

Felipe Walter Dafico Pfrimer

**Plataforma eletromecânica para simulação de entorse
de tornozelo e medida de tempo de resposta muscular
através de eletromiografia**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica, microeletrônica e optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias

Campinas, SP
2009

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

P487p Pfrimer, Felipe Walter Dafico
Plataforma eletromecânica para simulação de entorse de tornozelo e medida de tempo de resposta muscular através de eletromiografia / Felipe Walter Dafico Pfrimer. –Campinas, SP: [s.n.], 2009.

Orientador: José Antônio Siqueira Dias.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Circuitos eletrônicos. 2. Eletrônica - Instrumentos. 3. Tornozelos. 4. Eletromiografia. I. Siqueira Dias, José Antonio. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Electromechanical platform for ankle sprain simulation and measure of the muscle reaction time by electromyography.
Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.
Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica
Banca Examinadora: Nivaldo Vicençotto Serran, Yuzo Iano
Data da defesa: 06/03/2009
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

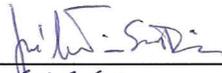
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Felipe Walter Dafico Pfrimer

Data da Defesa: 6 de março de 2009

Título da Tese: "Plataforma Eletromecânica para Simulação de Entorse de Tornozelo e Medida de Tempo de Resposta Muscular Através de Eletromiografia"

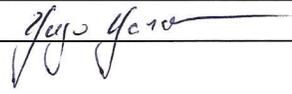
Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (Presidente):



Prof. Dr. Nivaldo Vicençotto Serran:



Prof. Dr. Yuzo Iano:



Resumo

Neste trabalho é apresentado o projeto de uma plataforma eletromecânica que simula um movimento de entorse de tornozelo para que, dessa maneira, seja possível determinar o tempo de resposta eletromiográfica dos músculos do tornozelo. Foi apresentada e desenvolvida uma nova técnica de medida do tempo inicial do movimento do tornozelo (quando a plataforma inicia o movimento de queda). Esta técnica usa um potenciômetro de precisão para medir a posição angular da plataforma que está em queda em função do tempo. Foram projetadas duas placas de aquisição. A primeira placa, que tem a função de medir a reação muscular do tornozelo, é basicamente um eletromiógrafo. A segunda é capaz de medir a proporção de peso sobre um dos pés do paciente e o ângulo de torção.

Ambas comunicam-se com um computador, através de portas USB, onde um programa, desenvolvido em Labview, especialmente criado para o sistema, recebe e interpreta os dados dos sensores. O sistema foi testado com indivíduos que não apresentavam histórico de entorse de tornozelo, tendo sido obtidos ótimos resultados. O eletromiógrafo desenvolvido como parte da plataforma pode ser usado separadamente, em qualquer outra aplicação onde seja desejado realizar medidas de eletromiografia.

Palavras-chave: Instrumentação eletrônica, microcontrolador, entorse, eletromiografia.

Abstract

This work presents the design of a electromechanical platform that simulates an ankle sprain movement in order to measure the electromyographic time response of the ankle muscles. A new technique was employed to measure the initial time of the ankle movement, when the platform starts to fall. This technique uses a precision potentiometer to measure the angular position of the falling platform, so that all mechanical errors which are inherent to the system and cause errors in the evaluation of the initial time of the movement can be totally eliminated. Two data-acquisition boards were designed and implemented. The first board measures the reaction of the ankle muscles, and is basically an electromyograph. The second board is measures both the weight on each feet of the patient, and the angular position of the falling platform as a function of the time.

Both signal processing boards communicate with a computer through USB ports, where a software especially created for the system, developed in LabVIEW, receives and calculates several parameters from the data acquired from sensors. The system was tested in subjects without ankle sprain history, presenting excellent results. The electromyograph, developed as a part of the platform, can be used in stand-alone mode, in any application where electromyographic measurements are necessary.

Keywords: Electronic Instrumentation, Micro-controller, Ankle Sprain, Electromyograph.

Agradecimentos

Ao professor Dr. José Antônio Siqueira Dias, pela oportunidade concedida a mim neste trabalho de mestrado, pela sua orientação e atenção.

Ao professor Dr. Elnatan Chagas Ferreira, pelo auxílio.

À CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, pela concessão da bolsa de estudo.

À todos os amigos que colaboraram para a realização desse trabalho.

À secretária Ester pelo carinho, dedicação e o café.

E aos meus pais, pelo grande apoio e carinho dedicados a mim nesse período.

Aos meus pais, Rodolfo e Elisa.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Glossário	xi
1 Introdução	1
2 A entorse de tornozelo	4
2.1 Classificação da entorse de tornozelo	4
2.2 Tratamento	5
2.3 Possíveis complicações das entorses	6
2.4 Instabilidades crônicas	6
3 Condicionamento de sinais dos sensores da plataforma	7
3.1 Descrição e montagem da plataforma	7
3.2 A célula de carga	8
3.2.1 Princípio de funcionamento da célula de carga	9
3.2.2 Características da célula de carga empregada no projeto	10
3.3 O sensor angular	10
3.4 A placa de aquisição de dados	11
3.5 Amplificação dos sinais dos sensores	11
3.5.1 Cálculo dos resistores para o amplificador da célula de carga	13
3.5.2 Cálculo dos resistores para o amplificador do sensor angular	14
3.6 Circuito de processamento e digitalização dos sinais	15
3.7 Circuito de conversão USB/serial	17
3.8 Desenho e confecção da placa de aquisição de dados	19
3.9 Desenvolvimento do <i>firmware</i>	21
3.9.1 Operação do ADC do ATmega32	22
3.9.2 Operação da USART do ATmega32	25
3.9.3 Programando a placa de aquisição	27
4 O eletromiógrafo	29
4.1 Eletromiografia	29
4.2 Aquisição do sinal eletromiográfico	29
4.2.1 Características do sinal EMG	30

4.2.2	Frequência de amostragem	30
4.2.3	Eletrodos	30
4.2.4	Amplificação	32
4.2.5	Filtragem do sinal EMG	32
4.3	O projeto do eletromiógrafo	33
4.3.1	Circuito de processamento e comunicação USB/Serial	34
4.3.2	Projeto do circuito de amplificação	34
4.3.3	Circuito do conversor Analógico/Digital	36
4.4	Projeto e confecção da placa do eletromiógrafo	37
4.5	Desenvolvimento do <i>firmware</i>	39
4.5.1	Programando a SPI do ATmega32	39
4.5.2	Operação do ADS1255	40
4.5.3	Recebendo os dados do ADS1255 no ATmega32	42
4.5.4	Programando o eletromiógrafo	42
5	Resultados e discussões	45
5.1	Adquirindo o sinal EMG	45
5.2	Análise do sinal EMG	47
5.3	Interface	49
5.4	Medição do tempo de resposta muscular	52
6	Conclusões	55
	Referências bibliográficas	58

Lista de Figuras

1.1	Plataforma com sistema de alçapão para simular movimento de entorse.	2
1.2	Diagrama de blocos do sistema da plataforma.	3
2.1	Entorse na articulação do tornozelo.	5
3.1	Plataforma aproveitada para o desenvolvimento do protótipo.	8
3.2	Fechadura mecânica usada para disparar o sistema de alçapão.	8
3.3	Potenciômetro de precisão acoplado ao eixo da plataforma.	8
3.4	Célula de carga fixada na estrutura da plataforma.	8
3.5	Esquema de um extensômetro de resistência elétrica do tipo folha uniaxial.	9
3.6	Gráfico das medidas realizadas.	10
3.7	Clássica configuração do INA de três amp ops e seus nós de voltagem	12
3.8	Esquema de ligação da célula de carga ao amplificador de instrumentação.	13
3.9	Esquema de ligação do sensor angular ao seu respectivo amplificador de instrumentação.	14
3.10	Esquema de ligação do ATmega32 à placa do protótipo.	16
3.11	Configuração auto-alimentada do FT232BM.	18
3.12	Ligação da EEPROM 93C46 ao FT232BM.	18
3.13	Desenho da face superior da placa de aquisição de dados.	19
3.14	Desenho da face inferior da placa de aquisição de dados.	20
3.15	Foto da placa de aquisição de dados.	21
3.16	Lógica das conversões auto-disparadas do ADC.	23
3.17	Fluxograma do firmware da placa de aquisição de dados.	28
4.1	Típico espectro de frequências de um sinal EMG.	30
4.2	Diferentes tipos de eletrodos de superfície comerciais.	31
4.3	Eletrodos utilizados para os testes.	33
4.4	Configuração <i>Bus-Powered</i> do FT232BM.	34
4.5	Esquema eletrônico do circuito do ATmega32 para o projeto do eletromiógrafo.	35
4.6	Circuito de amplificação empregado na entrada do eletromiógrafo.	36
4.7	Esquema de ligação do ADS1255.	37
4.8	Face superior da placa do eletromiógrafo.	38
4.9	Face inferior da placa do eletromiógrafo.	38
4.10	Foto da placa do eletromiógrafo.	39
4.11	Resposta em frequência para o filtro digital do ADS1255 para uma taxa de transferência de 2KSPS.	41

4.12	Temporização do comando RDATAAC.	42
4.13	Fluxograma do firmware da placa do eletromiógrafo.	44
5.1	Espectro de frequências do ruído, medido com o músculo do tornozelo em repouso.	45
5.2	Sinal EMG medido sobre os músculos do tornozelo, filtrado com um passa-baixas com pólo em 500Hz.	46
5.3	Sinal EMG medido sobre os músculos do tornozelo, filtrado com um passa-faixa com pólos em 12Hz e 500Hz.	46
5.4	Espectro de frequências de um sinal EMG adquirido pelo eletromiógrafo desenvolvido	47
5.5	Sinal EMG bruto	48
5.6	Sinal EMG retificado	48
5.7	Envoltória linear do sinal EMG	49
5.8	Envoltória RMS do sinal EMG	49
5.9	Sinal EMG integrado: IEMG	49
5.10	Tela principal do programa da plataforma	50
5.11	Janela de configurações do programa da plataforma	51
5.12	Janela de aquisição de dados do programa da plataforma	51
5.13	Posicionamento dos eletrodos para medição do tempo de resposta muscular.	52
5.14	Gráficos obtidos em uma das medidas de tempo de resposta muscular.	53
5.15	Sinal EMG retificado utilizado em uma das medidas.	53

Glossário

- t_{RM} Tempo de resposta muscular.
- ADC Conversor analógico digital.
- CMOS semicondutor metal-óxido complementar.
- CTC Clear Timer on Compare.
- ECG Eletrocardiografia.
- EMG Eletromiografia.
- IEMG EMG integrado.
- INA Amplificador de instrumentação.
- MIPS Milhões de Instruções Por Segundo.
- SPI Serial periferal interface.
- SPS Amostras por segundo.
- USART Transmissor/Receptor Universal Síncrono e Assíncrono.

Capítulo 1

Introdução

A entorse é considerada a lesão de maior ocorrência na articulação do tornozelo, que frequentemente leva a dor crônica, edema e instabilidade funcional. Nesse tipo de lesão, a ruptura parcial ou total de diversos tecidos altera (ou diminui) a capacidade proprioceptiva (capacidade em reconhecer a localização espacial do corpo, sua posição e orientação, a força exercida pelos músculos e a posição de cada parte do corpo em relação às demais, sem utilizar a visão) do indivíduo. Essa redução na propriocepção parece ser responsável pela reincidência desse tipo de lesão [1]. Evidências apresentadas em alguns estudos mostram que é possível verificar a redução da capacidade proprioceptiva, em pacientes que sofreram entorse de tornozelo, através da determinação do tempo de resposta eletromiográfica dos músculos eversores do pé, quando submetido a um movimento abrupto [2, 3, 4, 5, 6]. Sendo t_0 o instante em que o estímulo é aplicado (movimento abrupto) e t_1 o início da reação muscular, o tempo de resposta eletromiográfica pode ser definido como:

$$t_{RM} = t_1 - t_0 \quad (1.1)$$

sendo que o valor de t_{RM} é da ordem de dezenas de milissegundos. O estímulo é dado através da simulação de um movimento de entorse e a resposta muscular é obtida pela eletromiografia de superfície. Neste procedimento, a redução da capacidade proprioceptiva deveria se manifestar como um aumento no tempo de reação da musculatura do segmento lesionado, quando comparado com os músculos do segmento saudável [1].

Para simular o movimento de entorse, muitos pesquisadores desenvolveram plataformas específicas. Elas baseiam-se em um sistema de alçapão, com um ângulo de inclinação que varia entre 20° e 35° [1, 7, 8, 9, 10], como indicado na Fig. 1.1. Geralmente um sistema de sincronismo manual é utilizado para gerar um sinal elétrico que indica o início do movimento ao se liberar o alçapão [1, 7, 10]. Heinz Lohrer et al [9], diferentemente, utiliza goniômetros para medir o ângulo de inclinação da articulação do tornozelo e, desta forma, estabelecer o instante t_0 . Em alguns desses estudos também são utilizadas balanças para determinar a razão do peso do paciente sobre o alçapão.

Para avaliar o tempo t_{RM} , eletrodos de um eletromiógrafo de superfície são aplicados ao paciente, possibilitando assim, a medição da reação muscular dos músculos eversores. O paciente posiciona um dos pés sobre o alçapão, onde deve-se colocar a maior parte do peso de seu corpo, geralmente numa proporção pré-definida. O outro pé é apoiado sobre uma parte fixa para que se possa manter o equilíbrio. O alçapão é liberado mecanicamente apenas quando existe uma atividade eletromiográfica básica, dessa forma, simulando o movimento de entorse.

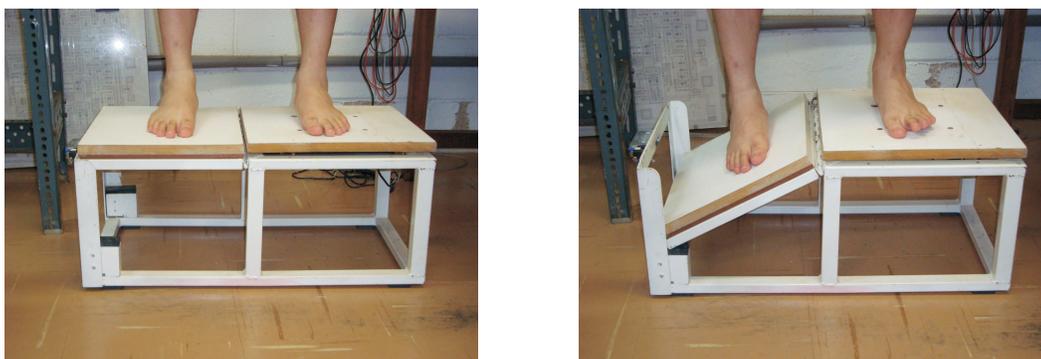


Fig. 1.1: Plataforma com sistema de alçapão para simular movimento de entorse.

Os resultados desses estudos, baseados nesse tipo de plataforma, mostram-se bastante divergentes. Alguns trabalhos confirmam que o período de resposta muscular é prejudicado [4, 6, 11], enquanto outras pesquisas apresentaram evidências sobre a inexistência de alteração do tempo de resposta eletromiográfica [5, 12, 13, 14].

Essas divergências talvez possam ser explicadas pelos métodos que são aplicados para determinar o instante inicial t_0 e o sincronismos do equipamento junto ao eletromiógrafo. Erros de poucos milissegundos na medição podem comprometer bastante os resultados das medidas e, dessa forma, levar a uma interpretação errônea dos resultados.

Para a reabilitação depois de uma lesão, ou a prevenção de outra, existem procedimentos proprioceptivos que são recomendados pela literatura. Não existe muita disputa sobre os reais benefícios desses programas, mas fica a questão de quanto esses treinos são eficazes e qual a sua específica estimulação [7]. A resolução das controvérsias em relação ao uso do tempo de resposta eletromiográfica, como forma de determinar a redução da capacidade proprioceptiva seria de grande valia para médicos e fisioterapeutas determinarem os reais efeitos desses exercícios. Também seria de grande importância no sentido de auxiliar a determinação do momento exato que um atleta poderia retornar às atividades normais de treinamento, após sofrer esse tipo de lesão.

O presente trabalho tem como objetivo desenvolver um sistema de baixo custo e também mais preciso para a determinação do tempo de resposta muscular t_{RM} . Esse sistema é baseado em um sensor fixado no eixo da plataforma que permite a medição contínua de sua posição angular. Dessa forma, o médico ou fisioterapeuta pode avaliar com mais precisão o valor de t_{RM} .

O sistema também deverá vir equipado com uma célula de carga para verificar a razão de peso que o paciente coloca sobre o alçapão, evitando a necessidade de uma balança. Tanto o sinal do sensor angular como da célula de carga serão digitalizados e enviados para um computador, onde os dados serão mostrados na tela, através de um programa, feito em Labview. Para a digitalização desses sinais, será desenvolvida uma placa de aquisição que se comunicará com o computador através da porta USB. Para a aquisição do sinal EMG, um eletromiógrafo digital e portátil deverá ser projetado.

Um diagrama de blocos do projeto está representado na Fig. 1.2. Pode-se observar que três sinais devem ser amplificados: o da célula de carga, o do sensor angular e o sinal EMG. Os dois primeiros devem ser digitalizados por um conversor analógico-digital (ADC) de 10 bits e um microcontrolador envia os dados para um computador através da porta USB. O sinal EMG é amostrado por um conversor de maior precisão com entrada diferencial, e enviado para o computador da mesma maneira que

os demais. Um programa mostra os dados recebidos em gráficos onde o pesquisador pode calcular o tempo de resposta muscular do paciente com maior precisão.

