do processo se não houver erros durante o recebimento o MAD1 verifica se a memória está cheia, se não estiver, um sinal é enviado para o MCAD informando-o que os dados estão corretos.

A memória de dados do MAD1 tem a capacidade de armazenar 1024 *bytes*. Esta porção de memória foi denominada de Bloco B. O Bloco B é subdividido em 16 blocos de 64 *bytes* que são denominados de Blocos A, que correspondem a uma aquisição dos 32 canais. Cada Bloco A armazenado tem um *bit* num registrador denominado de registrador de perda de bloco (RPB). O RPB é constituído por dois registradores o RPB1 e o RPB2.

A comunicação entre o MCAD e o MAD1 é feita serialmente a 1,25 Mbits/s. A cada dado transmitido é checado o bit de paridade, no fim da transmissão. Se houver erro o MAD1 solicita o envio dos dados novamente. Havendo erro novamente, os dados da aquisição atual são descartados e o MAD1 cria uma marca

no RPB e, posteriormente, o seu conteúdo é transmitido junto com o pacote de dados. Se houver descarte de dados, o sistema marca 1 no bit correspondente, caso contrário marca 0. O bit em 1 indica que naquele ponto houve perda de blocos, mas não sinaliza quantos blocos foram descartados. Após registrar 1 em um *bit* o sistema só passará para o *bit* seguinte quando não houver descarte de dados pela segunda vez. Na Figura 6.20 ilustra-se o registro de perda de blocos.

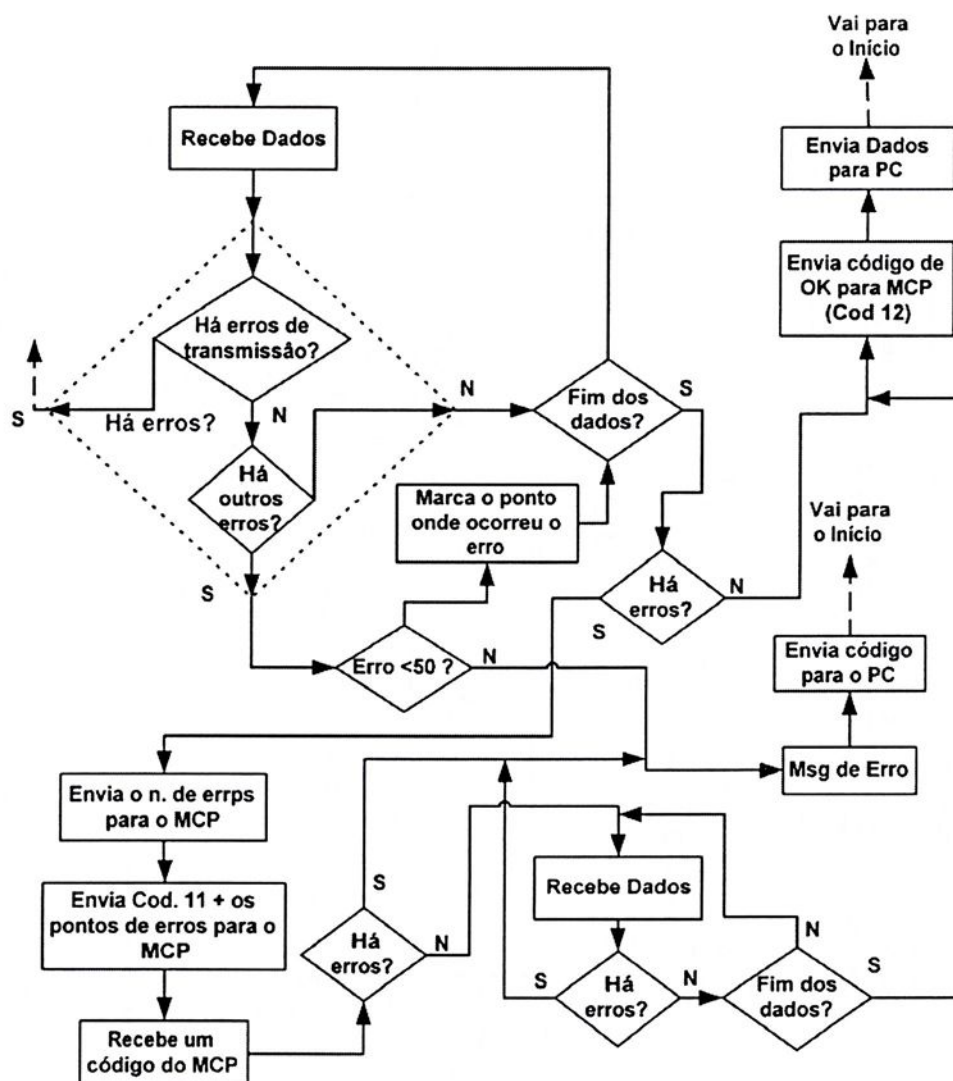


Figura 6.16: Fluxograma da correção de erros no MCF quando há erros nos dados.

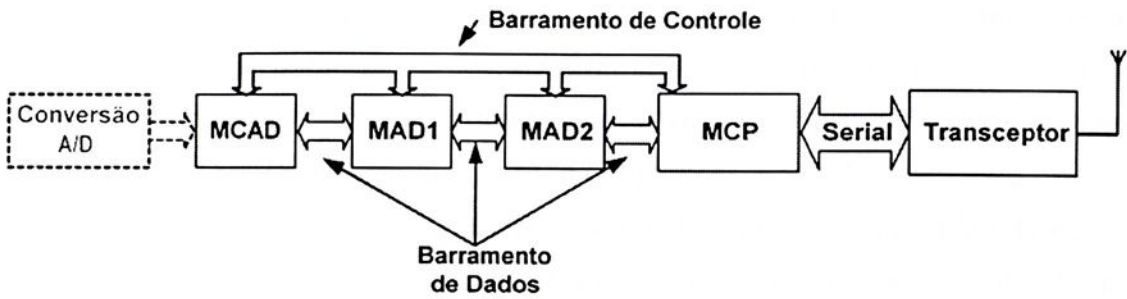


Figura 6.17: Sistema controlador de fluxo de dados do módulo portátil.

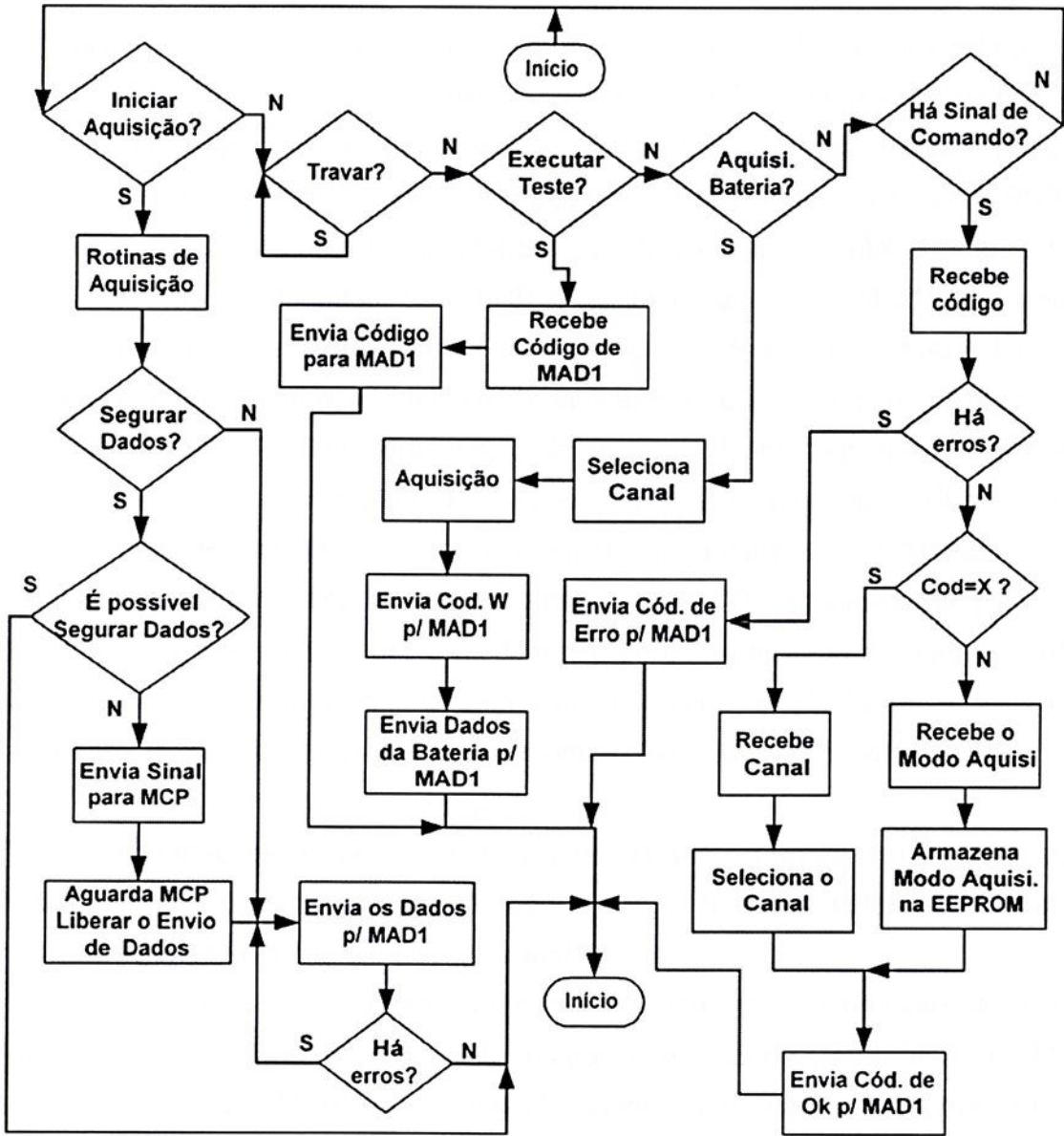


Figura 6.18: Fluxograma do programa do MCAD.

Voltando ao fluxograma da Figura 6.19, pode-se verificar que após enviar o sinal de dados corretos para o MCAD, se não houver erros e, se a memória não estiver cheia, o MAD1 fica aguardando mais dados ou algum comando. Se houver erros, durante o recebimento de dados, é checado se o Erro1 é menor do que 2, se for, o MAD1 solicita o envio dos dados novamente, caso contrário o MAD1 marca 1 no FLAG1, incrementa o ERRO2, reinicia as variáveis de recebimento e volta para receber os próximos dados. Assim fica caracterizado a perda de Bloco A como mostra a Figura 6.19.

Na inexistência de erros no recebimento de um Bloco A, após a perda de um bloco, o MAD1 checa se o FLAG1 está marcado, se estiver, é marcado 1 no bit 0 do RPB e em seguida este registrador é rotacionado, se não estiver, o RPB simplesmente é rotacionado. Após a rotação do RPB, é checado se o ERRO2 é maior do que 10, se não for e a memória não estiver cheia o MAD1 volta e fica aguardando novos comandos. Se o ERRO2 for maior que 10, o MAD1 incrementa PERBLO e verifica se esta variável é maior do que 3, se não for o MAD1 limpa a memória, reinicia as variáveis e volta para receber mais dados, caracterizando assim a perda de Bloco B. Se o numero de erros for maior do 3, antes de limpar a memória o MAD1 envia um sinal de perda de blocos para o MCP, bloqueia o MCAD e fica aguardando o MCP enviar um sinal para em seguida desbloquear o MCAD (veja a Figura 6.19). O fato do MAD1 enviar um sinal para o MCP é simplesmente para que o MCP envie a informação para o módulo fixo de que o sistema de aquisição não está operando corretamente. O conteúdo da variável PERBLO é enviado, juntamente com os dados, para o módulo fixo informando-o que há uma descontinuidade no recebimento dos dados.

As informações de perda de Blocos A e B são importantes na análise dos dados, pois assim o módulo fixo pode considerar somente as análises nos pontos onde há continuidade no recebimento de dados.

Continuando no fluxograma da Figura 6.19, após receber o último Bloco A o MAD1 marca 1 em MFL. Se ERRO2 for menor do que 10 e se MFL for 1, o MAD1 envia um sinal para o MCAD fazer aquisição da tensão da bateria que alimenta todo o sistema, se não houver erros durante a comunicação, os dados da tensão são armazenados, se houver erros o MAD1 registra o valor de 256 nos dois registros destinados a armazenar os dados da bateria, como mostram as Figuras 6.18 e 6.19.

Ao receber o valor de 256, o módulo fixo reconhece que ocorreu algum erro durante a aquisição da tensão da bateria, e desconsidera o valor lido.

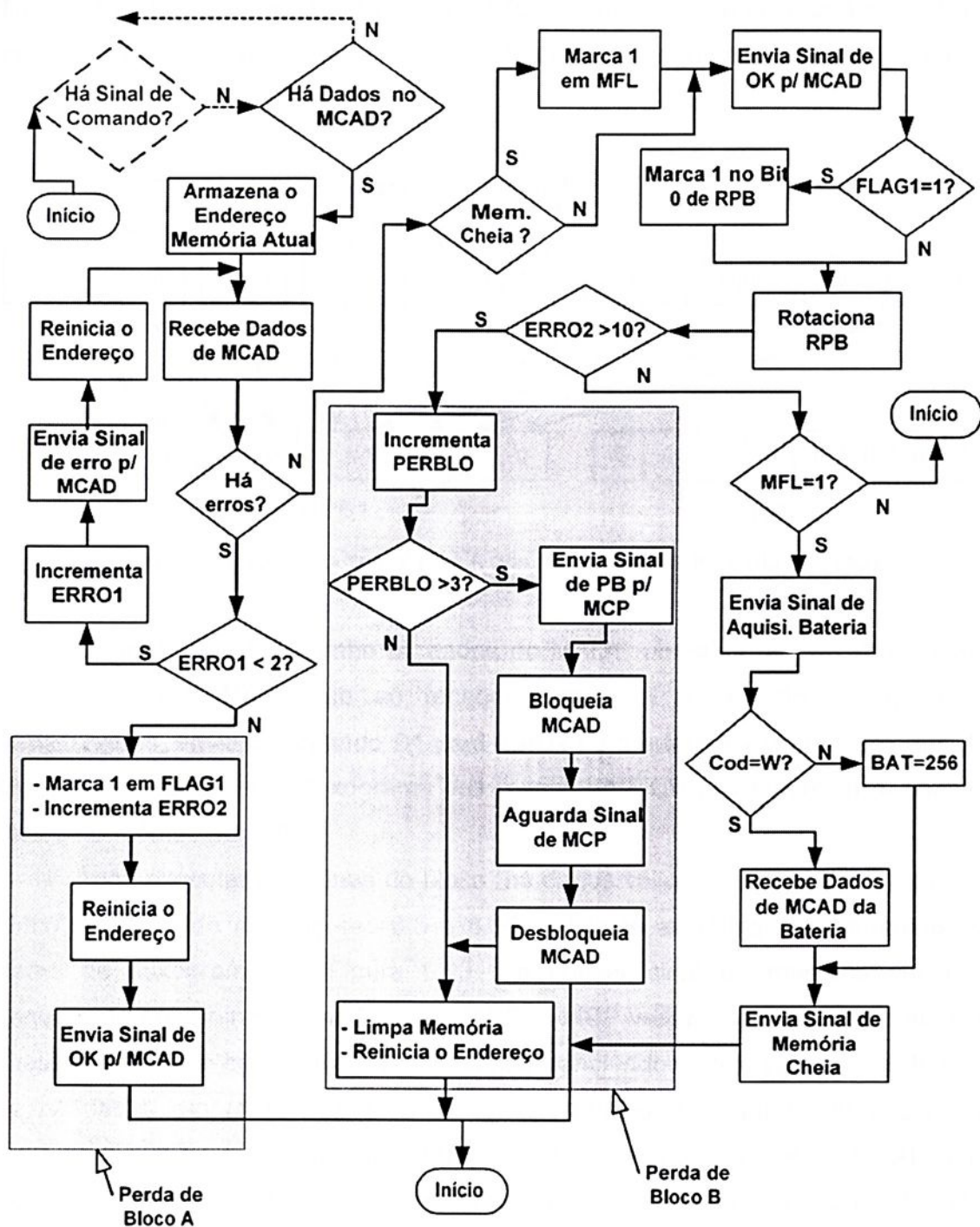


Figura 6.19: Fluxograma das rotinas do MAD1 de recebimento dos dados de MCAD.

Quando MFL for 1, o MAD1 libera um sinal de memória cheia no barramento de controle. Ao receber este sinal e se a memória estiver liberada, o MAD2 envia o

comando E1 (comando de enviar dados para MAD2) para o MAD1, que ao receber este comando envia os dados para o MAD2. Na Figura 6.21 mostra-se o restante do fluxograma do programa do MAD1 e na 6.22 é apresentado o fluxograma do MAD2, nas quais pode-se ver o processo de transferência de dados do MAD1 para o MAD2.

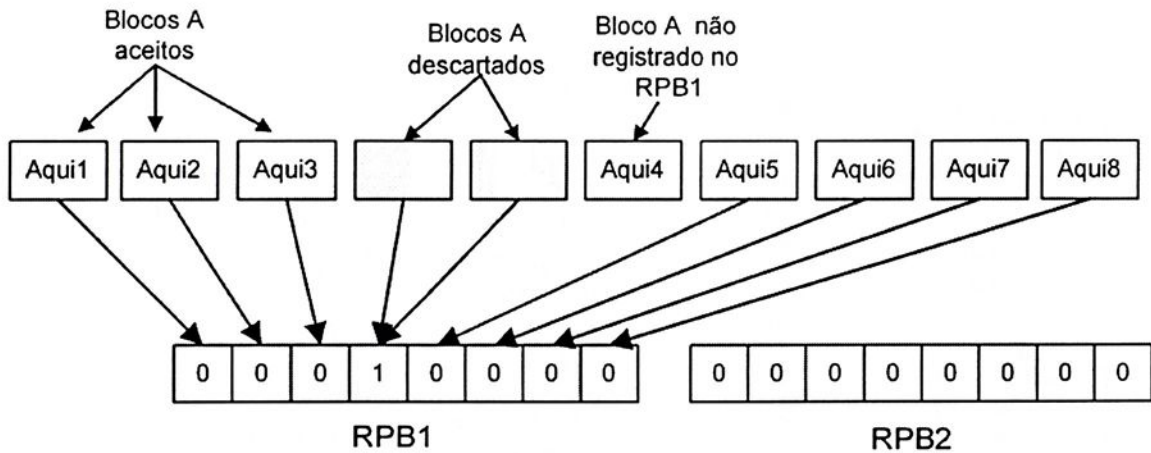


Figura 6.20: Registro dos blocos A nos registradores de perda de blocos.

Quando o MAD2 recebe os dados do MAD1, um sinal de memória cheia é enviado para o MCP, que ao receber este sinal e se não houver dados armazenados, envia o comando D1 para MAD2 para a transferência dos dados. Na Figura 6.23 mostra-se o fluxograma das rotinas do MCP que controlam o fluxo de dados no módulo portátil.

Após executar as rotinas do bloco "há dados válidos" (este bloco é o mesmo bloco apresentado nas Figuras 6.3 e 6.10), inicia-se as rotinas apresentadas em forma de fluxograma da Figura 6.23. Se houver sinal de memória cheia no barramento de controle enviado pelo MAD2, o MCP verifica se a sua memória está cheia ($MFL=1$), se não estiver, os dados são transferidos, caso contrário é checado se há dados em MAD1, se não houver, as rotinas de controle de dados são reiniciadas. Se houver dados no MAD1, o MCP envia um sinal para o MCAD, para que este segure alguns blocos de dados (Blocos A), veja a Figura 6.18. Não existindo mais espaço no MCAD, este envia um sinal para o MCP informando-o que não é possível armazenar mais blocos. Imediatamente após receber esta informação, o MCP envia o comando D1 para o MAD2 substituindo os dados armazenados em sua memória, liberando assim espaço no MAD2, que por sua vez libera o MAD1. Após o MAD1 ser liberado, o MCP envia um sinal para o MCAD,

liberando o envio de dados para o MAD1. O MCAD envia todos os blocos armazenados e a partir daqui o processo continua como descrito anteriormente.

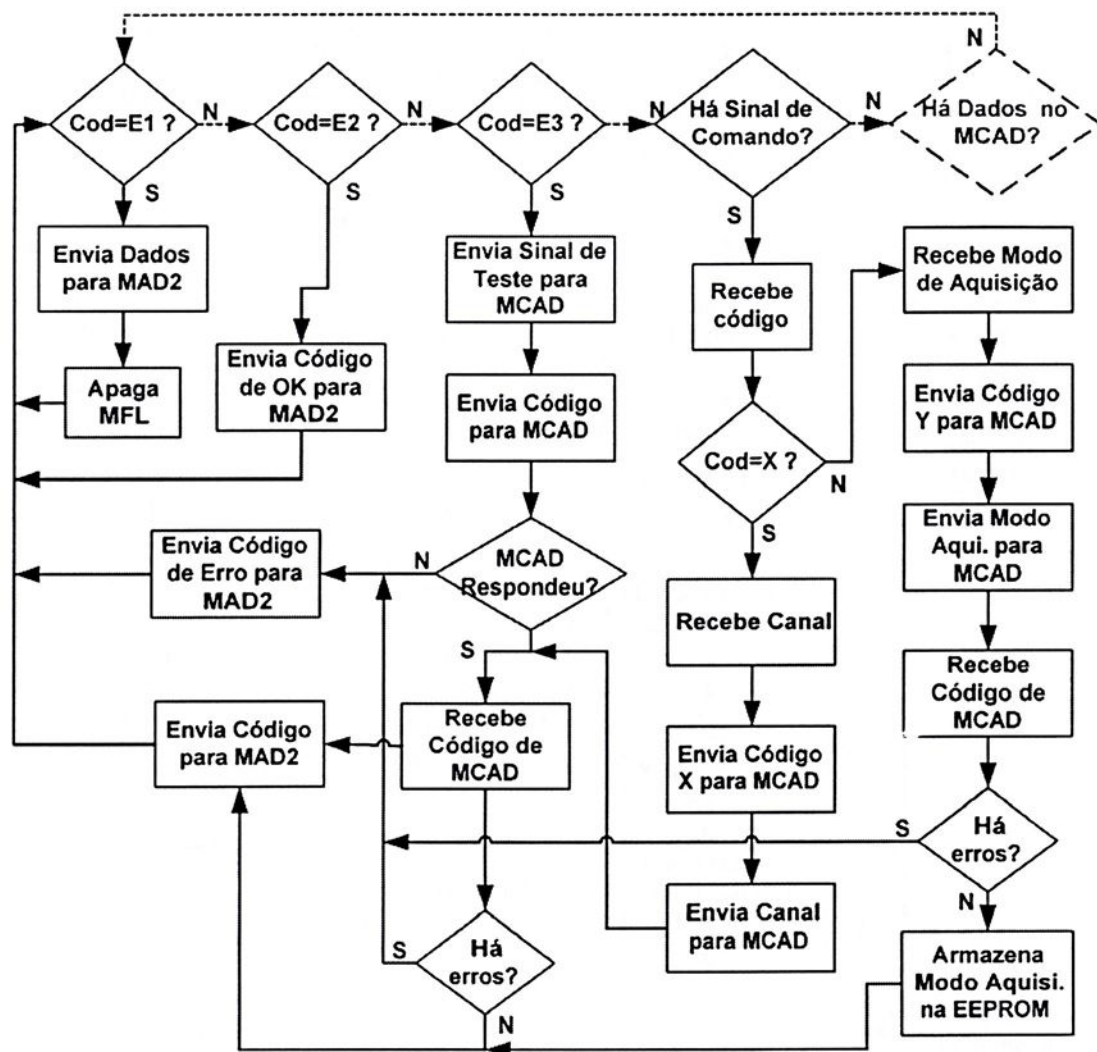


Figura 6.21: Segunda parte do fluxograma do programa do MAD1.

Ao receber o sinal de perda de blocos enviado pelo MAD1 (veja a Figura 6.19), o MCP marca a variável VPB que gera um código de erro que é enviado para o MCF em resposta a qualquer comando enviado pelo módulo fixo.

Juntamente com os dados, além das informações da tensão da bateria e da perda de Blocos A e B, são enviadas informações referentes ao estado de memória de MAD1 e MAD2 (se as memórias estão cheias ou não). Através destas informações o módulo fixo sabe aproximadamente quando solicitar o envio de novos dados.

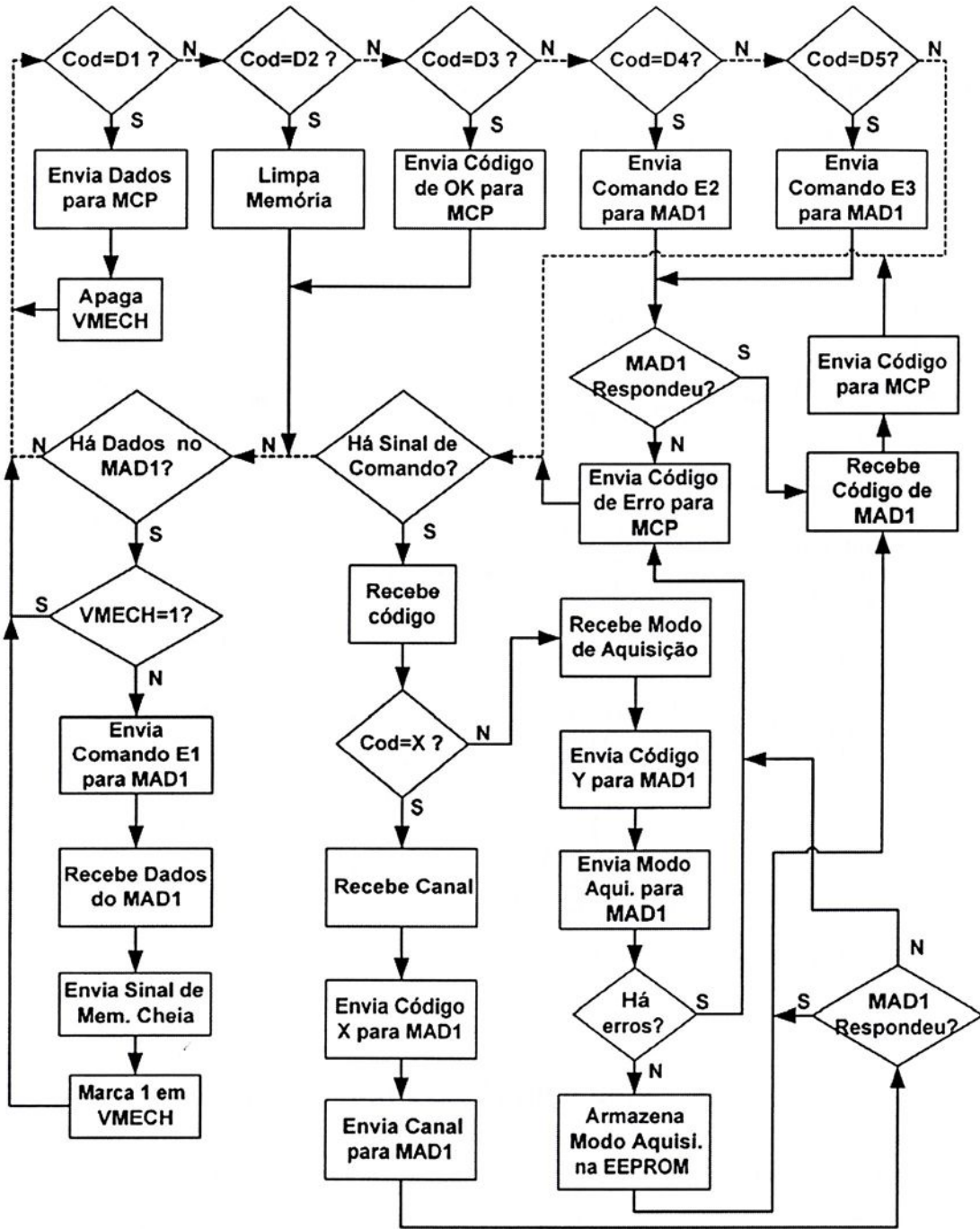


Figura 6.22: Fluxograma do programa do MAD2.

6.3.2.2- Sistema de Aquisição Configurado no Modo 64

O controle do fluxo de dados com o sistema de aquisição configurado no modo 64 é mais simples que o controle o modo 1024. No modo 64, à medida que uma aquisição é feita, os dados são transferidos para o próximo microcontrolador

até que cheguem no MCP. Neste modo, o MCP não verifica se há dados armazenados ele simplesmente recebe os dados de MAD2. Após cada conversão, o MCAD envia o dado referente a tensão da bateria, juntamente com outros dados. O controle de perda de Blocos A ainda é realizado, só que neste caso é utilizado somente um bit do RPB.

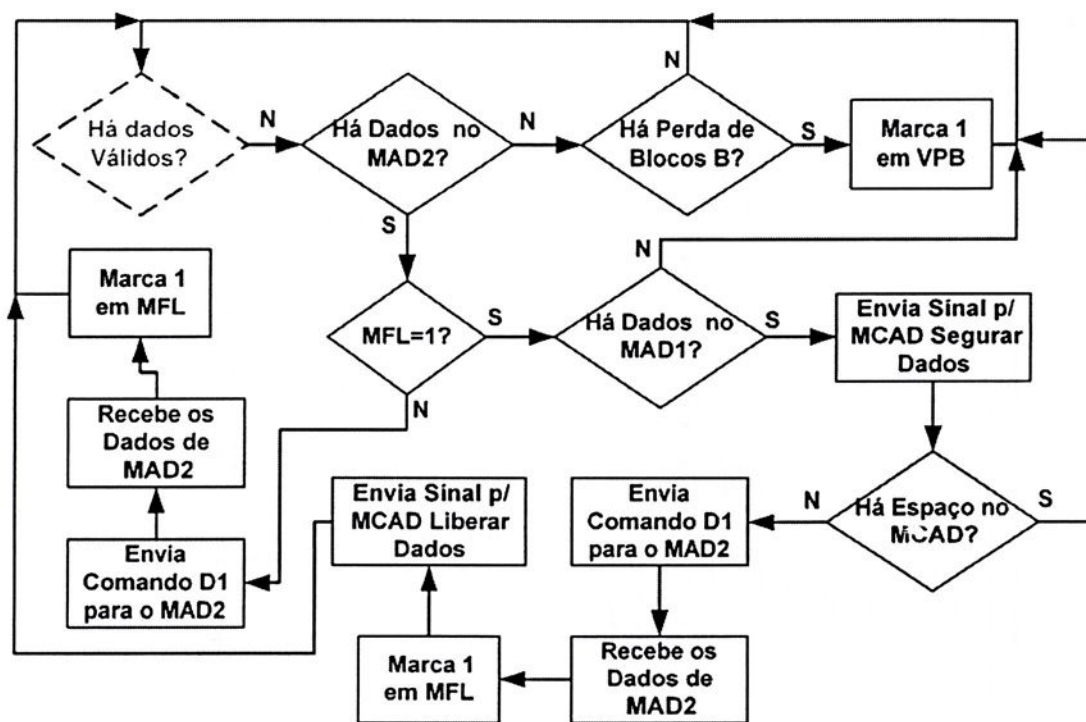


Figura 6.23: Fluxograma das rotinas do MCP que controlam o fluxo de dados no módulo portátil.

6.3.3- Configuração do Modo de Aquisição.

A configuração dos modos de aquisição é realizada através da execução do comando 7. Na execução deste comando um código referente a cada um dos modos de aquisição é armazenado na EEPROM, de cada um dos microcontroladores, do sistema de transmissão de dados. Assim, antes de um microcontrolador receber ou transmitir dados, é checado em qual modo o sistema está configurado. Na Figura 6.24 mostra-se o fluxograma referente à execução do comando 7 no MCF e no MCP. No MCF, o comando mais o código, referente ao modo de aquisição é enviado para o MCP. Assim que o MCP recebe o código, um sinal de comando é liberado no barramento de controle, e em seguida um código y e o código do modo de aquisição

são enviados para o MAD2, que os envia para MAD1 que, finalmente, são enviados para o MCAD, veja as Figuras 6.18, 6.21 e 6.22 quando é checado se há sinal de comando. Como pode ser visto, se houver algum erro em qualquer ponto da transmissão, um código referente ao erro é enviado para o MCF. O código do modo de aquisição é armazenado na EEPROM somente na ausência de erros.

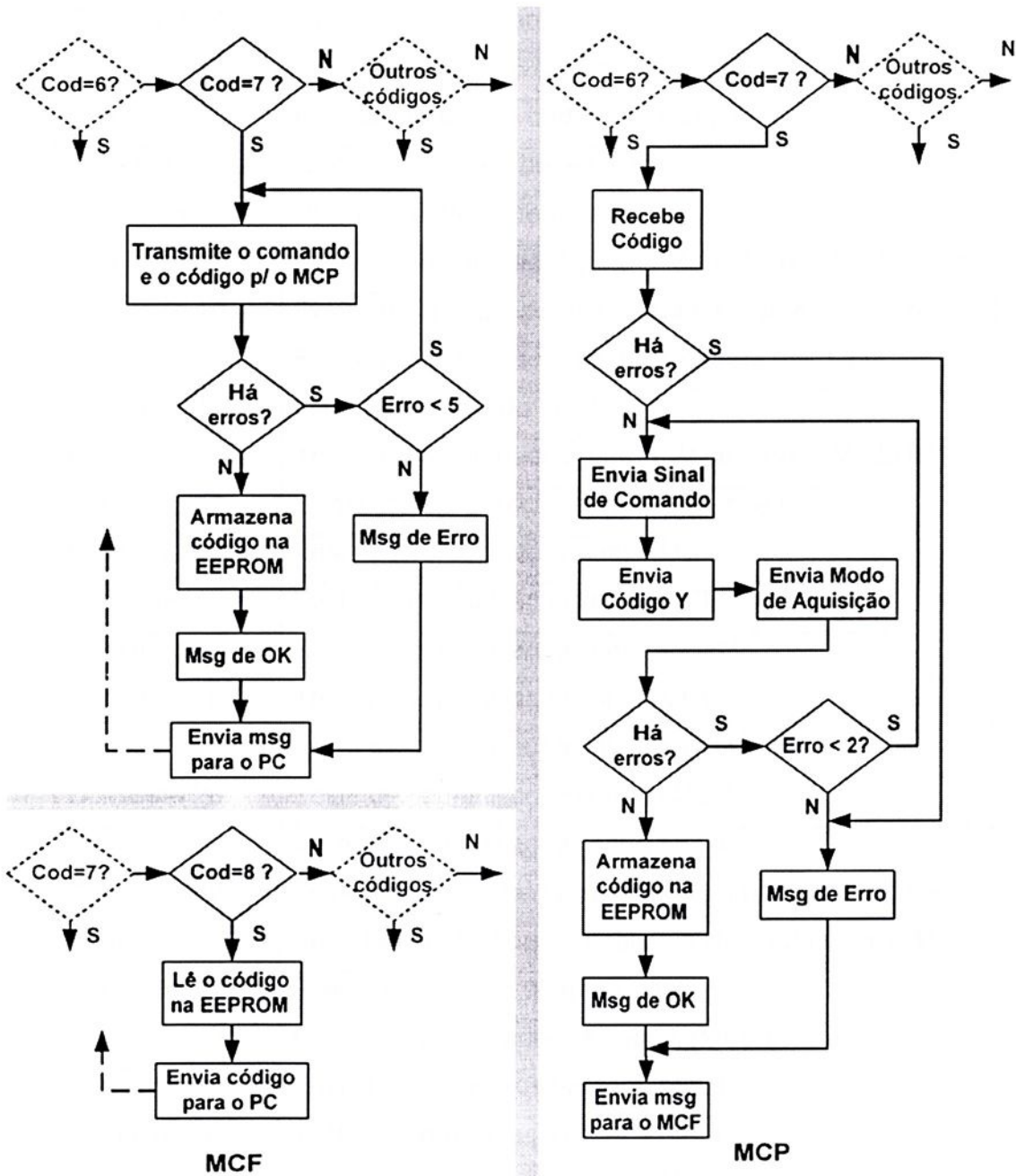


Figura 6.24: Fluxograma do programa de configuração do modo de aquisição.

Tabela 6.1: Comandos de teste do módulo fixo e do portátil

| Comandos | Função |
|-----------------|---|
| Comando 01 | Envia parâmetros para os canais |
| Comando 02 | Ativa os canais (8 canais) |
| Comando 03 | Inicializa banco de dados (8 canais) |
| Comando 04 | Configura os 16 canais |
| Comando 05 | Ativa os canais (16 canais) |
| Comando 06 | Inicializa banco de dados (16 canais) |
| Comando 07 | Configura o modo de aquisição |
| Comando 08 | Visualiza o modo de aquisição |
| Comando 09 | Transmissão de dados para o Módulo Fixo (Modo 1024) |
| Comando 10 | Enviar os dados a partir de uma posição de memória |
| Comando 11 | Enviar os dados de varias posições de memória |
| Comando 12 | Limpar memória do MCP |
| Comando 13 | Transmissão de dados para o Módulo Fixo (Modo 64) |
| Comando 14 | Comando de correção de dados (Modo 64) |
| Comando 15 | Teste de comunicação com o MCF |
| Comando 16 | Teste de comunicação com o MCP |
| Comando 17 | Teste de comunicação com o MCPS |
| Comando 18 | Teste de comunicação com o MCC |
| Comando 19 | Teste de comunicação com o MAD2 |
| Comando 20 | Teste de comunicação com o MAD1 |
| Comando 21 | Teste de comunicação com o MCAD |
| Comando 22 | Seleciona um canal do sistema de aquisição para teste |
| Comando 23 | Encerra o teste de um canal do sistema de aquisição |
| Comando 24 | Reinicia o sistema de aquisição |
| Comando 25 | Reinicia o controlador de canais (MCC) |
| Comando A | Envia os parâmetros para um canal |
| Comando B | Teste de comunicação com o MCD |
| Comando C | Teste de comunicação com o MCn |
| Comando D | Testa um canal o estimulador |
| Comando E | Encerra o teste de um canal do estimulador |

Com a execução do comando 8 é possível saber em qual modo de aquisição o sistema está operando. Na execução deste comando é feita a leitura na EEPROM do MCP que envia o código obtido para o PC.

6.4- Testes de Comunicação e Detecção de Erros.

Os testes de comunicação são necessários para checar a funcionalidade de cada estágio do sistema. Os testes consistem em enviar um comando para o estágio a ser testado e verificar se a resposta, quando enviada, é positiva. Após algumas tentativas de comunicação se a resposta continuar negativa o programa no PC ativa uma janela com uma mensagem indicando em qual ponto está o problema de comunicação. A Tabela 6.1 apresenta todos os comandos necessários para operar os módulos portáteis e o fixo, e inclusive os comandos de teste.

Os fluxogramas das execuções dos comandos de testes com o sistema do estimulador não serão apresentados, pois são similares ao envio de dados para um canal, diferindo apenas que os dados são transmitidos até o microcontrolador em teste. O procedimento para testar a comunicação com os microcontroladores dos canais é idêntico ao do envio de parâmetros, mudando apenas a interpretação da resposta recebida pelo PC.

Na Figura 6.5 foi visto que no MCC há sub-comandos e o comando A é responsável pela transferência de dados para o MCD. Fazendo parte destes sub-comandos existem os comandos B e C como mostra a Tabela 6.1.

Ao receber o comando 19 o MCP envia o comando D3 para o MAD2, que ao receber envia um código para o MCP (veja Figura 6.22). Se o MAD2 responder corretamente, um código é gerado, caso contrário um código de erro é gerado. A seguir, o código gerado é enviado para o módulo fixo. Na execução do comando 20 o MCP envia para o MAD2 o comando D4, na execução do comando 21 o MCP envia comando D5. O fluxograma da Figura 6.22 mostra a execução destes dois comandos. No MAD2, se o MAD1 não responder, um código de erro é enviado para o MCP, se responder o código recebido é transferido para o MCP. Quando o MAD1 recebe o comando E2 um código é enviado para o MAD2. Se for o comando E3 o MAD1 envia um sinal de teste e um código para o MCAD, se o MCAD enviar um código, este é transferido para o MAD2, caso contrário um código de erro é enviado

para o MAD2 (veja a Figura 6.21). Após receber o sinal de teste o MCAD envia um código para o MAD1, em resposta ao teste (veja a Figura 6.18).

Além dos testes com cada microcontrolador do sistema é possível testar cada uma das 16 saídas do estimulador, e pode ser selecionado para teste qualquer um dos 32 canais do sistema de aquisição mais os de testes dos transdutores (veja Figura 5.6).

O comando D é responsável pelo teste de qualquer um dos canais do estimulador. Quando o MCP interpreta a existência do comando D, são enviados para o canal em teste, parâmetros de uma forma de onda predeterminada, e o canal referente ao teste do estimulador é selecionado no sistema de aquisição. A partir deste instante, o canal em teste é ativado e o sistema de aquisição começa a enviar dados para o MCP referente à forma de onda presente na saída do canal em teste do estimulador. Através de um programa em LabVIEW pode-se visualizar a forma de onda gerada durante os testes. Este teste é importante para verificar se o estágio de saída (estágio de potência) de um canal está funcionando corretamente. Com o comando E encerra-se o teste com o estimulador.

Através da execução do comando 22 pode-se testar qualquer um dos canais do sistema de aquisição, seja ele de teste ou não. O envio do comando de teste para o MCAD é similar ao envio do código do modo de aquisição, só que ao invés de enviar o código Y é enviado o código X, observe as Figuras 6.18, 6.21 e 6.22. Para encerrar o teste, com qualquer um dos canais, o comando 23 é enviado para o módulo portátil.

Quando o MCAD recebe o comando para executar teste em qualquer um dos canais, não é mais realizada a varredura em todos os canais, o sistema faz a aquisição somente do canal em teste. O sistema retorna ao modo normal quando o MCAD recebe o comando de fim de teste.

Antes de executar os testes nos canais de qualquer um dos sistemas o sistema de aquisição tem que ser configurado no modo 1024. Um outro fato importante, é que o período de amostragem nos testes dos canais é alterado para 1 ms.

Se houver necessidade os microcontroladores do sistema de aquisição podem ser reiniciados através de um sinal de RESET enviado pelo MCP. Isto ocorre quando o MCP recebe o comando 24. Quando o comando for o 25 o MCP envia o

signal de RESET para o MCC. Na ocorrência de muitos erros, o sinal de RESET pode ser uma forma de resolver o problema sem ter que desligar todo o sistema.

Durante a transmissão de dados entre os estágios, podem ocorrer erros de comunicação. Se isto ocorrer um código de erro é enviado para o estágio precedente, que tenta restabelecer a comunicação. Cada estágio é programado para executar um número de tentativas de correção de erros antes de enviar a resposta para o estágio que o precede. Os estágios possuem rotinas de antitravamento, pois o *handshake* do barramento de dados possui sinais de controle, que podem falhar e travar o sistema. No caso da comunicação serial não há sinais de controle, mas o transmissor pode interromper uma comunicação e fazer com que o receptor fique aguardando novos dados tendo como resultado o travamento do sistema. Além destas rotinas há a possibilidade de enviar um sinal de RESET para alguns microcontroladores, como forma de corrigir problemas mais sérios.

Periodicamente o módulo fixo envia um sinal piloto para o módulo portátil informando-o de sua condição de operacionalidade. Se houver falha no módulo fixo o sinal piloto não é enviado e o módulo portátil, se for necessário, aciona o sistema de emergência, que foi descrito no item 6.2.3.

Os *bits* de um *byte* estão sujeitos a alterações, causando a execução de uma tarefa não controlada ou a geração de uma forma de onda diferente da pretendida. O ponto mais crítico da transmissão é a comunicação entre os transceptores. Por este motivo é que os dados são codificados.

Como foi dito anteriormente, cada dado é codificado e enviado duas vezes e junto com cada *byte* é enviado um *bit* de paridade (veja o item 6.2.1). Ao receptor cabe a tarefa de checar a paridade, o código e se os dados estão corretos. O fluxograma da Figura 6.25 mostra o trecho do programa do MCP que faz esta verificação. O resultado da decodificação são dois dados e dois códigos. Se o código armazenado no MCP for idêntico aos códigos recebidos o programa verifica se a média dos dois dados é equivalente ao primeiro dado. Caso seja detectado qualquer erro, o MCP envia um código equivalente ao erro para o MCF.

Todo código gerado pelo sistema, módulo Fixo e portátil, tem uma mensagem associada, assim quando for enviando qualquer um dos comandos, uma mensagem indicando o sucesso ou insucesso da operação surgirá na janela do programa, em uso naquele momento. A Tabela 6.2 apresenta as mensagens presentes nas janelas

do programa em LabVIEW e os códigos equivalentes gerados pelos microcontroladores.

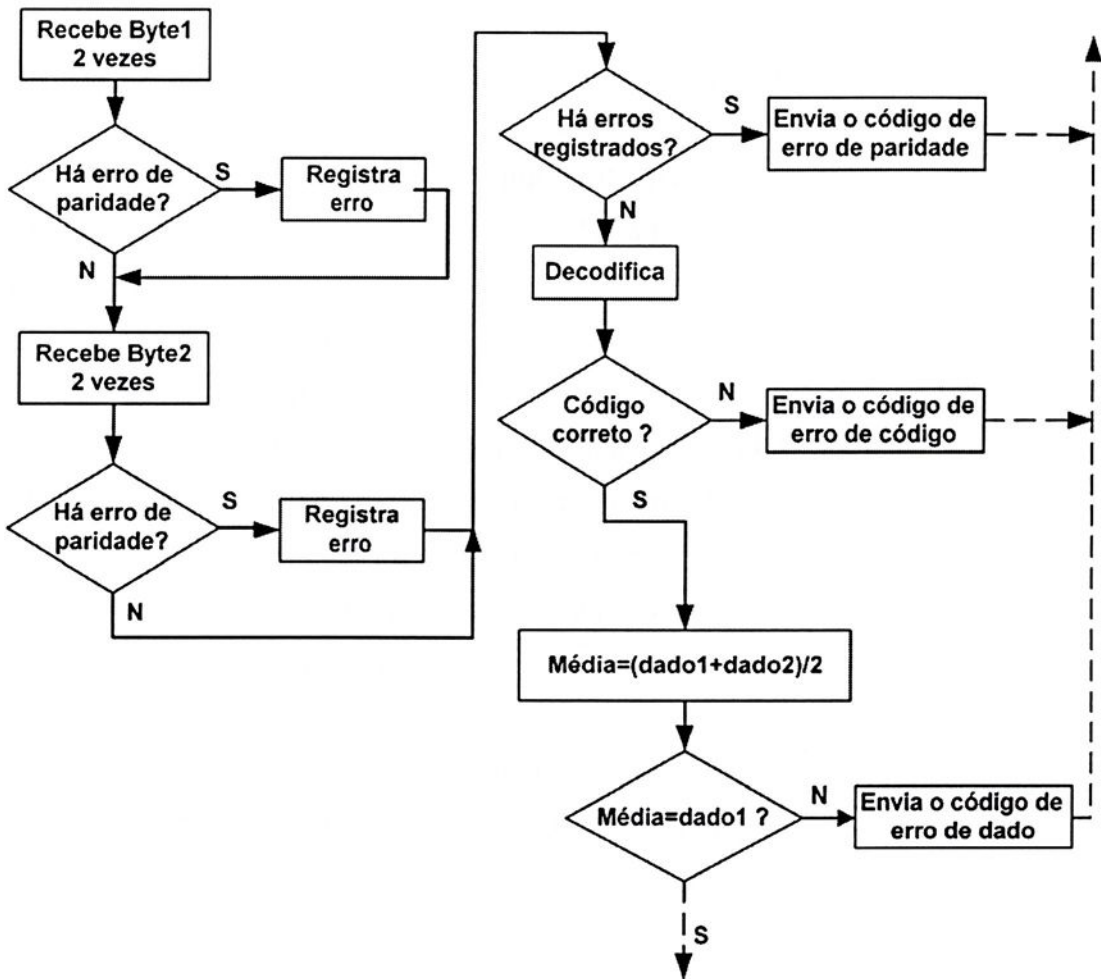


Figura 6.25: Fluxograma do trecho do programa gravado no MCP que decodifica os dados.

6.5-Resultados

Nas especificações [69] do transceptor está descrito que à distância de transmissão entre dois módulos a campo aberto é de 200 m e para o interior de edificações esta distância é reduzida para 50 m. Foi realizado um teste, com os módulos, portátil e o fixo, dispostos como mostra a Figura 6.26, para verificar a máxima distância possível de comunicação quando há obstáculos entre eles. Os testes mostraram que para a posição 2 (veja a Figura 6.26), em momento algum houve dificuldade de comunicação entre os módulos, já para a posição 1 em alguns instantes houve dificuldade de comunicação, mas ela existiu. Foi aplicado um sinal

de 1 Hz na entrada de um canal do sistema de aquisição com o módulo portátil nas duas posições, a Figura 6.27 mostra os resultados. Como pode ser visto não houve interrupção na comunicação entre os dois módulos durante a aquisição do sinal.

Tabela 6.2: Mensagens presentes nas janelas do programa em LabVIEW e os códigos equivalentes gerados pelos microcontroladores

| Mensagens de erro | |
|--------------------------|---|
| Código | Mensagem |
| 01 | Erro de paridade |
| 02 | Código incorreto |
| 03 | Dado incorreto |
| 04 | Há problemas de comunicação com o módulo portátil |
| 05 | Há problemas de comunicação com o MCF |
| 06 | O controlador de canais não responde |
| 07 | Dados incorretos no controlador de canais |
| 08 | O MCn não responde |
| 09 | Dados incorretos no MCn |
| 10 | Parâmetro de ativação incorreto |
| 11 | Os canais foram desativados pela chave |
| 12 | O MCPS não responde |
| 13 | Dados incorretos no MCPS |
| 14 | Comando incorreto no MCC |
| 15 | Erro no código enviado pelo MCC |
| 16 | O sistema de emergência está em operação |
| 17 | Comando desconhecido no MCC |
| 19 | Erro nos dados no controlador de dados |
| 20 | Erro no código enviado pelo canal (cód. Y1 na Figura 6.7) |
| 21 | O controlador de dados não responde |
| 22 | Não há dados no MCP |
| 23 | Houver perda de blocos de 1024 bytes |
| 24 | O teste em andamento dos canais |
| Código | Mensagem |
| 25 | O MAD2 não responde |

| | |
|--|--|
| 26 | O MAD1 não responde |
| 27 | O MCAD não responde |
| Mensagens que Indicam o Sucesso de Uma Operação | |
| 40 | Dados enviados com sucesso |
| 41 | O MCF está pronto |
| 42 | O MCP está pronto |
| 43 | O MCPS está pronto |
| 44 | O MCC está pronto |
| 45 | O MCD está pronto |
| 46 | O MCn está pronto |
| 47 | O banco de dados foi atualizado com sucesso (MDCN8) |
| 48 | Canais ativados com sucesso (MDC8) |
| 49 | Modo de operação configurado com sucesso (MDCN8 ou MDCN16) |
| 50 | O banco de dados foi atualizado com sucesso (MDCN16) |
| 51 | Canais ativados com sucesso (MDCN16) |
| 52 | Início do teste de um estágio de saída do estimulador |
| 53 | Fim do teste de um estágio de saída do estimulador |
| 54 | Canal do sistema de aquisição selecionado para teste |
| 55 | Fim do teste de um canal do sistema de aquisição |
| 56 | O MCD está operando no modo SLEEP |
| 57 | Modo de aquisição configurado com sucesso |
| 58 | O MAD2 está pronto |
| 59 | O MAD1 está pronto |
| 60 | O MCAD está pronto |
| 61 | O sistema de aquisição foi reiniciado |
| 62 | O MCC foi reiniciado |

Na Figura 6.28 mostra-se o sinal piloto que o módulo fixo envia para o portátil informando-o o de seu estado de operacionalidade. Como pode ser visto, a cada 52 ms o sinal piloto é enviado para o módulo portátil. Na mesma figura é apresentado também o preâmbulo necessário para iniciar o transceptor. Para melhor entendimento deste sinal deve-se observar a Figura 6.9.

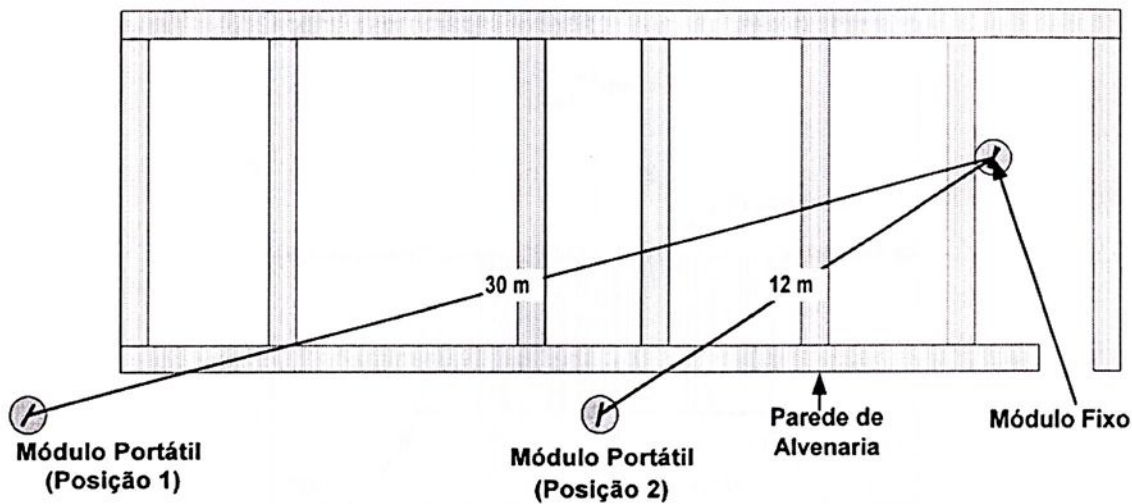


Figura 6.26: Disposição do módulo portátil para realizar o teste de comunicação entre os módulos.

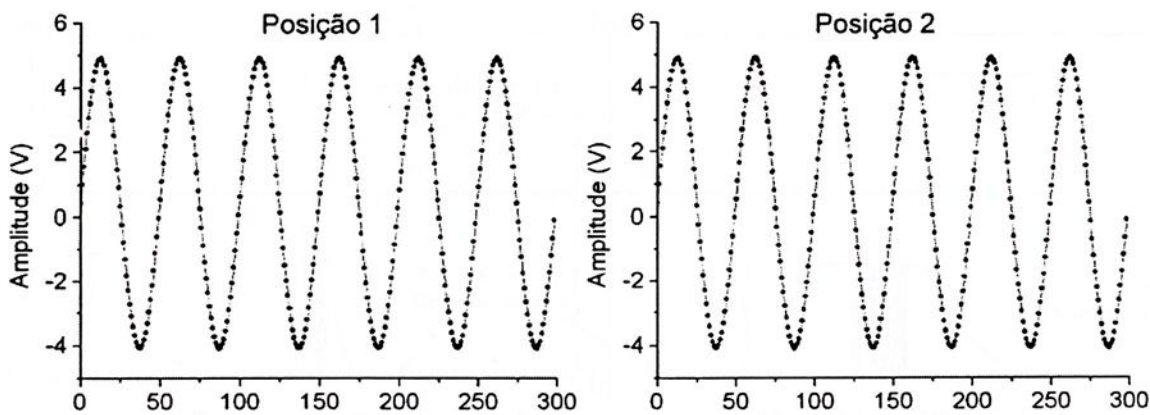


Figura 6.27: Formas de onda registradas no módulo fixo quando aplicado um sinal na entrada de um dos canais do sistema de aquisição com o módulo fixo a 30 m do fixo (posição 1) e a 12 m (posição 2).

Foi visto anteriormente que a transferência dos parâmetros da forma de onda do estimulador, quando o canal está ativo, só ocorre quando não há sinal na saída do gerador de onda. Na Figura 6.29 mostra-se o instante da transferência dos parâmetros para um dos microcontroladores dos canais. Na figura mostra-se que após receber os parâmetros, o gerador de onda inicia o processo de geração do sinal de estimulação.

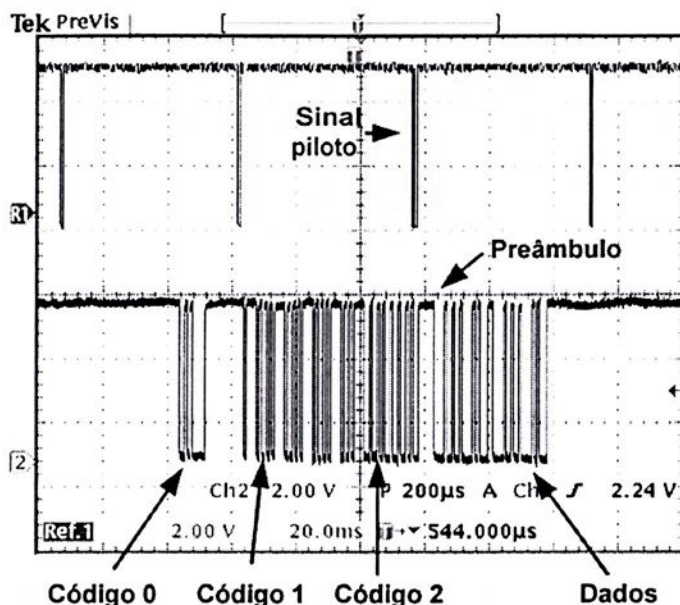


Figura 6.28: Sinal piloto e preâmbulo.

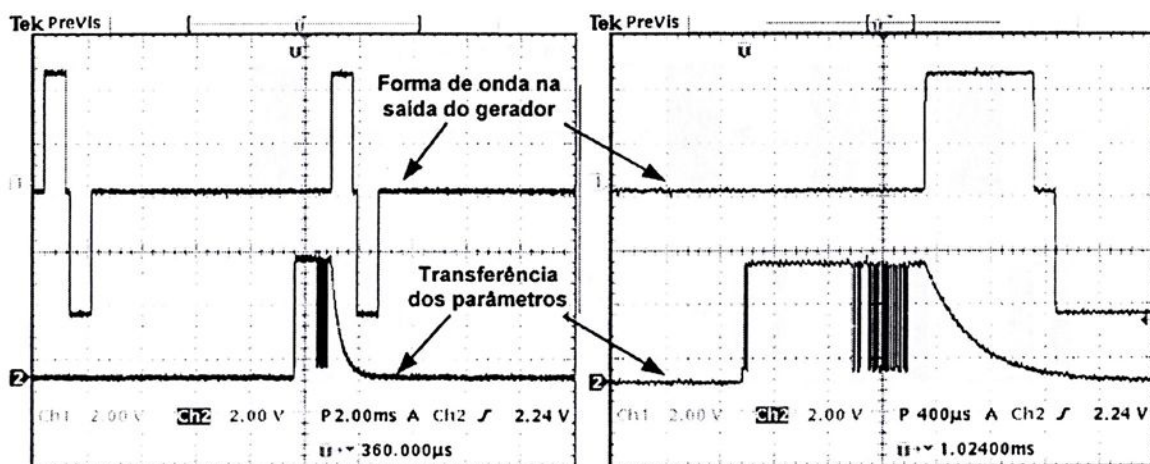


Figura 6.29: Transferência dos parâmetros da forma de onda para um dos canais do estimulador neuromuscular.

As Figuras 6.6 e 6.7 mostram os fluxogramas dos programas responsáveis pela transferência dos parâmetros da forma de onda para um canal e a Figura 6.30 mostra a troca de informações entre o MAD e um dos microcontroladores durante a transferência.

Na Figura 6.31 mostra-se o envio de dados do MCF para o MCP e a resposta do MCP quando não há erros (a) e quando há erros (b). Na Figura 6.31 (b) mostra-se que o insucesso de 2 tentativas de comunicação com o módulo portátil e que somente na última é que a comunicação foi possível.

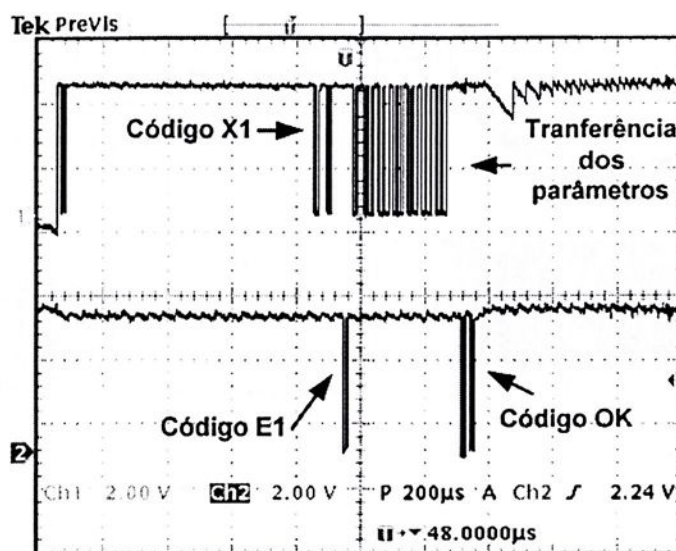


Figura 6.30: Troca de informações entre MAD e MCn durante a transferência de parâmetros para um dos canais.

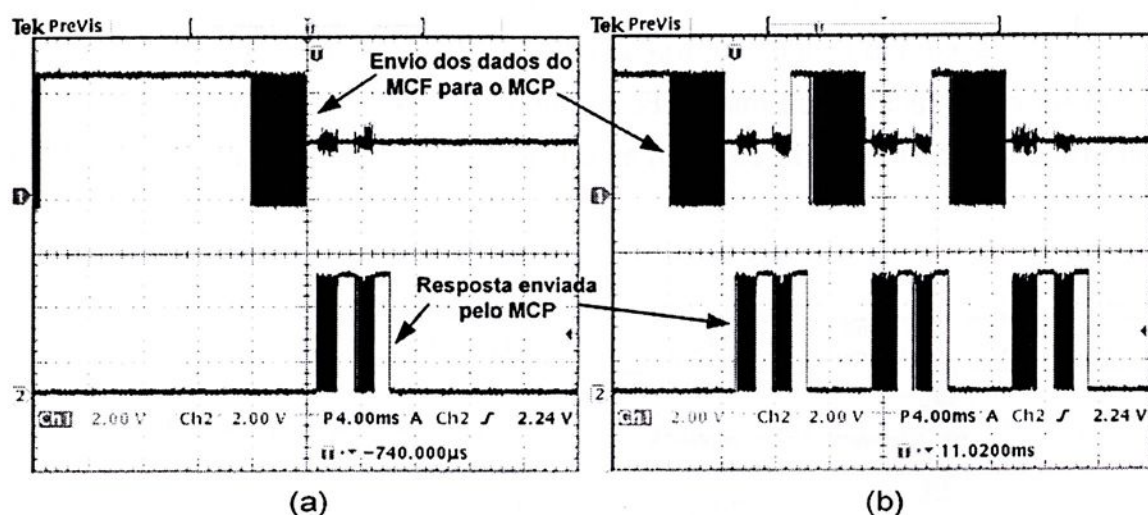


Figura 6.31: Envio de dados do MCF para o MCP. (a) quando não há problemas de comunicação; (b) quando há problemas de comunicação.