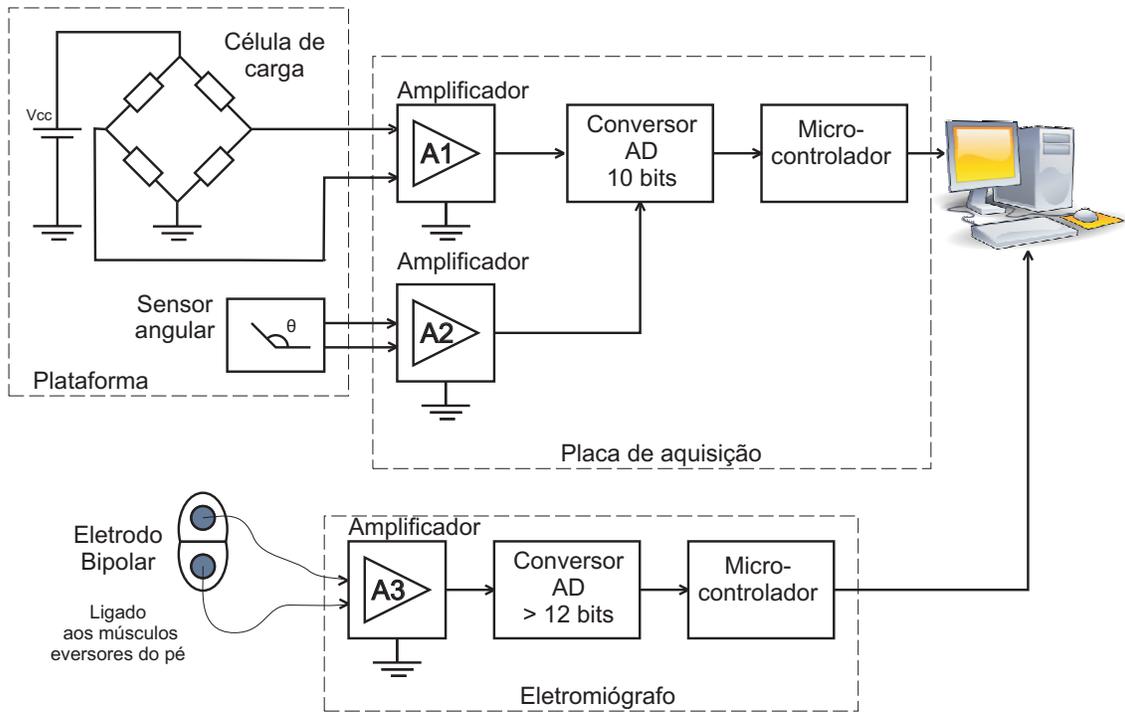


Fig. 1.2: Diagrama de blocos do sistema da plataforma.

Capítulo 2

A entorse de tornozelo

Este capítulo apresenta uma pequena revisão sobre entorse de tornozelo e foi elaborado a partir de dados obtidos da literatura especializada.

Segundo relatório técnico do projeto Diretrizes escrito pela Sociedade Brasileira de Ortopedia e Traumatologia [15], a entorse é um movimento violento, com estiramento ou ruptura de ligamentos de uma articulação. A entorse de tornozelo é uma das lesões musculoesqueléticas mais frequentemente encontradas na população ativa, que geralmente envolve lesão dos ligamentos laterais. Ocorre com maior frequência nos atletas de futebol, basquete e vôlei [16]. No Reino Unido, ela acontece em uma a cada 10.000 pessoas da população geral, isto é, cerca de 5.000 lesões por dia [17]. A entorse do tornozelo pode evoluir com complicações, com vários graus de limitação funcional.

A estabilidade lateral do tornozelo é dada pelo mecanismo contensor dos ligamentos talo-fibular anterior, posterior e talo-calcâneo, associada ao terço distal da fíbula. O mecanismo de lesão habitual é a inversão do pé com flexão plantar do tornozelo, numa intensidade além do normal, ou seja a articulação ultrapassa o limite normal de movimentação. Geralmente acontece ao pisar em terreno irregular ou degrau, como mostra a Fig. 2.1. Este movimento anômalo proporciona uma lesão que se inicia no ligamento talo-fibular anterior e pode progredir para uma lesão do ligamento calcâneo-fibular, com o aumento da energia do trauma. A lesão do ligamento talofibular posterior é rara, ocorrendo apenas na luxação franca do tornozelo[18].

2.1 Classificação da entorse de tornozelo

A classificação de entorse de tornozelo é baseada no exame clínico da área afetada e divide a lesão em três tipos: grau 1- estiramento ligamentar; grau 2-lesão ligamentar parcial e grau 3-lesão ligamentar total [19, 1].

O quadro clínico encontrado é de dor, com edema localizado na face ântero-lateral do tornozelo, equimose mais evidente após 48 horas e dificuldade de caminhar. Quanto mais grave a lesão, mais evidentes ficam os sinais [19].

1. *Grau 1 ou estiramento ligamentar* - Mantém-se a integridade de quase todas as fibras ligamentares, ocorrendo apenas o estiramento. Existe pronto estabelecimento do apoio e da marcha. O inchaço e a dor são ligeiros.



Fig. 2.1: Entorse na articulação do tornozelo.

2. *Grau 2 ou lesão ligamentar parcial* - Envolve uma ruptura parcial das fibras ligamentares. Apresenta um grau álgico (dor) e inflamatório maior que no grau I e, portanto, existe maior dificuldade para o indivíduo restabelecer o apoio e a marcha. Verifica-se pequena instabilidade no tornozelo.
3. *Grau 3 ou lesão ligamentar total* - Caracteriza-se por uma completa ruptura de uma ou mais fibras ligamentares, o que provoca instabilidade do tornozelo. Este aspecto, em conjunto com os sintomas intensos que se desenvolvem imediatamente, tornam a marcha impossível. Apresenta dor intensa, grande área de ruptura de vasos, edema e grande hematoma. Neste caso, o tratamento geralmente é cirúrgico.

2.2 Tratamento

O objetivo do tratamento da lesão ligamentar do tornozelo é o retorno às atividades diárias (esporte/trabalho), com remissão da dor, inchaço e inexistência de instabilidade articular.

O tratamento inicial para todas as lesões consiste em repouso por três dias, aplicação local de gelo, elevação do membro afetado e proteção articular com imobilizador ou tala gessada. O uso de anti-inflamatórios não hormonais mostrou diminuição da dor e edema, com melhora precoce da função articular [20].

Nas lesões leves (grau I), o tratamento é sintomático, com manutenção da imobilização até a melhora dos sintomas, que dura entre uma e duas semanas. Já nas lesões completas, a proteção articular com imobilizadores semi-rígidos possibilitou retorno mais rápido às atividades físicas e laborativas quando comparada à imobilização gessada, porém a ocorrência de edema, dor e instabilidade em longo prazo foi semelhante nos dois grupos [18]. Outros tipos de imobilização funcional, como enfaixamento e imobilizadores elásticos, tiveram resultados inferiores aos imobilizadores rígidos e semi-rígidos.

O tratamento cirúrgico comparado ao tratamento conservador não mostrou superioridade no retorno precoce à atividade física, apenas parece evoluir com menor instabilidade residual. O tratamento

deve ser feito de forma individualizada, avaliando-se cuidadosamente os riscos, que são maiores no tratamento cirúrgico. Portanto, a preferência é dada ao tratamento conservador para as lesões agudas, com atenção a pacientes que possam permanecer sintomáticos [18].

Alguns autores, como Eric Eils e Dieter Rosenbaum [7] e Sheth [10], propõem programas de exercícios proprioceptivos e testam sua eficácia utilizando uma plataforma personalizada semelhante à descrita no Cap. 1, mostrando resultados divergentes. Por essa razão é importante o desenvolvimento de um sistema mais preciso para realizar esse tipo de teste e comprovar se a redução da capacidade proprioceptiva, devido a entorse de tornozelo, pode ser medida através da determinação do tempo de reação muscular. Caso seja comprovado esse método, a utilização do sistema seria de grande valia para médicos e fisioterapeutas, pois poderiam investigar com mais precisão o rendimento do tratamento aplicado, e avaliar quando um paciente está apto a retornar a suas atividades normais.

2.3 Possíveis complicações das entorses

Alguns pacientes permanecem com dor ou instabilidade após seis meses do tratamento da lesão ligamentar aguda. As possíveis lesões associadas geralmente são por ordem decrescente de frequência: instabilidade crônica, lesão osteocondral, impacto com processo inflamatório tíbio-fibular distal e impacto anterior com exostose. A investigação diagnóstica destes pacientes pode ser realizada pelo exame clínico associado a métodos diagnósticos, como as radiografias simples e com estresse, ressonância magnética e artroscopia, sendo este último o de maior sensibilidade e especificidade [21].

2.4 Instabilidades crônicas

Cerca de 20% das entorses de tornozelo podem evoluir com algum tipo de instabilidade após seis meses da lesão inicial, acompanhada ou não de frouxidão ligamentar. Os pacientes com boa contenção mecânica, chamada de instabilidade funcional, têm como causa a falha na propriocepção, e são tratados com métodos fisioterápicos. Mesmo aqueles pacientes com frouxidão ligamentar possuem algum déficit de propriocepção, portanto também devem inicialmente ser submetidos à reabilitação. Os pacientes com instabilidade sintomática persistente podem ser submetidos à correção cirúrgica. Não existe evidência na literatura para determinar qual técnica de tratamento cirúrgico leva a melhores resultados, porém é demonstrado que pacientes submetidos à recuperação funcional com imobilizadores semi-rígidos no pós-operatório tiveram retorno mais precoce às atividades diárias, quando comparados àqueles que utilizaram imobilização gessada [22].

Capítulo 3

Condicionamento de sinais dos sensores da plataforma

Um sensor é definido como um dispositivo que responde a um estímulo físico ou químico (tal como calor, luz, som, pressão, campo magnético, movimento, etc.) e transmite o resultado para um sistema de medida ou controle. No caso de sensores eletrônicos, o resultado transmitido é uma tensão ou corrente. Entretanto, esses valores de tensão ou corrente são normalmente baixos, e portanto, devem ser tratados com alguma instrumentação eletrônica para que possam ser devidamente interpretados. Existe uma ampla variedade de amplificadores que podem ser aplicados para estes fins, cada um com características próprias, onde o projetista deve saber escolher qual é mais adequado para sua aplicação. Feita a amplificação, o sinal elétrico resultante pode, por exemplo, ser digitalizado e, através de um algoritmo, ser mostrado em um display ou na tela de um computador, como pode também ser utilizado em algum controle ou monitoramento.

Como dito no Cap.1, para o projeto da plataforma existe a necessidade de condicionar sinais de dois sensores: uma célula de carga, que mede força, e um sensor angular que mede posição angular. Portanto, foi desenvolvida uma placa de aquisição que amplifica esses sinais, digitaliza e os envia para serem monitorados em um computador. Este capítulo trata do projeto e dos materiais utilizados para a construção dessa placa.

O grande diferencial desse sistema de medida, com relação a outros equivalentes, está no método do monitoramento contínuo do ângulo da plataforma através do sensor angular, que permite maior precisão no estudo do tempo de resposta muscular.

3.1 Descrição e montagem da plataforma

Para a construção do protótipo, aproveitou-se uma plataforma antiga, vista aqui na Fig. 3.1, que já fora utilizada em testes semelhantes aos descritos no primeiro capítulo. Esta plataforma é uma estrutura de metal que possui uma base fixa e uma móvel, que funciona como um alçapão. Para sustentar o paciente, foi fixado em cima de cada base, tampas de madeira, através de parafusos. Um sistema de trava mecânica com trinco mantém o alçapão travado, Fig. 3.2. Para desarmar o alçapão deve-se puxar uma corda que está amarrada ao trinco. A queda do alçapão permite a simulação de um movimento de entorse de até 28°.



Fig. 3.1: Plataforma aproveitada para o desenvolvimento do protótipo.



Fig. 3.2: Fechadura mecânica usada para disparar o sistema de alçapão.

Posteriormente, algumas alterações foram feitas para possibilitar a colocação de alguns sensores. Adaptou-se um potenciômetro de precisão ao eixo de rotação do alçapão, para servir de sensor de posição angular, como pode ser visto na Fig. 3.3. Também colocou-se uma célula de carga entre a estrutura de metal e a tampa de madeira da parte fixa da plataforma, como mostra a Fig. 3.4, possibilitando a medição de peso sobre essa parte da plataforma.



Fig. 3.3: Potenciômetro de precisão acoplado ao eixo da plataforma.



Fig. 3.4: Célula de carga fixada na estrutura da plataforma.

3.2 A célula de carga

Uma célula de carga é um dispositivo que percebe a força aplicada sobre ela e responde com um sinal de tensão. Geralmente, é constituída de uma barra rígida de aço ou alumínio onde são colados quatro extensômetros, ou *strain gages*, ligados em forma de uma ponte de Wheatstone [23]. Por ser bastante rígido, pode ser instalado diretamente em estruturas para medir as forças atuantes. É o principal componente das balanças eletrônicas atuais. Podem ser encontradas em diversos tamanhos e formatos dependendo do tipo de força a ser medida.

3.2.1 Princípio de funcionamento da célula de carga

O princípio de funcionamento das células de carga baseia-se na variação da resistência ôhmica dos extensômetros colados em seu corpo, quando submetidos a uma deformação. Extensômetros de resistência elétrica são baseados na variação da resistência de um condutor ou semicondutor quando sujeito a uma tensão mecânica, ou seja, é um transdutor capaz de medir deformações de corpos. A Fig. 3.5 mostra o esquema de um extensômetro de resistência elétrica.

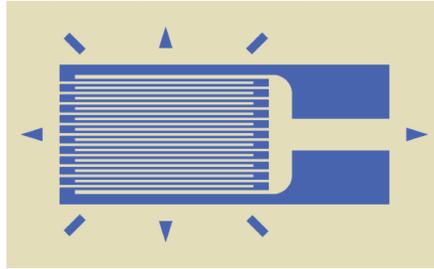


Fig. 3.5: Esquema de um extensômetro de resistência elétrica do tipo folha uniaxial.

A resistência elétrica R de um fio com comprimento l , seção A e resistividade ρ é dada por:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (3.1)$$

Quando o fio é deformado longitudinalmente, verifica-se mudança em seu comprimento e, conseqüentemente, na área de seção transversal, levando a uma alteração de sua resistência elétrica. Como pode-se perceber na Fig. 3.5, o condutor está disposto como uma grade e, portanto, várias seções de seu comprimento podem perceber a deformação e, dessa forma, a alteração da resistência fica muito mais evidente do que se fosse em um único segmento de condutor.

Utiliza-se, comumente, quatro extensômetros ligados entre si formando uma ponte de Wheatstone, utilizado para medir o desbalanceamento entre os extensômetros, causado pela deformação sofrida da estrutura. O desbalanceamento da mesma, em virtude da deformação dos extensômetros, é proporcional à força que a provoca. É através da medição deste desbalanceamento que se obtém o valor da força aplicada.

Os extensômetros são colados a uma peça metálica (alumínio, aço ou liga cobre-berílio), denominada corpo da célula de carga, e são inteiramente solidários à sua deformação. A força atua, portanto, sobre o corpo da célula de carga e a sua deformação é transmitida aos extensômetros, que por sua vez medirão sua intensidade. Obviamente a forma e as características do corpo da célula de carga devem ser objeto de um meticuloso cuidado, tanto no seu projeto quanto na sua execução, visando assegurar que a sua relação de proporcionalidade entre a intensidade da força atuante e a conseqüente deformação dos extensômetros seja preservada, tanto no ciclo inicial de pesagem quanto nos ciclos subsequentes, independentemente das condições ambientais. A forma geométrica, portanto, deve conduzir a uma "linearidade" dos resultados.

3.2.2 Características da célula de carga empregada no projeto

Após pesquisas feitas em sites de fabricantes de células de cargas, encontrou-se um modelo que atendia a todas as necessidades do projeto. Trata-se do modelo PL fabricado pela Líder Balanças. Esse modelo tem uma capacidade nominal de até 150 Kg, que é suficiente para suportar o peso de uma pessoa adulta normal. É um modelo comumente utilizado em balanças e sua geometria permitiu uma certa facilidade para sua instalação na plataforma, como foi visto na Fig. 3.4.

Testes feitos no DEMIC (Departamento de Eletrônica e Microeletrônica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP) mostraram que esta célula apresenta uma boa linearidade. Alimentada com uma fonte de 12V, foram feitas algumas medidas com a célula já instalada na plataforma, como mostra o gráfico da Fig. 3.6. Através de uma regressão linear feita com os dados das medidas chegou-se na seguinte equação, que relaciona o peso P com a tensão de saída V_o :

$$V_o = 0,1605P + 0,4122 \quad (3.2)$$

Onde V_o é dado em mV .

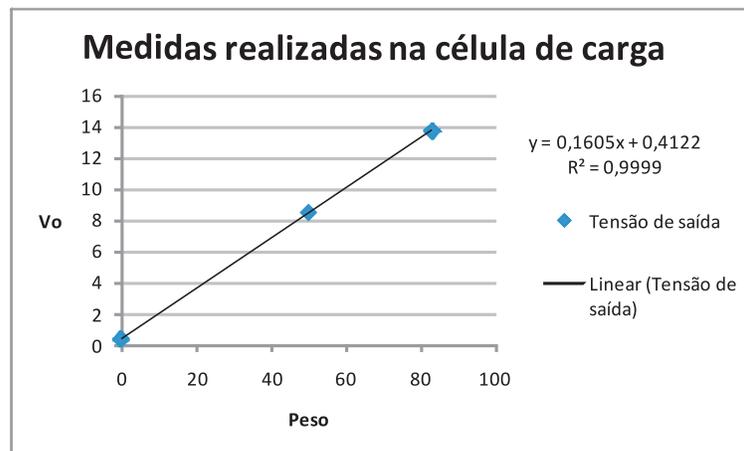


Fig. 3.6: Gráfico das medidas realizadas.

3.3 O sensor angular

Existe uma diversidade de dispositivos que poderiam ser utilizados para medir o deslocamento angular da plataforma. A solução de mais baixo custo e de fácil implementação foi um potenciômetro de precisão. Escolheu-se um potenciômetro de 10 voltas e resistência de $1K\Omega$, com uma linearidade de $\pm 0,25\%$.

Após sua instalação na plataforma, foram feitas algumas medidas para avaliar a variação de resistência quando o alçapão é acionado. Utilizando um multímetro de alta precisão, verificou-se que a resistência total do potenciômetro é de $1,00903K\Omega$. Com o alçapão travado na posição inicial, a resistência medida no terminal central foi de $585,74\Omega$, e na posição final de $593,59\Omega$. Portanto, a variação de resistência é de $7,85\Omega$.

Aplicando-se uma tensão V_{ref} sobre o potenciômetro, verifica-se facilmente, que a variação de tensão ΔV , quando a plataforma sai da posição inicial para a final, pode ser dada por:

$$\Delta V = \Delta R \frac{V_{ref}}{R_{pot}} \quad (3.3)$$

onde ΔR é a variação da resistência e R_{pot} é a resistência total do potenciômetro. Portanto, aplicando-se uma tensão V_{ref} de 12V encontramos uma variação $\Delta V = 93,35mV$.

3.4 A placa de aquisição de dados

Feita a instalação dos sensores na plataforma, houve a necessidade da construção de uma placa de aquisição de dados, para que os sinais dos sensores fossem amplificados, digitalizados, processados e enviados para um computador. Foi desenvolvida, então, uma placa mista, cujo projeto pode ser dividido em três partes:

1. *Circuitos analógicos* - Corresponde aos amplificadores projetados para condicionar os sinais dos sensores para serem amostrados por um conversor analógico-digital.
2. *Processamento e digitalização* - Parte responsável pela digitalização dos sinais amplificados e envio desses dados para o conversor de comunicação USB.
3. *Circuito de conversão USB/serial* - Envia os dados para um PC através do protocolo USB.

3.5 Amplificação dos sinais dos sensores

Tanto para a célula de carga como para o potenciômetro, utilizou-se a clássica configuração de três amplificadores operacionais (amp ops), conhecida como amplificador de instrumentação ou INA. Esses amplificadores apresentam uma alta impedância de entrada e grande rejeição de modo-comum, que representa a tendência desse amplificador de rejeitar sinais comuns em ambas as entradas. Também possuem maior facilidade para alterar seu ganho [24]. Por essas razões, muitas aplicações utilizam esses INAs para condicionar pequenos sinais na presença de grandes voltagens de modo-comum e potenciais DC [25].

A Fig. 3.7 mostra o diagrama de blocos de um INA. V_{IN+} e V_{IN-} , são definidos segundo a polaridade das entradas do amplificador diferencial, A3.

Por definição, os sinais de entrada do INA são subdivididos numa tensão de modo-comum, V_{CM} , e numa tensão diferencial, V_D . Enquanto V_{CM} (a tensão comum em ambas as entradas) é definida como a média da soma de V_{IN+} e V_{IN-} , a tensão V_D representa a diferença entre as duas.

$$V_{CM} = \frac{V_{IN+} + V_{IN-}}{2} \quad \text{e} \quad V_D = V_{IN+} - V_{IN-} \quad (3.4)$$

Resolvendo ambas as equações para para V_{IN+} ou V_{IN-} , temos:

$$V_{IN+} = V_{CM} + \frac{V_D}{2} \quad \text{e} \quad V_{IN-} = V_{CM} - \frac{V_D}{2} \quad (3.5)$$

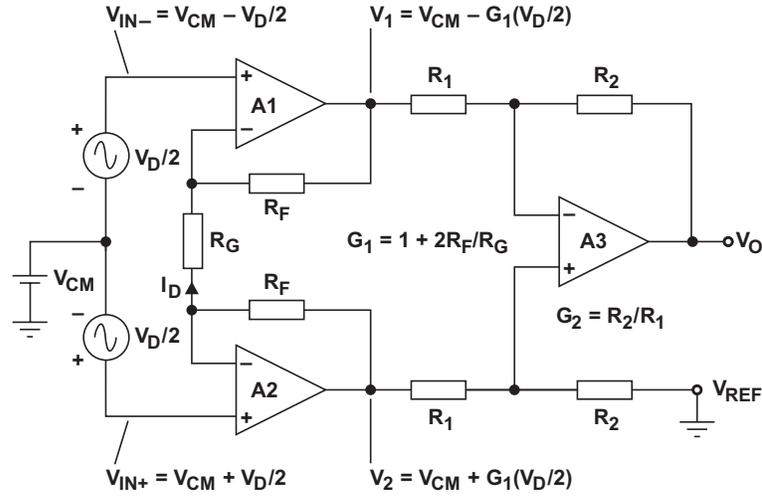


Fig. 3.7: Clássica configuração do INA de três amp ops e seus nós de tensão

Como os amp ops A1 e A2 estão realimentados negativamente, a tensão diferencial V_D é aplicada sobre o resistor de ganho R_G , gerando a corrente I_D :

$$I_D = \frac{V_{IN+} + V_{IN-}}{R_G} = \frac{V_D}{R_G} \quad (3.6)$$

As tensões de saída de A1 e A2 são, portanto:

$$V_1 = V_{CM} - \frac{V_D}{2} - I_D R_F \quad \text{e} \quad V_2 = V_{CM} + \frac{V_D}{2} + I_D R_F \quad (3.7)$$

Substituindo na Eq. 3.7 a corrente I_D da a Eq. 3.6:

$$V_1 = V_{CM} - \frac{V_D}{2} G_1 \quad \text{e} \quad V_2 = V_{CM} + \frac{V_D}{2} G_1, \quad \text{onde} \quad G_1 = 1 + 2 \frac{R_F}{R_G} \quad (3.8)$$

A Eq. 3.8 mostra que apenas a componente diferencial, $V_D/2$, é amplificada pelo ganho de entrada, G_1 , enquanto a tensão de modo-comum, V_{CM} , passa pelo estágio de entrada com ganho unitário.

O amplificador diferencial, A3, subtrai V_1 de V_2 e amplifica a diferença com o ganho G_2 :

$$V_O = (V_2 - V_1) G_2, \quad \text{onde} \quad G_2 = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.9)$$

Inserindo a equação 3.8 na equação 3.9 e resolvendo V_O/V_D , obtém-se a seguinte função de transferência para o INA:

$$\frac{V_O}{V_D} = G_1 G_2 = \left(1 + 2 \frac{R_F}{R_G}\right) \frac{R_2}{R_1} \quad (3.10)$$

Pode-se mostrar facilmente que o sinal de entrada de modo comum V_{CM} (aplicado aos terminais de entrada) se propagará pelo primeiro estágio, resultando em $V_1 = V_2 = V_{CM}$ (com $V_D = 0$). Logo se o segundo estágio, representado pelo amplificador de diferenças, estiver propriamente balanceado,

ele produzirá uma tensão de saída zero em resposta ao sinal V_{CM} , indicando que o ganho em modo comum do amplificador de instrumentação tem valor ideal nulo [24].

A partir da expressão do ganho diferencial na equação 3.10, vê-se que o ganho pode ser facilmente ajustado alterando-se o resistor R_G .

3.5.1 Cálculo dos resistores para o amplificador da célula de carga

A Fig. 3.8 mostra o esquema de ligação da célula de carga ao amplificador de instrumentação.

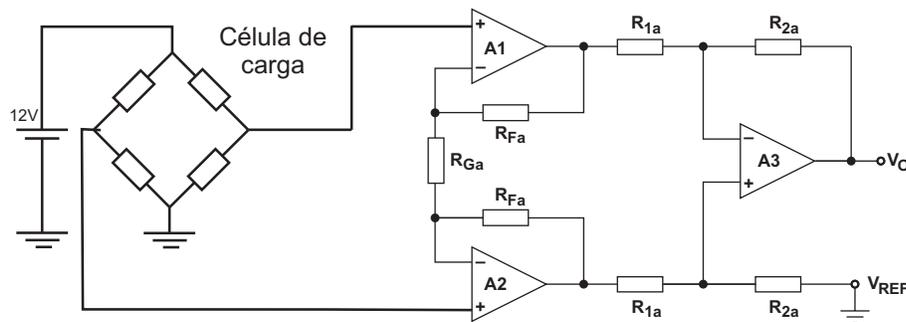


Fig. 3.8: Esquema de ligação da célula de carga ao amplificador de instrumentação.

Definiu-se como fundo de escala para a medição da célula de carga o valor de 120Kg, para o qual, através da Eq. 3.2, pode-se calcular um valor de tensão de saída $V_O = 19,67mV$. O conversor analógico digital escolhido (que será descrito posteriormente) possui referência de tensão em 5V, portanto pode-se facilmente calcular um ganho de:

$$G = \frac{5V}{19,67mV} = 254V/V$$

Observando as Eqs. 3.8 e 3.9, e fazendo $G_1 = 254$ e $G_2 = 1$, tem-se que:

$$R_{1a} = R_{2a} \quad \text{e} \quad R_{Fa} = 126,5R_{Ga} \quad (3.11)$$

Decidiu-se fazer $R_1 = R_F$, para que fossem utilizados apenas dois valores de resistores. Escolheu-se o valor de $2,5K\Omega$ para o resistor R_G , e portanto, temos que $R_{1a} = R_{2a} = R_{Fa} = 316,25K\Omega$. Entretanto, o valor mais próximo, disponível em laboratório, para esses resistores foi o de $324K\Omega$, o que nos leva a um ganho $G_{final} = 260,2V/V$, e a um fundo de escala de 117,16Kg. A tabela 3.1 relaciona os resistores utilizados no amplificador, todos com precisão de 1%.

É importante salientar que, segundo a equação 3.2, quando o peso sobre a plataforma for nulo, uma tensão residual da célula de carga será amplificada. Essa tensão corresponde ao coeficiente linear da equação 3.2, o que resulta em uma tensão amplificada de $107,25mV$. Essa componente residual de tensão deve, posteriormente, ser removida através do programa computacional, para que o peso do paciente possa ser corretamente medido.

O amplificador operacional OP-07, da *Analog devices* [26] foi escolhido para ser usado como o amp op do amplificador de instrumentação da célula de carga pois além de ser de muito baixo custo e apresentar excelente desempenho, é facilmente encontrado no mercado nacional. Dentre as principais

Resistor	Valor($K\Omega$)
R_{Fa}	324
R_{1a}	324
R_{2a}	324
R_{Ga}	2,5

Tab. 3.1: Resistores utilizados no Amplificador da célula de carga.

características que o torna um ótima escolha para a aplicação, pode-se citar: possui tensão de offset muito baixa (valor típico de $35\mu V$ e máximo de $75\mu V$), baixa corrente de polarização na entrada (valor típico de $1,2\text{ nA}$ e máximo de 4 nA) e um alto ganho de malha aberta (valor típico de 114 dB e mínimo de 106 dB), alta rejeição de modo comum (valor típico de 123 dB e mínimo de 103 dB) e alta rejeição à fonte de alimentação (valor típico de $5\mu V$ e máximo de $20\mu V$), o que o torna particularmente útil para aplicações de instrumentação com ganho alto.

3.5.2 Cálculo dos resistores para o amplificador do sensor angular

A Fig. 3.9 mostra o esquema de ligação do sensor angular (potenciômetro de precisão) ao seu respectivo amplificador de instrumentação.

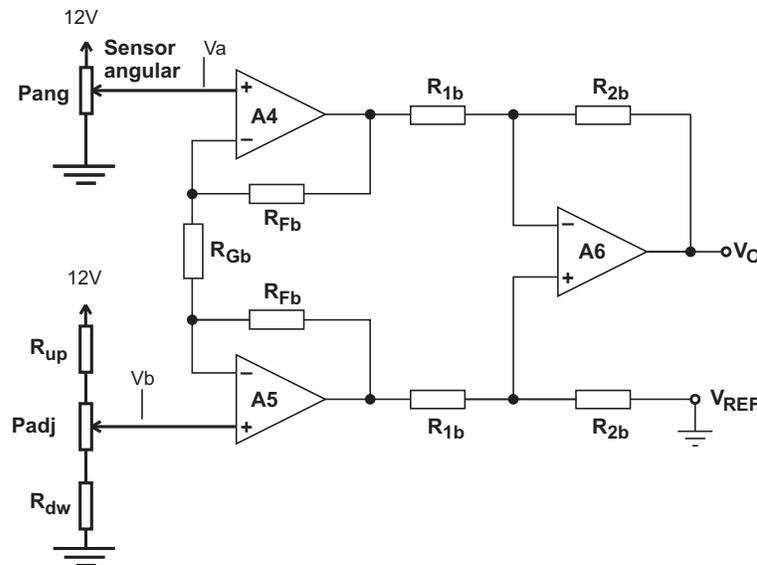


Fig. 3.9: Esquema de ligação do sensor angular ao seu respectivo amplificador de instrumentação.

O sensor angular (P_{ang}) está ligado em uma tensão regulada de $12V$, e seu terminal central está conectado à entrada inversora do amplificador, pois, à medida que o alçapão cai, a tensão sobre o potenciômetro diminui. O ramo composto pelos resistores R_{UP} , R_{DW} e o potenciômetro P_{ref} , ligados à entrada positiva, tem a função de ajustar o amplificador, para que, quando o alçapão da plataforma estiver travado, a tensão de saída esteja próxima de zero. Sendo assim, usando dados apresentados na seção 3.3, quando a plataforma está travada, a tensão de saída do $PotA$ é de:

$$V_A = 12 \left(\frac{1,00903 - 0,58574}{1,00903} \right) = 5,034V$$

Podemos, portanto, dimensionar R_{UP} , R_{DW} e P_{adj} , para que V_b varie entre de 4,5V até 5,5V, fazendo, dessa forma, que o ajuste realizado por P_{adj} fique mais fino. Assim temos, para $V_b = 5,5V$ e calculando o divisor de tensão:

$$5,5 = 12 \frac{P_{adj} + R_{DW}}{P_{adj} + R_{DW} + R_{UP}} \quad (3.12)$$

E, para $V_b = 4,5V$, temos:

$$4,5 = 12 \frac{R_{DW}}{P_{adj} + R_{DW} + R_{UP}} \quad (3.13)$$

Dividindo a equação 3.12 pela 3.13, encontramos:

$$\frac{5,5}{4,5} = \frac{P_{adj} + R_{DW}}{R_{DW}} \quad (3.14)$$

Portanto, fazendo o potenciômetro $P_{adj} = 1K\Omega$, calcula-se $R_{DW} = 4,5K\Omega$, e substituindo este valor na equação 3.13, encontramos $R_{UP} = 6,5K\Omega$.

Como visto anteriormente, a variação de tensão no potenciômetro de precisão, quando a plataforma sofre uma queda, é de 93,35mV, o que equivale a um giro de 28°. Estipulou-se um fundo de escala de 30°, que equivale a uma variação de tensão de 100mV. Portanto, devemos ter um ganho de:

$$G = \frac{5V}{100mV} = 50V/V$$

Observando as equações 3.8 e 3.9, e fazendo $G_1 = 50$ e $G_2 = 1$, tem-se que:

$$R_{1b} = R_{2b} \quad \text{e} \quad R_{Fb} = 24,5R_{Gb} \quad (3.15)$$

Da mesma forma que no amplificador da célula de carga, decidiu-se fazer $R_{1b} = R_{Fb}$. A melhor relação de resistores encontrada, de valores disponíveis em laboratório, e que atendiam as condições citadas, foi: $R_{Fb} = R_{1b} = R_{2b} = 118K\Omega$ e $R_{Gb} = 4,87K\Omega$, todos com precisão de 1%. Para esses valores de resistência o ganho é $G_{final} = 49,46V/V$. A tabela 3.2 relaciona os resistores utilizados no amplificador.

3.6 Circuito de processamento e digitalização dos sinais

O microcontrolador da ATMEL ATmega32 [27] ficou encarregado do processamento digital dos sinais. Este é um microcontrolador CMOS de 8 bits com baixo consumo de energia, baseado na arquitetura AVR. Capaz de executar instruções em um único ciclo de clock, o ATmega32 atinge cerca de 1 MIPS por Mhz permitindo ao projetista otimizar consumo de energia ou velocidade de processamento. A Fig. 3.10 mostra como o ATmega32 foi ligado à placa do protótipo.

O ATmega32 possui um conversor analógico-digital (ADC) de 10 bits (de aproximação sucessiva), que é conectado em um multiplexador analógico de 8 canais, presente na porta A (pinos 33 a

Resistor	Valor($K\Omega$)
R_{Fb}	118
R_{1b}	118
R_{2b}	118
R_{Gb}	4,87
P_{adj}	1
R_{UP}	6,5
R_{DW}	4,5

Tab. 3.2: Resistores utilizados no amplificador do sensor angular.

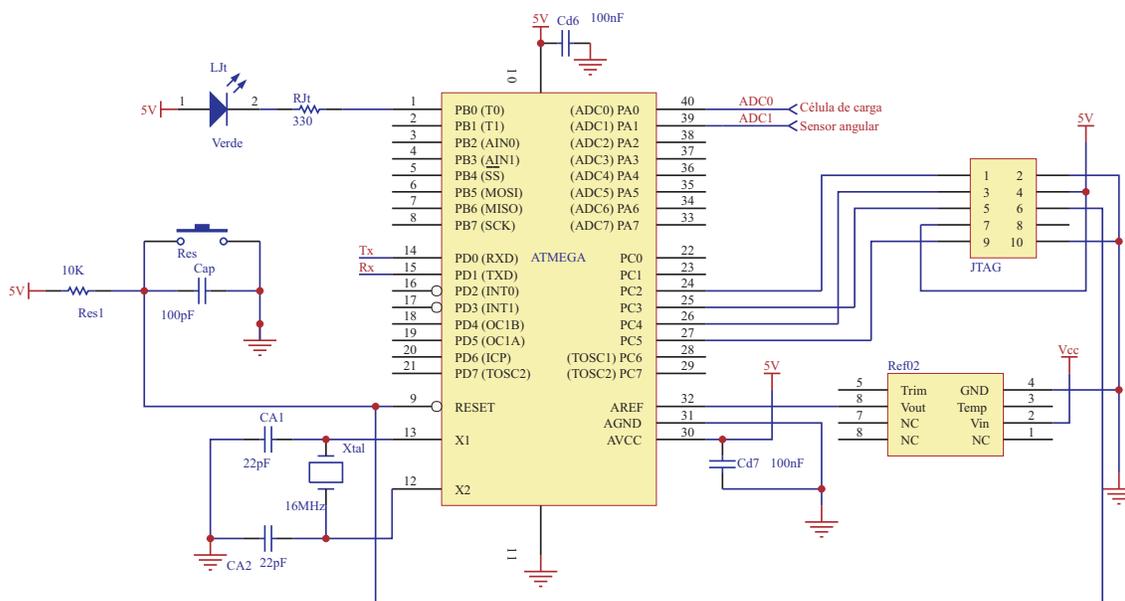


Fig. 3.10: Esquema de ligação do ATmega32 à placa do protótipo.