Foi visto que, quando enviado o comando 9 para o módulo portátil, este envia os dados provenientes do sistema de aquisição para o módulo fixo, por rádio enlace ou por cabo, com o sistema de aquisição configurado no modo 1024. Na Figura 6.32 mostra-se o envio do comando e a transmissão de dados para os dois casos.

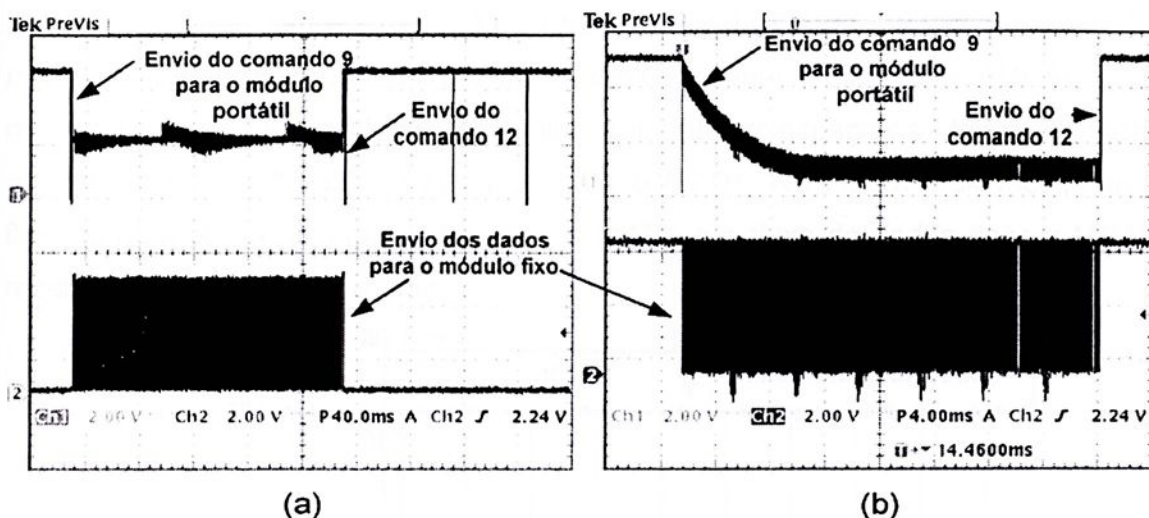


Figura 6.32: Envio do comando 9 para o módulo portátil e transmissão de dados do módulo portátil para o fixo: (a) por rádio enlace; (b) através de um cabo.

Os fluxogramas apresentados nas Figuras 6.15 e 6.16 mostram a correção de dados quando ocorre erro de comunicação ou erro nos dados durante a transmissão de dados para o módulo fixo. Na Figura 6.33 mostra-se a transmissão de dados quando ocorre falha na comunicação entre os módulos (a) e quando ocorre erro nos dados (b).

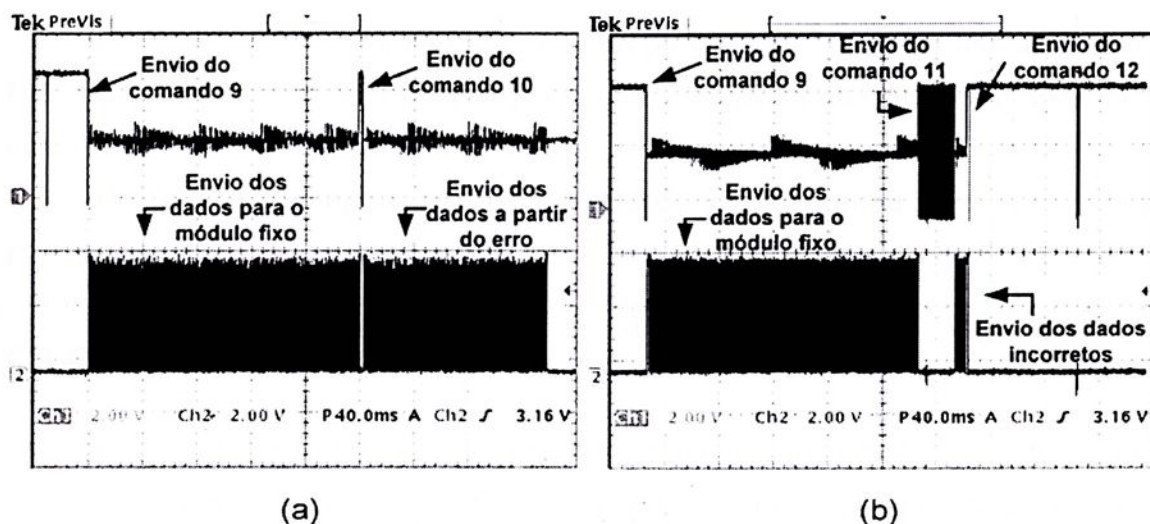


Figura 6.33: Transmissão de dados quando ocorre falha na comunicação entre os módulos (a) e quando ocorre erro nos dados (b).

De acordo com a explicação do fluxograma da Figura 6.23, quando não há mais espaço para armazenar mais dados, o MCP envia um sinal para o MCAD, para que este segure alguns blocos de dados. Após liberar espaço os blocos de dados armazenados no MCAD são enviados para o MAD1. Na Figura 6.34 mostra-se o fluxo normal de dados entre o MCAD e o MAD1 e o fluxo de dados após o MCAD receber o sinal de liberar dados.

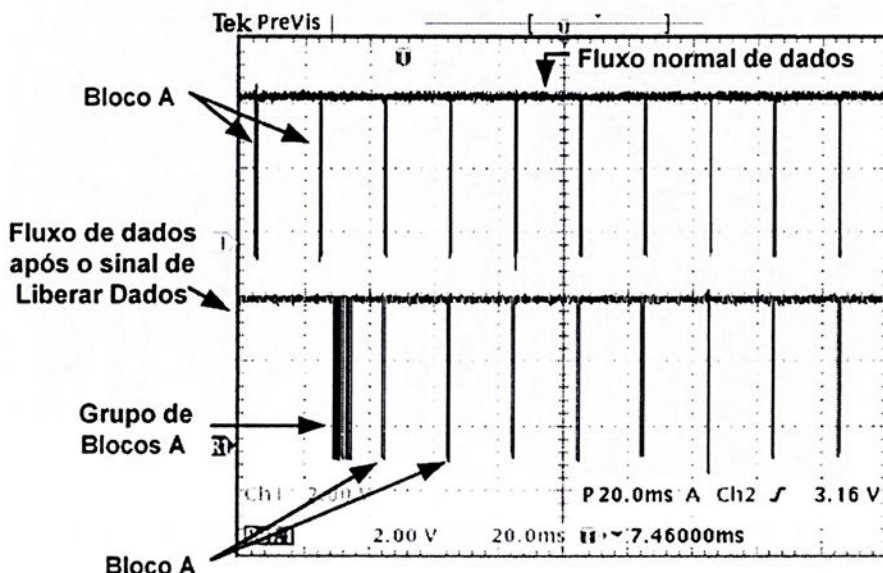


Figura 6.34: Fluxo de dados entre MCAD e MAD1.

Na Figura 6.35 mostra-se uma foto da placa controladora do módulo portátil. Na Figura 6.36 mostra-se a mesma placa com uma placa do estimulador fixada em dos *slots*.

Na Figura 6.37 apresenta-se uma foto da interface entre o PC e o módulo portátil,

6.6-Conclusão

Foi implementado um sistema de transmissão bidirecional de dados responsável por controlar o fluxo de dados do sistema de aquisição e do estimulador neuromuscular.

O sistema é composto de um módulo portátil e de um módulo fixo. A comunicação entre os módulos pode ser feita por rádio enlace a 125 Kbits/s, ou

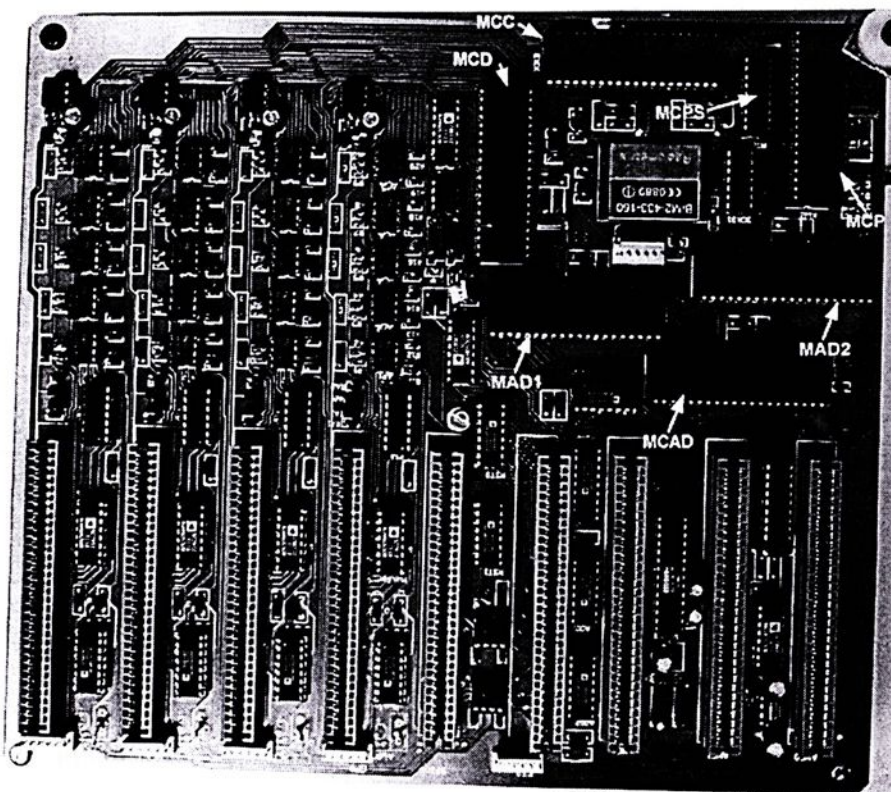


Figura 6.35: Foto da placa controladora do módulo portátil.



Figura 6.36: Foto da placa controladora com uma placa do estimulador fixada em dos slots.

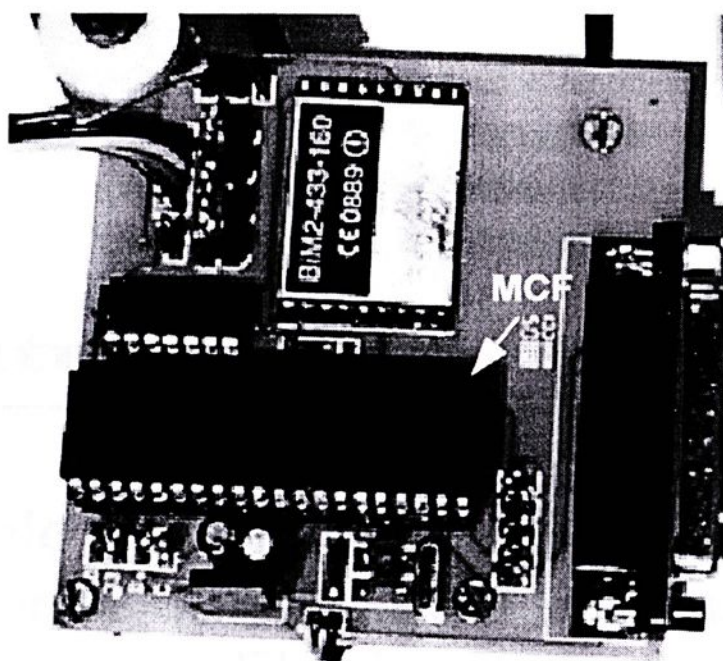


Figura 6.37: Fotografia da interface entre o PC e o módulo portátil.

através de um cabo a 2,5 Mbits/s. Para o caso de rádio enlace, os experimentos mostraram que é possível transmitir dados de forma segura a uma distância de 30 m com obstáculos entre os dois módulos.

O sistema é totalmente configurável e possui dois modos de operação tanto para os sistema de aquisição quanto para o estimulador. Foram desenvolvidas rotinas de detecção e correção de erros. Para dar mais segurança, toda a comunicação entre os módulos é codificada. O estimulador possui rotinas de emergência que entram em operação em caso de falha de comunicação com o módulo fixo. Todos os canais podem ser desativados pelo paciente através de uma chave. O sistema de aquisição possui identificadores de perda de dados que auxiliam o módulo fixo na interpretação e análise dos dados.

Capítulo VII

Modelo Matemático de um Membro Inferior Submetido a Estímulos Elétricos.

Neste capítulo apresenta-se um modelo matemático de um músculo submetido à estimulação elétrica, tendo como parâmetros de entrada a frequência e a amplitude ou largura de pulso, e a força como parâmetro de saída. A apresentação do modelo ajuda a compreender os efeitos da estimulação elétrica na geração da contração muscular. Inicialmente será descrito um modelo simples de um músculo, do qual será possível visualizar a influência dos componentes passivos na força muscular. Em seguida, será feita uma descrição do modelo matemático de uma fibra muscular naturalmente estimulada, e posteriormente é considerado o modelo de um músculo submetido à estimulação elétrica. Finalmente é descrito o modelo matemático do membro inferior que relaciona o estímulo elétrico e o torque gerado em função do ângulo de articulação do joelho.

7.1- Introdução.

O uso da estimulação elétrica não é recente, como visto no capítulo III, e o interesse em seu emprego, para restauração de disfunções motoras, é cada vez mais difundido na área médica. A estimulação elétrica é objeto de estudo em muitos centros de pesquisas, o que gerou uma grande produção científica, mas ainda há

muito que pesquisar sobre este tema.

Como resultados destes estudos criaram-se várias técnicas de aplicações dos estímulos elétricos na geração da contração muscular, tendo como resultado direto o surgimento de vários equipamentos e sistemas para a geração de tais estímulos.

Para a otimização destes sistemas tem-se elaborado vários modelos matemáticos com a intenção de descrever o comportamento de um membro superior ou inferior, quando algum músculo que o constitui é submetido à estimulação elétrica. A modelagem matemática não descreve o comportamento real dos sistemas estimulados, mas possui uma aproximação suficiente para auxiliar no projeto de sistemas mais otimizados.

Em 1938, Hill propôs um sistema mecânico (Figura 7.1) equivalente a um músculo e mostrou que o comportamento funcional de todos os elementos constituintes de seu modelo é não linear. O modelo de Hill, tipicamente, é composto por um elemento contrátil (CE- do inglês *Contractile Element*), um elemento elástico paralelo (PEE- do inglês *Parallel Elastic Element*) e outro elemento elástico em série (SEE- do inglês *Series Elastic Element*). Embora os tendões e o tecido conjuntivo formem sítios óbvios de elasticidade, em série com os elementos contráteis, as fibras musculares podem também contribuir, pois também apresentam elasticidade. O componente em paralelo da elasticidade pode ser atribuído ao sarcolema [56].

Hatze (1977) [70] elaborou um modelo, matemático do músculo, baseado no modelo de Hill, considerando-o naturalmente estimulado e com dois parâmetros de controle, a frequência dos pulsos e o recrutamento das unidades motoras. Na modelagem, Hatze levou em conta às características fisiológicas do músculo e algumas considerações foram embasadas em dados experimentais. Com este modelo é possível visualizar o comportamento de todos os estados envolvidos na contração muscular.

Em 1978 Hatze [71] publicou uma extensão do modelo anterior. No modelo anterior o recrutamento das unidades motoras era mantido constante enquanto neste, já era possível variar os dois parâmetros de controle.

Dorgan e O'Malley (1997) [72] desenvolveram um modelo matemático não linear de um músculo eletricamente estimulado. Este modelo é uma expansão do modelo proposto por Hatze, uma vez que, naquele modelo, foi considerado o músculo naturalmente estimulado. O modelo é baseado nas propriedades biofísicas do músculo. O elemento contrátil é considerado uma estrutura heterogênea

(considera o recrutamento o desrecrutamento das unidades motoras e o instante estático, no qual as unidades motoras passam do estado de recrutamento para o desrecrutamento). O modelo é robusto, possui muitos parâmetros e do qual é possível observar o comportamento não linear de vários parâmetros do músculo quando o mesmo é eletroestimulado. Os mesmos autores propuseram um outro modelo, no qual o músculo é ativado por um trem de pulsos [73].

Watanabe et al. (1999) [74] implementaram um modelo de um músculo eletricamente estimulado que tem como parâmetro de entrada a frequência e amplitude (Largura de pulso ou Amplitude) dos estímulos. Inicialmente foi modelada a relação entre a frequência dos pulsos aplicados e força muscular produzida por um músculo de um coelho eletricamente estimulado. A modelagem foi realizada com poucos parâmetros com auxílio de experimentos, segundo o autor, simples e rápidos. O modelo identificado foi tomado como base na construção de um modelo para seres humanos. No modelo foi inserido o proposto por Hatze, devido esse modelo possuir características não lineares. A grande vantagem deste modelo e o fato dele possuir poucos parâmetros, que podem ser estimados através de experimentos simples. Os autores desenvolveram um simulador que simula um sistema de restauração das funções motoras através de estimulação elétrica. O simulador possibilita levantar os parâmetros de estimulação antes da aplicação em pacientes [75].

Gollee et al. (2001) [76] implementaram e analisaram um modelo linear da contração muscular gerada através de estímulos elétricos. A estrutura do modelo é baseada numa rede de modelos locais lineares. Os dados foram obtidos através de experimentos com músculos de coelhos, na condição de contração isométrica. O modelo é aplicável para diversos tipos de músculos, com muitas fibras musculares rápidas ou com muitas fibras musculares lentas.

Phillips et al (2004) [77] fizeram uma revisão no modelo de Hill, descrevendo a conversão de energia química em mecânica e a variação da viscoelasticidade durante uma contração muscular isométrica, que eram duas limitações do modelo proposto por Hill. No modelo de Hill a característica força-velocidade relacionado ao elemento CE, que relaciona o processo de conversão de energia química em energia mecânica, só era válido para uma contração muscular isotônica. Hill também não considerou a variação da viscoelasticidade, durante uma contração muscular isométrica.

Bobet et al. (1993) [78] elaboraram um modelo linear de segunda ordem variante no tempo da geração de força por um músculo esquelético. O modelo foi determinado a partir de experimentos com músculos de um gato.

Bobet e Stein (1998) [79] desenvolveram um modelo simplificado da geração de força pelos músculos esqueléticos, durante a contração isométrica dinâmica. O modelo prediz a força total do músculo quando o mesmo é submetido a estímulos elétricos. O modelo é composto por dois sistemas de segunda ordem separados por uma não linearidade estática. Vários outros trabalhos foram publicados sobre a modelagem de um músculo esquelético [85-90]

Os principais objetivos na aplicação da estimulação elétrica são, obter ortostatismo e marcha em pacientes paraplégicos, pois representam uma melhoria na qualidade de vida tanto a nível funcional como fisiológico. Com o objetivo de melhorar o desempenho destas tarefas, algumas pesquisas [97-101] foram realizadas com o objetivo de otimizar a obtenção da relação entre estímulo elétrico aplicado e o torque gerado em relação articulação do joelho.

Para a obtenção do torque total gerado, deve-se levar em consideração a contribuição de cada um dos músculos responsáveis pela flexão do joelho. Para o caso da simulação da flexão do joelho, o modelo matemático de cada um dos músculos, o modelo da articulação e o modelo da impedância da pele devem ser considerados para uma representação mais realística. Devido às dificuldades da obtenção de todos os parâmetros envolvidos no modelo da flexão do joelho, tem-se preferido encontrar um modelo que engloba todos os outros modelos, através de experimentos mais simples.

Neste trabalho será usado o modelo proposto por Ferrarin e Pedotti (2000) [91] por ser um modelo de fácil obtenção no meio clínico. Os autores propuseram um modelo matemático, confirmado experimentalmente, para os movimentos da articulação do joelho. Ele é descrito por uma equação diferencial não-linear e invariante no tempo, que relaciona o ângulo da articulação do joelho (a coxa foi considerada imóvel) e o torque ativo do joelho produzido pela estimulação elétrica. Mostraram também que o torque ativo do joelho produzido pela estimulação elétrica está aproximadamente relacionado com a largura de pulso da estimulação elétrica, através de uma equação diferencial linear, invariante no tempo e de primeira ordem.

7.2- Um Modelo Matemático Simplificado de um Músculo [102].

Os músculos produzem dois tipos de força, ativa e a passiva, que se somam para produzirem a força total do músculo. O elemento contrátil do músculo gera a força ativa através das ligações entre os filamentos de miosina e actina. Os elementos não contráteis contribuem para a força passiva. Os elementos passivos recebem a denominação de elementos elásticos por serem modelados como molas. Pelo fato do elemento contrátil ter uma mola em série e outra em paralelo estes elementos recebem respectivamente, a denominação de elemento série e paralelo. A força gerada no elemento contrátil é transmitida para o sistema esquelético através do elemento elástico em série.

Em 1922 Hill verificou que a força produzida por um músculo é maior em condições isométricas que em qualquer outra condição. Em seus experimentos, Hill concluiu que além dos elementos série e paralelo havia um terceiro elemento que podia ser modelado como um amortecedor viscoso, e que este elemento estaria em paralelo com o elemento contrátil.

Para investigar as propriedades do elemento viscoso Hill realizou um experimento simples, como mostra a Figura 7.1 (a). O mecanismo usado nos experimentos é composto por uma barra presa pelo centro (similar a um balanço), em uma extremidade foi colocado um peso e na outra foi fixado o músculo. No lado do músculo tinha um mecanismo de trava, que podia ser acionado em qualquer momento destravando a barra. Quando o mecanismo era acionado o peso exercia uma força T no músculo.

O experimento começava quando o músculo era eletricamente estimulado produzindo uma força T_0 . Como a barra estava travada, o comprimento do músculo não era alterado. Num determinado instante, a barra era destravada fazendo com que somente a força T atuasse no músculo.

A Figura 7.1 (b) mostra a diminuição da força de T_0 para T . Na Figura 7.1 (c) pode-se observar que o comprimento do músculo sofre uma alteração brusca e, em seguida, continua diminuindo lentamente. O fato do músculo sofrer uma alteração brusca de Δx_1 em seu comprimento sugere que esta variação seja causada pelo SEE. O comportamento da redução lenta no comprimento do músculo é similar à ação de um amortecedor sobre uma mola, que neste caso é a ação do elemento viscoso sobre o PEE.

Cada um dos elementos, o SEE e o PEE, têm um fator que representa a

relação entre a variação de força e a variação do comprimento do músculo. Estes fatores são representados, respectivamente, por K_{SEE} e K_{PEE} .

Na Figura 7.1 (d) é apresentado o sistema mecânico, proposto por Hill, equivalente a um músculo. A função **A** representa o elemento ativo do músculo.

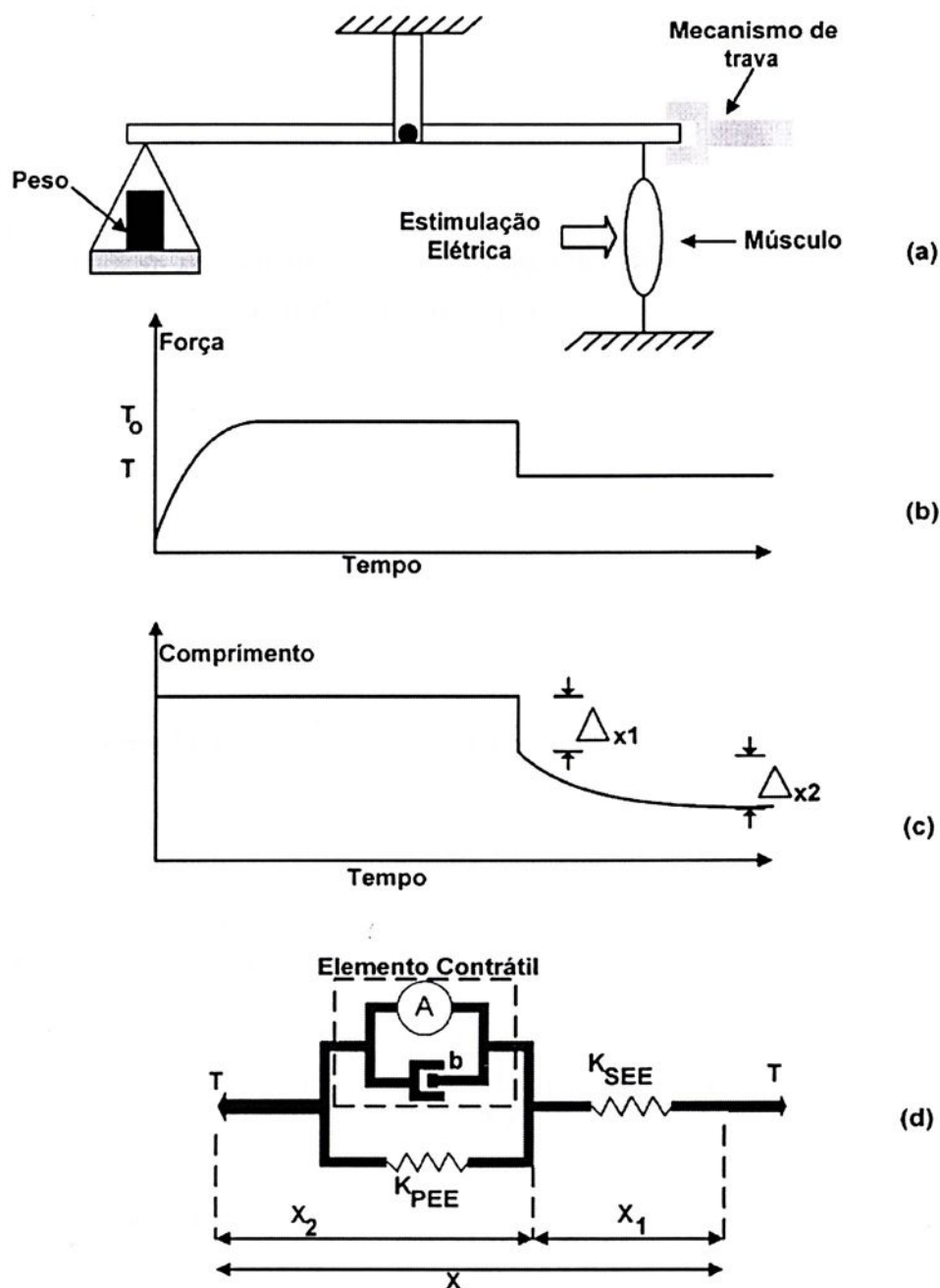


Figura 7.1: Diagrama do experimento realizado por Hill para as propriedades dos elementos passivos de um músculo.

Assumindo que o comprimento de repouso dos elementos passivos são de

x_{1o} e x_{2o} e que há somente uma força T sendo gerada num determinado instante pode-se determinar que:

$$T = K_{SEE}(x_1 - x_{1o}) \quad (7.1)$$

e

$$T = K_{PEE}(x_2 - x_{2o}) + b\dot{x}_2 + A \quad (7.2)$$

sendo b o coeficiente de viscosidade do amortecedor viscoso.

O comprimento total do músculo é dado por

$$x = x_1 + x_2$$

na condição de repouso

$$x_o = x_{1o} + x_{2o}$$

A variação do comprimento pode ser calculada por

$$x - x_o = (x_1 - x_{1o}) + (x_2 - x_{2o}) \quad (7.3)$$

Substituindo (7.3) em (7.2) tem-se que

$$T = K_{PEE}(x - x_o) - K_{PEE} \frac{T}{K_{SEE}} + b(\dot{x} - \dot{x}_1) + A \quad (7.4)$$

De (7.1) pode-se obter que

$$x_1 = \frac{T}{K_{SEE}} + x_{1o} \Rightarrow \dot{x}_1 = \frac{\dot{T}}{K_{SEE}} \quad (7.5)$$

Substituindo (7.5) em (7.4) a força total gerada no músculo pode ser determinada

por

$$\dot{T} = \frac{K_{SEE}}{b} \left(K_{PEE} \Delta x + b \dot{x} - \left(1 + \frac{K_{PEE}}{K_{SEE}} \right) T + A \right) \quad (7.6)$$

Deve ser lembrado que em (7.6) que T , x , \dot{x} e A são todas em função do tempo.

Inbar e Adam (1976) [103] realizaram experimentos com o músculo gastrocnêmico de um sapo. O resultado está reproduzido na Figura 7.2. Da figura pode se ver que após uns instantes do músculo gerar a força máxima (tetania), ele foi submetido a um estiramento alterando seu comprimento em mais de 1 cm. Instantaneamente após o estiramento, a força sofre um acréscimo de 1,5 N, em seguida cai lentamente. Por volta de 2,4 s o músculo é levado ao seu comprimento inicial. Deste experimento encontraram que

$$K_{SEE} = 1,36 \quad N/cm$$

$$K_{PEE} = 0,75 \quad N/cm$$

$$b = 0,50 \quad N.s/cm$$

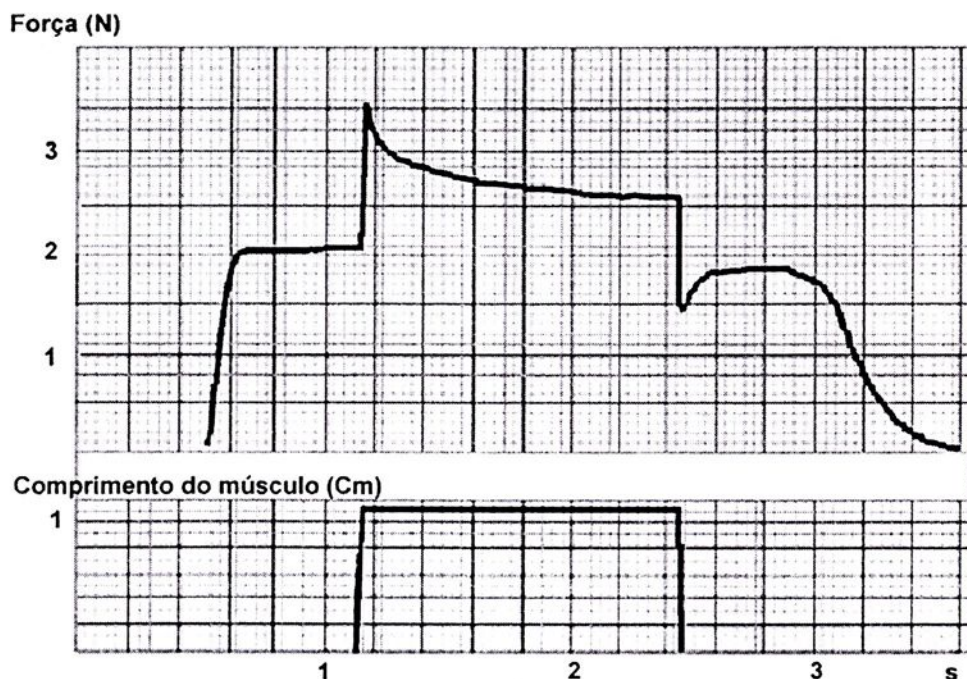


Figura 7.2: Reprodução do resultado dos experimentos de Inbar e Adams realizado com o músculo gastrocnêmico de um sapo.