40), que permite 8 entradas de tensão simples (*single ended*), referenciadas no terra analógico (GND), ou 16 combinações de entradas diferenciais. O ADC possui um circuito de *sample and hold*, que garante que a tensão de entrada mantenha-se fixa durante a conversão. Possui também, uma alimentação analógica separada no pino AVCC, que não pode se diferenciar mais do que $\pm 0,3V$ da tensão de alimentação do ATmega32. Apesar de possuir uma referência interna de tensão, optou-se a utilização de uma referência externa ligada ao pino 32 ou AREF. O circuito integrado REF02 da Texas Instruments [28] é uma referência de precisão que garante, em sua saída, uma tensão constante de 5V, que varia muito pouco com a temperatura ($10 \text{ ppm}/^{\circ}C$ na faixa de -45 a $+85^{\circ}C$), mostrando-se ideal para aplicações em conversores analógicos-digitais de alta precisão. As saídas dos amplificadores da célula de carga e do sensor angular foram ligadas aos pinos ADC0 e ADC1 respectivamente como visto na Fig. 3.10.

O microcontrolador é alimentado por uma fonte externa regulada em 5V, pelo pino 10 (Vcc). O circuito do conversor analógico-digital também é alimentado pela mesma fonte através do pino 30

(AVCC), como dito anteriormente. Em ambos esses pinos de alimentação foram colocados capacitores de desacoplamento (*Bypass capacitors*) para suprimir flutuações de voltagem. Esses capacitores são representados por $Cd6$ e $Cd7$ e, no desenho final da placa, foram colocados próximos aos pinos de alimentação referentes a eles.

Apesar de possuir um oscilador RC interno, foi necessária a utilização de um cristal oscilador externo, pois o circuito de oscilação interno possui um erro de 10%, o que prejudicaria a precisão da frequência de amostragem dos sinais analógicos dos sensores. Utilizou-se um cristal de 8Mhz que está indicado na Fig. 3.10 pelo elemento "Xtal", que está ligado aos pinos X1 e X2 do ATmega32.

Os pinos Rx e Tx são, respectivamente, os pinos de entrada e saída da USART do ATmega32, e estão ligados ao circuito de comunicação USB, para que os dados possam ser enviados ao computador.

Projetou-se a placa de tal maneira que fosse possível a gravação do microcontrolador, no próprio circuito, através de um um circuito JTAG [29], o que facilitou, em muito, a execução de testes de programação no ATmega32. Para a gravação do microcontrolador foi utilizado o programa *AVRtools*, que a própria Atmel (fabricante do ATMEGA32), disponibiliza gratuitamente em sua página de internet [30].

3.7 Circuito de conversão USB/serial

O núcleo do circuito de comunicação USB é o CI FTDI232BM. Este chip mostrou-se uma solução ideal para construir dispositivos que se comuniquem com o computador através do protocolo USB, com velocidade de até 3Mbps através de sinais TTL: RS422 e RS485 e no máximo 1Mbs para comunicação através de drivers RS232, que é o caso da presente aplicação. Ele pertence a uma segunda geração do popular componente USB UART da FTDI (FT8U232AM). É compatível com controladores Host USB versões 1.1 e 2.0.

A FTDI (Future Technology Devices International Ltd.), fabricante do FT232BM [31], disponibiliza no seu site [32], os *drivers* de controle, livres de pagamento de *royalties*, para os sistemas operacionais Windows 98/Me/200/XP/CE.NET, Linux e Mac OS-X/9/8.

Algumas de suas características importantes são:

- Um único chip manipula tanto transferências USB como Serial.
- A UART suporta 7 e 8 bits de dados; 1/2 stop bits e paridade par/ímpar/marca/espaco e nenhuma.
- Compatível com bus USB 1.1 e 2.0.
- Tensão de alimentação entre 4,35V a 5,25V.
- Suporte a uma memória EEPROM externa opcional para personalizar o produto, onde pode ser armazenado os identificadores do mesmo, como: VID, PID, e número de série.
- Encapsulado em tamanho miniatura 32-LD LQFP.
- EEPROM pode ser programada na própria placa via USB.
- Suporte para alimentar dispositivos diretamente no Bus USB.

O circuito do chip foi projetado segundo orientação do *datasheet* em sua configuração de alimentação externa como visto na Fig 3.11, e um cristal de 6MHz foi adicionado para a geração de seu clock interno. Um dispositivo USB alimentado externamente obtém sua energia da sua própria fonte de tensão e não retira corrente do barramento USB; dessa maneira alimentou-se esse circuito com a mesma fonte de tensão regulada de 5V, utilizada no circuito do ATmega32.

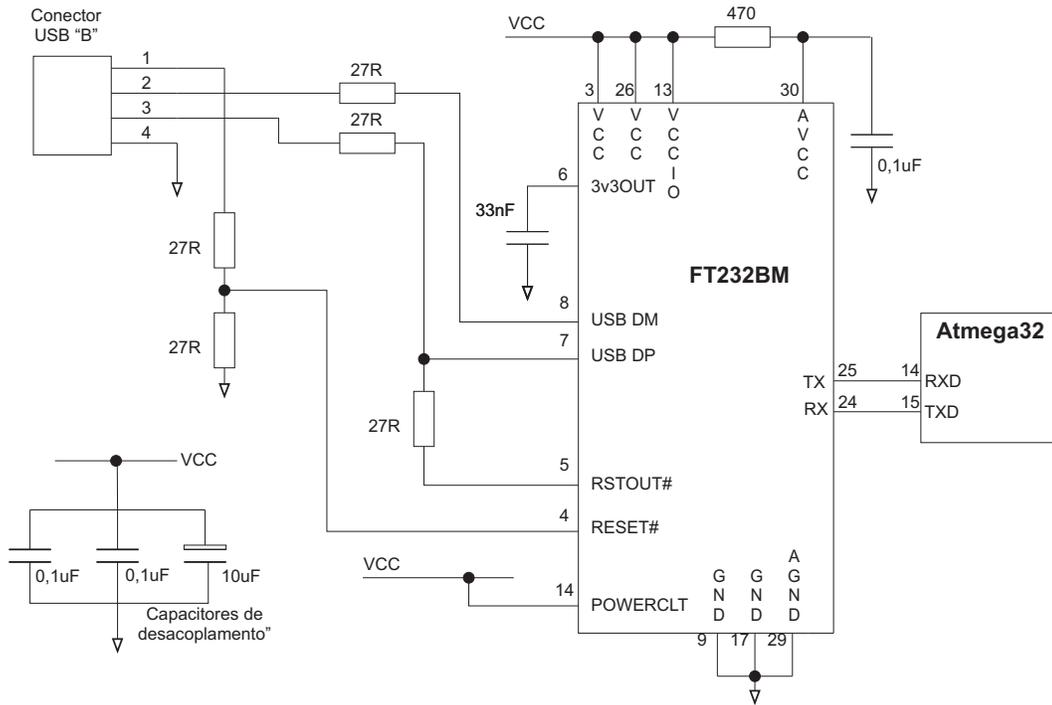


Fig. 3.11: Configuração auto-alimentada do FT232BM.

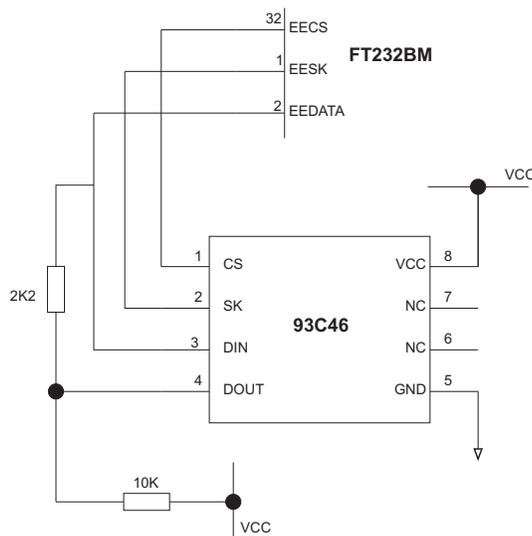


Fig. 3.12: Ligação da EEPROM 93C46 ao FT232BM.

Apesar do FT232BM trabalhar sem uma memória externa, a EEPROM 93C46 foi acoplada ao circuito, permitindo a personalização da placa. A Fig. 3.12 mostra como foi conectado a EEPROM 93C46 ao FT232BM.

Este circuito ao ser ligado à USB de um computador, é visto como uma porta de comunicação serial, instalada com os identificadores gravados na EEPROM (número de série, VID e PID). Dessa forma, fica fácil transmitir os dados digitalizados dos sensores para o computador através da USART do ATmega32.

3.8 Desenho e confecção da placa de aquisição de dados

Desse modo, a partir de todos os esquemas descritos anteriormente, tanto da parte analógica (amplificadores) e digital, projetou-se uma placa de circuito impresso de dupla face. A Fig. 3.13 mostra o desenho da face superior e a Fig. 3.14 mostra o desenho da face inferior.

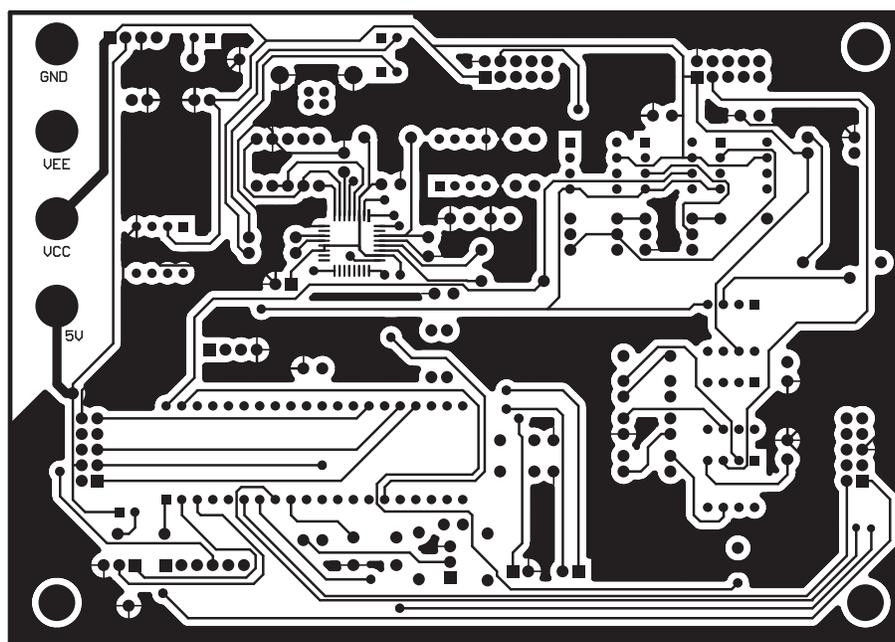


Fig. 3.13: Desenho da face superior da placa de aquisição de dados.

Atualmente é comum o uso de programas computacionais de projeto de circuito impresso. A maioria desses programas fornece dois módulos. O primeiro é utilizado para desenhar um esquemático com todos os circuitos. O segundo é usado para o projeto da placa propriamente dita. O diagrama esquemático é um desenho que representa cada componente eletrônico com suas respectivas ligações, utilizando símbolos eletrônicos padrão. Nesses programas, o esquemático é geralmente feito antes, pois uma vez terminado, o programa cria uma base de dados de todas as conexões. Essa base de dados é geralmente chamada de *netlist*. A *netlist* é, então, importada para o módulo de confecção de placa. Nesta etapa, o programa pode decidir onde colocar os componentes e desenhar os traços de condutor para conectá-los. No caso do presente projeto, o programa utilizado foi o *Protel DXP* da *Altium Ltd* [33].

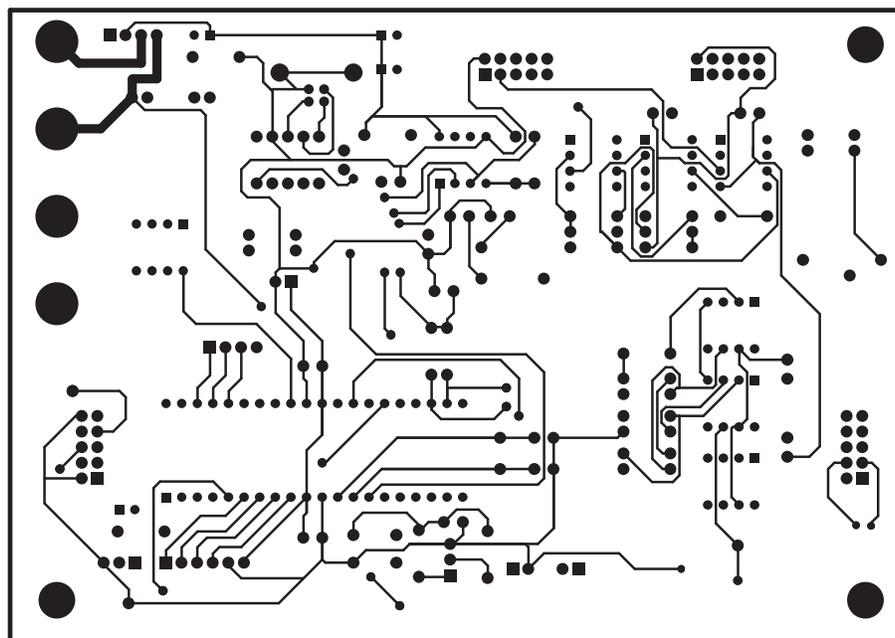


Fig. 3.14: Desenho da face inferior da placa de aquisição de dados.

Apesar do programa fornecer opções de roteamento automático, optou-se pelo roteamento manual por se tratar de um circuito relativamente grande de condicionamento e digitalização de pequenos sinais, onde um *layout* mal executado pode diminuir drasticamente o desempenho final do sistema. Um roteamento manual permite que o projetista escolha cuidadosamente a colocação dos componentes e o traçado das trilhas, de forma a eliminar uma série de problemas como *loops* de terra, acoplamentos indesejados, interferência do chaveamento dos circuitos digitais nos circuitos analógicos de alta precisão, interferência eletromagnética gerada por circuitos de alta frequência (como os clock digitais), etc.

Na face superior da placa, onde são fixados os componentes, desenhou-se um plano de terra. Um plano de terra é uma camada de condutor que aparece para a maioria dos sinais como um potencial de terra infinito. Isso ajuda a reduzir ruídos e assegurar que todos os circuitos integrados dentro do sistema referenciem suas tensões ao mesmo potencial.

Para facilitar a alimentação dessa placa pela fonte de alimentação regulada, foram desenhados 4 bornes tipo banana no canto superior esquerdo. Um desses terminais é o de alimentação digital de 5V. Para a alimentação da parte analógica tem-se as entradas VCC e VEE, que devem ser alimentadas com +12V e -12V respectivamente. O conector do terra ou GND é comum à parte digital e analógica e representa a tensão do plano de terra. Capacitores de desacoplamento foram colocados próximo às entradas de alimentação dos amplificadores operacionais e do ATmega32.

Com o desenho concluído, foram gerados os arquivos de máquina, conhecidos como *gerber files*, que foram utilizados para a confecção da placa numa máquina de prototipagem de circuito impresso. A máquina de prototipagem utilizada foi a LPKF [34], instalada no Laboratório de Prototipagem Rápida do DEMIC/FEEC/UNICAMP.

Após a fabricação da placa, foram soldados todos os componentes. A Fig. 3.15 mostra a placa de aquisição de dados pronta.

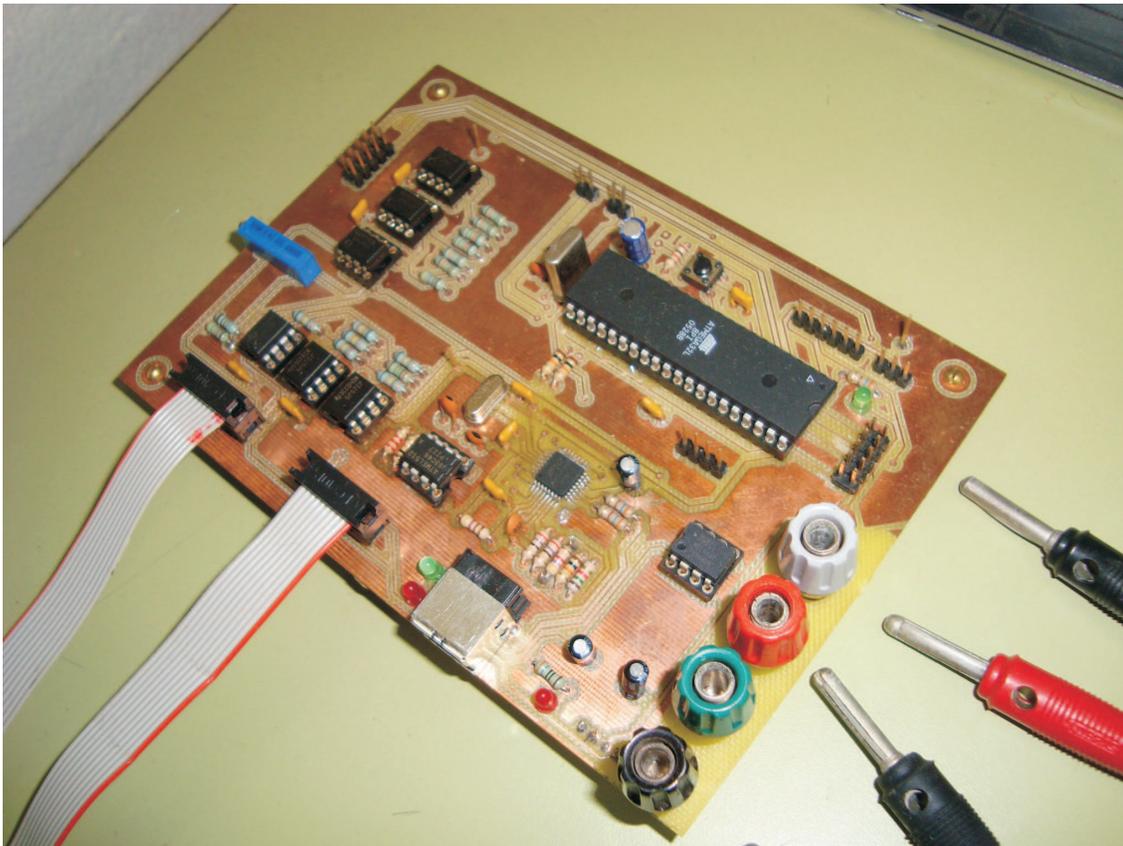


Fig. 3.15: Foto da placa de aquisição de dados.