Substituindo os valores encontrados anteriormente, pode-se então simular a

força gerada pelo músculo, quando este é submetido a um estiramento e após um instante é levado ao repouso. A Figura 7.3 (b) mostra o comportamento da força em função da variação do comprimento do músculo apresentado em 7.3(a). O resultado da simulação mostra somente a influência dos elementos passivos na geração de força por um músculo, uma vez que o elemento ativo estava inativo, ou seja, $A=0$.

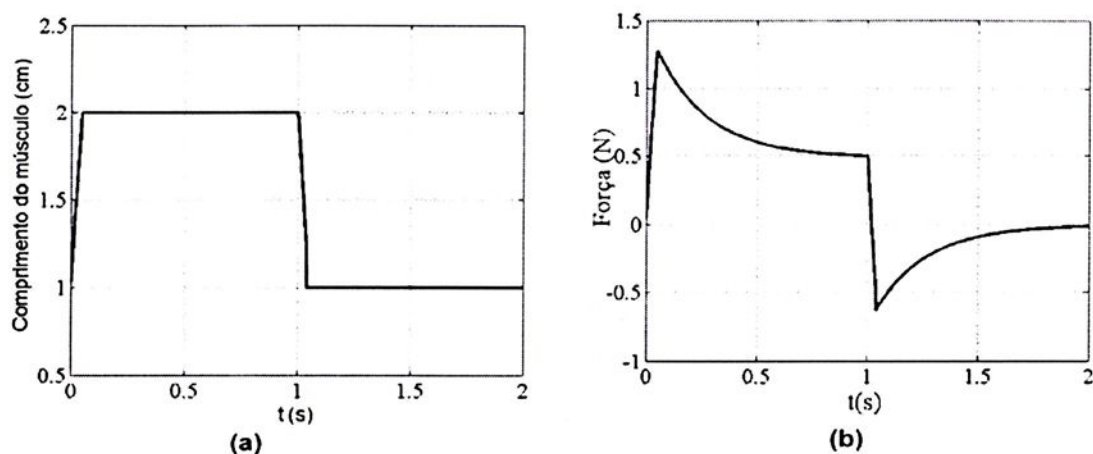


Figura 7.3: Influência dos elementos passivos na geração da força muscular. (b) mostra o comportamento da força em função da variação do comprimento do músculo apresentado em (a).

Considerando a ação do elemento ativo no músculo, e que ele seja o responsável por gerar a força muscular, pode-se simular a força gerada em função dos estímulos aplicados no músculo. Considerando que

$$A(t) = \int_{-\infty}^t u(\tau)h(t-\tau)d\tau$$

sendo

$$u(t) = \delta(t-t_1) + \delta(t-t_2) + \delta(t-t_3)$$

e

$$h(t) = 48144e^{\frac{-t}{0.0326}} - 45845e^{\frac{-t}{0.034}}$$

A Figura 7.4 mostra o resultado da simulação. Como pode ser visto a medida que aumenta a frequência dos estímulos, o nível de força da contração muscular aumenta. Este resultado pode ser comparado com a Figura 2.9 do Capítulo II.

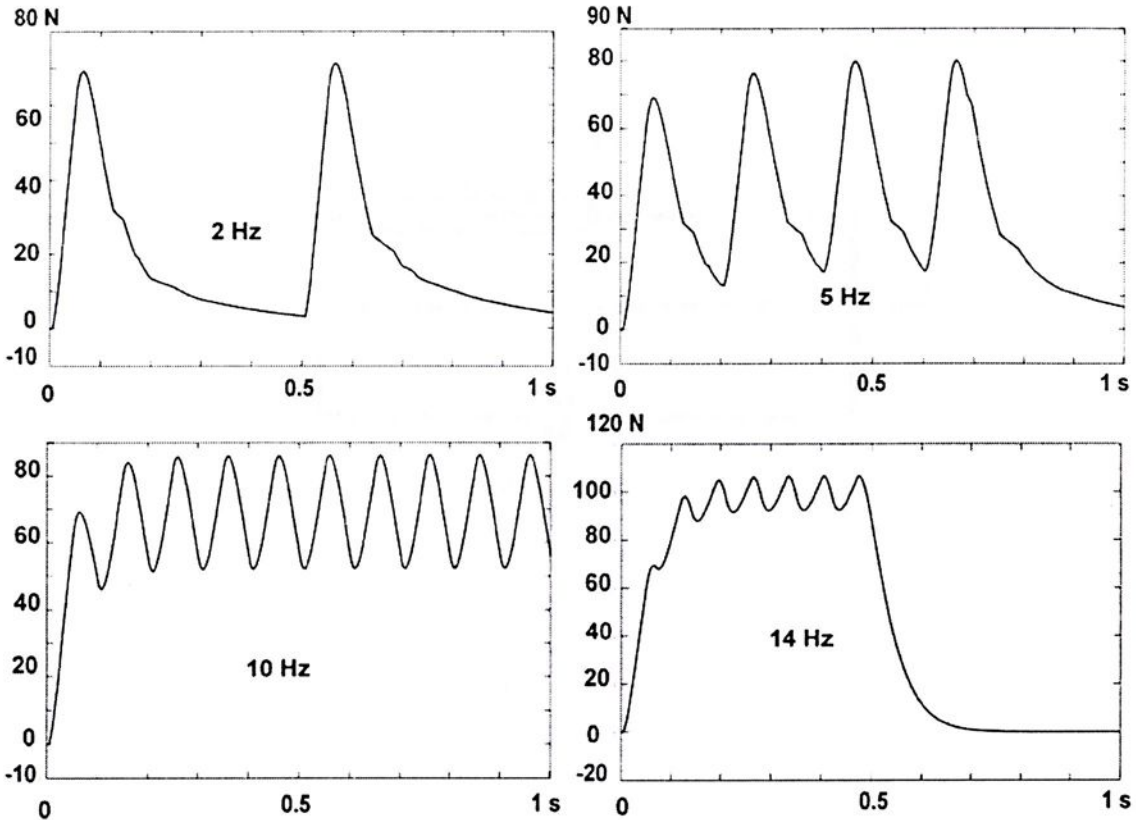


Figura 7.4: Resposta muscular quando aplicados estímulos com diversas frequências.

7.3- Modelo Matemático de um Músculo [70, 72].

Considerando a Figura 7.5, que é um diagrama esquemático dos três componentes de um músculo, pode-se tirar que

$$T = F_{SEE} + F_{PEE} \quad (7.7)$$

e

$$F_{CEE} = F_{SEE} \quad (7.8)$$

sendo F_{see} a força sobre o SEE, F_{PEE} a força sobre o PEE e F_{CEE} a força sobre CEE.

A força gerada pelo PEE é dada pela equação (7.9), \bar{f} é a máxima força gerada pelo elemento contrátil de uma fibra muscular, c'_1 , c'_2 e c'_1 são constantes e ζ' é dado pela equação (7.10). Em (7.10) l_0 representa o comprimento de PEE em repouso e l está representado na Figura 7.5.

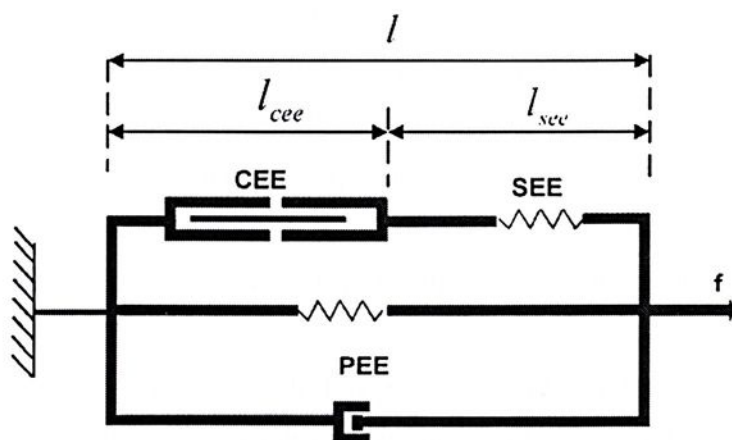


Figura 7.5: Diagrama esquemático dos três componentes de um músculo.

$$\frac{F_{PEE}}{f} = c_1(e^{c_2\zeta'} - 1) + c_3\zeta' \quad (7.9)$$

$$\zeta' = \frac{l - l_0}{l_0} \quad (7.10)$$

F_{SEE} pode ser obtida através da equação (7.11).

$$\frac{F_{SEE}}{f} = \frac{e^{\sigma\delta} - 1}{e^\sigma - 1} \quad (7.11)$$

sendo σ uma constante, e δ é dado por

$$\delta = \frac{l + (1 - \varepsilon)\bar{\lambda} - (1 - \bar{\zeta})\bar{l}}{\bar{\zeta} \cdot \bar{l}} \quad (7.12)$$

$\bar{\lambda}$, $\bar{\zeta}$, e \bar{l} são constantes da fibra muscular e $\varepsilon = \lambda/\bar{\lambda}$.

O maior desafio na modelagem de um músculo é modelar o CEE, sua modelagem é complexa, e depende de vários fatores, sendo realizada sempre com auxílio de dados experimentais. A seguir serão apresentados dois modelos encontrados na literatura.

A força gerada durante a contração de uma fibra muscular é igual ao somatório das forças geradas em cada uma das pontes cruzadas. Assim quanto maior o numero de pontes cruzadas ativas maior será a força produzida. O número de pontes cruzadas ativas depende da quantidade de íons de cálcio (Ca^{++}) livres na região dos filamentos de actina e miosina, ou seja, quanto maior a quantidade de íons de cálcio (Ca^{++}) livres, maior será o numero de ligações entre as pontes cruzadas de miosina e actina.

Pode-se dizer que o número de ligações entre as pontes cruzadas e actina é em função do estado ativo (q) da fibra muscular. O estado ativo q está relacionado com a quantidade de Ca que vai para a troponina, quando liberado do retículo sarcoplasmático. Quando há o maior número possível de ligações entre as pontes cruzadas e a actina $q = 1$, quando a fibra muscular está em descanso $q = q_0$.

Define-se γ como sendo a diferença entre a quantidade Ca^{++} livres num determinado instante e a quantidade de Ca^{++} livres na condição de repouso. A concentração (γ) de Ca é modelada como

$$\ddot{\gamma} + c_1 \dot{\gamma} + c_2 \gamma = c_3 V_T \beta(t) \quad \gamma(0) = \dot{\gamma}(0) = 0 \quad (7.13)$$

sendo c_1, c_2, c_3 constantes e $V_T \beta(t)$ é o potencial de despolarização dos túbulos T. O valor de V_T é, aproximadamente, 0.05 V.

A despolarização dos túbulos T pode ser considerada como um sistema de segunda ordem, tendo como entrada os impulsos nervosos oriundos do sistema nervoso, como mostra a equação (7.14).

$$\ddot{\beta} + c_4 \dot{\beta} + c_5 \beta = c_6 V_N \alpha(t) \quad \beta(0) = \dot{\beta}(0) = 0 \quad (7.14)$$

sendo c_4, c_5, c_6 constantes, $V_N = 90$ mV e $\alpha(t)$ é dado pela equação (7.15).

$$\alpha(t) = \sin(1000\pi(t - t_i)) \quad \text{para} \quad t_i \leq t \leq t_i + 0.001 \quad (7.15)$$

$\alpha(t) = 0$ para qualquer outro valor de t e $i = 1, 2, \dots$

O estado ativo pode é determinado por

$$q(t, \varepsilon) = 1 - (1 - q_0)(2.14e^{(-1.1167 \times 10^7 h(\varepsilon)\gamma(t))} - 1.14e^{(-2.0967 \times 10^7 h(\varepsilon)\gamma(t))}) \quad (7.16)$$

$h(\varepsilon)$ obtida através de

$$h(\varepsilon) = \left(1 - \frac{0.56}{\varepsilon}\right)^{1/2}$$

A concentração Ca pode ser obtida também pela equação (7.17).

$$\dot{\gamma} = m(cv - \gamma) \quad \gamma(0) = 0 \quad (7.17)$$

na qual v e a frequência dos pulsos, m e c são constantes.

Um outro fator que determina o número de conexões entre as pontes cruzadas e a actina é o tamanho da fibra muscular. A relação força-comprimento é dada por

$$k(\varepsilon) = 0.32 + 0.71 \sin(3.722(\varepsilon - 0.656))e^{-1.112(\varepsilon-1)} \quad (7.18)$$

Um terceiro fator determinante na força de saída de uma fibra muscular é a velocidade existente entre os filamentos de miosina e actina, que é denominado de força velocidade. Esta velocidade pode ser determinada pela equação (7.19).

$$\dot{\eta} = \dot{\varepsilon} \frac{\bar{\lambda}}{-\lambda_0} \quad (7.19)$$

$\dot{\varepsilon}$ e determinado por

$$\dot{\varepsilon} = \frac{-\bar{\lambda}_0}{\bar{\lambda}} \left(a_2 + \frac{\arctan h \left[\left(\frac{F_{sec}(l, \varepsilon)}{f} + b_1 e^{-a_3(\varepsilon-1)} \right) \frac{b_2}{qk(\varepsilon)} - 1 \right]}{a_1} \right) \quad \varepsilon(0) = \varepsilon_0 \quad (7.20)$$

na qual a_1 , a_2 e a_6 são constantes e b_1 e b_2 são obtidos em função das duas primeiras, como mostrado em (7.21).

$$\begin{aligned} b_2 &= \tanh(a_1(1+a_2)) - \tanh(a_1a_2) \\ b_1 &= \frac{1 - \tanh(a_1(1+a_2))}{b_2} \end{aligned} \quad (7.21)$$

Assim, a força normalizada gerada pelo elemento contrátil pode ser obtida através da equação (7.22).

$$\frac{F_{CEE}}{f} = k(\varepsilon)q(t, \varepsilon, \nu) \left[\frac{1 + \tanh(a_1(\dot{\eta} - a_2))}{b_2} - b_1 e^{-a_6(\varepsilon-1)} \right] \quad (7.22)$$

Tabela 7.1: Valores das constantes definidas para um músculo.

| | | | | | |
|-----------------|--------------------|------------|--------------------|---------------------|-------------------|
| C_1 | 2.24×10^4 | C_2 | 2.50×10^5 | C_3 | 8.6×10^8 |
| C_4 | 1.84×10^4 | C_5 | 7.36×10^6 | C_6 | 10.333 |
| m | 11.25 | a_1 | 2.55 | a_2 | 0 |
| a_6 | 2.6 | σ | 1.53 | $\bar{\lambda}_b$ | -0.863 |
| $\bar{\lambda}$ | 0.11914 | \bar{l} | 0.321 | $\bar{\zeta}$ | 0.065 |
| c | 1000 | δ_m | 10^{-8} | \bar{c} | 5 |
| m_r | 11 | m_n | 11 | $\bar{\varepsilon}$ | 0.3 |

Nas Figuras 7.6-7.8 apresentam-se os resultados da simulação, do modelo proposto por Hatze, para diversas freqüências de estimulação. Como pode ser visto pelas figuras a medida que aumenta a freqüência de estimulação, a concentração de Ca livres aumenta, resultando em um aumento do estado de ativação e, como consequência, F_{CEE} também aumenta. Pela Figura 7.7 pode-se ver que o estado de ativação satura na freqüência de estimulação de 100 Hz. A partir deste ponto um aumento na freqüência de estimulação não causa aumento no estado de ativação, e como consequência F_{CEE} também não aumenta.

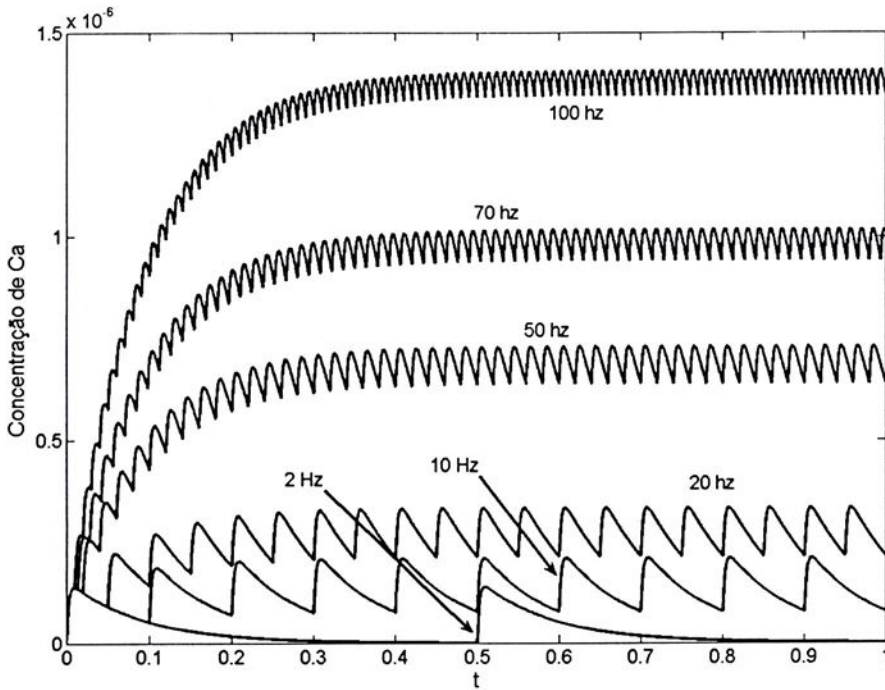


Figura 7.6: Concentração de Ca livres, para diversas freqüências de estimulação.

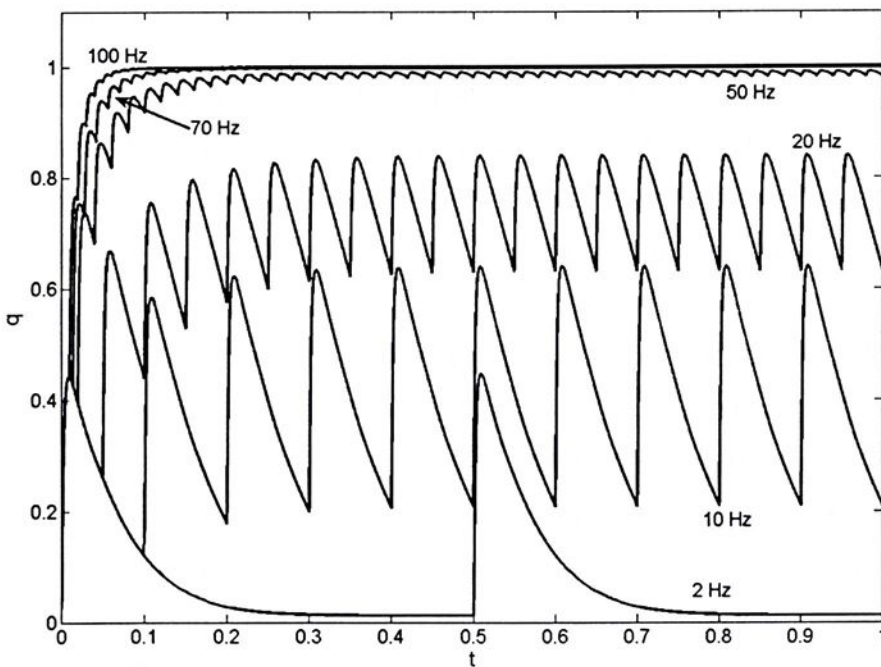


Figura 7.7: Estado de ativação, para diversas freqüências de estimulação.

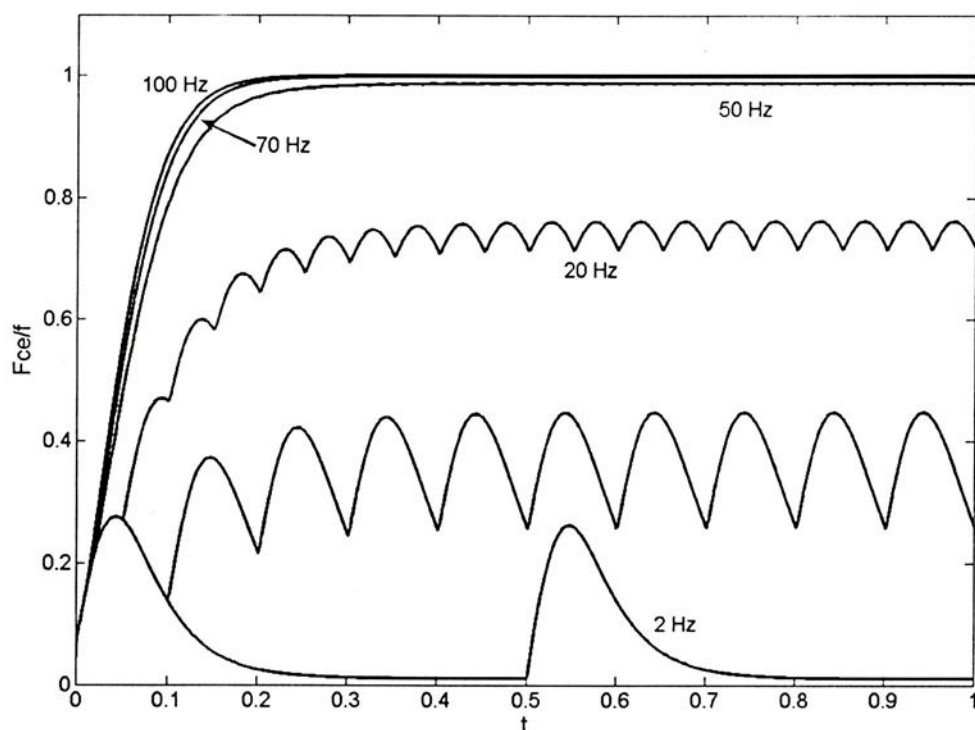


Figura 7.8: F_{CEE} normalizada, para diversas freqüências de estimulação.

Para a obtenção da força total gerada durante a contração muscular deve-se calcular o somatório das forças geradas em cada uma das fibras musculares. No modelo proposto por Dorgan e O'Malley (1997) [72] a modelagem da força total gerada pelo elemento contrátil de um músculo é mais completa e por este motivo ela é que será apresentada.

O modelo proposto por Dorgan e O'Malley é baseado no modelo de Hatze, diferindo apenas que no primeiro é considerado o músculo eletricamente estimulado.

Como visto no capítulo III (Item 3.2) a ordem de recrutamento de fibras musculares provocadas por estímulos elétricos é contrária à ordem de recrutamento de um músculo naturalmente estimulado. Na modelagem de Dorgan e O'Malley é levado em consideração o recrutamento reverso.

A força F_{CEE} total gerada por um músculo é dada por

$$\frac{F_{CEE}}{\bar{f}} = k(\varepsilon)v(t) \left[\frac{1 + \tanh(a_1(\dot{\eta} - a_2))}{b_2} - b_1 e^{-a_6(\varepsilon-1)} \right] \quad (7.23)$$

sendo que $v(t)$ representa o nível total de ativação do músculo, os outros parâmetros

já foram definidos no modelo de Hatze. A função $v(t)$ é composta por três outras funções que representam cada uma delas, as unidades motoras ativas, as semi-ativas e as passivas. Desta forma, nesta modelagem é considerada a contribuição da força gerada pelas unidades motoras semi-ativas.

A população de unidades motoras ativas (n) pode ser modelada por

$$\dot{n} = \bar{m}(z(a) - n) \quad (7.24)$$

$z(a)$ é a função que determina o nível de recrutamento e a pode ser a intensidade ou a largura dos pulsos, \bar{m} é uma constante definida para cada músculo. Nas simulações realizadas foi considerado que $\bar{m} = 1$ e a função $z(a)$ foi considerada como

$$z(a) = \frac{\tanh(8.5a - 5)}{2} + 0.5 \quad (7.25)$$

A quantidade normalizada de unidades motoras semi-ativas é dada por

$$\dot{r} = -\dot{n} \cdot f(r, \dot{n}) - r - \frac{r}{\log(1 + q_0 + c \cdot \phi \cdot q_0)} \quad (7.26)$$

$f(r, \dot{n}) = 0 \quad \forall r = 0, \dot{n} > 0$. c é uma constante definida na Tabela 7.1 e ϕ será definida posteriormente.

Dorgan e O'Malley utilizaram o conceito de controle heterogêneo que considera uma combinação de modelos locais lineares para formar uma lei global de controle de sistemas não lineares. As funções pesos $l(\dot{n})$, $m(\dot{n})$ e $h(\dot{n})$ (equações (7.27)) formam o sinal de controle aplicado no sistema nos modos de desrecrutamento, estado estático, e recrutamento de unidades motoras. O estado estático é a transição do recrutamento para o desrecrutamento das unidades motoras.

$$\begin{aligned}
 l(\dot{n}) &= 0.5 + \frac{\tanh(-8.5\dot{n} - 2)}{2} \\
 h(\dot{n}) &= 0.5 + \frac{\tanh(8.5\dot{n} - 2)}{2} \\
 m(\dot{n}) &= (1 - h(\dot{n}))(1 - l(\dot{n}))
 \end{aligned}
 \tag{7.27}$$

As funções $l(\dot{n})$, $m(\dot{n})$ e $h(\dot{n})$ têm que satisfazer a seguinte condição

$$h(\dot{n}) + m(\dot{n}) + l(\dot{n}) = 1 \quad \forall \dot{n} \tag{7.28}$$

A concentração de íons de cálcio (Ca^{++}) presente nas unidades motoras ativas é definida pela função $\psi(\cdot)$. $\phi(\cdot)$ define a concentração de Ca^{++} das unidades motoras semi-ativas. Durante o recrutamento $\psi(\cdot)$ é dominante e no desrecrutamento $\phi(\cdot)$ é dominante. No recrutamento estático a concentração de Ca^{++} é definida pelas funções ψ_m e ϕ_m , no recrutamento pela função ψ_h . A concentração durante o desrecrutamento é definida por ϕ_l .

As funções $\psi(\cdot)$, $\phi(\cdot)$, ϕ_l , ϕ_m , ϕ_h , ψ_l , ψ_m e ψ_h estão representadas em (7.29)-(7.33).

$$\dot{\psi} = l(\dot{n})\dot{\psi}_l + m(\dot{n})\dot{\psi}_m + h(\dot{n})\dot{\psi}_h \tag{7.29}$$

$$\dot{\phi} = l(\dot{n})\dot{\phi}_l + m(\dot{n})\dot{\phi}_m + h(\dot{n})\dot{\phi}_h \tag{7.30}$$

$$\dot{\psi}_l = m_n(cv - \psi) \tag{7.31}$$

$$\dot{\psi}_m = \dot{\psi}_h = \dot{\psi}_l + \dot{\phi} - \bar{c}\dot{n} \left(\frac{1 - e^{\rho_o(\varepsilon)(\psi - \phi)}}{\rho_o(\varepsilon)(1 - e^{\bar{c}r + \delta_m})} \right) \tag{7.32}$$

$$\dot{\phi}_h = -\phi m_r e^{\bar{c}n} \tag{7.33}$$

$$\dot{\phi}_m = \dot{\phi}_l = \dot{\phi}_h + \frac{\dot{\psi}}{\psi + \delta_m} \phi + \bar{c}(\dot{r} + \dot{n}(1 - e^{\bar{c}r})) \left(\frac{1 - e^{\rho_o(\varepsilon)(\psi - \phi)}}{\rho_o(\varepsilon)(e^{\bar{c}r + \delta_m} - 1)} \right) \tag{7.34}$$

As constantes ainda não definidas estão representadas na Tabela 7.1, sendo $\rho_o(\varepsilon)$ dado por

$$\rho_o(\varepsilon) = 5.33 \sqrt{\frac{1-\bar{\varepsilon}}{1-\varepsilon}} \quad (7.35)$$

Desta forma a função $v(t)$ é dada por

$$v(t) = \frac{1}{e^{-\bar{\varepsilon}} - 1} \left\{ q(\varepsilon, \psi)(e^{-\bar{\varepsilon}n} - 1) + q(\varepsilon, \phi) \left[e^{-\bar{\varepsilon}(n+r)} - e^{-\bar{\varepsilon}n} \right] + q(0) \left[e^{-\bar{\varepsilon}} - e^{-\bar{\varepsilon}(n+r)} \right] \right\} \quad (7.36)$$

sendo que

$$q(\varepsilon, \phi) = 1 - (1 - q_0)e^{-\rho_o(\varepsilon)\phi} \quad (7.37)$$

$$q(\varepsilon, \psi) = 1 - (1 - q_0)e^{-\rho_o(\varepsilon)\psi} \quad (7.38)$$

Uma consideração a ser feita é que, no modelo de Dorgan e O'Malley q de (7.20) deve ser substituído por $v(t)$.

A seguir serão apresentados os resultados da simulação do modelo proposto por Dorgan e O'Malley. Na simulação somente a amplitude dos pulsos foi variada, a frequência de estimulação foi mantida constante. Na Figura 7.9 mostra-se a entrada (amplitude dos pulsos) aplicada no modelo e, em 7.10, é apresentado o comportamento de F_{CEE} em resposta aos estímulos aplicados. Pode-se ver pelas figuras que um incremento na amplitude provoca um aumento em F_{CEE} .

Observando a Figura 7.11 nota-se que, quando há um incremento na amplitude do pulso, o número de unidades motoras recrutadas aumenta, provocando um aumento em ψ (Ver Figura 7.12). Quando há uma redução na quantidade de unidades motoras ativas, a população de unidades semi-ativas aumenta e conseqüentemente ϕ também é incrementado.

Obviamente que quando há um incremento no recrutamento de unidades motoras ativas a taxa de recrutamento (\dot{n}) é positiva, e negativa quando há um decréscimo. Na transição das unidades motoras de ativa para semi-ativa a taxa de recrutamento é nula $\dot{n} = 0$. Na Figura 7.13 mostra-se o comportamento de \dot{n} .

O resultado da simulação das funções pesos (7.27) é apresentado na Figura

7.14. Da Figura 7.15 pode se ver que a condição (7.28) é satisfeita. Quando \dot{n} é positivo $h(\dot{n})$ é dominante, se for negativo $l(\dot{n})$ é dominante e $m(\dot{n})$ é dominante na região onde \dot{n} é zero (veja a Figura 7.16).

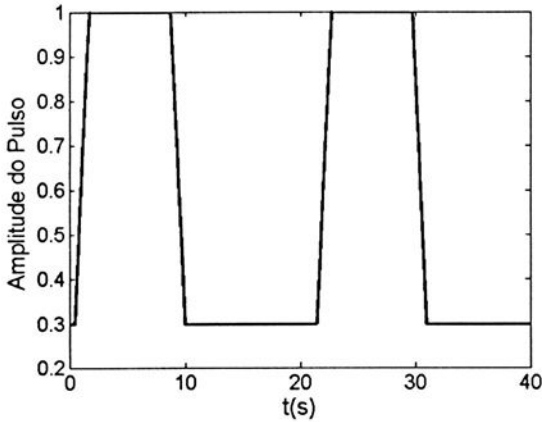


Figura 7.9: Variação da amplitude dos pulsos aplicada no modelo proposto por Dorgan e O'Malley.

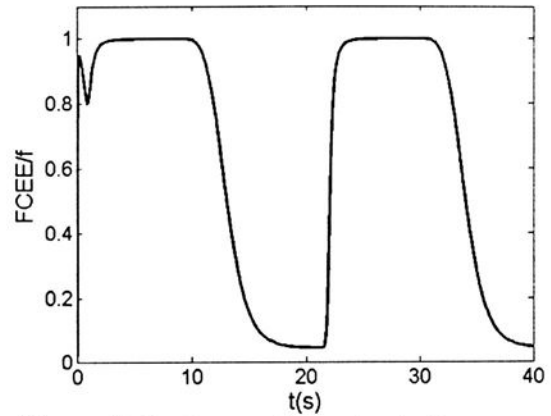


Figura 7.10: Comportamento de F_{CEE} em resposta aos estímulos apresentados na figura anterior.

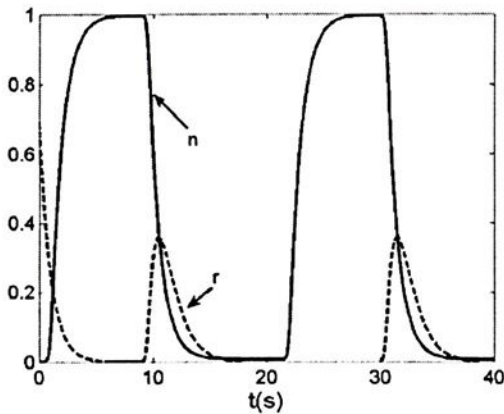


Figura 7.11: Variação da quantidade de unidades motoras ativas e semi-ativas em função da variação da amplitude dos pulsos de estimulação.

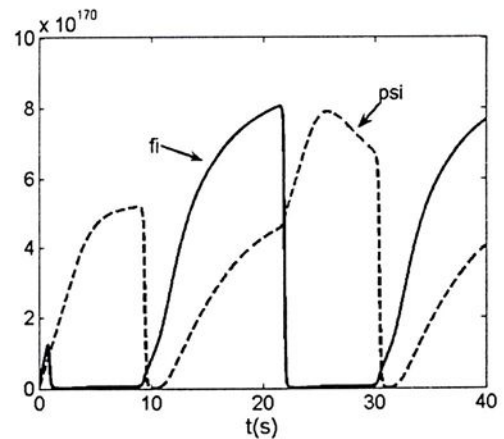


Figura 7.12: Concentração de Ca^{++} equivalente às unidades motoras ativas e semi-ativas.

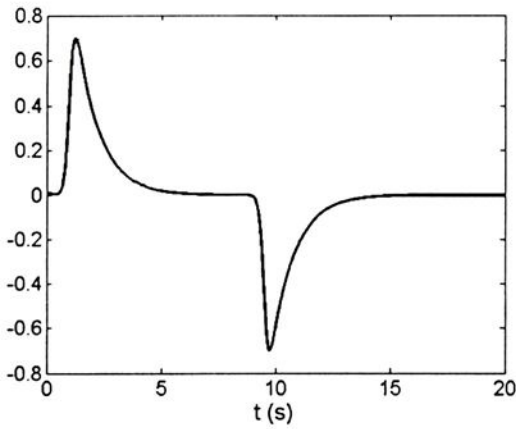


Figura 7.13: Taxa de recrutamento.

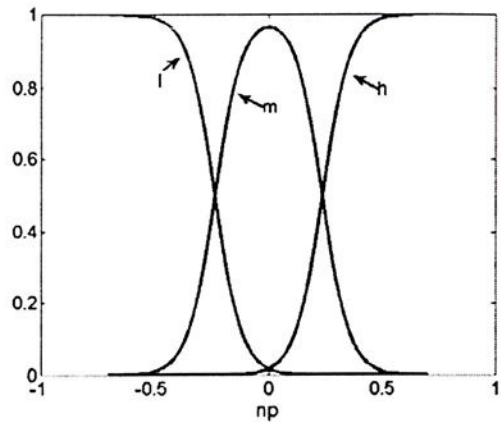


Figura 7.14: Resultado da simulação das funções pesos apresentadas em (7.27).

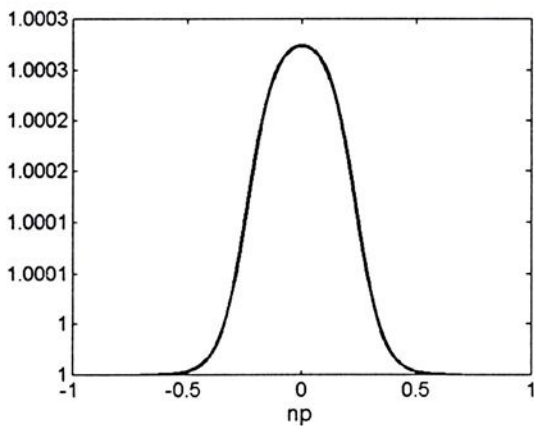


Figura 7.15: Somatório das funções pesos satisfazendo a condição apresentada em 7.28.

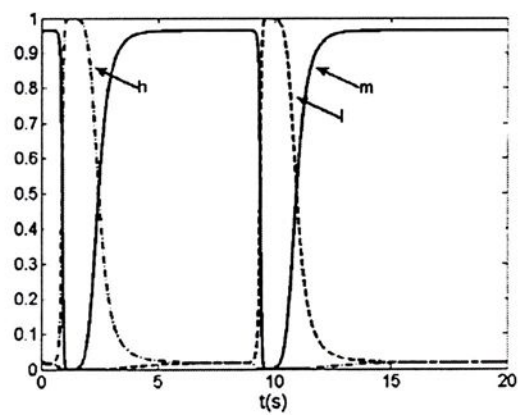


Figura 7.16: Funções pesos em função do tempo.

7.4- Modelo Matemático do Membro Inferior. [91].

Na modelagem, foi considerado o membro inferior dividido em dois seguimentos rígidos: a coxa e o complexo canela-pé, como mostra a Figura 7.17. O grau de liberdade dos movimentos da articulação do tornozelo foram reduzidos com o uso de órtese, para evitar modificações das características passivas do joelho. A coxa foi considerada fixa, e assim somente os movimentos articulação do joelho foram considerados.

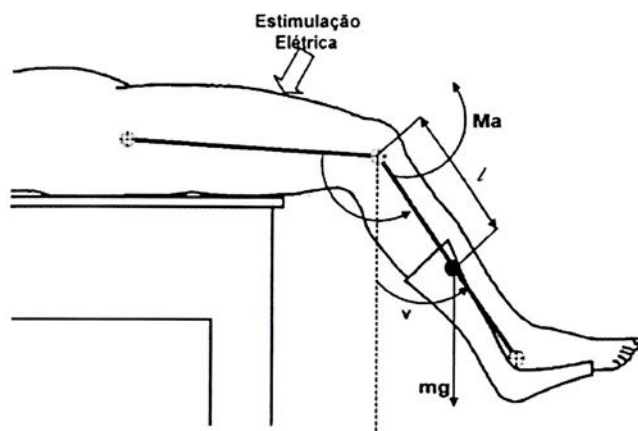


Figura 7.17: Representação esquemática do membro inferior com estimulação elétrica do músculo quadríceps.

No modelo foi considerado o comportamento passivo do sistema músculo tendão representado pelos seguintes componentes: componente de rigidez (M_s), componente de amortecimento (M_d), as duas componentes dependem, respectivamente, do ângulo do joelho e da velocidade angular. A componente gravitacional (M_g) e a componente inercial (M_i) foram consideradas juntamente com o torque do joelho (M_a) resultado da estimulação do quadríceps. O equilíbrio destas componentes em torno da articulação do joelho é dado pela equação (7.39).

$$M_i = M_g + M_s + M_d + M_a \quad (7.39)$$

A equação (7.39) pode ser expressa na seguinte equação diferencial não-linear de segunda ordem:

$$J\ddot{\theta}_v = -mgl\text{sen}(\theta_v) + M_s - B\dot{\theta}_v + M_a \quad (7.40)$$

sendo

- J : o momento inercial do complexo de canela-pé;
- θ_v : o ângulo comum do joelho (ângulo entre a canela e a coxa no plano sagital);

- $\dot{\theta}$: a velocidade angular comum do joelho;
- θ_v : o ângulo da canela (ângulo entre a canela e o sentido vertical no plano sagital);
- $\ddot{\theta}_v$: aceleração angular da canela;
- m : a massa do complexo canela-pé;
- g : a aceleração gravitacional;
- l : a distância entre o joelho e o centro da massa do complexo canela-pé;
- B : coeficiente de atrito viscoso;
- M_s : o torque devido ao componente de rigidez;
- M_a : o torque ativo do joelho produzido pela estimulação elétrica.

Foi feita uma distinção entre o ângulo da junção do joelho (usado para a rigidez e os componentes de amortecimento) e o ângulo absoluto entre a canela e o sentido vertical (usados para o termo gravitacional e inercial). Entretanto, desde que os movimentos da coxa são negligenciados, a aceleração angular absoluta da canela coincide com a aceleração angular relativa do joelho.

A componente de rigidez é dada pela equação

$$M_s = -\lambda e^{-E\theta} (\theta - \omega) \quad (7.41)$$

λ e E são coeficientes do termo exponencial e ω é o ângulo de repouso do joelho (entre 5° e 15°).

A relação entre a largura de pulso $P(s)$ aplicada e o torque gerado $M_a(s)$ é representado pela equação (7.42).

$$H(s) = \frac{M_a(s)}{P(s)} = \frac{G}{1 + s\tau} \quad (7.42)$$

sendo τ a constante de tempo do pólo e G o ganho estático.

Tabela 7.2: Valores das constantes definidas para o modelo do membro inferior de três pacientes paraplégicos.

| Paciente | J (Kg m^2) | m(Kg) | l (cm) | B (N.m.s/rad) | λ (N.m/rad) | E (1/rad) | ω (rad) | τ (s) |
|----------|------------------|-------|-------------|------------------|------------------------|--------------|-------------------|---------------|
| P1 | 0.362 | 4.37 | 23.8 | 0.27 | 41.208 | 2.024 | 2.918 | 4.091 |
| P2 | 0.292 | 3.42 | 23.1 | 0.302 | 13.761 | 1.317 | 2.52 | 0.774 |
| P3 | 0.394 | 4.76 | 23.3 | 0.289 | 15.352 | 1.644 | 3.896 | 0.791 |

7.5- Conclusão

Foram apresentados os modelos matemáticos de um músculo e de um membro inferior. Os modelos contêm parâmetros que necessitam ser estimados ou obtidos através de medidas diretas.

Para o caso do músculo, é impossível obter alguns parâmetros através de método não invasivo. Considerando aspectos éticos, estes parâmetros devem ser obtidos em músculos de cadáveres. Este procedimento leva à construção de um modelo próximo da planta a ser considerada, no projeto do sistema de controle.

Assim o procedimento mais correto é construir um modelo padrão e ajustar, através de experimentos simples, os parâmetros para cada um dos músculos de um paciente.

O torque total gerado em torno de uma articulação é igual ao somatório do torque produzido por cada um dos músculos da articulação. Como visto neste capítulo, os elementos passivos interferem na força gerada por um músculo. Assim, se somente um músculo estiver sendo estimulado, o torque gerado em torno de uma articulação está sendo influenciado pelos músculos que estão sem receber estimulação.

Além de considerar os modelos individuais dos músculos, deve-se também levar em consideração o modelo matemático de cada articulação, pois suas propriedades podem interferir no torque gerado.

Em termos práticos, é mais vantajoso usar um modelo que represente todo o membro, inferior ou superior, do que considerar modelos distintos para músculos e articulações.

O ideal seria que o modelo pudesse ser obtido, para cada paciente, através de experimentos simples e não invasivos. O modelo proposto por Ferrarin e Pedotti

tem tais características e, por este motivo, foi o escolhido para utilização neste trabalho. Além disso, este modelo apresenta como vantagem relacionar a largura do pulso aplicado com o torque gerado em torno da articulação do joelho.



Capítulo VIII

Modelagem e Projeto de Sistemas de Controle Utilizando Modelos *Fuzzy* T-S-K e LMIs

Neste capítulo apresenta-se uma noção geral sobre lógica fuzzy e sobre LMI's. Apresenta-se também um estudo inicial sobre o projeto de um controlador empregando modelos fuzzy Takagi-Sugeno-Kang e LMI's para controlar a posição angular de um membro inferior de um paciente. Na parte final do capítulo encontra-se os resultados, obtidos através de simulação, da análise de estabilidade do sistema com o controlador projetado. Recomenda-se antes de iniciar a leitura deste capítulo, a leitura do Capítulo 13 da referência [104].

8.1- Desigualdades Lineares Matriciais (LMIs).

8.1.1- Histórico das LMIs

De acordo com [105], a história do uso das LMIs (em inglês, "Linear Matrix Inequalities") na análise de sistemas dinâmicos tem mais de cem anos. Teve seu início no ano de 1890, quando Liapunov publicou seu trabalho apresentando o que é chamado de teoria de Liapunov. Ele formulou o estudo de estabilidade de sistemas dinâmicos por meio de uma desigualdade matricial. O grande destaque se deu na década de 1940, quando Lur'e, Postikov e outros na extinta União Soviética, aplicaram o método de Liapunov em alguns problemas práticos de engenharia,

especialmente no problema de estabilidade de sistemas de controle, com uma não-linearidade no atuador. Embora o problema não tenha sido escrito na forma de LMIs, na introdução de [106] encontra-se: “ Este livro representa a primeira demonstração de que as idéias de Liapunov, tem aplicações práticas”.

O próximo grande ponto da história ocorreu na década de 1960, quando Yakubovich, Popov, Kalman e outros reduziram a solução de LMIs a um critério gráfico simples que agora é chamado de *positive-real-lemma*.

Em 1984, N. Karmakar introduziu um novo método de programação linear que resolve os problemas descritos na forma de LMIs com convergência polinomial, muito eficiente na prática. Em 1988, Nesterov e Nemirovskii desenvolveram o método de pontos interiores que se aplicam diretamente nos problemas de programação convexa que envolve LMIs.

Recentemente, as LMIs estão sendo objetos de muitas pesquisas por renomados pesquisadores mundiais, tendo sido aplicadas nas mais diversas áreas: controle de sistemas contínuos e discretos no tempo, controle ótimo, controle robusto, redução de modelos, identificação de sistemas, controle com estrutura variável, controle usando lógica fuzzy, etc.

8.1.2- Noções Sobre LMIs

Uma desigualdade linear matricial (LMI) pode representar um subconjunto convexo. Consequentemente, problemas de otimização com funções objetivas convexas e LMIs são solucionados de forma eficiente por meio de softwares [107]. As desigualdades lineares matriciais apresentam uma forma geral mais geral, visto que muitos problemas da teoria de controle, tais como as desigualdades de Liapunov e Riccati, podem ser escritas como LMIs. Além disso, múltiplas LMIs podem ser escritas como uma única LMI de maior dimensão. Assim, as LMIs são ferramentas úteis para solucionar uma ampla variedade de problemas de controle e otimização. Porém, há ainda muitos problemas de interesse que não podem ser escritos em termos de LMIs. No entanto, podem ser escritos em termos de uma forma mais geral, denominada Desigualdade Bilinear Matricial (BMI). Obter a solução para problemas escritos em termos de BMIs é, em geral, mais difícil do que para problemas escritos em termos de LMIs. Isto acontece porque os algoritmos para solucionar BMIs vêm sendo recentemente desenvolvidos e fazem parte dos

resultados de pesquisas atuais. Este texto restringe-se ao estudo das LMIs e de algumas ferramentas de software disponíveis para obter as soluções.

8.1.3- A Desigualdade Linear Matricial (LMI)

Definição: Uma desigualdade linear matricial (LMI) tem a forma

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0, \quad (8.1)$$

sendo $x \in R^m$, $F_i \in R^{n \times n}$. O símbolo de desigualdade significa que $F(x)$ é uma matriz definida positiva, ou seja, $z^T F(x) z > 0$, $\forall z \neq 0$, $z \in R^n$. As matrizes simétricas F_i , $i = 0, 1, \dots, m$ são fixas e x é a variável. Assim, $F(x)$ é uma função afim dos elementos de x . A equação (8.1) é uma LMI estrita. No caso em que $F(x)$ possa ser uma matriz semidefinida positiva, então diz-se que a LMI é não-estrta. Uma LMI estrita é factível se o conjunto $\{x | F(x) > 0\}$ é diferente do conjunto vazio. Qualquer LMI não estrita factível pode ser reduzida a uma LMI estrita equivalente.

8.1.4- Equivalência entre LMIs e Desigualdades Polinomiais

Pode ser mais claro representar a LMI em termos de desigualdades escalares. Mais especificamente, a LMI é equivalente a n desigualdades polinomiais. Para verificar, considere uma matriz A real $n \times n$ simétrica. Como já foi visto, a matriz A é positiva definida se, e somente se, todos os determinantes dos seus menores principais forem positivos. Seja A_{ij} o ij -ésimo elemento de A , então, se A é positiva definida, tem-se que:

$$A_{11} > 0, \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} > 0, \dots, \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ A_{21} & A_{22} & \dots & A_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{n1} & A_{n2} & \dots & A_{nn} \end{vmatrix} > 0.$$

Este resultado pode ser aplicado à equação (8.1), o que resulta:

$$F_{0,11} + \sum_{i=1}^m x_i F_{i,11} > 0 ,$$

(uma desigualdade linear)

$$\left(F_{0,11} + \sum_{i=1}^m x_i F_{i,11} \right) \times \left(F_{0,22} + \sum_{i=1}^m x_i F_{i,22} \right) + \\ - \left(F_{0,21} + \sum_{i=1}^m x_i F_{i,21} \right) \times \left(F_{0,12} + \sum_{i=1}^m x_i F_{i,12} \right) > 0 ,$$

(uma desigualdade quadrática)

$$\begin{vmatrix} F(x)_{11} & \cdots & F(x)_{1k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F(x)_{k1} & \cdots & F(x)_{kk} \end{vmatrix} > 0 ,$$

(desigualdade polinomial de ordem k)

⋮

$$|F(x)| > 0 .$$

(desigualdade polinomial de ordem n)

As n desigualdades polinomiais apresentam ordem variando de 1 a n .

8.1.5- Convexidade

Um conjunto C em um espaço vetorial é dito convexo se $\lambda x + (1-\lambda)y \in C$ para todo $x, y \in C$ e $\lambda \in (0,1)$. Uma importante propriedade da LMIs é que o conjunto $\{x | F(x) > 0\}$ é convexo, isto é, a forma geral dada pela equação (8.1) é um conjunto convexo sobre x . Uma demonstração da convexidade do conjunto $\{x | F(x) > 0\}$ pode ser encontrada em [107].

8.1.6- Não Unicidade das LMIs

O mesmo conjunto de variáveis x pode ser representado por meio de diferentes conjuntos factíveis de LMIs. Por exemplo, se $A(x)$ é positiva definida

então $A(x)$ permite realizar uma transformação cujo resultado é também uma matriz positiva definida:

$$\begin{aligned} A > 0 &\Leftrightarrow x^T A x, \forall x \neq 0, \\ &\Leftrightarrow z^T M^T A M z > 0, \forall z \neq 0, M \text{ não singular,} \\ &\Leftrightarrow M^T A M > 0. \end{aligned}$$

Isto implica que alguns rearranjos dos elementos das matrizes não alteram a factibilidade do conjunto das LMIs:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} > 0 &\Leftrightarrow \begin{bmatrix} 0 & I \\ I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} > 0, \\ &\Leftrightarrow \begin{bmatrix} D & C \\ A & B \end{bmatrix} > 0. \end{aligned}$$

8.1.7- Estudo da estabilidade usando LMI

Uma importante ferramenta matemática para o estudo de sistemas descritos em espaço de estados é o uso de desigualdades matriciais lineares LMIs. Um exemplo de LMI é o estudo da positividade de uma matriz com elementos lineares:

$$P > 0,$$

sendo $P = P^T$.

O estudo de estabilidade usando LMI advém da equação de Liapunov. Seja a desigualdade matricial de Liapunov :

$$A^T P + P A < 0$$

para verificar se o sistema $\dot{x} = Ax$ é estável é necessário e suficiente verificar se as LMIs abaixo são factíveis:

$$A^T P + P A < 0$$

$$P > 0,$$

com $P = P^T$.

8.1.8- O Complemento de Schur.

O complemento de Schur converte uma classe de desigualdades matriciais não-lineares, que aparecem regularmente na teoria de controle, em desigualdades matriciais lineares (LMIs). O complemento de Schur é ilustrado a seguir.

Seja a desigualdade matricial não-linear

$$Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x) > 0, \dots R(x) > 0,$$

sendo $Q(x) = Q(x)^T$, $R(x) = R(x)^T$ e $S(x)$ são afins em x .

Então o complemento de Schur converte este conjunto de desigualdades não-lineares em uma LMI equivalente

$$\begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x)^T & R(x) \end{bmatrix} > 0.$$

Uma demonstração do complemento de Schur é mostrada em [107].

8.2- Modelos *Fuzzy* Takagi-Sugeno [108]

8.2.1- Introdução.

Aristóteles, filósofo grego (384 - 322 a.C.), foi o fundador da ciência da lógica, e estabeleceu um conjunto de regras rígidas para que conclusões pudessem ser aceitas logicamente válidas. Desde então, a lógica Ocidental, assim chamada, tem sido binária, isto é, uma declaração é falsa ou verdadeira, não podendo ser ao mesmo tempo parcialmente verdadeira e parcialmente falsa. Esta suposição e a lei da não contradição cobrem todas as possibilidades e formam a base do pensamento lógico Ocidental.

A Lógica *Fuzzy* (Lógica Nebulosa) viola estas suposições. Um sim ou um não como resposta a estas questões é, na maioria das vezes, incompleta. Na verdade,

entre a certeza de ser e a certeza de não ser, existem infinitos graus de incerteza. Esta imperfeição intrínseca à informação representada numa linguagem natural tem sido tratada matematicamente no passado com o uso da teoria das probabilidades. Contudo, a Lógica Nebulosa, com base na teoria dos conjuntos nebulosos (*Fuzzy Set*), tem se mostrado mais adequada para tratar imperfeições da informação do que a teoria das probabilidades.

A Lógica *Fuzzy* consiste em aproximar a decisão computacional da decisão humana, tornando as máquinas mais capacitadas a seu trabalho. Isto é feito de forma que a decisão de uma máquina não se resume apenas a um "sim" ou um "não", mas também tenha decisões "abstratas", do tipo "um pouco mais", "talvez sim", e outras tantas variáveis que representem as decisões humanas.

A idéia modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno consiste da descrição aproximada de um sistema não-linear como a combinação de um certo número de modelos lineares invariantes no tempo locais, que descrevem aproximadamente o comportamento deste sistema em diferentes pontos do seu espaço de estados. Desta forma, pode-se interpretar a técnica tradicional de linearização em apenas um ponto de operação como um caso particular dos modelos *fuzzy* T-S, consistindo apenas de um modelo local. Esta classe de modelos de projeto permite que o engenheiro utilize o seu conhecimento sobre o sistema que vai ser controlado, na definição do número dos modelos locais e dos pontos ou regiões nas quais estes modelos locais serão definidos.

O modelo global do sistema é obtido através da combinação *fuzzy* destes modelos lineares locais. A idéia é que para cada modelo linear local seja projetado um controle de realimentação linear. O regulador global resultante, que é não-linear em geral, é uma combinação *fuzzy* de cada regulador linear individual.

8.2.2 Representação de Sistemas *Fuzzy* Takagi-Sugeno

Pode-se representar alguns casos de plantas não-lineares por modelo *fuzzy* Takagi-Sugeno. As dinâmicas do sistema são capturadas por um conjunto de implicações *fuzzy* que caracterizam relações locais do espaço de estados. A principal característica de um modelo Takagi-Sugeno é a descrição das dinâmicas locais de cada implicação *fuzzy* (regra) por um modelo de sistema linear. Obtém-se pela combinação *fuzzy* dos modelos do sistema linear o modelo *fuzzy* global do

sistema.

O sistema *fuzzy* Takagi-Sugeno é descrito pelas regras *fuzzy* SE-ENTÃO, que representam localmente relações lineares entre a entrada e a saída de um sistema.

Tem-se a descrição local da planta dinâmica a ser controlada nos termos dos modelos lineares locais:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t),\end{aligned}$$

sendo $i = 1, 2, \dots, r$ (r é o número de modelos lineares locais), o vetor estado $\mathbf{x}(t) \in \mathfrak{R}^n$, o vetor entrada $\mathbf{u}(t) \in \mathfrak{R}^m$, o vetor saída $\mathbf{y}(t) \in \mathfrak{R}^q$, $\mathbf{A}_i \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B}_i \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ e $\mathbf{C}_i \in \mathfrak{R}^{n \times q}$. A informação acima é então fundida com as regras SE-ENTÃO disponíveis, onde a i -ésima regra tem a forma:

$$\begin{aligned}\text{Regra } i : \text{ SE } z_1(t) \text{ é } M_1^i \text{ E } \dots \text{ E } z_p(t) \text{ é } M_p^i, \\ \text{ENTÃO } \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(t), \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t), \end{cases} \quad (8.2)\end{aligned}$$

Tem-se que M_j^i , $j = 1, 2, \dots, p$ é o conjunto *fuzzy* j da regra i e $z_1(t), \dots, z_p(t)$ são as variáveis premissas. Seja $\mu_j^i(z_j(t))$ a função de pertinência do conjunto *fuzzy* M_j^i , e seja

$$\omega^i(\mathbf{z}(t)) = \prod_{j=1}^p \mu_j^i(z_j(t)), \quad \mathbf{z}(t) = (z_1(t), z_2(t), \dots, z_p(t)).$$

Como $\mu_j^i(z_j(t)) \geq 0$ tem-se, para $i = 1, 2, \dots, r$,

$$\omega^i(\mathbf{z}(t)) \geq 0 \quad \text{e} \quad \sum_{i=1}^r \omega^i(\mathbf{z}(t)) \geq 0.$$

Para a obtenção de um modelo *fuzzy* Takagi-Sugeno para sistemas não-lineares pode-se adotar $z(t) = x(t)$ sendo $x(t)$ o vetor de estado do sistema não-linear.

Sendo assim, dado um par $(x(t), u(t))$, o sistema *fuzzy* resultante é obtido como a média ponderada dos modelos locais, e tem a seguinte forma:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t))}{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t))} \\ &= \sum_{i=1}^r \alpha_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ &= \left(\sum_{i=1}^r \alpha_i(x(t)) A_i \right) x(t) + \left(\sum_{i=1}^r \alpha_i(x(t)) B_i \right) u(t) \\ &= \mathbf{A}(\alpha) x(t) + \mathbf{B}(\alpha) u(t).\end{aligned}\tag{8.3}$$

O sistema não forçado ($u(t) = 0$) é definido como:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t)) A_i x(t)}{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t))} \\ &= \sum_{i=1}^r \alpha_i(x(t)) A_i x(t).\end{aligned}\tag{8.4}$$

A saída para ambos os casos, forçado e não forçado, é dada por

$$\begin{aligned}y(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t)) C_i x(t)}{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t))} \\ &= \sum_{i=1}^r \alpha_i(x(t)) C_i x(t) \\ &= \mathbf{C}(\alpha) x(t).\end{aligned}\tag{8.5}$$

Para $i = 1, 2, \dots, r$,

$$\alpha_i(x(t)) = \frac{\omega^i(x(t))}{\sum_{i=1}^r \omega^i(x(t))} \geq 0 \text{ e } \sum_{i=1}^r \alpha_i(x(t)) = 1. \quad (8.6)$$

8.2.3 Forma Generalizada do Sistema Fuzzy Takagi-Sugeno

Para determinar os modelos locais, utilizando a modelagem exata a seguinte classe de sistemas não-lineares foi considerada:

$$\dot{x}_i = \sum_{j=1}^n \tilde{f}_{ij}(x(t))x_j(t) + \sum_{k=1}^m g_{ik}(x(t))u_k(t) \quad (8.7)$$

sendo que $i=1,2,\dots,r$, n e m denotam, respectivamente, o número de estados e entradas e $\tilde{f}_{ij}(x(t))$ e $g_{ik}(x(t))$ são funções de $x(t)$, sendo $x(t)=[x_1(t)\dots x_n(t)]^T$.

Para obter a forma generalizada deste método, considere as seguintes variáveis:

$$\begin{aligned} a_{ij1} &\equiv \max_{x(t)} \{\tilde{f}_{ij}(x(t))\}, \\ a_{ij2} &\equiv \min_{x(t)} \{\tilde{f}_{ij}(x(t))\}, \\ b_{ij1} &\equiv \max_{x(t)} \{g_{ik}(x(t))\}, \\ b_{ij2} &\equiv \min_{x(t)} \{g_{ik}(x(t))\}, \end{aligned} \quad (8.8)$$

Logo, para representar o sistema verdadeiro com a forma generalizada são necessários 2^s modelos locais, sendo s o número de não-linearidades existentes no sistema.

8.2.4-Projeto de Reguladores com Modelos Fuzzy Takagi-Sugeno

Utilizou-se o conceito de Compensação Distribuída Paralela (CDP) para projetar reguladores *fuzzy* para estabilizar sistemas não-lineares descritos por modelos *fuzzy*. A idéia é projetar um compensador para cada regra do modelo *fuzzy*. Para cada regra, são utilizadas técnicas de projeto de controle linear. O regulador

fuzzy global resultante, que é não-linear em geral, é uma combinação *fuzzy* de cada regulador linear individual. A CDP oferece um procedimento para projetar um regulador para modelo *fuzzy* Takagi-Sugeno, onde cada regra de controle é projetada a partir da correspondente regra de um modelo T-S da planta. O regulador *fuzzy* projetado compartilha os mesmos conjuntos de regras com o modelo *fuzzy* nas partes premissas. Para os modelos *fuzzy* (8.2), sendo $i = 1, 2, \dots, r$, os reguladores *fuzzy* via CDP possuem a seguinte estrutura:

$$\begin{aligned} \text{Regra } i: \quad & \text{SE } x_1(t) \text{ é } M_1^i \text{ E } \dots \text{ E } x_p(t) \text{ é } M_p^i, \\ & \text{ENTÃO } u(t) = -F_i x(t). \end{aligned} \quad (8.9)$$

Portanto de forma análoga à efetuada na obtenção de (8.3), o regulador *fuzzy* é dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) &= - \frac{\sum_{i=1}^r \omega^i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{F}_i \mathbf{x}(t)}{\sum_{i=1}^r \omega^i(\mathbf{z}(t))} \\ &= - \sum_{i=1}^r \alpha_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{F}_i \mathbf{x}(t) \\ &= -F(\alpha) \mathbf{x}(t), \end{aligned} \quad (8.10)$$

sendo $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_r]^T$.

O objetivo do projeto do regulador *fuzzy* é determinar os ganhos de realimentação locais F_i nas partes conseqüentes. Para a lei de controle (8.10), a equação (8.3) é dada por (8.11), tendo em vista (8.6)

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \alpha_i(x(t)) \alpha_j(x(t)) \{A_i - B_i F_j\} x(t) \\ &= \sum_{i=1}^r \alpha_i^2(x(t)) G_{ii}(x(t)) + 2 \sum_{i < j}^r (\alpha_i(x(t)) \alpha_j(x(t))) \left\{ \frac{G_{ij}(x(t)) + G_{ji}(x(t))}{2} \right\} x(t) \end{aligned} \quad (8.11)$$

sendo que

$$\sum_{i < j}^r = \sum_{i=1}^r \sum_{\substack{j=1 \\ (i < j)}}^r \quad e \quad G_{ij} = A_i - B_i F_j.$$

8.2.4.1-Condições para a Estabilidade

As condições suficientes a seguir para a estabilidade de sistemas fuzzy contínuos no tempo são obtidas usando funções Liapunov quadráticas do tipo $V(x(t)) = x^T(t)Px(t)$. Os resultados básicos estão descritos abaixo.