3.9 Desenvolvimento do *firmware*

Firmware é um termo utilizado para denotar programas fixos, geralmente pequenos, que controlam internamente diversos dispositivos eletrônicos. É armazenado permanentemente num chip de memória, como uma ROM ou EPROM ou em memória flash. No caso do ATmega32 o programa é armazenado em uma flash interna de 32Kbytes.

Antes da programação do *firmware*, é necessário o conhecimento do funcionamento interno do microcontrolador, seus circuitos lógicos, registradores e *flags*. Depois, precisa-se escolher uma plataforma de programação, a linguagem a ser utilizada e qual programador utilizar.

Como dito anteriormente, a plataforma de programação utilizada é o programa *AVRstudio*. Este programa permite a programação do chip através da linguagem assembly ou C++. Entretanto para a programação em C++, que foi a linguagem escolhida para ser usada, é necessário instalar o compilador *WINAVR*, disponível gratuitamente na internet. O *AVRstudio* ainda permite a simulação do programa escrito. Esta plataforma também é compatível com programadores JTAG, que foi o programador utilizado para a gravação do *Firmware*.

3.9.1 Operação do ADC do ATmega32

O ADC converte uma tensão de entrada para um valor digital de 10 bits, ou seja, um valor entre 0 e 1023, através de aproximação sucessiva. O valor mínimo representa GND, ou 0V, e o valor máximo representa a tensão sobre o pino AREF, onde está ligada a referência de tensão. Opcionalmente, AVCC ou a referência interna de 2,56V podem ser conectados ao pino AREF escrevendo nos bits REFSn no registrador ADMUX. A linguagem de programação escolhida foi o C++.

As entradas analógicas do multiplexador podem ser selecionadas escrevendo-se nos bits MUX no registrador ADMUX. Como os sinais de interesse para o projeto são simples, detalhes sobre configurações diferenciais só serão apresentadas quando necessário. Qualquer dos pinos de entrada do ADC, como também o GND e uma referência fixa de tensão de *bandgap*, podem ser selecionadas como entradas simples no ADC.

O ADC é habilitado elevando nível lógico do bit de habilitação do ADC (ADEN) no registrador ADCSRA. A seleção da referência de tensão e do canal de entrada não terão efeito até que ADEN esteja habilitado. O ADC não consome energia enquanto ADEN estiver em nível lógico baixo.

O resultado da conversão de 10 bits do ADC é armazenado nos registradores de dados do ADC, ADCH e ADCL. São dois registradores de 8 bits, onde, na configuração padrão, os 10 bits são ajustados à direita. Para ajustá-los à esquerda, eleva-se o nível lógico do bit ADLAR no registrador ADMUX. Se o resultado da conversão estiver ajustado à esquerda e se 8 bits de precisão já forem suficientes, basta ler ADCH. De outra maneira, ADCL precisa ser lido primeiro seguido de ADCH, para garantir que os dados contidos nos registradores sejam da mesma conversão. Uma vez que ADCL é lido, o acesso do ADC para os registradores de dados é bloqueado. Isso significa que se ADCL foi lido, e se uma conversão for completada antes que ADCH seja lido, nenhum dos registradores é atualizado e o resultado da conversão é perdido. Quando ADCH é lido, o acesso do ADC aos registradores ADCH e ADCL são reabilitados.

O ADC possui sua própria interrupção que pode ser disparada quando uma conversão é completada. Quando o acesso do ADC aos registradores de dados estiver bloqueado, a interrupção será disparada mesmo que o resultado seja perdido.

Iniciando uma conversão

As conversões do ADC podem ser simples, ou disparadas automaticamente por algum evento selecionado pelo programador.

Uma conversão simples pode ser iniciada escrevendo-se nível lógico alto no bit de início de conversão, ADSC. Este bit permanece em nível alto enquanto a conversão estiver em progresso e será zerado quando a conversão for completada. Se um canal diferente for selecionado enquanto uma conversão estiver em andamento, o ADC terminará a atual conversão antes de operar a mudança de canal.

Conversões auto-disparadas por eventos externos podem ser habilitadas elevando o nível lógico do bit de auto-disparo do ADC, ADATE no registrador ADCSRA. A fonte de disparo é selecionada escrevendo-se nos bits de seleção de disparo ADTS[2:0] no registrador de funções especiais SFIOR, como mostrado na tabela 3.3. Quando ocorre uma borda positiva no sinal de disparo, o *prescaler* (circuito de contagem eletrônico utilizado para diminuir a frequência de um sinal digital, através de uma divisão inteira) é zerado e uma conversão é iniciada. Se outra borda positiva no sinal de disparo

ocorrer durante a conversão, essa borda será ignorada. É importante notar que a *Flag* de interrupção será escrita em nível alto mesmo se a específica interrupção do sinal de disparo estiver desabilitada ou se o bit de interrupção global, SREG, estiver zerado. Uma conversão pode, desse modo, ser disparada sem causar uma interrupção. Entretanto, a *Flag* de interrupção precisa ser limpa para poder disparar uma nova conversão no próximo evento de interrupção. A Fig. 3.16 mostra a lógica das conversões auto-disparadas por eventos externos.

ADTS2	ADTS1	ADTS0	Fonte de disparo
0	0	0	Modo de leitura contínua
0	0	1	Comparador analógico
0	1	0	Interrupção externa 0
0	0	1	Temporizador/ Contador 0 - Compare match
1	0	0	Temporizador/ Contador 0 - Overflow
1	0	1	Temporizador/ Contador 1 - Compare match B
1	1	0	Temporizador/ Contador 1 - Overflow
1	1	1	Temporizador/ Contador 1 - Capture event

Tab. 3.3: Seleções das fontes de disparo para conversões automáticas do ADC.

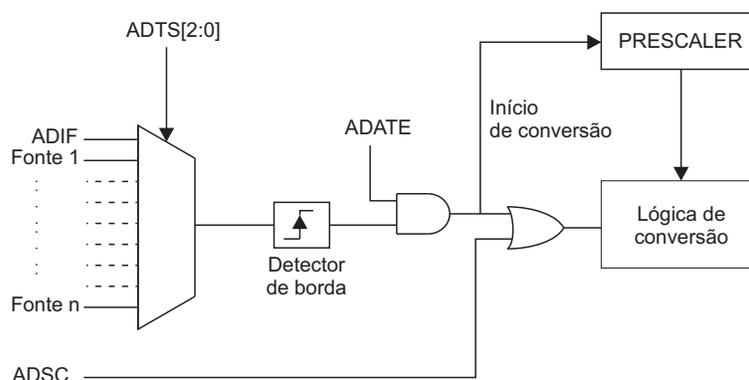


Fig. 3.16: Lógica das conversões auto-disparadas do ADC.

Como no presente projeto pretende-se amostrar os sinais dos sensores numa taxa de 2KHz, o modo de auto-disparo "*Temporizador/ Contador 1 - Compare match B*" mostrou-se ideal para as conversões. Este modo permite utilizar o *Timer/ Counter 1* para temporizar as conversões, operando no modo CTC.

Prescaler e tempo de conversão

Por padrão, o circuito de aproximação sucessiva requer uma frequência de clock de entrada entre 50KHz e 200KHz para aproveitar a máxima resolução. Se uma resolução menor do que 10 bits for suficiente, a frequência de clock do ADC pode ser superior a 200KHz para obter-se uma maior taxa de amostragem.

O circuito do ADC contém um *prescaler*, que gera uma frequência de clock aceitável a partir de qualquer frequência de CPU maior que 100KHz. O *prescaler* é ajustado pelos bits ADPS[2:0] no registrador ADCSRA. A frequência de clock do ADC pode ser calculada dividindo-se a frequência da CPU (f_{clk}) pelo fator de divisão visto na tabela 3.4. O *prescaler* começa a contar no momento em que o ADC é habilitado através do bit ADEN. O *prescaler* continua rodando enquanto ADEN estiver em nível alto, e fica continuamente resetado quando ADEN estiver em nível baixo.

ADPS2	ADPS1	ADPS0	Fator de divisão
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	0	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

Tab. 3.4: Seleções do *prescaler*.

Uma conversão normal demora cerca de 13 ciclos de clock do ADC. A primeira conversão depois que o ADC é ligado demora 25 ciclos, devido ao tempo necessário para a inicialização dos circuitos analógicos internos.

Quando o modo de auto-disparo é utilizado, o *prescaler* é resetado quando o evento de disparo ocorre. Isso assegura um atraso fixo do evento de disparo ao início de conversão. Neste modo, a armazenagem do *sample-and-hold* ocorre depois de dois ciclos de clock da borda de subida do sinal de disparo, e o tempo de conversão é de 13,5 ciclos de clock do ADC.

Como utilizou-se um cristal oscilador de 8MHz para gerar o clock da CPU, apenas os fatores de divisão de 64 e 128 garantem que o clock do ADC fique na faixa de frequência que permite a resolução máxima de 10 bits. Sendo assim, escolheu-se o fator de divisão de 64, gerando uma frequência de clock do ADC de 125KHz. Isso significa que cada conversão terá um período de 0,108ms, no modo de auto-disparo do ADC.

Resultado da conversão

Após uma conversão ter se completado, a flag de interrupção do ADC (ADIF) é setada. O resultado da conversão pode ser encontrado nos registradores de dados (ADCL e ADCH). Para conversões simples, o resultado é:

$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 1023}{V_{REF}} \quad (3.16)$$

Onde V_{IN} é a tensão no pino de entrada selecionado, e V_{REF} é a tensão de referência selecionada, que no caso do presente projeto, é 5V. Portanto, 000h representa o terra analógico, e 3FFh representa a tensão de referência selecionada menos 1 LSB.

Timer/Counter 1 no modo CTC como sinal de disparo para o ADC

O *Timer/Counter 1* do ATmega32 é um temporizador/contador de 16 bits. Foi utilizado neste trabalho como um temporizador para disparar as conversões do ADC, obtendo-se, dessa maneira, uma taxa de amostragem de 2KHz para cada sinal dos sensores.

O primeiro passo para a programação desse temporizador é ajustar uma fonte de clock. Uma vez ajustado o clock, o temporizador começa a funcionar em paralelo com a CPU (isto é chamado de operação assíncrona). A fonte de clock pode ser a própria frequência de operação da CPU. Isso é feito elevando-se o nível lógico do bit CS10 no registrador de controle do timer1 TCCR1B. Alternativamente, poder-se-ia utilizar o *prescaler* dos temporizadores (O *Timer/Counter 0* e o *Timer/Counter 1* do ATmega32 dividem o mesmo *prescaler*) para dividir a frequência de operação em quatro níveis diferentes. Entretanto, a frequência de operação do sistema foi suficiente para temporizar o ADC.

No modo CTC (*Clear Timer on Compare*), o registrador OCR1A é utilizado para manipular a resolução do temporizador. Neste modo, o temporizador é zerado quando o valor de contagem, representado pelo registrador TCNT1, iguala-se ao valor armazenado no registrador OCR1A. O registrador OCR1A define o valor máximo da contagem, e portanto, sua resolução. Isto permite um bom controle no processo de temporização do ADC.

Como deseja-se amostrar cada sensor a 2 KHz, tem-se que ajustar o temporizador para disparar o ADC a uma frequência de 4KHz. Para isso deve-se encontrar o valor do número de contagens que devem ocorrer em um período de conversão, e armazenar o valor correspondente no registrador OCR1A. Pode-se facilmente demonstrar que:

$$N_c = \frac{1/f_a}{1/f_{clk}} \quad (3.17)$$

Onde N_c é o número de contagens, f_a é a frequência de amostragem desejada e F_{clk} é frequência de clock do sistema. Assim, para $f_a = 4KHz$ e $F_{clk} = 8MHz$ temos:

$$N_c = \frac{1/(4 \cdot 10^3)}{1/(8 \cdot 10^6)}$$

$$N_c = 2000$$

Assim, toda vez que o temporizador contar 2000 ciclos de clock, a flag OCF1A, do registrador TIFR (*Timer/Counter Interrupt Flag Register*), indica que a contagem terminou. Esta flag sinaliza para o ADC o início de uma nova conversão. Após a conversão, o valor convertido deve ser armazenado e a flag OCF1A deve ser zerada, para que o modo CTC continue a operar. É importante observar que, segundo o *datasheet* do ATmega32 [27], para zerar a flag OCF1A deve-se escrever nível lógico 1 no seu bit correspondente.

3.9.2 Operação da USART do ATmega32

USART se refere a *Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*, significando Transmissor/Receptor Universal Síncrono e Assíncrono. É um formato padrão para comunicação de dados de forma serial. Em forma assíncrona, dois fios são usados para transmitir dados, um em cada direção, em regime *full-duplex*, ou seja, totalmente bi-direcional. Para isso, cada dispositivo deve ter

seu clock, e as velocidades devem ser iguais. Em forma síncrona, um dispositivo é mestre e o outro escravo. Um fio é utilizado para dados, em regime *half-duplex*, ou seja, nos dois sentidos, mas um sentido de cada vez. O outro fio é usado para pulsos de clock emitidos pelo dispositivo mestre.

A vasta maioria dos dispositivos da atual família AVR contém um subsistema USART. Este subsistema permite ao AVR transmitir e receber dados serialmente de outros dispositivos, tais como computadores ou outro microcontrolador.

A transmissão USART se difere da maioria dos outros barramentos digitais por não necessitar, no modo assíncrono, de um pino separado para a geração de um clock serial. Um clock combinado deve estar presente em ambos os dispositivos, e este deve ser usado para amostrar os barramentos de transmissão e recepção em intervalos regulares.

A USART é frequentemente referida como a RS-232, que é uma referência à especificação RS-232 que padroniza os níveis lógicos e os sinais de controle. Enquanto no AVR o nível lógico está entre 3 e 5V, a comunicação RS-232 usa de +3V a +25V para o zero digital, e de -3V a -25V para "1" digital.

Se dois dispositivos USART estiverem rodando nos níveis lógicos de um AVR, o barramento de transmissão e recepção, Tx e Rx respectivamente, podem ser conectados diretamente. Se os dispositivos estiverem usando as especificações RS-232, um conversor de nível é necessário.

Como, o FT232BM e o ATmega32 trabalham no mesmo nível lógico, os pinos de transmissão e recepção foram conectados diretamente, e a operação de comunicação entre o ATmega32 e o computador ficou como se o microcontrolador estivesse conectado diretamente em uma porta serial.

Como descrito anteriormente, a USART não utiliza um clock externo. Para permitir que dois dispositivos se comuniquem juntos, é necessário decidir a taxa de transferência ou *baud rate* para a comunicação. Além disso, devido à natureza crítica da temporização da USART, o clock do sistema do AVR deve ser estável e de uma frequência bem conhecida, pois o clock da USART é derivado do clock do sistema, e ele é utilizado para amostrar a linha Rx e ajustar a linha Tx em intervalos precisos, de modo a manter a comunicação.

Inicializando a USART

A primeira medida a se tomar para inicializar a USART do ATmega32 é habilitar os pinos de transmissão e recepção. Para isso basta elevar o nível lógico dos bits RXEN e TXEN localizados no registrador de controle UCSRB. Quando ajustados, esses dois bits ligam os *buffers* seriais para permitir a comunicação serial.

Em seguida é necessário decidir o formato serial a ser utilizado. A USART pode receber bytes de vários tamanhos (de 5 a 9 bits), no entanto, escolheu-se o tamanho padrão de 8 bits. De acordo com o *datasheet* do ATmega32, pode-se observar que os bits responsáveis pelo formato serial são nomeados de UCSZ0 à UCSZ2, e estão localizados no registrador de controle UCSRC. Os demais parâmetros do formato serial, foram deixados com os valores padrões do ATmega32, ou seja, um bit de parada, sem bit de paridade e sem controle de fluxo.

De acordo com a tabela presente no mesmo *datasheet* [27], o formato padrão de 8 bits pode ser escolhido setando dos bits UCSZ0 e UCSZ1. É importante notar uma peculiaridade do ATmega32 antes de ser escrever no registrador UCSRC. Para economizar endereços de registradores, o UCSRC e UBRRH compartilham o mesmo endereço. Para selecionar entre os dois, é necessário escrever sobre o bit URSEL quando for escrever no UCSRC.

Para terminar a inicialização da USART, é preciso ajustar o valor do registrador do *baud rate*, UBRR. Este registrador ajusta o *prescaler* da USART. O registrador do *baud rate* é de 16 bits, dividido em dois registradores de 8 bits, como todos os registradores de 16 bits da família AVR. Para ajustar o valor do *prescaler*, é preciso primeiro determinar seu valor. É importante salientar que o valor do registrador UBRR não é o mesmo que o valor de *baud rate* escolhido. O *datasheet* fornece a seguinte fórmula para o cálculo do valor que deve ser escrito no UBRR:

$$UBRR = \frac{f_{OSC}}{16BAUDE} - 1 \quad (3.18)$$

Onde BAUDE é o *baud rate* escolhido e f_{OSC} é a frequência de oscilação do sistema. Sendo assim, por exemplo, se for desejado um *baud rate* de 20Kbps, o valor a ser escrito no registrador UBRR é de:

$$UBRR = \frac{8 \cdot 10^6}{16 \cdot 20 \cdot 10^3} - 1$$

$$UBRR = 24$$

3.9.3 Programando a placa de aquisição

Em primeiro lugar, inicializa-se a USART. O *baud rate* escolhido foi de 250Kbps e portanto, segundo a equação 3.18, o valor a ser armazenado no registrador UBRR é de 1. O formato da palavra serial foi ajustado como está descrito na seção 3.9.2. Em seguida inicializa-se o ADC e o temporizador, como explicado na seção 3.9.1.

Após a inicialização o programa deve entrar em um ciclo infinito, que verifica continuamente se a pilha que armazena os dados convertidos está cheia. Logicamente, no início do programa o ADC está parado, e nenhuma informação é armazenada nessa pilha. Se algum byte chegar através da USART, uma interrupção é gerada. Dentro da rotina de interrupção da USART, o programa verifica se o byte que chegou é referente a algum comando pré-definido. Foram definidos dois comandos principais: "iniciar conversão" e "parar conversão", representados pelos caracteres ASCII "i" e "p" respectivamente.

Se o comando for "iniciar conversão", as conversões são iniciadas, os dados vão sendo armazenados na pilha, que comporta até 500 bytes, o que é suficiente para armazenar 250 valores, pois, apesar de cada valor convertido possuir 10 bits, eles ocupam 2 bytes cada um. Quando a pilha é completada, os valores são enviados através da USART até o computador.