Lema 3: *O ponto de equilíbrio $x=0$ do sistema fuzzy contínuo não-forçado descrito por (8.3) é assintoticamente estável globalmente se existe uma matriz simétrica positiva definida comum P tal que*

$$A_i^T P + P A_i < 0$$

para $i = 1, 2, \dots, r$; isto é, para todos os subsistemas.

Prova: Segue diretamente da aplicação de Liapunov $V(x(t)) = x^T(t)Px(t)$.

Para a apresentação dos resultados para a estabilidade do sistema forçado, será utilizada a definição do número de regras ativas: o sistema fuzzy (8.11) possui “r” regras e para um certo $x_1(t)=x_0$ o número de regras ativas é igual ao número de termos $\alpha_1(x_0), \dots, \alpha_r(x_0)$ não nulos. Por exemplo, na Figura 8.1 as regras ativas para $x_1(t) \leq a$, $x_1(t) \in (a, b)$, $x_1(t) = b$, $x_1(t) \in (b, c)$, $x_1(t) = c$, $x_1(t) \in (c, d)$, $x_1(t) \geq d$ são respectivamente as regras 1, 1 e 2, 2 e 3, 3, 3 e 4, 4. Assim o número de regras ativas é menor ou igual a dois.

Observe na Figura 8.1, que $\alpha_1(x_1(t))\alpha_3(x_1(t)) = \alpha_1(x_1(t))\alpha_4(x_1(t)) = \alpha_2(x_1(t))\alpha_4(x_1(t)) = 0$, para qualquer $x_1(t)$. A existência deste fato também foi explorada no estudo da estabilidade, como será visto nos Lemas 4 e 5.

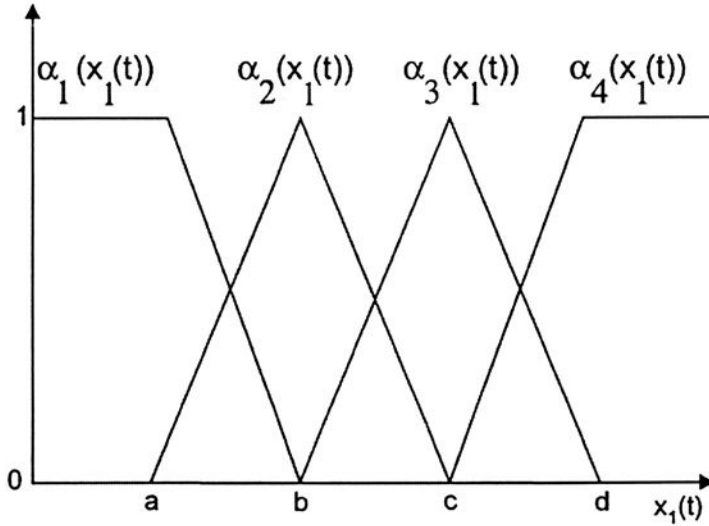


Figura 8.1: Exemplo de um conjunto de 4 regras fuzzy.

Lema 4: O ponto de equilíbrio $x=0$ do sistema de controle fuzzy contínuo descrito por (8.11) é assintoticamente estável globalmente se existe uma matriz simétrica positiva definida comum tal que

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0$$

para todo $i, j=1, \dots, r$ e

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) \leq 0, \quad i < j \quad (8.12)$$

para todo $i, j=1, \dots, r$, excetuando-se os pares (i, j) tais que $\alpha_i(x(t))\alpha_j(x(t))=0$ para qualquer $x(t)$.

Prova: Segue diretamente do Lema 3.

Lema 5: Assuma que o número de regras que são ativas para todo t é menor ou igual a s , sendo $1 < s \leq r$. O ponto de equilíbrio $x=0$ do sistema de controle fuzzy contínuo descrito por (8.11) é assintoticamente estável globalmente se existe uma matriz simétrica positiva definida comum P e uma matriz simétrica semipositiva definida comum Q tais que

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} + (s-1)Q < 0$$

para todo $i, j=1, \dots, r$ e

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) - Q \leq 0, \quad i < j \quad (8.13)$$

para todo $i, j=1, \dots, r$, excetuando-se os pares (i, j) tais que $\alpha_i(x(t))\alpha_j(x(t))=0$ para qualquer $x(t)$.

Observe que as condições do Lema 5 são iguais às condições do Lema 4, adicionando-se a matriz $Q \geq 0$. Note que (8.13) foi relaxada com relação a respectiva condição no Lema 4.

8.2.4.2-Taxa de Decaimento

É importante considerar não apenas a estabilidade, mas também outros índices de desempenho do sistema controlado tais como a velocidade de resposta e restrições de entrada e saída. A velocidade de resposta está relacionada com a taxa de decaimento β_i , isto é, o maior expoente de Liapunov.

Considere uma candidata da função de Liapunov $V(x(t)) = x^T P x$ e que $\dot{V}(x(t)) < 0$, para todo $x \neq 0$. A taxa de decaimento β_i , $\beta_i > 0$, é obtida se a condição $\dot{V}(x(t)) \leq -2\beta_i V(x(t))$ [108] é satisfeita para toda trajetória.

8.2.4.3-Restrição na Entrada [109]

Assuma que a condição inicial $x(0)$ é conhecida e $u(t)$ descrito em (8.10).

A restrição $\|u(t)\|_2 \leq \mu$ é imposta para todo tempo $t \geq 0$ se as LMIs abaixo forem satisfeitas:

$$\begin{bmatrix} 1 & x(0)^T \\ x(0) & X \end{bmatrix} \geq 0 \text{ e } \begin{bmatrix} X & M_i^T \\ M_i & \mu^2 I \end{bmatrix} \geq 0, \text{ sendo } X = P^{-1} \text{ e } M_i = F_i X.$$

8.2.4.4-Restrição na saída [109]

Assuma que a condição inicial $x(0)$ é conhecida e defina $y(t) = C_i x(t)$.

A restrição $\|y(t)\|_2 \leq \mathcal{G}$ é imposta para todo tempo $t \geq 0$ se as LMIs abaixo forem satisfeitas:

$$\begin{bmatrix} 1 & x(0)^T \\ x(0) & X \end{bmatrix} \geq 0 \text{ e } \begin{bmatrix} X & XC_i^T \\ C_i X & \mathcal{G}^2 I \end{bmatrix} \geq 0, \text{ sendo } X = P^{-1}.$$

8.2.4.5-Taxa de Decaimento e Condições de Estabilidade Robusta

O projeto do controlador considerando a taxa de decaimento pode ser realizado através da aplicação do teorema 1.

Teorema 1: O controlador CDP que considera simultaneamente a taxa de decaimento e projeto do controlador robusto pode ser projetado resolvendo as seguintes LMIs:

Maximizar β_i

X, M_1, \dots, M_r, Y_0

sujeito a

$X > 0, Y_0 \geq 0$

$$\begin{aligned} \hat{S}_{ii} + (s-1)Y_1 &< 0 \\ \hat{T}_{ij} - 2Y_2 &< 0 \end{aligned} \quad i < j \text{ tal que } h_i \cap h_j \neq \emptyset$$

sendo $s > 1$ e

$$L(A_i, B_i, X, M_i) = XA_i^T + A_i X - B_i M_i - M_i^T B_i^T,$$

$$L(A_i, B_i, X, M_i) = XA_i^T + A_i X - B_i M_i - M_i^T B_i^T,$$

$$\hat{S}_{ii} = \begin{bmatrix} L(A_i, B_i, X, M_i) + 2\beta_i X & * & * & * & * \\ D_{ai}^T & -I & 0 & 0 & 0 \\ D_{bi}^T & 0 & -I & 0 & 0 \\ E_{ai} X & 0 & 0 & -\rho_{ai}^2 I & 0 \\ -E_{bi} M_i & 0 & 0 & 0 & -\rho_{bi}^2 I \end{bmatrix},$$

$$\hat{T}_{ij} = \begin{bmatrix} (L(A_i, B_i, X, M_j) & * & * & * & * & * & * & * & * \\ +L(A_j, B_j, X, M_i) + 4\beta_i X) & & & & & & & & \\ D_{ai}^T & -I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ D_{bi}^T & 0 & -I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ D_{aj}^T & 0 & 0 & -I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ D_{bj}^T & 0 & 0 & 0 & -I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E_{ai} X & 0 & 0 & 0 & 0 & -\rho_{ai}^2 I & 0 & 0 & 0 \\ -E_{bi} M_j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\rho_{bi}^2 I & 0 & 0 \\ E_{aj} X & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\rho_{aj}^2 I & 0 \\ -E_{bj} M_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\rho_{bj}^2 I \end{bmatrix}$$

$$Y_1 = \text{bloco} - \text{diag}(Y_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0),$$

$$Y_2 = \text{bloco} - \text{diag}(Y_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0),$$

8.3-Modelagem e Projeto de um Controlador Empregando Modelos Fuzzy Takagi-Sugeno

Para a modelagem do sistema será utilizado o método exato proposto em [107] e descrito na seção 8.2.2.

8.3.1-Modelagem

Substituindo M_s da equação (7.41) em (7.40), e considerando $\theta = \theta_v + \frac{\pi}{2}$,

obtém-se:

$$\ddot{\theta}_v = \frac{1}{J} \left[-mg \text{sen}(\theta_v) - \lambda e^{-E\theta_v} e^{-\frac{E\pi}{2}} (\theta_v + \frac{\pi}{2} - \omega) - B\dot{\theta}_v + M_a \right] \quad (8.14)$$

Na equação acima, será somado e subtraído o valor 1 no termo $e^{-E\theta_v}$. A razão deste artifício será explicada mais adiante. A equação (8.14) torna-se:

$$\ddot{\theta}_v = \frac{1}{J} \begin{bmatrix} -mg \operatorname{sen}(\theta_v) - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} (e^{-E\theta_v} - 1) \left(\theta_v + \frac{\pi}{2} - \omega \right) - B \dot{\theta}_v \\ + M_a - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} \left(\theta_v + \frac{\pi}{2} - \omega \right) \end{bmatrix} \quad (8.15)$$

Rearranjando a equação acima obtém-se:

$$\ddot{\theta}_v = \frac{1}{J} \begin{bmatrix} -mg \operatorname{sen}(\theta_v) - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} (e^{-E\theta_v} - 1) \left(\theta_v + \frac{\pi}{2} - \omega \right) - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} \theta_v - B \dot{\theta}_v \\ + M_a - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \omega \right) \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

Definindo:

$$\begin{aligned} x_1 &= \theta_v \\ x_2 &= \dot{x}_1 = \dot{\theta}_v \\ x_3 &= M_a - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \omega \right) \end{aligned}$$

pode-se obter que:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{J} \left[-mg \operatorname{sen} x_1 - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} (e^{-Ex_1} - 1) \left(x_1 + \frac{\pi}{2} - \omega \right) - \right. \\ &\quad \left. - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} x_1 - Bx_2 + x_3 \right] \end{aligned} \quad (8.17)$$

Passando (7.42) para o domínio do tempo tem-se que:

$$\dot{M}_a = \frac{GP - M_a}{\tau} \quad (8.18)$$

Rearranjando a equação (8.18) pode-se escrevê-la de forma conveniente apresentada abaixo:

$$\dot{M}_a = \frac{-[M_a - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \omega \right)] - \lambda e^{-\frac{E\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \omega \right) + GP}{\tau} \quad (8.19)$$

Logo colocando (8.19) na forma de espaço de estados:

$$\dot{x}_3 = \frac{-x_3}{\tau} + \frac{GP - \lambda e^{\frac{-E\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \omega\right)}{\tau} \quad (8.20)$$

Utilizando (8.17) e (8.20) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \tilde{f}_{21} & \frac{-B}{J} & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{G}{\tau} \end{bmatrix} P_N \quad (8.21)$$

Em que $P_N = P - \frac{\lambda e^{\frac{-E\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \omega\right)}{G}$ e

$$\tilde{f}_{21} = \frac{1}{x_1 J} \left[-mgl \sin x_1 - \lambda e^{\frac{-E\pi}{2}} (e^{-Ex_1} - 1) \left(x_1 + \frac{\pi}{2} - \omega\right) - \lambda e^{\frac{-E\pi}{2}} x_1 \right] \quad (8.22)$$

Observação: A não-linearidade apresentada em (8.22) justifica o artifício realizado no início desta seção. A subtração do valor 1 no termo

... $-\lambda e^{\frac{-E\pi}{2}} (e^{-Ex_1} - 1) \left(x_1 + \frac{\pi}{2} - \omega\right) + \dots$, evita a divisão por zero. Observe que:

$$e^{-Ex_1} = 1 - Ex_1 + \frac{E^2 x_1^2}{2} + \dots \quad (8.23)$$

se o valor 1 não fosse subtraído, a não linearidade \tilde{f}_{21} teria um termo representado por um valor constante dividido por uma variável, no caso x_1 . Desta forma \tilde{f}_{21} tenderia ao infinito quando x_1 assumisse o valor zero.

Vale ressaltar que o sistema apresenta apenas uma não-linearidade, logo necessitará de apenas dois modelos locais.

Os valores mínimos e máximos de \tilde{f}_{21} são determinados por

$$\begin{aligned} a_{211} &= \max\{\tilde{f}_{21}(x_1(t))\} \\ a_{212} &= \min\{\tilde{f}_{21}(x_1(t))\} \end{aligned}$$

A partir dos valores máximos e mínimos de \tilde{f}_{21} obtém-se:

$$\tilde{f}_{21} = \sigma_{211}(x_1(t)) \cdot a_{211} + \sigma_{212}(x_1(t)) \cdot a_{212}, \quad (8.24)$$

sendo

$$\sigma_{211}(x_1(t)) + \sigma_{212}(x_1(t)) = 1, \quad \sigma_{211}(x_1(t)) \geq 0 \quad e \quad \sigma_{212}(x_1(t)) \geq 0$$

Desse modo as funções de pertinência podem ser calculadas como:

$$\begin{aligned} \tilde{f}_{21} &= \sigma_{211}(x_1(t)) \cdot a_{211} + [1 - \sigma_{211}(x_1(t))] \cdot a_{212} \\ \tilde{f}_{21} &= \sigma_{211}(x_1(t)) \cdot a_{211} - a_{212} \cdot \sigma_{211}(x_1(t)) + a_{212} \\ \tilde{f}_{21} &= [a_{211} - a_{212}] \cdot \sigma_{211}(x_1(t)) + a_{212} \end{aligned}$$

Desta forma:

$$\sigma_{211}(x_1(t)) = \frac{\tilde{f}_{21} - a_{212}}{a_{211} - a_{212}} \quad (8.25)$$

e de,

$$\begin{aligned} \tilde{f}_{21} &= [1 - \sigma_{212}(x_1(t))] \cdot a_{211} + \sigma_{212}(x_1(t)) \cdot a_{212} \\ \tilde{f}_{21} &= a_{211} - \sigma_{212}(x_1(t)) \cdot a_{211} + \sigma_{212}(x_1(t)) \cdot a_{212}, \\ \tilde{f}_{21} &= a_{211} + [a_{212} - a_{211}] \cdot \sigma_{212}(x_1(t)) \end{aligned}$$

$$\sigma_{212}(x_1(t)) = \frac{\tilde{f}_{21} - a_{211}}{a_{212} - a_{211}} \quad (8.26)$$

Os modelos locais do sistema de acordo com o que foi apresentado na seção 8.2.2 são:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{211} & -B/J & 1/J \\ 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix} \quad e \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{212} & -B/J & 1/J \\ 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix}, \text{ onde}$$

Logo,

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 \sigma_{21i}(x_1(t)) A_i x(t),$$

8.3.2-Projeto do regulador

Da forma como apresentado em [107] o problema de projeto de um regulador fuzzy consiste em encontrar as matrizes simétricas X , Y_0 e as matrizes M_1 e M_2 , onde $X = P^{-1}$, $M_1 = F_1 X$ e $M_2 = F_2 X$, sendo F_i , $i = 1, 2$ da forma apresentada em (8.2), tais que as equações (8.27) são satisfeitas:

Para o caso de controle sem redução de regras, as equações do Teorema 1 apresentadas na seção 8.2.4.5, podem ser simplificadas para:

Maximizar β ,

X, M_1, M_2, Y_0

sujeito a

$X > 0, Y_0 \leq 0$

$$\begin{aligned} \hat{S}_{ii} + (s-1)Y_1 &< 0 \\ \hat{T}_{ij} - 2Y_2 &< 0 \end{aligned} \quad i < j \text{ tal que } h_i \cap h_j \quad (8.27)$$

sendo $s > 1$ e

$$L(A_i, B_i, X, M_i) = XA_i^T + A_iX - B_iM_j - M_j^T B_i^T,$$

$$L(A_j, B_j, X, M_j) = XA_j^T + A_jX - B_jM_i - M_i^T B_j^T,$$

$$\hat{S}_{ii} = L(A_i, B_i, X, M_i) + 2\beta_i,$$

$$\hat{T}_{ij} = L(A_i, B_i, X, M_i) + L(A_j, B_j, X, M_j) + 4\beta_i X,$$

$$Y_1 = Y_0,$$

$$Y_2 = Y_0,$$

8.4-Resultados

Na Figura 8.2 apresenta-se o gráfico de \tilde{f}_{21} considerando $0 \leq x_1 \leq \pi/3$ e os dados para o paciente P1. Deve-se considerar também $G=42500$, ganho estático foi obtido de [91]. O valor máximo e o valor mínimo de \tilde{f}_{21} para o mesmo intervalo são:

$$a_{211} = \max\{\tilde{f}_{21}(x_1(t))\} = -29.2178, \quad (8.28)$$

$$a_{212} = \min\{\tilde{f}_{21}(x_1(t))\} = -45.8085. \quad (8.29)$$

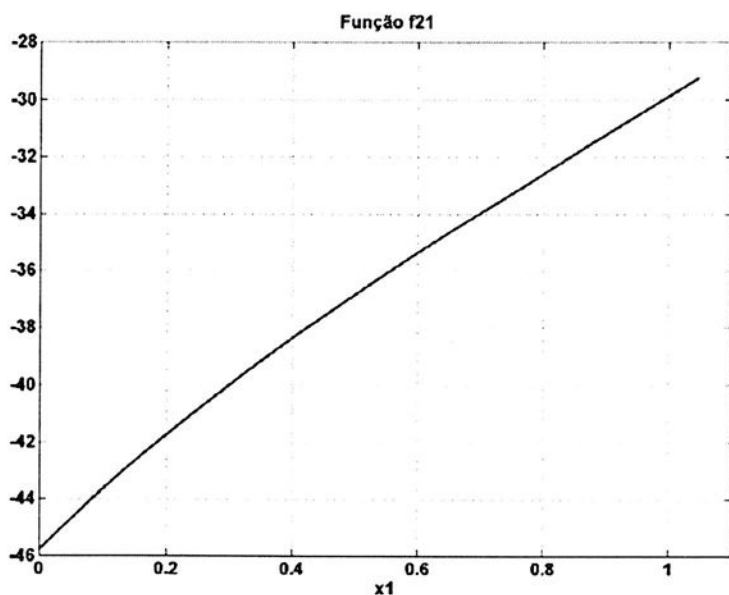


Figura 8.2: Gráfico de \tilde{f}_{21} considerando $0 \leq x_1 \leq \pi/3$

As funções de pertinência considerando (8.25), (8.26), (8.28) e (8.29) estão representada na Figura 8.3.

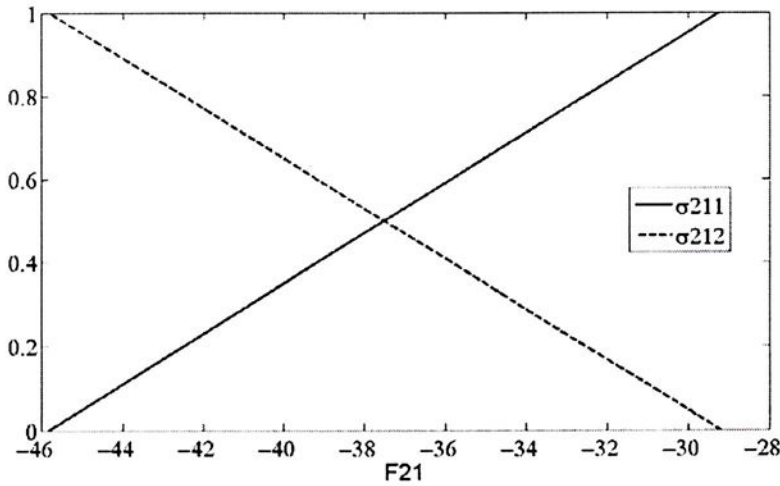


Figura 8.3: Funções de pertinência.

O software MATLAB com o toolbox LMI Control forneceu as matrizes $X = P^{-1}$, $M_1 = F_1 X$ e $M_2 = F_2 X$ que solucionam as LMIs.

Para taxa de decaimento $\beta_i = 0$

$$F_1 = M_1 X^{-1} = 1.0e-003 * [-0.1857 \quad 0.2407 \quad 0.1023]$$

$$F_2 = M_2 X^{-1} = 1.0e-003 * [-0.1797 \quad 0.2429 \quad 0.1033]$$

Para ilustrar a validade da lei de controle projetada, que visou somente a estabilidade do sistema, foi feita a simulação de todos os parâmetros. E o resultado para $\beta_i = 0$ apresenta-se na Figura 8.4.

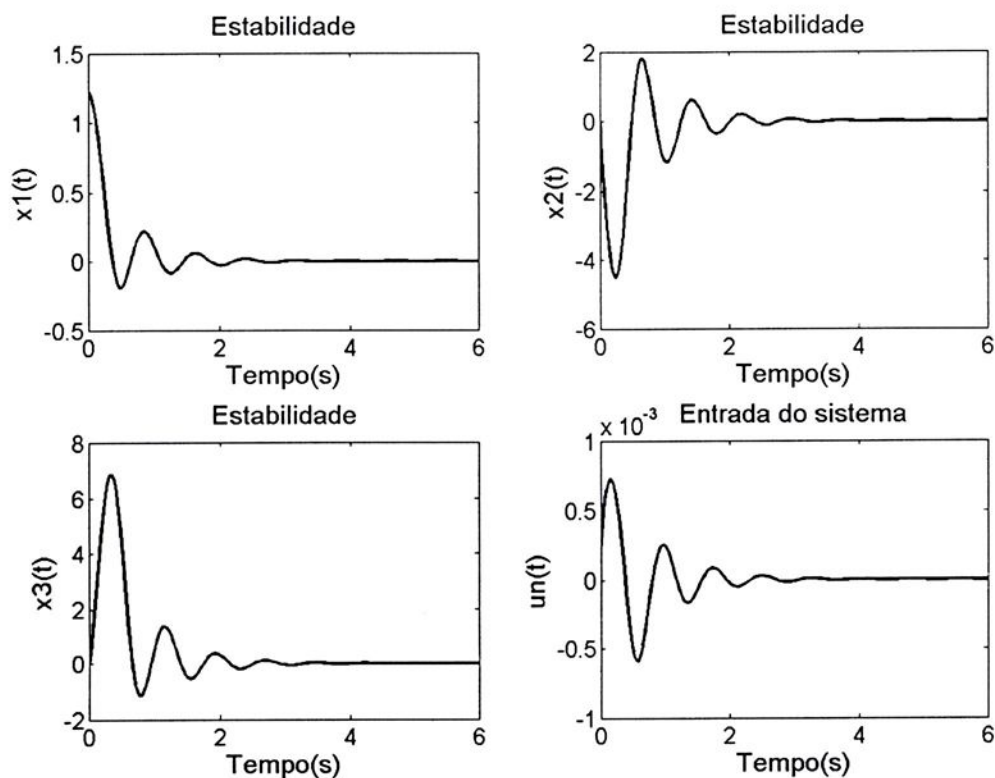


Figura 8.4: Resposta obtida para o controlador fuzzy projetado com $\beta_t = 0$.

Para a obtenção da resposta em regime mais rápido, aumentou-se a taxa de decaimento do sistema.

Para taxa de decaimento $\beta_t = 2$

$$F1 = M_1 X^{-1} = 1.0e-003 * [-0.1585 \quad 0.6261 \quad 0.3234]$$

$$F2 = M_2 X^{-1} = 1.0e-003 * [-0.6205 \quad 0.6233 \quad 0.3225]$$

Os resultados da simulação para a taxa de decaimento especificada apresentam-se na Figura 8.5.

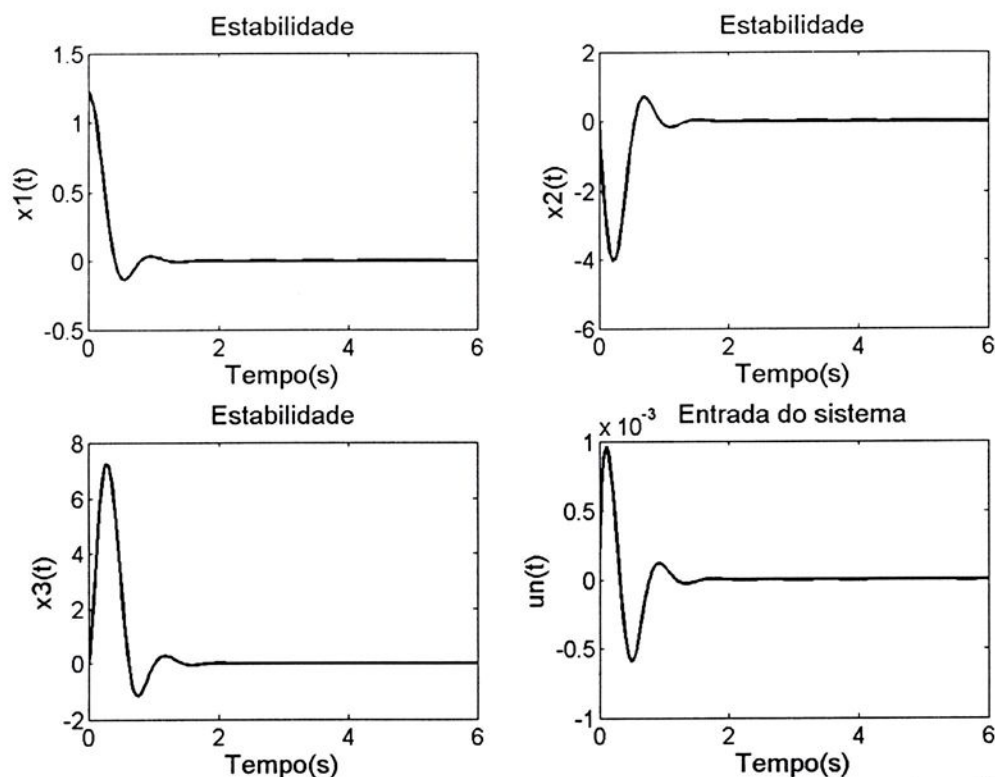


Figura 8.5: Resposta obtida para o controlador fuzzy projetado com $\beta_i = 2$.

Comparando as Figuras 8.4 e 8.5 nota-se que o aumento da taxa de decaimento proporcionou um tempo de estabelecimento menor.

Para taxa de decaimento $\beta_i = 0$ e restrição na saída $0 < \vartheta < 0.65$

Neste problema definiu-se a saída como sendo $\dot{\theta}_v(t)$ e desta forma:

$$y(t) = CX = [0 \quad 1 \quad 0] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \text{ onde } x_2 = \dot{\theta}_v.$$

Para a obtenção da restrição na saída acrescentou-se as LMIs apresentadas na seção 8.3.2, às descritas em (8.27).

Utilizou-se $x(0) = [x_{10} \quad x_{20} \quad x_{30}]^T = [\theta_{v,0} \quad \dot{\theta}_{v,0} \quad x_{30}]^T$.

O novo ganho do controlador está representado a seguir:

$$F1 = M_1 X^{-1} = [0.0105 \quad 0.0272 \quad 0.0014]$$

$$F2 = M_2 X^{-1} = [0.0076 \quad 0.0203 \quad 0.0010]$$

- Para $x(0) = \left[\frac{\pi}{18} \quad 0 \quad 0 \right]^T$

O resultado da simulação apresenta-se na Figura 8.6.

A partir da análise das simulações obtidas observa-se que a restrição na saída em $\dot{\theta}_v(t)$ provocou uma redução nas oscilações do ângulo desejado θ_v . Isto ocorre pois a restrição do módulo da derivada da saída provoca uma atenuação nas oscilações na saída de forma análoga à análise da influência do ganho derivativo em um controlador PD apresentada em [39]. Esta técnica é heurística e ainda não foram encontrados registros da mesma na literatura.

- Para $x(0) = \left[\frac{70 \times \pi}{180} \quad 0 \quad 0 \right]$, considerando as mesmas especificações realizadas anteriormente. O resultado está representado na Figura 8.7.

A partir dos resultados obtidos nas figuras 8.6 e 8.7, observa-se que as respostas para todas as condições iniciais especificadas acima tenderam para zero com um tempo de estabelecimento pequeno e poucas oscilações no ângulo de saída θ_v .

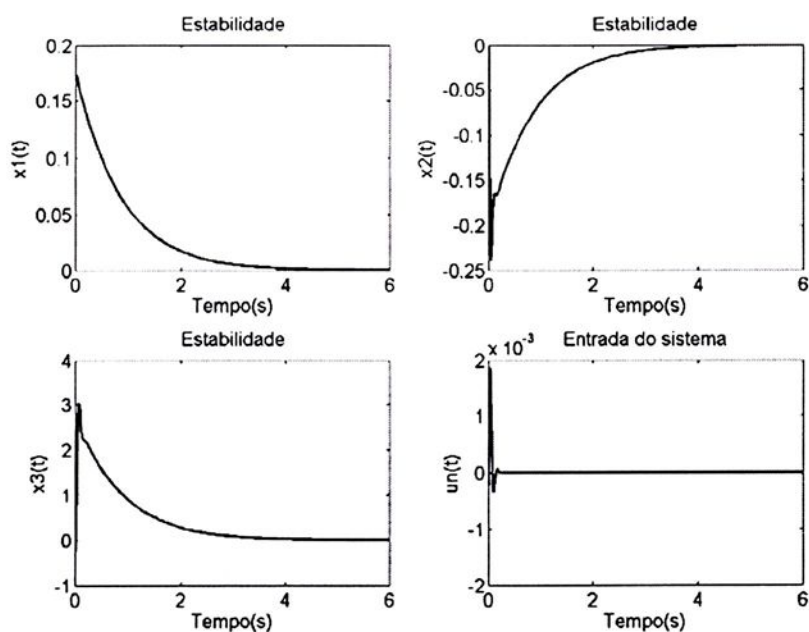


Figura 8.6: Simulações obtidas com o controlador fuzzy projetado para $x(0) = \left[\frac{\pi}{18} \ 0 \ 0 \right]^T$ considerando taxa de decaimento $\beta_i = 0$ e restrição na saída $0 < \vartheta < 0.65$.

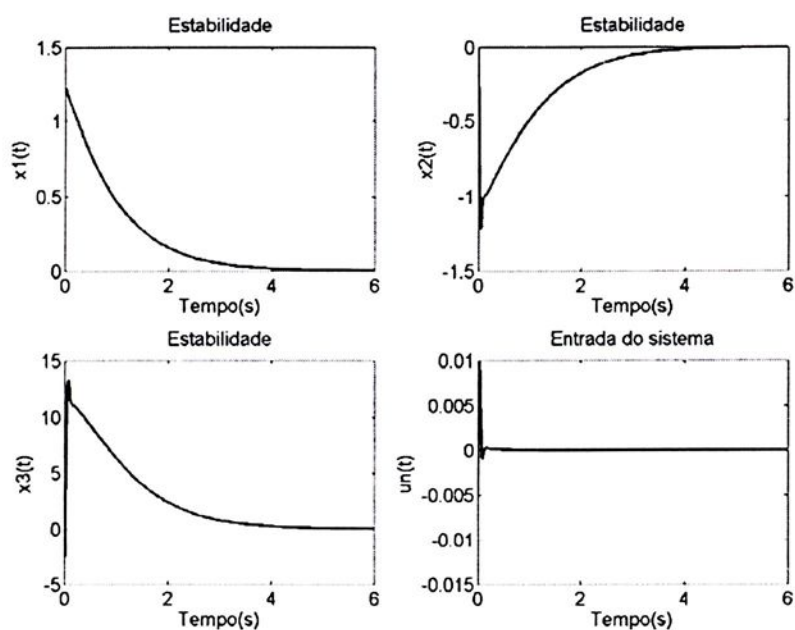


Figura 8.7: Simulações obtidas com o controlador fuzzy projetado para $x(0) = \left[\frac{70 \times \pi}{180} \ 0 \ 0 \right]^T$ considerando taxa de decaimento $\beta_i = 0$ e restrição na saída $0 < \vartheta < 0.65$.

8.5- Conclusão

Foi apresentado um estudo inicial sobre o projeto de um controlador empregando os modelos *fuzzy* de Takagi-Sugeno e LMIs para controlar a posição da perna de um paciente paraplégico.

Foi projetado um regulador *fuzzy* que considera a modelagem exata do sistema. Por se tratar de apenas uma não-linearidade, o sistema apresentou apenas dois modelos locais. Para o controle deste sistema foi analisada a influência da taxa de decaimento. Observa-se que à medida que esta taxa aumenta, o sistema chega ao regime mais rapidamente. Para a redução das oscilações na saída do sistema (θ_v), utilizou-se o artifício de restringir a saída $\dot{\theta}_v$.

Capítulo IX

Gerenciamento do Módulo Portátil

Neste capítulo descreve-se como é realizado o gerenciamento do módulo portátil, através de programas desenvolvidos em LabVIEW, no módulo fixo. A leitura deste capítulo é fundamental para o entendimento de como operar todo o sistema, o módulo fixo e o módulo portátil.

9.1- Programa de Gerenciamento do Módulo Portátil.

Conforme visto nos capítulos anteriores, para operar adequadamente, de forma a atender às numerosas aplicações em Engenharia de Reabilitação, o módulo portátil deve ser configurado, através de comandos.

No módulo fixo está o programa que possibilita ao operador configurar e operar todo o sistema implementado. O programa foi desenvolvido em LabVIEW 5.1, devido às facilidades que este ambiente oferece, possuindo várias rotinas prontas, o que facilita a programação, além de possibilitar a elaboração de programas de uso extremamente fácil para o operador.

O programa desenvolvido é composto de vários sub-programas. Cada sub-programa executa uma tarefa específica. Após o término da mesma, o sub-programa chama um segundo que, durante a abertura, fecha aquele que o chamou, ficando assim somente um sub-programa ficará aberto. Na Figura 9.1 mostra-se o diagrama de blocos do programa.

do eletrogoniômetro.

Nas duas primeiras opções (8 canais e 16 canais) os canais podem ser ativados ou desativados pelo operador através de chaves existentes no programa.

Na Figura 9.2 mostra-se o menu da opção estimulação. A maior parte dos menus apresentados na Figura 9.1 se assemelha a este.

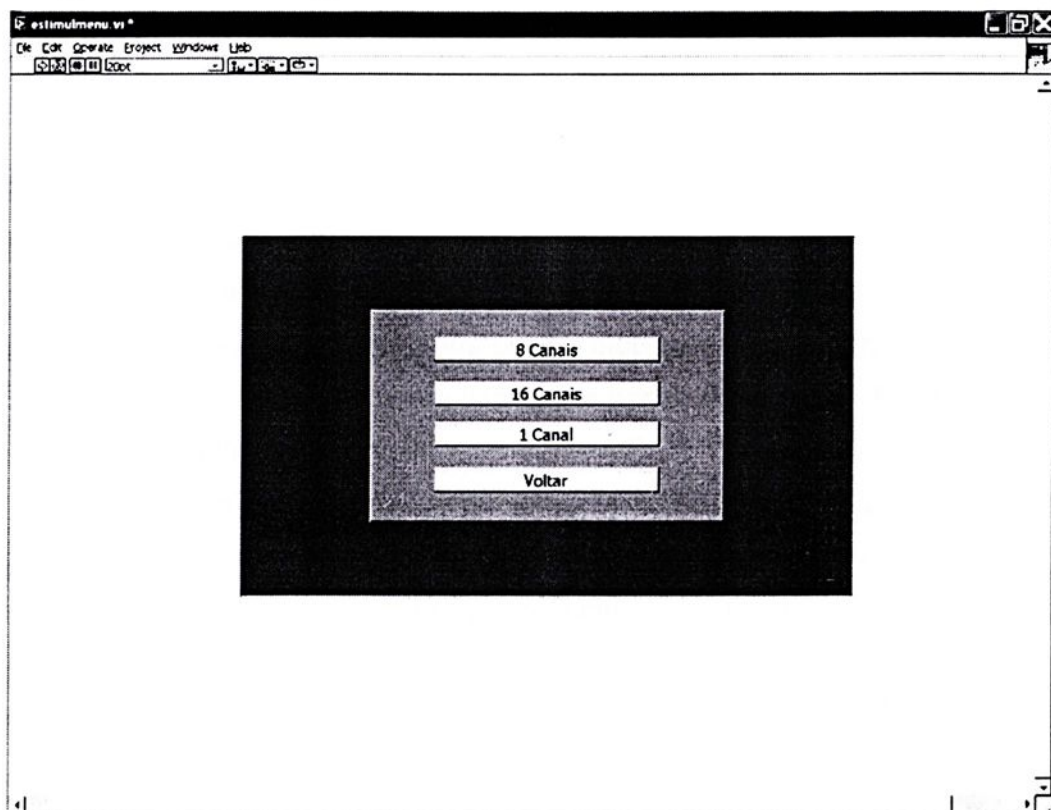


Figura 9.2: Menu de opções do modo de estimulação.

Na Figura 9.3 está a tela do programa de gerenciamento, através do qual é possível escolher os parâmetros das formas de onda de cada um dos canais, com o estimulador operando no modo MDCN8. A tela de envio de parâmetros para o modo MDCN16 é semelhante a esta, sendo a única diferença, a quantidade de canais.

As telas do programa, através das quais é possível ativar os canais nos modos MDCN8 e MDCN16, estão, respectivamente, na Figura 9.4 e 9.5. Das figuras pode se ver as chaves que ativam e desativam os canais, e os gráficos onde são visualizados os sinais de força e os sinais correspondentes aos ângulos das articulações.

Na opção de 1 canal, além do envio dos parâmetros, o operador deve escolher o canal a ser usado e, em seguida, enviar os parâmetros (Figura 9.6).

Nesta opção, é possível variar a largura, através de um dial (Figura 9.7). Antes, é óbvio, o canal escolhido deve ser ativado através do botão *ativar canal*.

Como foi visto anteriormente tanto o estimulador como o sistema de aquisição tem dois modos de operação. Estas configurações podem ser realizadas através da opção de configuração. No caso do sistema de aquisição, a configuração é bem simples, é só pressionar um dos botões “configurar para Modo64” ou “configurar para Modo1024”, que o sistema de aquisição já estará operando no modo escolhido.

Para o estimulador operar no modo MDCN8 basta somente escolher a opção “8 canais” e, em seguida, escolher o arquivo para carregar o banco de dados, que pode ser feito através da tela de programa apresentada na Figura 9.8. Para o estimulador operar no modo MDCN16, o operador deve escolher quais canais serão usados e quais deles serão atribuídos para o lado esquerdo e para o lado direito e, em seguida, escolher o arquivo para carregar o banco de dados. A Figura 9.9 mostra a tela de configuração do estimulador no modo MDCN16.

Através do programa de gerenciamento é possível realizar testes com o sistema, antes usá-lo em pacientes. É possível checar a tensão na bateria, checar se o estágio de potência de cada um dos canais do estimulador e se os canais do sistema de aquisição estão operando corretamente, checar se os sensores de força e de ângulo estão conectados no sistema.

Há também uma tela que permite executar um teste de comunicação entre cada um dos microcontroladores presentes no sistema. Em caso de falha de comunicação, o ponto de falha é indicada na tela. A tela de teste de comunicação do sistema é mostrada na Figura 9.10.

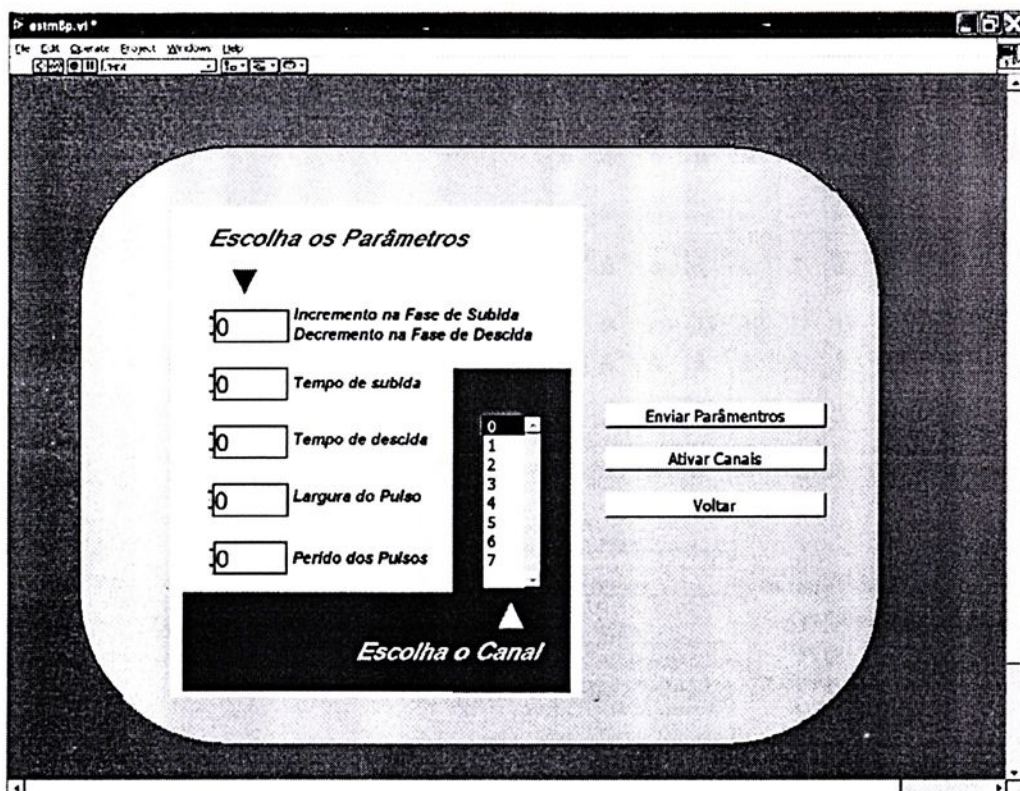


Figura 9.3: Tela do programa de gerenciamento que possibilita o envio de parâmetros da forma de onda de cada um dos canais do estimulador.

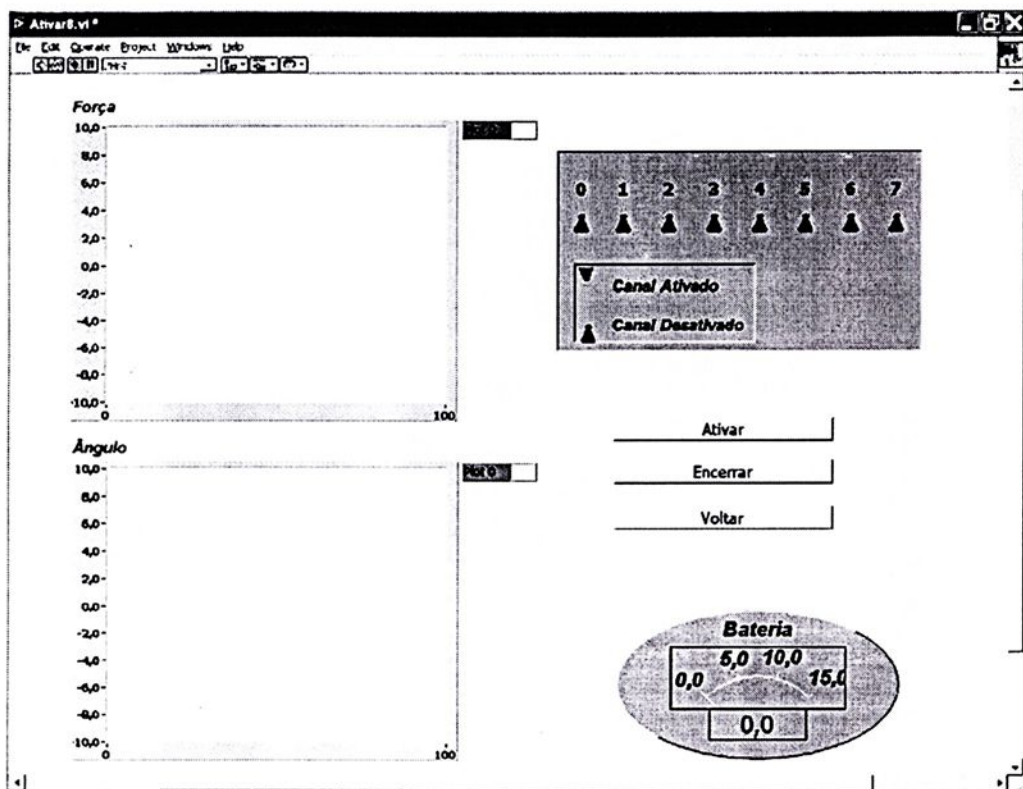


Figura 9.4: Tela do programa da qual é possível ativar os canais com estimulador operando no modo MDCN8.

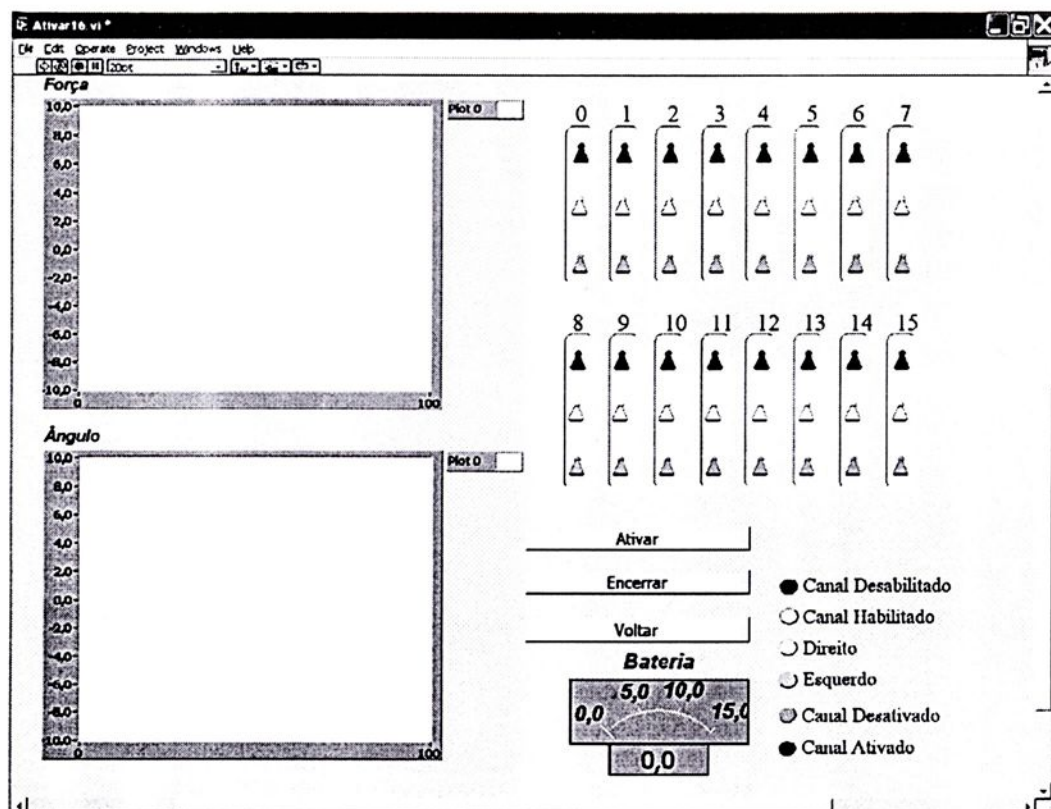


Figura 9.5: Tela do programa da qual é possível ativar os canais com estimulador operando no modo MDCN16.

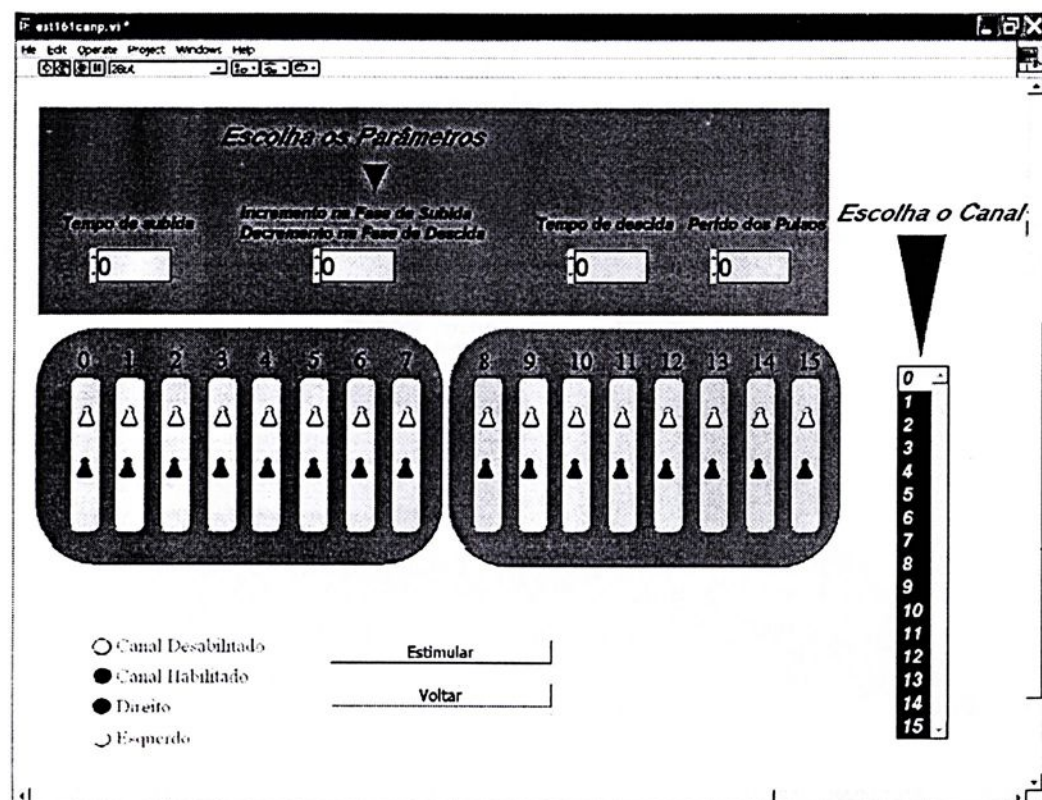


Figura 9.6: Tela do programa para a escolha dos parâmetros da forma de onda e do canal.

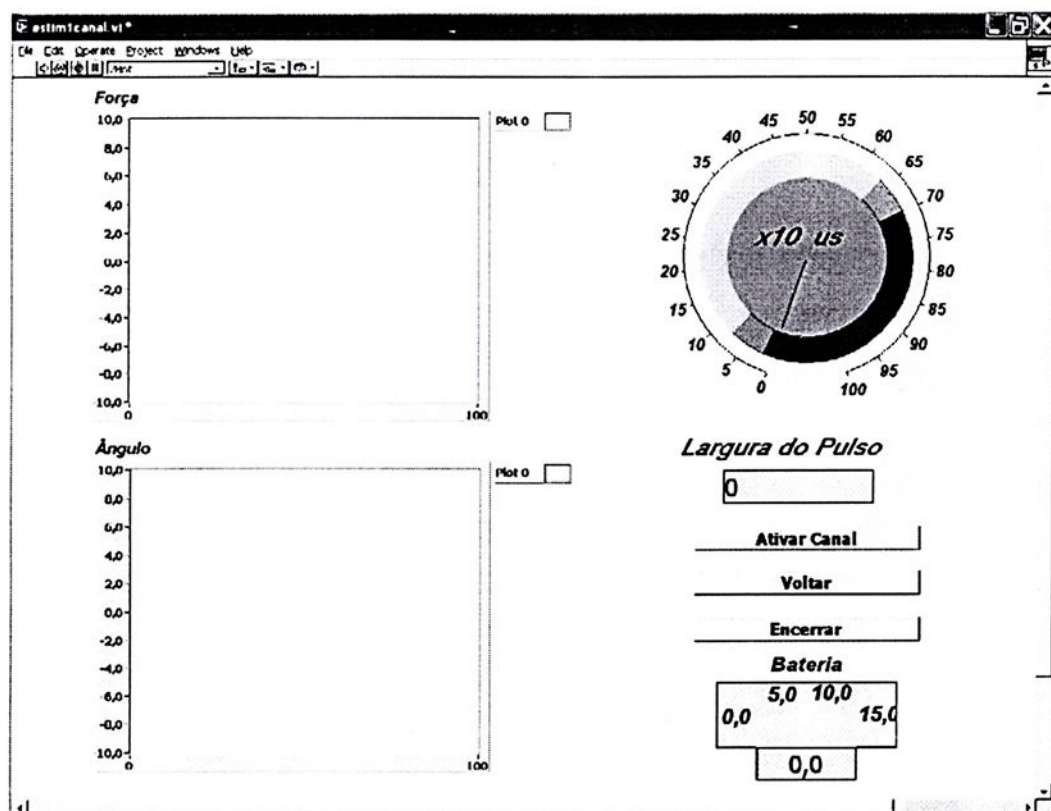


Figura 9.7: Tela do programa da qual é possível variar a largura de pulso de um dos canais do estimulador.

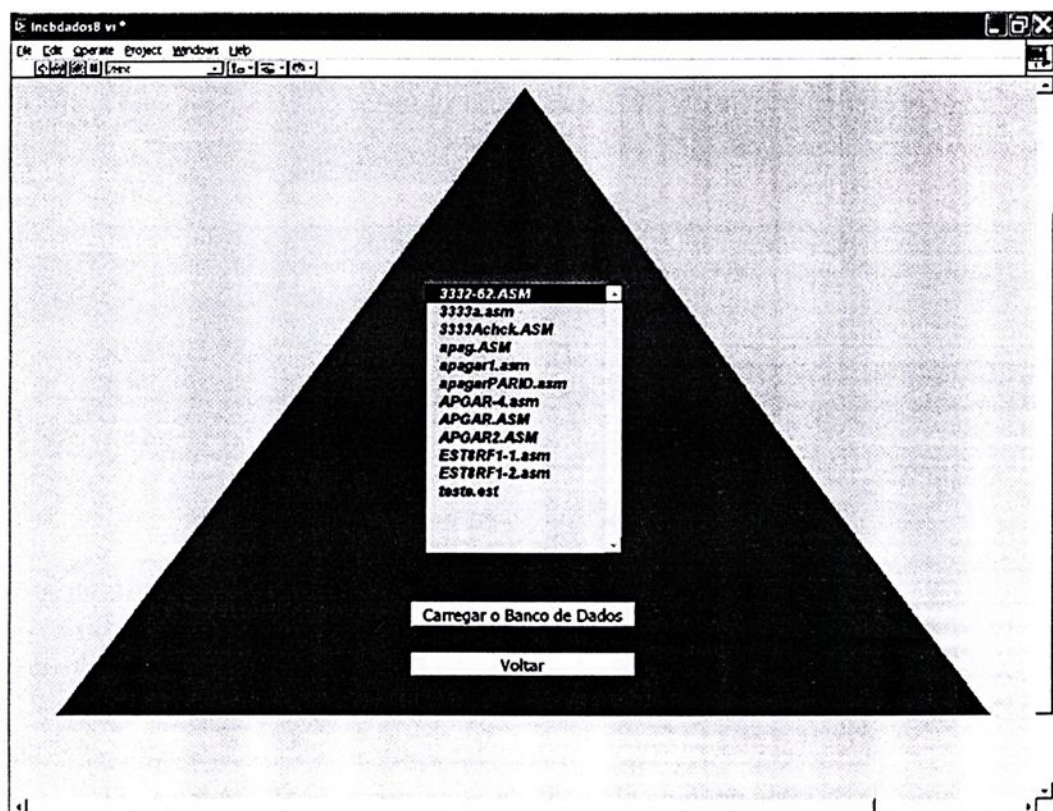


Figura 9.8: Tela de inicialização do banco de dados.

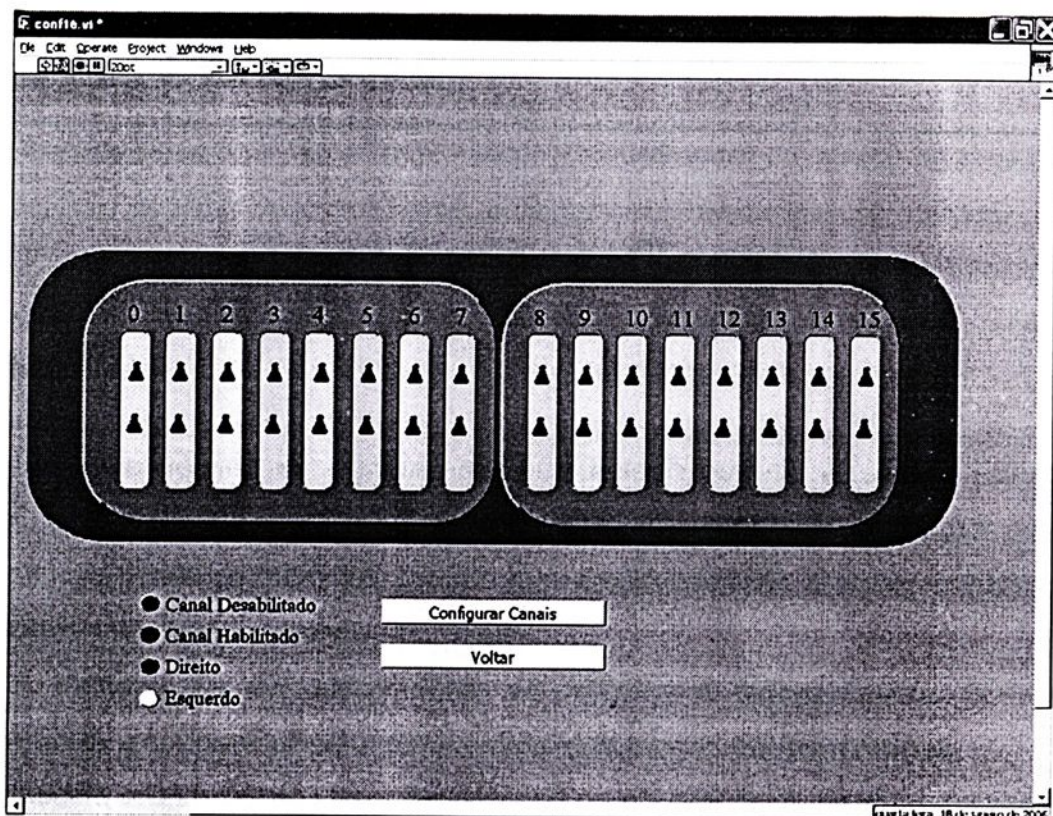


Figura 9.9: Tela de configuração dos canais a serem usados no modo MDCN16.

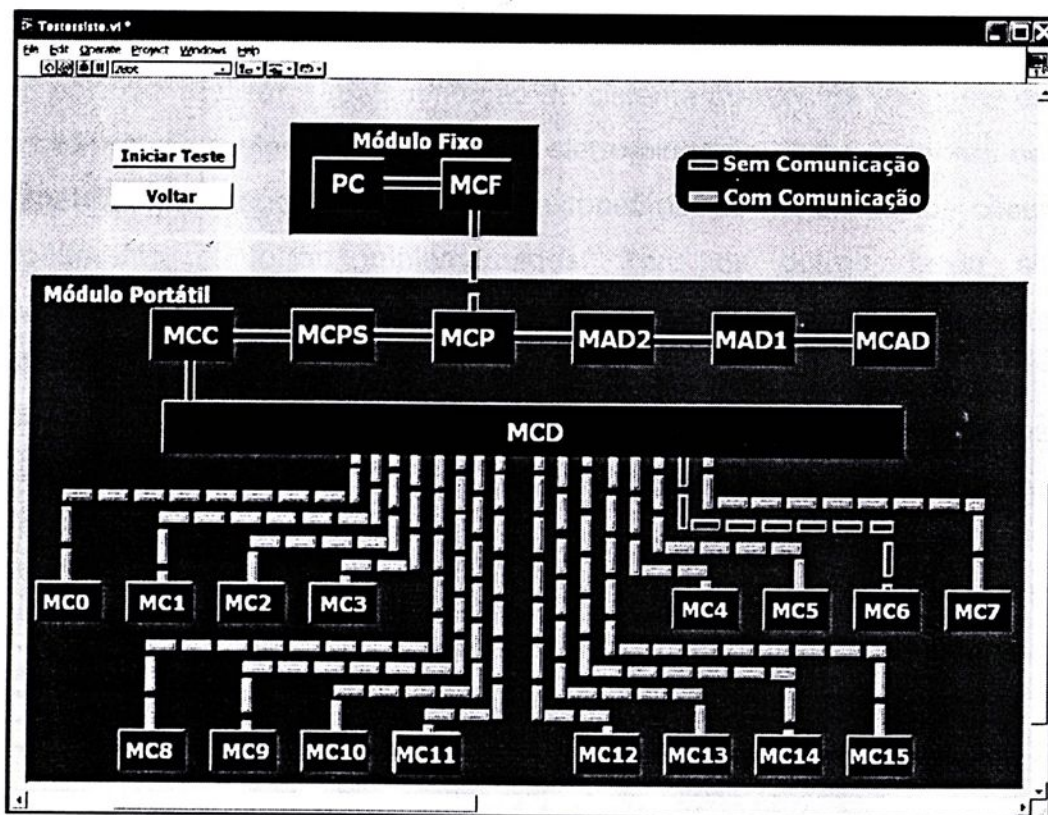


Figura 9.10: Tela de execução de teste de comunicação do sistema.