Se em meio as conversões for enviado o comando "parar conversão", o temporizador termina sua atividade e as conversões são interrompidas. A Fig. 3.17 esquematiza através de um fluxograma a lógica de programação do firmware da placa de aquisição de dados. O programa em C++ desenvolvido no ambiente do *AVRstudio*, pode ser encontrado no CD anexo a esse trabalho.

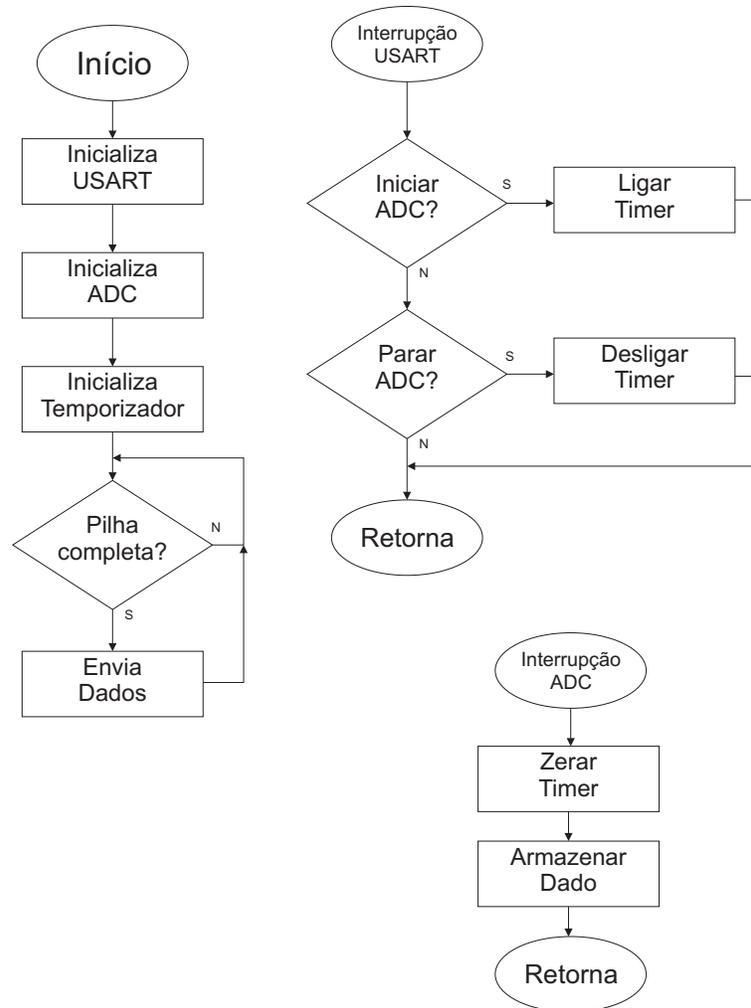


Fig. 3.17: Fluxograma do firmware da placa de aquisição de dados.

Capítulo 4

O eletromiógrafo

A plataforma, da maneira que foi descrita até agora, junto com a placa de aquisição de dados, já é suficiente para a medida do tempo de resposta eletromiográfica dos músculos do tornozelo, faltando apenas a utilização de qualquer eletromiógrafo comercial. No entanto, devido ao alto custo desse tipo de equipamento, e pensando na possibilidade da construção de um sistema com maior sincronismo entre as medidas, projetou-se um eletromiógrafo de baixo custo e portátil, que além de tudo, pode ser usado para outros tipos de medidas musculares. Este capítulo trata do projeto desse equipamento de medidas eletro-musculares.

4.1 Eletromiografia

Eletromiografia é uma técnica de monitoramento da atividade elétrica das membranas excitáveis, representando a medida dos potenciais de ação do sarcolema (membrana plasmática das células do tecido muscular), como efeito de voltagem em função do tempo. O sinal eletromiográfico (EMG) é a soma algébrica de todos os sinais detectados em certa área, podendo ser afetado por propriedades musculares, anatômicas e fisiológicas, assim como pelo controle do sistema nervoso periférico e a instrumentação utilizada para a aquisição dos sinais [35].

A eletromiografia é uma ferramenta importante na análise clínica da marcha, fornecendo informações relevantes sobre o tempo de ativação da musculatura envolvida no movimento, a intensidade de sua ativação, a duração de sua atividade e a variabilidade ciclo a ciclo.

4.2 Aquisição do sinal eletromiográfico

O sinal eletromiográfico (EMG) é adquirido por um eletromiógrafo que geralmente está acoplado a um computador. Sendo este um sinal analógico (contínuo no tempo) e de baixíssima amplitude, deve ser amplificado para ser convertido em um sinal digital (um sinal discreto, que é definido somente em determinados espaços de tempo), para poder ser registrado pelo computador [35].

4.2.1 Características do sinal EMG

É bem conhecido que a amplitude do sinal EMG é um sinal estocástico por natureza e pode ser razoavelmente representado por uma distribuição Gaussiana. A amplitude do sinal pode variar de 0 a $10mV_{pp}$. A energia do sinal é limitada na faixa de 0 a 500Hz, com a energia dominante ficando na faixa de 50-150Hz. Sinais úteis são aqueles com energia acima do nível de ruído elétrico [36]. A Fig.4.1 apresenta um exemplo de sinal EMG (parte superior) e de seu de espectro de frequências (parte inferior).

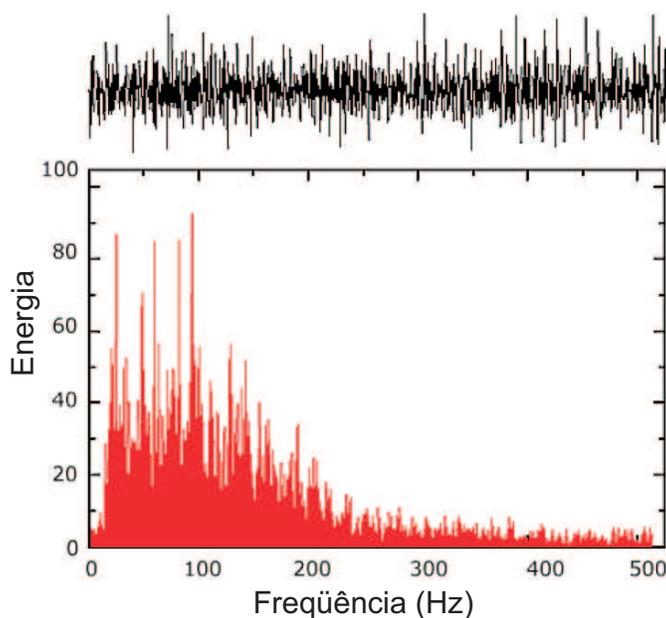


Fig. 4.1: Típico espectro de frequências de um sinal EMG.

4.2.2 Frequência de amostragem

A frequência de amostragem possui um papel crítico para a correta reprodução digital do sinal EMG analógico. Um sinal analógico, reproduzido digitalmente com uma baixa frequência de amostragem, pode não conter todas as informações relevantes [35].

O teorema de Nyquist determina que para a correta reconstrução digital do sinal EMG, deve-se utilizar uma frequência de amostragem de, no mínimo, o dobro de sua maior frequência. O sinal EMG pode ter frequências de até cerca de 400 a 500Hz. Portanto, considera-se como frequência de amostragem mínima para o sinal EMG da ordem de 1KHz ou mais [37].

4.2.3 Eletrodos

Eletrodos são dispositivos de entrada e saída de corrente em um sistema elétrico. O eletrodo é o local de conexão entre o corpo e o sistema de aquisição, deve ser colocado próximo o bastante do músculo para que este possa captar os potenciais de ação. A área da interface eletrodo-tecido é

chamada de superfície de detecção, comportando-se como um filtro passa-baixas cujas características dependem do tipo de eletrodo utilizado [35].

Existem diversos tipos de eletrodos, delineados para diferentes tipos de aquisição, tarefa, natureza da pesquisa e músculo específico. Os eletrodos superficiais são aderidos à pele, constituindo uma superfície de detecção que capta a corrente na pele através da interface pele-eletrodo. São geralmente compostos por um sistema Ag-AgCl associado a um gel condutor (eletrólito). Contudo, qualquer combinação metal/gel que permita reação eletrolítica pode servir [35].

O sinal EMG pode ser medido não apenas por um eletrodo, mas pode resultar de uma combinação dos sinais advindos de vários detectores. Dependendo do número de eletrodos empregados na média, o sinal é classificado como monopolar, bipolar ou multipolar. A Fig. 4.2 mostra a foto de alguns eletrodos de superfície (1,2 da *Noraxon* e 3,4 da *Ambu*).

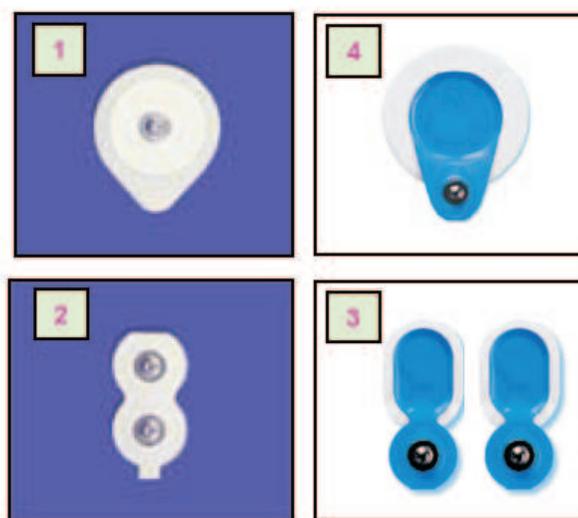


Fig. 4.2: Diferentes tipos de eletrodos de superfície comerciais.

A configuração monopolar é grandemente utilizada quando se adquire um sinal simples e, associada a este, se faz necessária a utilização de um eletrodo de referência, longe o bastante do eletrodo ativo para evitar perturbações no campo elétrico das vizinhanças do local de aquisição. A razão sinal/ruído torna-se pobre e a seletividade é dramaticamente diminuída, portanto possui sérias limitações, principalmente em medidas de velocidade de propagação. Este tipo de configuração monopolar é frequentemente utilizada em análises gerais do sinal EMG, quando o objetivo é apenas comparar a morfologia interna com sinais externos ou quando o músculo é muito pequeno ou estreito para que configurações bipolares possam ser utilizadas [35].

Eletrodos com configuração bipolar são mais utilizados em estudos que envolvem exercícios de contração voluntária ou sob condições de estimulação elétrica. O principal interesse em tal configuração está relacionado aos benefícios de uma alta taxa de rejeição de modo comum, para um moderno sistema de amplificação diferencial. A detecção diferencial é empregada para eliminar potencialmente grandes ruídos que possam estar presentes devido à rede de alimentação elétrica, e por esse motivo foi a configuração escolhida para o projeto. O sinal é detectado em dois pontos, sendo que, idealmente, o circuito eletrônico diferencial subtrai e amplifica apenas a diferença entre o sinal captado pelos dois eletrodos, sem amplificar o sinal de modo comum. Portanto, sinais comuns tendem a

ser removidos, e os sinais diferenciais presentes nos eletrodos serão amplificados [35].

4.2.4 Amplificação

Em função da baixa amplitude do sinal EMG, faz-se necessário amplificar o sinal para posterior processamento. Entretanto, cuidados devem ser tomados para que isso não modifique suas características. Para a compreensão de como o amplificador modifica as características do sinal EMG, os seguintes pontos devem ser observados: características do ruído, relação sinal/ruído, ganho, razão de rejeição de modo comum, impedância de entrada, corrente de entrada e largura de banda [35].

Qualquer sinal não desejado é ruído. Sinais ruidosos podem advir de equipamentos eletrônicos próximos, da linha de força, de outros músculos e até da própria instrumentação. Como já dito anteriormente, a detecção bipolar fornece um método para diminuir a intensidade desse ruído. A qualidade do sinal EMG pode ser medida através da relação sinal/ruído. Nessa relação, quanto maior a razão, melhor é a qualidade do sinal.

Para a amplificação de sinais EMG, utilizam-se amplificadores diferenciais com elevada taxa de rejeição de modo comum, geralmente acima de 90 dB.

Como o corpo possui alta condutância devido às concentrações de íons movendo-se livremente, os tecidos apresentam uma variação da resistência de 100 a 1000 Ω . Como o sinal do eletromiógrafo pode ser de apenas algumas dezenas de μ V, para que a queda de tensão nestas impedâncias seja 100 vezes menor do que o sinal, esta queda não deve ser maior do que 10 nV, de forma que a corrente de *off-set* de entrada do eletromiógrafo precisa ser no máximo algo em torno de 10 pA, o que é facilmente atingido pelo INA121, que apresenta corrente de *off-set* de entrada $I_{OS} = \pm 0,5 pA$.

4.2.5 Filtragem do sinal EMG

Filtro é um dispositivo que tem a função de atenuar determinadas faixas de frequências indesejáveis para o sinal. Podem ser analógicos ou digitais. Os analógicos são mais baratos, rápidos, possuem elevada variação dinâmica em amplitude e frequência, e são relacionados ao condicionamento do sinal. São confeccionados a partir de componentes eletrônicos, como resistores, capacitores e indutores. Entretanto, filtros digitais têm melhor performance.

É interessante para a eletromiografia o uso de filtros para separar a faixa de frequências do sinal EMG. Como dito anteriormente, essa faixa é de 0-500Hz, e portanto, é necessário o uso de um filtro passa-faixa. Nesses filtros passa-faixa para o sinal EMG geralmente a banda de passagem começa em 10Hz e termina em 500Hz. Entretanto, é altamente recomendável, o uso de um filtro passa altas, sintonizável entre 10 ou 20Hz, para evitar mudanças na base de tensão do sinal, que aparecem devido à movimentação dos cabos dos eletrodos (chamados de ruídos de *artifact*, ou seja, ruídos que contaminam o experimento/sinal e são gerados de forma espúria). Não é aconselhável o uso de filtros rejeita-faixa para eliminar ruídos de rede, pois destroem muita informação do sinal, pois boa parte da informação desejada está contida em torno de 60 Hz [38].

4.3 O projeto do eletromiógrafo

Antes do projeto e confecção do eletromiógrafo algumas questões tiveram que ser discutidas. Questões relacionadas à frequência de amostragem, tipo de eletrodo, filtragem, qual amplificador utilizar e conversão analógica/digital.

Decidiu-se que a frequência de amostragem do sinal EMG deveria ser de 2KHz, a mesma frequência da placa de aquisição, permitindo, assim, melhor sincronismo entre os dados recebidos.

Existe no mercado uma ampla variedade de ADCs capazes de fornecer a frequência de amostragem escolhida e resolução geralmente empregada. Eletromiógrafos convencionais possuem resoluções entre 12 e 16 bits, entretanto, foi escolhido o ADC ADS1255 da Texas Instruments [39], que é um conversor de 24 bits. O motivo de sua escolha foi o fato de que ele já possui um filtro digital programável interno, e isso permite a utilização de apenas um simples filtro passivo $R - C$ passaltas em 5Hz após a amplificação do sinal para eliminar ruídos de frequências muito baixas, ficando a cargo do programa computacional a ser desenvolvido a filtragem digital necessária para a melhor visualização do sinal EMG. Além disso, a disponibilidade imediata desse dispositivo em laboratório e a experiência prévia do seu emprego com sucesso em outros circuitos de alta precisão desenvolvidos no DEMIC foram também fatores importantes para a sua escolha.

Amplificadores como os descritos na seção 3.5 são os mais utilizados para a amplificação de sinais EMG. Entretanto, existem CIs que trazem encapsulados os elementos da clássica configuração de três amp ops do amplificador de instrumentação. Apesar de serem circuitos com custo mais elevado, garantem melhor precisão do sinal amplificado. Optou-se pelo chip INA121 da Burr-Brown, que atende todas as especificações necessárias para operar como amplificador de entrada de um eletromiógrafo.

Existiam no laboratório apenas eletrodos monopolares, e como desejava-se a utilização de eletrodos bipolares, fez-se uma adaptação desses eletrodos juntando-os dois-a-dois, de maneira a se ter uma distância de 2,5 cm entre os pólos. A Fig. 4.3 mostra a adaptação feita nesses eletrodos.



Fig. 4.3: Eletrodos utilizados para os testes.

4.3.1 Circuito de processamento e comunicação USB/Serial

Decidiu-se que a parte de processamento e comunicação USB/Serial fosse parecida com a da placa de aquisição de dados, ou seja, utilizou-se o microcontrolador ATmega32 e o chip conversor USB/Serial FT232BM, porém duas diferenças básicas foram implementadas. Uma delas é que o circuito do FT232BM foi desenhado segundo sua configuração *Bus-Powered*, ou seja, a alimentação digital de 5V de toda a placa é feita a partir do barramento USB do computador. A Fig. 4.4 mostra a configuração *Bus-Powered* do chip da FTDI. A outra diferença foi a adição do ADS1255 para a digitalização do sinal EMG.

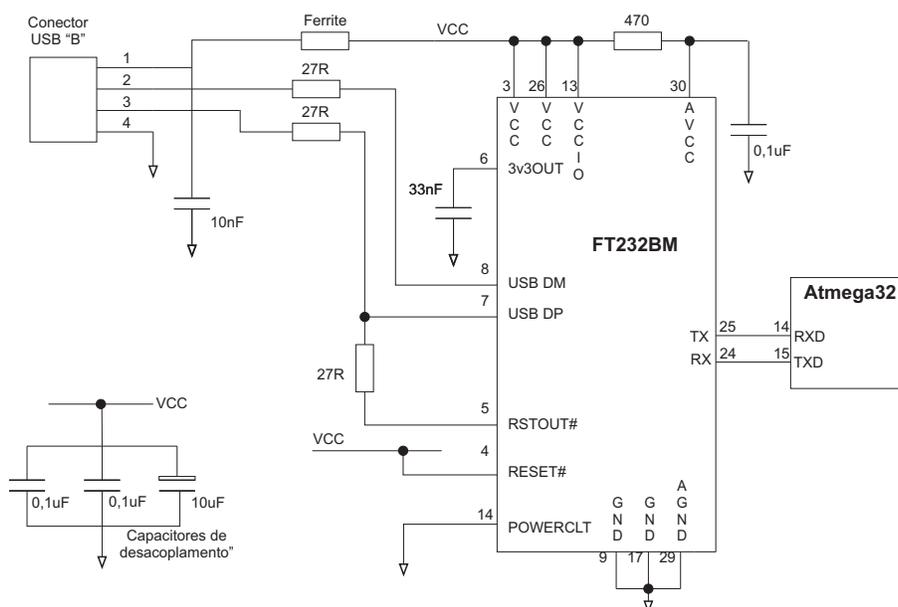


Fig. 4.4: Configuração *Bus-Powered* do FT232BM.