Capítulo X

Conclusões Gerais

9.1 – Conclusões

Foi desenvolvido um sistema microcontrolado portátil, visando a geração de marcha em pacientes com lesões medulares. O sistema é composto por dois módulos, um portátil e outro fixo, sendo que a comunicação entre os módulos pode ser realizada por rádio enlace ou por cabo.

A transmissão de dados entre os módulos é bidirecional, o que é uma característica inovadora em relação a outros sistemas já implementados.

Devido à comunicação ser bidirecional é possível aplicar estímulos com maior eficiência, de forma a reduzir a fadiga muscular, uma vez que o sistema recebe informações da resposta do paciente aos estímulos aplicados, através de sensores.

É possível realizar a realimentação do sistema através de sensores de força, eletrogoniômetros, acelerômetros, ECG e eletromiografia. Para sensores de força, acelerômetros e eletrogoniômetros, com extensômetros metálicos, os circuitos de condicionamento já foram implementados. Para os outros, basta somente implementar os circuitos de condicionamento de sinais e conectar ao sistema já existente.

A comunicação bidirecional entre os módulos possibilita, adicionalmente, a implementação de rotinas de detecção e correção de erros, tornando muito segura a operação do sistema.

O estimulador neuromuscular funcional implementado é microcontrolado, portátil e de 16 canais. Estes operam de forma independente, sendo os parâmetros das formas de onda ajustáveis através de um computador, com o auxílio de um programa em LabVIEW. O estágio de potência do aparelho pode fornecer corrente de 20 mA, para uma carga máxima de 2,6 k Ω , com frequência máxima de 150 kHz. A corrente de saída do estágio de potência pode ser ajustada, via *hardware*, de 0 a 50 mA.

Faz parte do sistema um sistema microcontrolado de aquisição de dados de 32 canais, composto de um conversor A/D e de circuitos de condicionamentos de sinais para sensores de força, eletrogoniômetros e acelerômetros. Com este sistema é possível monitorar os esforços dos membros superiores e inferiores e os ângulos das principais articulações dos membros superiores e inferiores do paciente.

Foi realizado um estudo sobre a estabilidade de um controlador que emprega modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno, sendo o projeto baseado em desigualdades lineares matriciais. Este modelo de projeto tem despertado um crescente interesse na literatura especializada. Não há relato de sua utilização em sistemas de geração de marcha para pacientes com lesões medulares.

Todo o sistema desenvolvido fará parte de um sistema de controle a ser implementado em malha fechada, tendo como realimentação os sinais de força, produzidos pelos membros superiores e inferiores de pacientes, e os sinais oriundos dos eletrogoniômetros, e como saída os parâmetros de estimulação.

Em decorrência do trabalho foram publicados dois artigos no Congresso Latino-Americano de Engenharia Biomédica, em 2004, [110, 111]. Um terceiro, intitulado "Estimulador Neuromuscular Funcional Controlado Via USB" [112] está sendo publicado nos anais do IV Congresso Iberoamericano – IBERDISCAP-2006, que será realizado em Vitória, no período de 20 a 22 de fevereiro de 2006.

9.2 – Sugestões de Trabalhos Futuros

São as seguintes as sugestões para trabalhos futuros:

- a) Continuidade do desenvolvimento do algoritmo de controle com modelos *fuzzy* Takagi-Sugeno-Kang para o sistema de geração de marcha para pacientes paraplégicos;
- b) Integração do sistema implementado com o algoritmo de controle;
- c) Avaliação da capacidade do sistema na geração de movimentos básicos;
- d) Caracterização estática e dinâmica do sistema implementado e realização de testes com pacientes com lesões medulares.

Apêndice A

Descrição dos Componentes do Hardware

Neste apêndice são listados todos os componentes usados na implementação do hardware.

A.1- Gerador de Onda.

- O microcontrolador da Figura 3.3 é um PIC-16F627A (Microchip).
- U1 LF353
- U2-LM 6134 (National Semiconductor).
- U3- ADG 508F (Analog Devices).

A.2- Conversor Tensão-Corrente

Tabela A.1: Lista dos componentes do circuito da Figura 3.7

| Componente | | Descrição |
|---------------------------------|-----------------|-----------|
| Buffer | | BUF634p |
| AmpOp | | LF353 |
| R _b | R _{b1} | 5 k |
| | R _{b2} | 500 R |
| R _p e R _n | | 4,7 k |
| R ₁ e R ₂ | | 100 R |
| Q _p e Q ₁ | | BC556 |
| Q _n e Q ₂ | | BC546 |

A.3- Espelho de Corrente.

Tabela B.2: Transistores dos espelhos de corrente do estágio de potência e do circuito de acoplamento.

| Componente | Descrição |
|---------------------------------|-----------|
| Q ₄ e Q ₅ | BC556 |
| Q ₆ | MPSA92 |
| Q ₇ | MPSA42 |
| Q ₈ e Q ₉ | BC546 |
| C1A e C2A | 1 μ F |
| R1A e R2A | 100 k |

A.4- Conversor CC-CC.

Tabela A.3: Lista dos componentes do conversor CC-CC.

| Componente | Descrição | Componente | Descrição | Componente | Descrição |
|------------|------------|------------|------------|------------|-----------|
| R1 | 10 R | C2 | 22 μ F | D1 | MUR1560 |
| R2 | 10K | C3 | 47 μ F | D2 | N4148 |
| R3 | 1K | C4 | 47 μ F | D3 | N960 |
| R4 | 1K | C5 | 22 μ F | RG1 | 7815 |
| R5 | 4.7K | C6 | 56 nF | RG2 | 7915 |
| R6 | 15K | C7 | 4.7 nF | RG3 | 7805 |
| R7 | 4.7K | C8 | 10 nF | T | N2907 |
| R8 | 20R | C9 | 22 μ F | M | IRFZ34 |
| C1 | 22 μ F | D | MUR120 | CI | SG 1525 |

A.5- Circuitos de Condicionamento.

Tabela A.4: Descrição dos componentes do circuito de condicionamento dos transdutores das muletas e das palmilhas.

| Componente | Descrição | Componente | Descrição |
|------------|-----------|------------|-----------|
| CI1 e CI2 | Lm6132 | R1 | 22k |
| CI3 | INA118 | R2 | 82k |
| CI4 | LM6482 | R3 | 39k |
| P1 | 50R | R4 | 47k |
| P2 | 10K | R5 | 560k |
| P3 | 10k | R6 | 100k |
| C1 | 470nF | R7 | 10k |
| C2 | 68nF | R8 | 10k |
| C3 | 470nF | R9 | 10k |
| C4 | 4,7nF | | |

Bibliografia

- [01] MASINI, Marcos. Estimativa da incidência e prevalência de lesão medular no Brasil. J. Brás. Neurocirug. Vol. 12, n.2, p.97 –100, 2001.
- [02] CEDIPOD. Centro de Documentação e Informação do Portador de Deficiência. <http://www.cedipod.org.br/ibge2.htm>, 2002.
- [03] IBGE. Censo Demográfico 2000.
- [04] MARTIN, P.S. Pesquisadores da Unicamp desenvolveram aparelhos para recuperar paraplégicos. Galileu, p.57-61,1999.
- [05] EILINGER, T., WILD, M., GERBER, H. STUSSI, E. An Eight-Channel Computer controlled Stimulator for Functional Electrical Stimulation. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 13:04, p. 1803-1804, 1991.
- [06] MAN, I.O.W., LEPAR, G.S., MORRISSEY, M.C., CYWINSKI, J.K. Effect of neuromuscular electrical stimulation on foot/ankle volume during standing. Medicine and Science in Sports and Exercise, 35:4, p. 630-634, 2003.
- [07] CRAMERI R. M., WESTON A., CLIMSTEIN M., DAVIS G.M., SUTTON J.R. Effects of electrical stimulation-induced leg training on skeletal muscle adaptability in spinal cord injury. Scandinavian Journal of Medicine & Science in Sports, 12:05:pp. 316-322, 2002.
- [08] SCREMIN AME, KURTA L, GENTILI A, WISEMAN B, PERELL K, KUNKEL C, SCREMIN. Increasing muscle mass in spinal cord injured persons with a functional electrical stimulation exercise program. Archives of Physical Medicine and Rehabilitation, 80:12, pp.1531-1536, 1999.
- [09] CRAMERI R., M., COOPER, P., SINCLAIR P.J., BRYANT, G, WESTON, A. Effect of load during electrical stimulation training in spinal cord injury. Muscle & Nerve, 29:01, p. 104-111, 2004.



- [10] HESSE S, WERNER C, BARDELEBEN, A. Electromechanical gait training with functional electrical stimulation: case studies in spinal cord injury. *Spinal Cord* 42:06, p. 346-352, 2004.
- [11] POSTANS, N. J., HASLER, J. P., GRANAT, M.H., MAXWELL D. J. Functional electric stimulation to augment partial weight-bearing supported treadmill training for patients with acute incomplete spinal cord injury: A pilot study. *Archives of Physical Medicine and Rehabilitation*, 85:4, p. 604-610, 2004.
- [12] JOHNSTON T. E., FINSON R. L., SMITH B. T., BONAROTI D. M., BETZ R. R., MULCAHEY M.J. Functional electrical stimulation for augmented walking in adolescents with incomplete spinal cord injury. *Journal of Spinal Cord Medicine*, 26:4, p. 390-400, 2003.
- [13] LADOUCEUR, M., BARBEAU, H. Functional electrical stimulation-assisted walking for persons with incomplete spinal injuries: Changes in the kinematics and physiological cost of overground walking. *Scandinavian Journal of Rehabilitation Medicine*, 32:2, p. 72-79, 2000.
- [14] KUNCEL, A. M., GRILL, W. M. Selection of stimulus parameters for deep brain stimulation. *Clinical Neurophysiology*, 115: 11, p. 2431-2441, 2004.
- [15] MIHELJ, M., MUNIH, M. Unsupported Standing With Minimized AnkleMuscle Fatigue. *IEEE Trans. Biomed. Eng*, 51:08, p. 1330-1340, 2004.
- [16] GOLLEE, H., HUNT, KEN J., WOOD, D. E. New Results in Feedback Control of Unsupported Standing in Paraplegia. *IEEE Trans. Rehabil. Eng.*, 12:01, p. 73-80, 2004.
- [17] UHLIR ,J. P., TRIOLO, R. J., DAVIS, J. A., BIERI, C. Performance of Epimysial Stimulating Electrodes in the Lower Extremities of Individuals with Spinal Cord Injury. *IEEE Trans. Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 12:02, p. 279- 287, 2004.

- [18] WU, H., J. ZHANG, H. KANG. An Investigation on Multichannel Functional Electrical Stimulation System. IEEE Engineering in Medicine & Biology Society, 10TH Annual International Conference, p1245, 1988.
- [19] HOSHINIYA, N., MURAKAMI, H., HANDA, T., Y., ICHIE, M., TANAKA, M., ISHIKAWA, S., OKUBO K. Mut-Channel Potable Functional Electrical Stimulation System for Clinical Usable. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 13:02, p. 931, 1991.
- [20] KACZMAREK, K. A., KRAMER, K. M., WEBSTER, J. G. RADWIN, R. G. A 16 channel 8-Parameter Waveform Electrotactile Stimulation System. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 38:10, p. 933-943, 1991.
- [21] ILIÉ, M., VASILJVIÉ, D., POPOVIÉ, D. B. A programmable Electronic Stimulator for FES Systems. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 2:4, p. 234-239, 1994.
- [22] SHIGETOMI, M. K., FUJITA, M. K. E QUEVEDO, A. A. F. Estimulador Eléctrico Neuromuscular Microcontrolado de Dois Canais. Anais do XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, p. 688-692, Florianópolis, Setembro de 2000.
- [23] FOLGUERAS, J., DIAZ, M., RUIZ, A, GÓMEZ M, CARTAYA, M. E., BENÍTEZ, R. Estimulador Eléctrico Munuable para Aplicaciones en Anestesiologia. II Congreso Latinoamericano de Ingenieria Biomedica, Havana, Maio de 2001.
- [24] FOLGUERAS, J., DIAZ ,M., RUIZ, A, DOMINGUEZ, C, ZAMARREÑO, J. Un Estimador para la Marcha del Parapléjico. II Congreso Latinoamericano de Ingenieria Biomedica, Havana, Maio de 2001.
- [25] RUFINER, A., SCHIAFFINO, L., ESCOBAR, S. E TABERNING, C. Desarrollo de un Sistema Microcontrolado para Marcha de Pacientes con Paraplejia. II Congreso Latinoamericano de Ingenieria Biomedica, Havana, Maio de 2001.

- [26] LOPES, J. A. F. Desenvolvimento e Avaliação de Estimulação Neuromuscular Funcional Microcontrolado, Portátil e Telemétrico. Tese de Mestrado, USP, São Paulo, 2002.
- [27] ABBAS, J. J., CHIZECK, H. J. Neural Network Control of Functional Neuromuscular Stimulation Systems: Computer Simulation Studies. IEEE Trans. Biomed. Eng., 42:11, p. 1117- 1127, 1995.
- [28] SEPULVEDA, F. E CLIQUET, A. Redes Neurais Artificiais para o Controle da Marcha Produzida por Estimulação Elétrica Neuromuscular. Caderno de Engenharia Biomédica, 12:02, p. 152, 1996.
- [29] GRAUPE, D., KORDYLEWSKI, H. Neural Network Control of Neuromuscular Stimulation in Paraplegic for Independent Ambulation. International Conference, p. 1088-1091, 1997.
- [30] CHANG, GWO-CHING, LUH, JER-JUNN, LAI, GON-SHIN, CHENG-KUNG, KUO, BOR-LIN E KUO, TE-SON. A Neuro-Control System for the Knee Joint Position Control with Quadriceps Stimulation. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 05:01, p. 2-11, 1997.
- [31] ABBAS, JAMES, J., TRIOLO, RONALD, J. Experimental Evaluation of an Adaptive Feedforward Controller for Use in Functional Neuromuscular Stimulation Systems. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 05:01, p. 12-19, 1997.
- [32] CHANG, MING_HAN, CHEN, YU-LEUN, WANG, KUANG-CHING E KUO, TE-SON. Implementation of Fuzzy Control Over FES-Assisted Locomotion For CVA Patients. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 20:05, p. 2721-2723, 1998.
- [33] TONG, K.Y., GRANAT, M.H. Reliability of neural-network functional electrical stimulation gait-control system. Medical & Biological Engineering & Computing, 37:5, p. 633-638, 1999.
- [34] PEREZ, R.C.L., CAJACURI, L. V. E QUEVEDO, A. A. F. Controlador Adaptativo neuro-fuzzy para Geração da Marcha via Estimulação Elétrica. Anais do XVII

Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, p. 539-543, Florianópolis, Setembro de 2000.

- [35] FOGGIATO, A., FOGGIATO, M. N. S. E NOHAMA, P. Sistema Computadorizado de Estimulação Elétrica Neuromuscular Empregando Controle Eletrogoniométrico. Anais do XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, p. 544-549, Florianópolis, Setembro de 2000.
- [36] SILVA ,L. R. E NOHAMA, P. Controle de Estimulador em Malha Fechada e Simulação de Resposta Muscular Utilizando Lógica Fuzzy. Anais do XVII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, p. 688-692, Florianópolis, Setembro de 2000.
- [37] FISEKOVIC, N., POPOVIC , D.B. New controller for functional electrical stimulation systems. Medical Engineering & Physics, 23, p. 391–399, 2001.
- [38] FRIEDLAND, B. Advanced Control System Design. Englewood Cliffs, New Jersey 07632: Prentice Hall, 1996.
- [39] TAKAGI, T. AND SUGENO, M. Fuzzy Identification of Systems and its Applications to Modeling and Control. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, vol.SMC-15, pp.116-132, January/February, 1985.
- [40] SUGENO, M. AND KANG, G. T. Structure Identification of Fuzzy Models. Fuzzy Sets and Systems, vol28, pp.15-33, October, 1988.
- [41] ANGELOV, P. P., FILEV, D. P. An Approach to Online Identification of Takagi-Sugeno Fuzzy Models. IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics., 34:01, pp. 484-498, 2004.
- [42] KUKOLJ, D., LEVI E. Identification of Complex Systems Based on Neural and Takagi–Sugeno Fuzzy Model. IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics., 34:01, pp. 272-282, 2004.
- [43] ABONYI J., BABUSKA, R., SZEIFERT, F. Modified Gath-Geva Fuzzy Clustering for Identification of Takagi-Sugeno Fuzzy Models. IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics, 32:05, pp. 612-621, 2004.

- [44] HADJILI, M. L., WERTZ, V. Takagi–Sugeno Fuzzy Modeling Incorporating Input Variables Selection. *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 10:6, pp.728-742, 2002.
- [45] JOHANSEN, T. A., BABUSKA, R. Multiobjective Identification of Takagi–Sugeno Fuzzy Models. *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 11:6, pp.847-860, 2003.
- [46] TEIXEIRA, M. C. M. AND ZAK, S. H. Stabilizing Controller Design for Uncertain Nonlinear Systems Using Fuzzy Models. *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 7, pp.133-142, April, 1999.
- [47] TANAKA, K. AND IKEDA, T. AND WANG, H. O. Fuzzy Regulators and Fuzzy Observers: Relaxed Stability Conditions and LMI-Based Designs. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol.6, 2, pp.250-265, 1998.
- [49] LIANZA, S. Estimulação Elétrica Funcional e Reabilitação. Ed. Atheneu, São Paulo, 1993.
- [50] GEDDES, L. A. The First Stimulators: Reviewing the history of electrical stimulation and devices. *IEEE Engineering in Medicine and Biology*, August/September, p.532-542, 1994.
- [51] A. J. ROBINSON E L. SNYDER-MACKLER. Eletrofisiologia Clínica: Eletroterapia e teste eletrofisiológico.
- [52]http://www.espacorealmedico.com.br/informacoes/entrevistas/tpl_entrevistas_home.shtml acessada em 28 de fevereiro de 2005.
- [53] M. R. POPOVIC, T. KELLER, I. P. I. PAPPAS, V. DIETZ E M. MORARI. Surface-Stimulation Technology for Grasping and Walking Neuroprostheses. *IEEE Engineering in Medicine and Biology*. Jan/Fev, 2001.
- [53] M. O. SENE. Efeito da Estimulação Elétrica Neuromuscular Sobre o Gasto Energético de Lesados Medulares. Tese de Mestrado, Escola de Engenharia de São Carlos, São Carlos, 2003.
- [54] FOX, M. L., KTEYIAN, S. J. Bases Fisiológicas do Exercício e do Esporte. Guanabara, 6ª edição, Rio de Janeiro, 2000.

- [54] JACOB, S.W., FRANCIONE, C. A., LOSSON, W. J. Anatomia e Fisiologia Humana. Guanabara, 5ª edição, Rio de Janeiro, 1982.
- [56] DAVIES, A., BLAKELEY, A. G. H., KIDD, C. Fisiologia Humana. Artmed, Porto Alegre, 2002.
- [57] WILMORE, J. H., COSTILL, D. L. Fisiologia do Esporte e do Exercício. 2ª edição, Manole Ltda, São Paulo, 2001.
- [58] SOUZA, R.R. Anatomia Humana. Manole Ltda, São Paulo, 2001.
- [59] PIC16F62X: Flash-Based 8-bit CMOS Microcontroller. Data Sheet; Microchip; 2003.
- [60] SEDRA, A. S., SMITH, K. C. Microeletrônica. Makron Books, 4ª edição São Paulo, 2000.
- [61] GEIGER, R. L., ALLEN, P. E., STRADER, N. R. VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits. McGraw-Hill, New York, 1990.
- [62] FARIA, UENDER C., CARVALHO, A. A. Monitoramento Automatizado dos Esforços Exercidas pelos Membros Superiores de Pacientes Paraplégicos. IBERDISCAP, pp. 253-258, Madrid- ES, Out. 2000.
- [63] FARIA, UENDER C., CARVALHO, A. A. Implementação de um Transdutor com Extensômetros Metálicos para Monitorar Forças Exercidas pelos Membros Superiores de Pacientes. CBEB em CD-ROM, Florianópolis – SC, Set. 2000.
- [64] FARIA, U. C. Monitoramento Informatizado de Forças Exercidas pelos Membros Superiores e Inferiores de Pacientes. Tese de Mestrado, FEIS/UNESP, Ilha Solteira, 103 p., jn, 2001.
- [65] FARIA, UENDER C., CARVALHO, A. A. Desenvolvimento de um Programa em LabVIEW e de um Circuito de Condicionamento para Medir os Esforços dos Membros Superiores e Inferiores de Pacientes Paraplégicos. Bioingenieria y Física Médica Cubana, Cuba, v. 3, p. 43-48, 2002.



- [66] GROVER, DALE E DELLER JOHN R. Digital Signal Processing on the microcontroller. Prentice Hall, Inc., New Jersey , 1998.
- [67] CASTRUCCI, P. E SALES, R. M. Controle Digital. Vol. 3. Editora Edgard Blucher Ltda. São Paulo 1990.
- [68] PIC18FXX2: High Performance, Enhanced FLASH-Microcontrollers with 10-bit A/D. Data Sheet; Microchip 2002.
- [69] BIM2-433-160: 433MHz High Speed FM Radio Transceiver Module. Data Sheet; Radiometrix; 2002.
- [70] HATZE, H. A Myocybernetic Control Model of Skeletal Muscle. Biol. Cybernetics., 25, p. 103-119, 1977.
- [71] HATZE, H. A General Myocibernetic Control Model of Skeletal Muscle. Biol. Cybernetics., 28, p. 143-157, 1978.
- [72] DORGAN, S. J., O'MALLEY M. J. A Nonlinear Mathematical Model of Electrically Stimulated Skeletal Muscle. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 05:02, p. 170-194, 1997.
- [73] DORGAN, S. J., O'MALLEY, M. J. A mathematical model for skeletal muscle activated by n-let pulse trains. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 6:3, p. 286-299, 1998
- [74] WATANABE, T. FUTAMI, R. HOSHIMIYA, N. and HANDA, Y. An Approach to a Muscle Model with a Atimulus Frequency-Force Relationship for FES Applications. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 7:1, p. 12-18, 1999.
- [75] WATANABE, T. FUTAMI, R. HOSHIMIYA, N. and HANDA, Y. A Stimulus Frequency-Controlled Muscle Model for FES Simulator. 18th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society ., 7:1, p. 551-552, 1996.

- [70] GOLLEE, H., MURRAY-SMITH, D. J., JARVIS, J. C. A Nonlinear Approach to Modeling of Electrically Stimulated Skeletal Muscle. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 48:04, p. 406-415, 2001.
- [77] PHILLIPS, C. A., REPPERGER, D.W., NEIDHARD, A. T. and REYNOLDS, D. B. Biomimetic Model of Skeletal Muscle Isometric Contraction: I an Energetic-Viscoelastic Model for the Skeletal Muscle Isometric Force Twitch. *Computers in Biology and Medicine.* 34, p. 307-322, 2004.
- [78] BOBET, J., STEIN, R. B and OGUZTORELI, M. N. A Linear Time-Varying Model of Force Generation in Skeletal Muscle. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 40:10, p. 1000-1006, 1993.
- [79] BOBET, J. and STEIN, R. B. A Simple Model of Force Generation by Skeletal Muscle During Dynamic Isometric Contraction. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 45:08, p. 1010-1016, 1998.
- [80] SHUE G. and CRAGO P. E. Muscle-Tendon Model with Length History-Dependent Activation- Velocity Coupling. *Annals of Biomed. Eng.*, 26 p. 369-380, 1998.
- [81] SOEST. A. J. V., HUIJING, P. A. and SOLOMONOW, M. The Effect of Tendon on Muscle Force in Dynamic Isometric Contractions: A simulation Study. *J. Biomechanics*, 28 p. 801-807, 1995.
- [82] ETTEMA, G. J. C. and Meijer, K. Muscle Contraction History: Modified Hill Versus an Exponential Decay Model. *Biol. Cybernetics.*, 83, p. 491-500, 2000.
- [83] KARNIEL, A. and INBAR G. F. A Model for Learning Human Reaching Movements. *Biol. Cybernetics.*, 77, p. 173-183, 1997.



- [84] ENDERLE, J. D, ENGELKEN, E. J. and STILES, R. N. A Comparison of Static and Dynamic Characteristics Between Rectus Eye Muscle and Linear Muscle Model Predictions. IEEE Trans. Biomed. Eng, 38:12, p. 1235-1245, 1991.
- [85] RAIKOVA, R, T. and ALADJOV, H. Ts. Comparison Between Two Muscle Models Under Dynamic Conditions. Computers in Biology and Medicine. 35, p.373-387, 2005.
- [86] NEIDHARD-DOLL, A. T. PHILLIPS, C. A., REPPERGER, D.W., NEIDHARD, A. T. and REYNOLDS, D. B. Biomimetic Model of Skeletal Muscle Isometric Contraction: II Phenomological Model of the Skeletal muscle Excitation-Contraction Coupling Process. Computers in Biology and Medicine. 34, p. 307-322, 2004.
- [87] WEXLER, A. S., DING, J. and BINDER-MACLEOD, A. A. An Mathematical Model that Predicts Skeletal Muscle Force. IEEE Trans. Biomed. Eng, 44:05, p. 337-348, 1997.
- [88] BERNOTAS, L. A., CRAGO, P. E. and CHIZECK, H. J. A Discrete-Time Model of Electrically Stimulated Muscle. IEEE Trans. Biomed. Eng, 33:09, p. 829-838, 1986.
- [89] RATTAY, F. REICHEL, M., MARTINEK, J., PERSY, I., RESATZ, S. and MAYR, W. Functional Electrical Stimulation of Desnervated Skeletal Muscles: A Modeling Study. Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE EMBS, p. 17-21, 2003.
- [90] WAKELING, J, M. and JOHNSTON, I. A. Predicting Muscle Force Generation During Fast-Starts for the Common Carp *Cyprinus carpio*. J. Comp. Physiol, 169, p. 391-401, 1999.
- [91] FERRARIN, M. PEDOTTI, A. The Relationship Between Electrical Stimulus and Joint Torque: A Dynamic Model. IEEE Trans. Rehabil. Eng., 08:03, p. 242-351, 2000.

- [92] STEIN, R. B., MOMOSE, K., BOBRT JACQUES. Biomechanics of Human Quadriceps Muscle During Electrical Stimulation. *Journal of Biomechanics*, 32 p. 347-357, 1997.
- [93] EDRICH, T., RIENER, R., QUINTERN, J. Analysis of Passive Elastic Joint Moments in Paraplegics. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 47:08, p. 1059-1065, 2000.
- [94] RIENER, R., QUINTERN, J. and SCHMIDT, G. Biomechanical Model of the Human Knee Evaluated by Neromuscular Situmulation. *Journal of Biomechanics*, 29 p. 1157-1167, 1996.
- [95] FRANKEN, H. M., VELTINK; P. H., TIJSMANS, R. and NIJMIEJER, H. Identification of Passive Knee Joint and Shank Dynamics in Paraplegics Using Quadriceps Simulation. *IEEE Trans. Rehabil. Eng.*, 01:03, p. 154-164, 1993.
- [96] VELTINK; P. H., CHIZECK, H. J., CRAGO, P. E. and EL-BIALY, A. Nonlinear Joint Angle Control for Artificially Stimulated Muscle. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 39:04, p. 368-380, 1992.
- [97] ZHENG, N., FLEISIG, G. S., ESCAMILLA, R. F. and BARRENTINE, S. W. An analytical model of the knee for estimation of internal forces during exercise. *Journal of Biomechanics*, 31 p. 963-967, 1998.
- [98] ZHENG, N., FLEISIG, G. S., ESCAMILLA, R. F. and BARRENTINE, S. W. An analytical model of the knee for estimation of internal forces during exercise. *Journal of Biomechanics*, 31 p. 963-967, 1998.
- [99] LIM, C. L., JONES, N. B., SPURGEON, S. K. and SCOTt, J. J. A. Modeling of knee joint muscles during the swing phase of gait a forward dynamics approach using MATLAB/Simulink. *Simulation Modeling Practice and Theory* 11, p. 91 -107, 2003.

- [100] HUSS, R. A., HOLSTEIN, H and O'CONNOR, J. J. A mathematical model of forces in the knee under isometric quadriceps contractions. *Clinical Biomechanics*, 15, p.112-122, 2000.
- [101] MAGANARIS, C. N. A predictive model of moment angle characteristics in human skeletal muscle: Application and validation in muscles across the ankle joint. *Journal of Theoretical Biology*, 230, p.89-98, 2004
- [102] HILL, A. V. *First and Last Experiments in Muscle Mechanics*. Cambridge University Press, 1970
- [103] INBAR, G. F. and ADAM, D. Estimation of Muscle Active State. *Biol. Cybern.* 23: 61-72, 1976.
- [104] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 2º .ed. Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 1994.
- [105] ASSUNÇÃO, E & TEIXEIRA, M. C. M. Projeto de Sistemas de Controle via LMIs Usando o MATLAB. In: *Aplicações em Dinâmica e Controle*, São Carlos-SP, pp.350-368, 2001, Editores: Balthazar, J. M., de Oliveira, V. A., da Silva, G. N., Rosário, J.M. Direitos Autorais: ABCM e SBMAC. (capítulo de livro publicado com o conteúdo das palestras proferidas no APLICON 2001 - Escola Brasileira de Aplicações em Dinâmica e Controle, 2001).
- [106] BOYD, S. & GHAOUI, L. E & FERON, E. & BALAKRISHNAN, V. *Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory*. SIAM Studies in Applied Mathematics, USA, 1994.
- [107] VANANTWERP, J.G. AND BRAATZ, R.D. A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities, *Journal of Process Control* 10): 363-385, 2000.

- [108] TANAKA, K. & IKEDA, T. & WANG, H. O. Fuzzy Regulators and Fuzzy Observers: Relaxed Stability Conditions and LMI-Based Designs. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 6, 2, pp. 250-265, 1998.
- [109] TANIGUCHI, T. & TANAKA, K. & OHATAKE, H. & WANG, H. O. Model Construction, Rule Reduction, and Robust Compensation for Generalized Form of Takagi-Sugeno Fuzzy Systems. IEEE Transactions on Fuzzy Systems. vol. 9, n. 4, pp. 525-537, 2001.
- [110] FARIA, Uender da Costa; CARVALHO, Aparecido Augusto de. Estimulador Neuromuscular Telemétrico Bidirecional com Detector de Erros. In: III CONGRESSO LATINO-AMERICANO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA, 2004, João Pessoa -PB. Anais do III Congresso Latino-Americano de Engenharia Biomédica. João Pessoa -PB: 2004. v. 1, p. 421-424.
- [111] FARIA, Uender da Costa; CARVALHO, Aparecido Augusto de; NITATORI, Eduardo Hideo. Estimulador Neuromuscular Funcional de 16 Canais Microcontrolado e Portátil. In: III CONGRESSO LATINO-AMERICANO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA, 2004, João Pessoa -PB. Anais do III Congresso Latino-Americano de Engenharia Biomédica. João Pessoa -PB: 2004. v. 1, p. 417-420.
- [112] Silva, Tony Inácio da; Carvalho, Aparecido Augusto de; Faria, Uender da Costa; Estimulador Neuromuscular Funcional Controlado Via USB; IBERDISCAP, Vitória. Fev. 2006.



unesp 

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**

**Campus de Ilha Solteira
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Av. Brasil Centro, 56
15385-000 - Ilha Solteira - SP
www.dee.feis.unesp.br**