A Fig. 4.5 mostra o esquema eletrônico do circuito do ATmega32 para o projeto do eletromiógrafo.

4.3.2 Projeto do circuito de amplificação

O INA121 é um amplificador de instrumentação que possui características extremamente adequadas para ser usado como amplificador de entrada em um eletromiógrafo. Como possui em sua entrada transistores tipo FET, apresenta baixa corrente de *off-set* de entrada ($\pm 0,5pA$), que permite o uso de fontes com alta impedância de saída, características do contato dos eletrodos com a pele. O ganho pode ser ajustado de 1 a 10.000V/V com apenas um resistor externo e possui excelente rejeição de modo comum (106 dB para o ganho que foi usado no projeto), corrente de alimentação de apenas 450 nA (fundamental para o projeto, pois o eletromiógrafo será alimentado por baterias) e baixo ruído ($20 nV/\sqrt{Hz}$). Segundo seu *datasheet* [40], o ganho é calculado segundo a expressão:

$$G = 1 + \frac{50K\Omega}{R_G} \quad (4.1)$$

possui com ganho igual a -39 e inverte esta tensão V_G (que é praticamente igual à tensão de modo comum V_{CM}) e, através de um resistor de isolamento (para garantir a segurança do paciente), injeta de volta esta tensão no eletrodo de referência, corrigindo a tentativa de variação de V_{CM} .

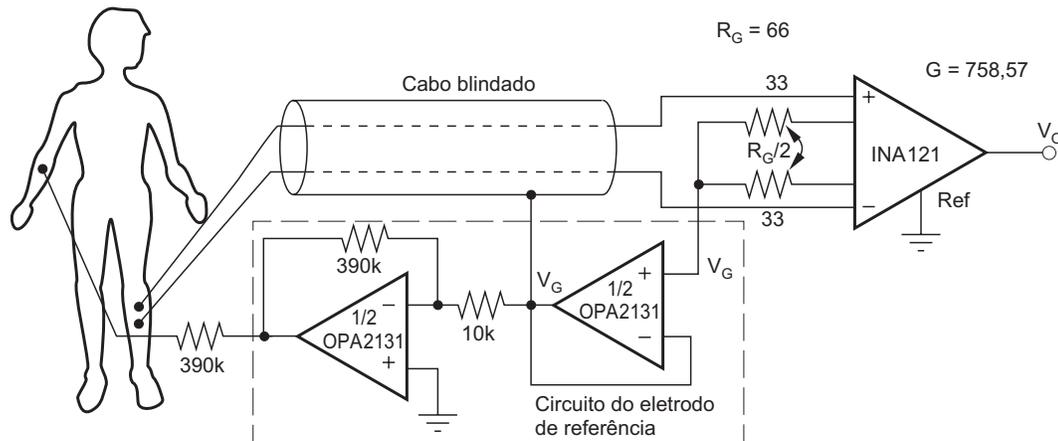


Fig. 4.6: Circuito de amplificação empregado na entrada do eletromiógrafo.

4.3.3 Circuito do conversor Analógico/Digital

O ADS1255 é um ADC de 24 bits de resolução, que tem como uma de suas principais características, muito pouco ruído. É constituído de um modulador delta-sigma ($\Delta\Sigma$) de quarta ordem, seguido de um filtro digital programável, além de outros recursos interessantes, não utilizados no projeto, tal como o amplificador programável (PGA) em sua entrada. Permite uma amostragem de até 30K amostras por segundo (SPS). A comunicação é realizada por uma interface SPI [39].

Apesar de sua parte digital funcionar em 3,3V, o ADS1255 possui uma SPI tolerante a 5V, o que permite a fácil conexão a vários tipos de microcontroladores, tal como o ATmega32. Como neste circuito apenas um componente está ligado ao barramento SPI do ATmega32, o pino \overline{CS} (*chip select*) foi aterrado, ou seja, o ADS1255 está sempre selecionado para receber ou transmitir dados pelo barramento.

Ao serem feitos os primeiros testes no circuito, verificou-se um comportamento capacitivo na linha MISO. Quando o ADS1255 enviava um byte para o microcontrolador e o último bit estava em nível alto, observava-se, através de um osciloscópio uma curva exponencial, semelhante à de um capacitor sendo descarregado. Para taxas de amostragens baixas, esse fenômeno não apresentava problemas aparentes, mas para uma taxa de 2KHz ou superior, o envio de dados se mostrava impossível. Resolveu-se esse problema adaptando um resistor *pull-up* da linha MISO para 3V.

Obter a melhor performance desse ADC, requer atenção cuidadosa no seu circuito de suporte. A Fig. 4.7 mostra como o ADS1255 foi projetado, segundo o circuito de suporte sugerido pelo *datasheet*. Mostra também, sua ligação ao ATmega32 através do barramento de comunicação SPI. O *datasheet* recomenda o uso de técnicas de desacoplamento na alimentação. Um capacitor cerâmico

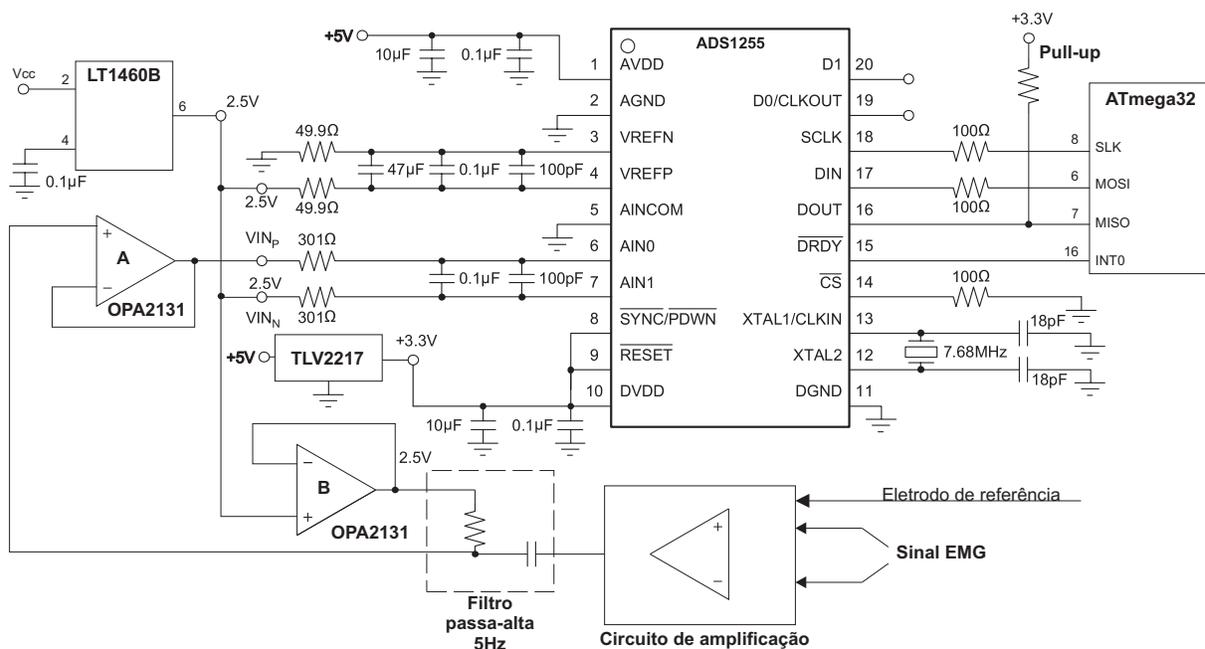


Fig. 4.7: Esquema de ligação do ADS1255.

de pequeno valor em paralelo com um de tântalum de valor maior, ou um cerâmico de baixa tensão com valor maior, funcionam bem.

Pode-se perceber também, através da Fig. 4.7, que um filtro passivo RC passa-alta, com pólo em 5 Hz, foi incorporado ao final do circuito de amplificação e referenciado em 2,5V, através da referência de tensão LT1460B [42] da *Linear Tecnology*, para que o sinal possa ser amostrado corretamente no ADS1255, que também está referenciado em 2,5V. O objetivo desse filtro é eliminar os ruídos de frequências muito baixas discutidos anteriormente na seção 4.2.5. Escolheu-se um pólo de valor bem mais baixo do que o do filtro sintonizável pelo usuário (que pode ser programado entre 10 e 20Hz) para que o sinal que chegue ao filtro digital já esteja sem nível DC e também parcialmente limpo do conteúdo de frequência muito baixas que deve ser necessariamente rejeitado na análise do sinal EMG.

Para a alimentação digital do ADS1255 utilizou-se o regulador de tensão TLV2217 [43] da *Texas Instruments* de 3,3V.

4.4 Projeto e confecção da placa do eletromiógrafo

Da mesma forma que a placa de aquisição de dados, e com os esquemas descritos anteriormente neste capítulo, projetou-se a placa do eletromiógrafo, também em dupla face. Utilizou-se o mesmo programa de confecção de placas, o *Protel DXP*. A Fig 4.8 mostra o projeto da face superior e a Fig. 4.9 mostra a face inferior.

Na face superior da placa, onde são fixados os componentes, desenhou-se dois planos de terra. Um para a parte digital e outro para a parte analógica. Esses dois planos de terra estão no mesmo potencial e estão ligados entre si, através de um indutor, para impedir que ruídos de altas frequências

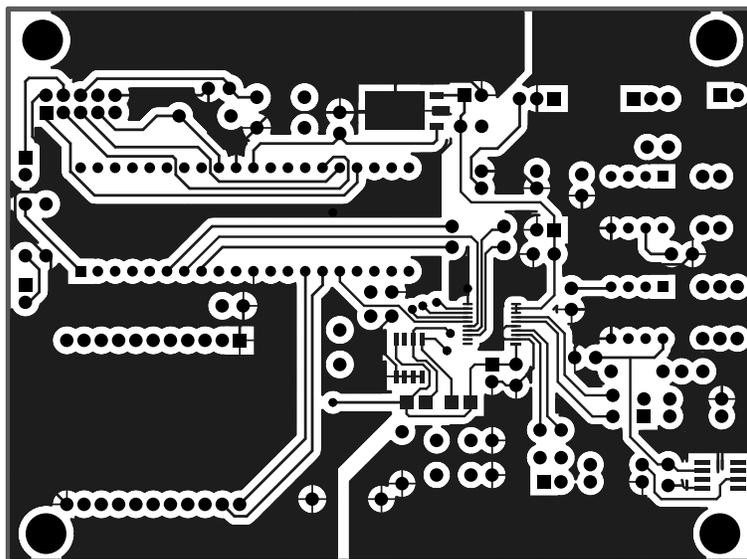


Fig. 4.8: Face superior da placa do eletromiógrafo.

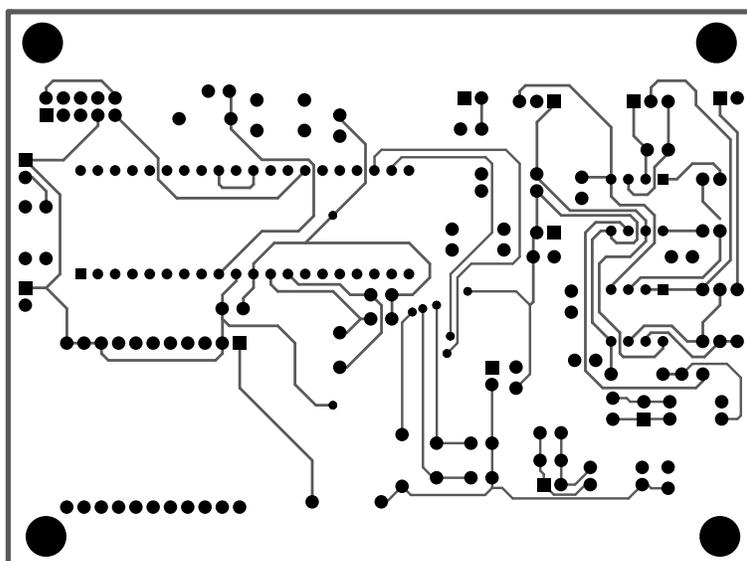


Fig. 4.9: Face inferior da placa do eletromiógrafo.

cheguem do circuito digital para o analógico. O ADS1255 foi posicionado entre os planos, assim como recomenda seu *datasheet*.

O circuito de comunicação USB/Serial, assim como descrito anteriormente, já estava montado em uma pequena placa de uso geral. Essa placa permite sua utilização em outros circuitos através de pinos acoplados em sua base e, portanto, foi utilizada para facilitar a montagem do eletromiógrafo.

Com o projeto concluído, foram gerados os arquivos de máquina, que foram utilizados para a confecção da placa na LPKF. A Fig. 4.10 mostra a placa com os componentes soldados. À direita da foto pode-se perceber uma adaptação com um CI ligado à placa através de fios. Esta adaptação foi feita para corrigir um erro de projeto, que havia referenciado o sinal EMG no terra quando este

deveria ficar centrado em torno 2,5 V, conforme descrito na seção 4.3.3. O CI da adaptação representa os amp ops A e B visualizados na Fig. 4.7.

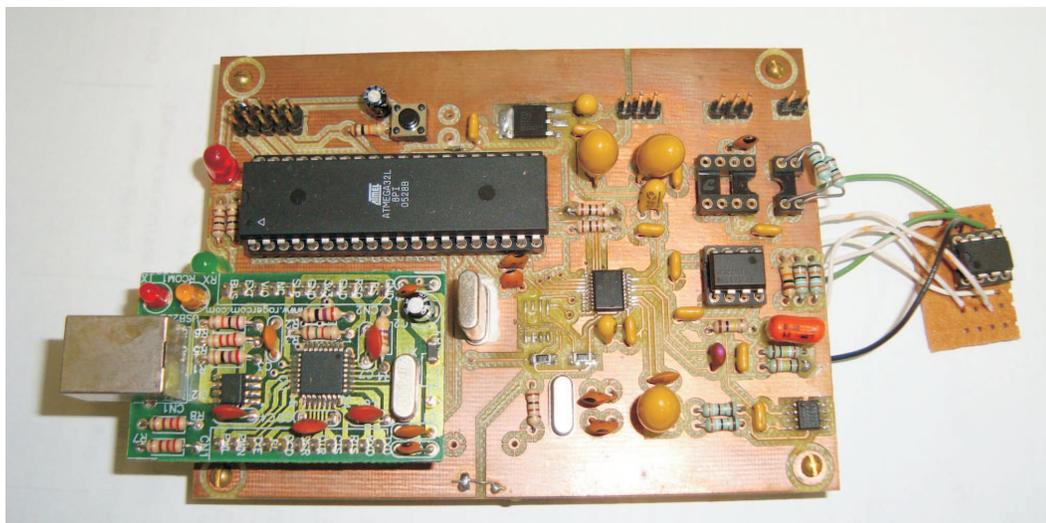


Fig. 4.10: Foto da placa do eletromiógrafo.

4.5 Desenvolvimento do *firmware*

A programação do ATmega32 da placa do eletromiógrafo ficou muito parecida com o da placa de aquisição de dados. A diferença principal está no uso do conversor analógico-digital ADS1255 e sua comunicação com o microcontrolador através do barramento SPI. Dessa forma, fica necessário apenas o conhecimento do funcionamento do protocolo SPI no microcontrolador e o modo de operação do ADS1255.

4.5.1 Programando a SPI do ATmega32

A SPI ou *Serial Peripheral Interface Bus* é um padrão de comunicação serial nomeado pela Motorola que opera em modo *full-duplex*, ou seja, existe uma linha para transmissão e outra para recepção de dados. Os dispositivos se comunicam em modo mestre/escravo onde o mestre inicia o *frame* de dados. Múltiplos dispositivos escravos são permitidos, com linhas individuais de seleção de chip (*chip select*). Algumas vezes SPI é chamada de "*four wire*" *serial bus* (barramento de quatro fios), contrastando com os barramentos seriais de três, dois e um fio ("*three wire*", "*two wire*" e "*one wire*", respectivamente).

No ATmega32, para a utilização do circuito SPI, deve-se, primeiramente, habilitá-lo. Isso é feito setando o bit SPE do registrador SPICR. O circuito SPI pode operar tanto como mestre ou escravo. Para habilitá-lo como mestre deve-se elevar o nível lógico do bit MSTR do registrador SPICR. O circuito do SPI, também possui um *prescaler* que divide a frequência de clock do sistema para ser utilizado na linha SLK. O *prescaler* é ajustado através dos bits SPI2X, SPR1 e SPR0 do registrador

SPRC. A frequência de operação escolhida foi de 2MHz e, portanto, segundo o *datasheet*, nenhum desses bits necessita ser ajustado.

Quando o circuito SPI está habilitado como mestre, os pinos MOSI, SLK e \overline{SS} precisam ser definidos como pinos de saída pelo programa. Isso é feito através do registrador de direção de dados da porta B (DDRB), que é a porta onde estão localizado os pinos da SPI. Apenas o pino MISO já é definido como entrada ao se habilitar a SPI.

Um dispositivo mestre na interface SPI tem inteiro controle da linha \overline{SS} (*slave select*). Isto deve ser ajustado no programa antes da comunicação poder começar, mas como visto anteriormente no projeto do eletromiógrafo, o único dispositivo escravo ligado ao barramento SPI é o ADS1255, que está sempre selecionado, não necessitando programar a linha \overline{SS} .

Escrever um byte no registrador de dados da SPI (SPDR) inicia o gerador de clock, e o circuito passa os oito bits para o ADS1255. Depois de enviado o byte, o gerador de clock pára e a flag SPIF é setada indicando o fim da transmissão. O ATmega pode, então, enviar outro byte para o registrador SPDR, reiniciando o ciclo, ou parar a transmissão.

Para receber um dado o ATmega necessita gerar o sinal de clock para que o dispositivo escravo envie o byte. Para gerar o clock deve-se escrever qualquer valor no registrador SPDR que não signifique nada para o dispositivo escravo, pois ele será enviado através do barramento. Esse valor, que serve apenas para gerar o clock é chamado *dummy data* e, geralmente utiliza-se o valor 00h.

É importante observar que o sistema é bufferizado com um registrador na direção de recepção e com dois na direção de transmissão. Isso significa que os bytes a serem transmitidos não podem ser escritos no registrador de dados da SPI antes que todo dado anterior tenha sido transmitido. Quando estiver recebendo dados, entretanto, o byte recebido necessita ser lido do registrador de dados antes que o próximo seja entregue completamente, senão o primeiro byte será perdido.

4.5.2 Operação do ADS1255

Como dito anteriormente, o ADS1255 possui um modulador delta sigma ($\Delta\Sigma$) de quarta ordem. Este modulador mede a entrada diferencial do sinal amplificado, $V_{IN} = (AIN_P - AIN_N)$, e a relaciona com a referência diferencial, $V_{REF} = (V_{REFP} - V_{REFN})$. A referência diferencial é dimensionada internamente por um fator de dois, portanto a faixa de fundo de escala é $\pm 2V_{REF}$ (Para o $PGA = 1$). De acordo com a Fig. 4.7, o pino VREFP está ligado na referência de tensão de 2,5V e o pino VREFN está aterrado, resultando numa referência diferencial de 2,5V e, portanto, tem-se que a faixa de fundo de escala é de $\pm 5V$.

O filtro digital passa baixas recebe o sinal do modulador e fornece uma saída digital de baixo ruído. A taxa com que os dados passam por esse filtro pode ser programada de 2,5SPS até 30KSPS, e permite a escolha entre resolução e velocidade. Segundo tabelas fornecidas pelo *datasheet*, a resolução obtida com uma taxa de transferência de 2KSPS e $PGA = 1$ é de 18,5 bits, mais do que suficiente para a aplicação onde decidiu-se utilizar apenas 16 bits, para que a transmissão de dados para o computador seja equivalente ao da placa de aquisição de dados. Pode-se ver através da Fig. 4.11 o comportamento do filtro digital para a taxa de amostragem de 2KSPS.

Percebe-se, portanto, que a frequência de corte do filtro, para a taxa de amostragem escolhida, é de cerca de 870Hz, suficiente para eliminar ruídos de altas frequências, mas insuficiente para o sinal EMG, que deveria ser filtrado em 500Hz. Dessa forma decidiu-se que essa filtragem, em 500 Hz, deveria ser conduzida no programa de computador que recebe os dados do eletromiógrafo.

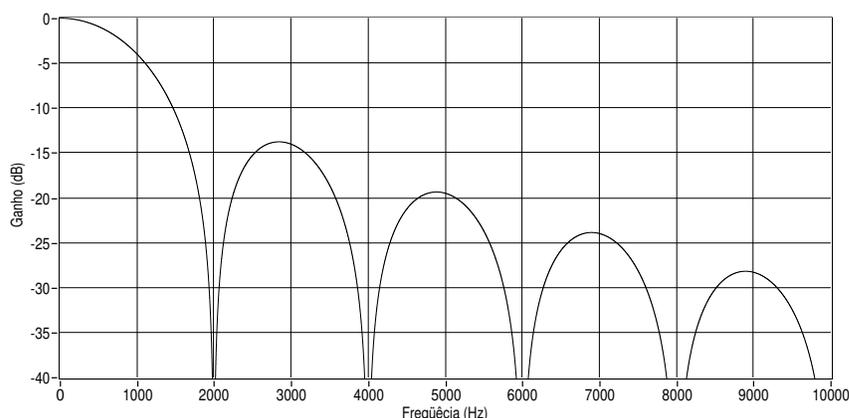


Fig. 4.11: Resposta em frequência para o filtro digital do ADS1255 para uma taxa de transferência de 2KSPS.

Dos 3 bytes de dados, referentes à conversão do ADS1255, apenas os dois mais significativos são aproveitados para a aplicação. Esses dados vêm na forma binária de complemento de dois. O bit menos significativo tem o peso de $2V_{REF}/(PGA(2^{15} - 1))$, que equivale a $152,6\mu V$. O fundo de escala positivo produz, portanto, o código hexadecimal 7FFFh, e o fundo de escala negativo produz 8000h.

A operação do ADS1255 é controlada por uma série de registradores internos. Os registradores contêm todas as informações necessárias à configuração, como por exemplo, a taxa de amostragem, que foi a única configuração alterada na presente aplicação. Todas as outras configurações foram mantidas como o padrão. Para escrever nesses registradores é necessário enviar um comando pelo barramento SPI. De todos os comandos relacionados no *datasheet* apenas três foram necessários para a programação do eletromiógrafo. A tabela 4.1 relaciona esses comandos.

COMANDO	DESCRIÇÃO	1º COMANDO	2º COMANDO
RDATAc	Lê dados continuamente	0000 0011 (03h)	-
SDATAc	Parar a leitura de dados	0000 1111 (0Fh)	-
WREG	Escreve no registrador rrrr	0101 rrrr (5xh)	0000 nnnn

Tab. 4.1: Definições dos comandos utilizados no ADS1255.

O segundo byte do comando WREG indica que $n - 1$ registradores deverão ser escritos. O valor "r" indica o endereço inicial de escrita. Assim, por exemplo, para escrever em três registradores, iniciando pelo registrador de endereço 04h, devemos enviar os seguintes bytes em seqüência: 54h, 03h, primeiro dado, segundo dado e terceiro dado.

O registrador que define a taxa de amostragem é o DRATE, que está localizado no endereço 03h. O *datasheet* estabelece que para uma taxa de amostragem de 2KSPS, deve-se escrever nesse registrador o valor C0h.

Para iniciar as conversões, basta enviar o comando RDATAc (ler dados continuamente) depois que o pino \overline{DRDY} estiver em nível baixo (ver Fig. 4.12. Este modo de operação habilita a contínua

saída de novos dados sempre que houver a transição negativa de \overline{DRDY} , sem a necessidade de enviar novos comandos. Depois que todos os 24 bits de uma leitura tiverem sido lidos, \overline{DRDY} comuta para nível alto. É importante observar que o envio de dados começa pelo byte mais significativo. O pino \overline{DRDY} continuará em nível alto até que novos dados sejam atualizados. Este modo pode ser terminado enviando o comando SDATAC (parar a leitura de dados), depois que \overline{DRDY} for para nível baixo.

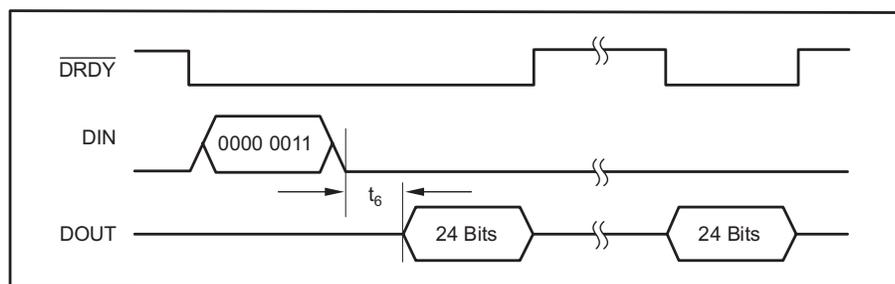


Fig. 4.12: Temporização do comando RDATAAC.

O instante t_6 representado na Fig. 4.12, mostra que deve haver um atraso entre o envio do comando e o início da leitura dos dados. Esse atraso deve ser programado pelo microcontrolador e, segundo o *datasheet*, ele deve ter o valor de 50 ciclos de clock do ADS1255. Como o clock desse ADC está sendo gerado por um cristal de 7,68MHz, o valor do atraso é de 6,51 μ s.

4.5.3 Recebendo os dados do ADS1255 no ATmega32

Como pode ser visto na seção 4.5.2, o pino \overline{DRDY} do ADS1255 vai para nível baixo toda vez que o dado de uma conversão está pronto para ser lido, e vai para nível alto quando o este valor é lido. Esse comportamento foi utilizado como um sinal de disparo para o ATmega32 ler as conversões a medida que elas fiquem disponíveis no ADS1255, através de sua interrupção externa 0 (INT0), como visto no diagrama de ligações do ADS1255 na Fig. 4.7 (o pino INT0 do ATmega32 está diretamente ligado ao pino \overline{DRDY} do ADS1255) . Assim, toda vez que \overline{DRDY} vai para nível baixo, uma interrupção é requisitada, pedindo a leitura de dados.

A interrupção externa 0 é facilmente ajustada para ser acionada na borda negativa do sinal setando o bit ISC01 do registrador MCUCSR. Quando a interrupção externa é requisitada o programa entra automaticamente na rotina de leitura de dados. Primeiramente um atraso de 10 μ s é gerado para garantir os 6,51 μ s de espera entre o envio do comando e o início da leitura dos dados. Posteriormente, são lidos os três bytes da conversão, entretanto o último byte, que é o menos significativo, é eliminado, formando, no final, uma palavra de 16 bits, que é armazenada em uma pilha de dados. A pilha é preenchida até completar 250 leituras, quando os dados são enviados para o computador da mesma forma que na placa de aquisição de dados, ver seção 3.9.3.

4.5.4 Programando o eletromiógrafo

A programação do *firmware* do eletromiógrafo é muito semelhante à programação da placa de aquisição de dados, devido às semelhanças do circuito digital. Em primeiro lugar, inicializa-se a

USART (mais detalhes sobre o funcionamento da USART pode ser visto na seção 3.9.2) com *baud rate* de 250Kbps. O formato da palavra serial foi ajustado da mesma maneira que na placa de aquisição de dados. Em seguida, inicializa-se o circuito SPI, configura-se a interrupção INT0 para ser disparada na transição negativa do sinal e ajusta-se a taxa de amostragem do ADS1255 para para 2KSPS, enviando o respectivo comando através do barramento SPI.

Após essa inicialização, o programa deve entrar em um ciclo infinito, que verifica continuamente se uma pilha, que armazena os dados convertidos, está cheia. No início do programa o ADC está parado, e nenhuma informação está sendo armazenada na pilha. Se algum byte chegar através da USART, uma interrupção é gerada. Dentro da rotina de interrupção da USART, o programa verifica se o byte que chegou é referente a algum comando pré-definido. Foram definidos dois comandos principais: “iniciar conversão” e “parar conversão”, representados pelos caracteres ASCII i “e “p” respectivamente, exatamente como na placa de aquisição de dados.

Se o comando "iniciar conversão" chegar através da USART, a interrupção INT0 é ligada e as conversões do ADS1255 são enviadas, através do barramento SPI, e armazenadas na pilha sempre que houver uma transição negativa do sinal \overline{DRDY} . Essa pilha comporta até 500 bytes, o que é suficiente para armazenar 250 valores, pois cada valor convertido possui 2 bytes (terceiro byte da conversão, que é o menos significativo, é descartado). Quando a pilha se completa, os valores são enviados através da USART até o computador, e o ciclo é reiniciado.

Se em meio as conversões for enviado o comando "parar conversão", a INT0 é desligada e as conversões são interrompidas. A Fig. 4.13 esquematiza através de um fluxograma a lógica de programação do firmware da placa do eletromiógrafo. O programa em C++ desenvolvido no ambiente do *AVRstudio*, pode ser encontrado no CD anexo à esse trabalho.

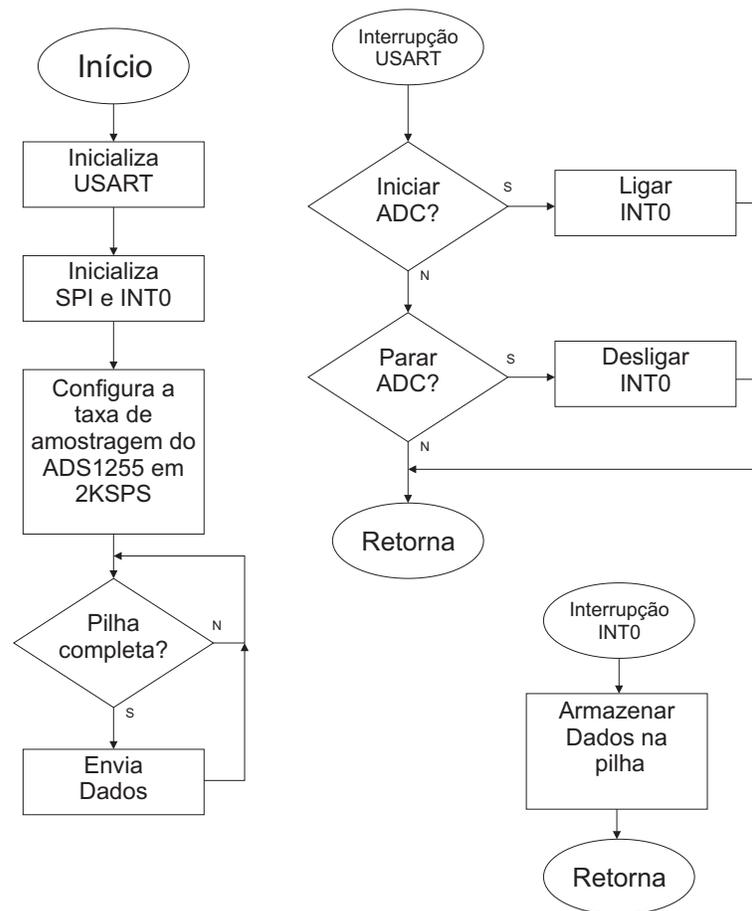


Fig. 4.13: Fluxograma do firmware da placa do eletromiógrafo.

Capítulo 5

Resultados e discussões

5.1 Adquirindo o sinal EMG

Após a montagem e programação do eletromiógrafo, alguns testes foram feitos. Para testar o circuito de amplificação, colocou-se o eletrodo bipolar sobre os músculos do tornozelo de um paciente, assim como descrito por De Luca [44]. O eletrodo de referência foi colocado sobre o abdômen. Criou-se um programa no computador através de Labview para a aquisição e visualização do sinal EMG.

Nos primeiros testes, o sinal apresentou-se bastante ruidoso. Esse ruído era proveniente, principalmente, da rede elétrica e de fontes chaveadas, como pode ser visto no espectro de frequências da Fig. 5.1, medido com o músculo em repouso. Percebe-se grande influência nas raias múltiplas da frequência fundamental da rede (120Hz, 240Hz, 360Hz e 480Hz). Esse ruído foi quase que completamente eliminado aterrando-se o eletrodo de referência ao terra da rede. Dessa forma, todas as outras medidas foram feitas com o eletrodo de referência aterrado.

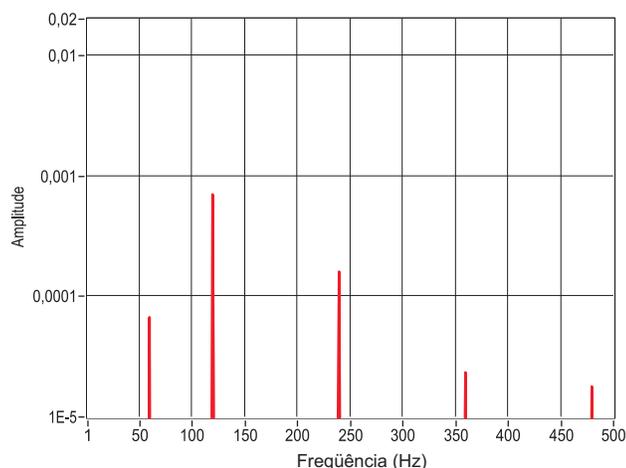


Fig. 5.1: Espectro de frequências do ruído, medido com o músculo do tornozelo em repouso.

Posteriormente, no programa, aplicou-se um filtro digital butterworth passa-baixas de 5ª ordem com o pólo em 500Hz, e fez-se uma nova medida contraindo-se o músculo do tornozelo em intervalos

regulares. Essa medida pode ser vista na Fig. 5.2. Pode-se observar nessa figura a presença de ruídos de baixas frequências, provenientes da movimentação dos cabos dos eletrodos. Para eliminar esses ruídos aplicou-se, no lugar do filtro passa-baixas, um filtro passa-faixa com pólos em 12Hz e 500Hz. A Fig. 5.3 mostra o mesmo sinal da Fig. 5.2 com esse novo filtro aplicado. Pode-se observar que os ruídos de baixa frequência foram quase que totalmente reduzidos, sem alterar a forma do sinal original. Comparando-se os sinais EMG adquiridos através do eletromiógrafo com alguns encontrados na literatura, percebe-se grande semelhança entre eles, ou seja, ao eletromiógrafo desenvolvido apresenta uma qualidade comparável a de modelos comerciais, de custo muito mais elevado.

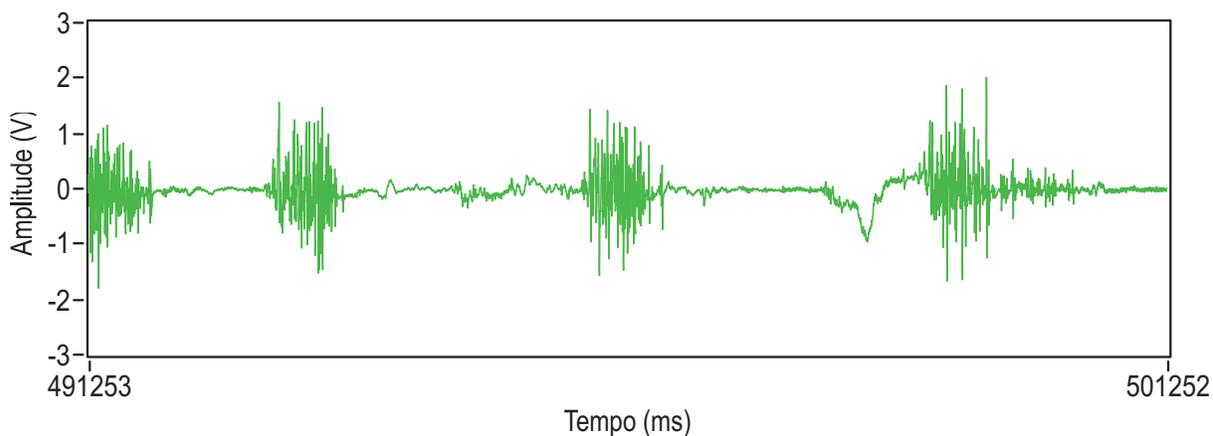


Fig. 5.2: Sinal EMG medido sobre os músculos do tornozelo, filtrado com um passa-baixas com pólo em 500Hz.

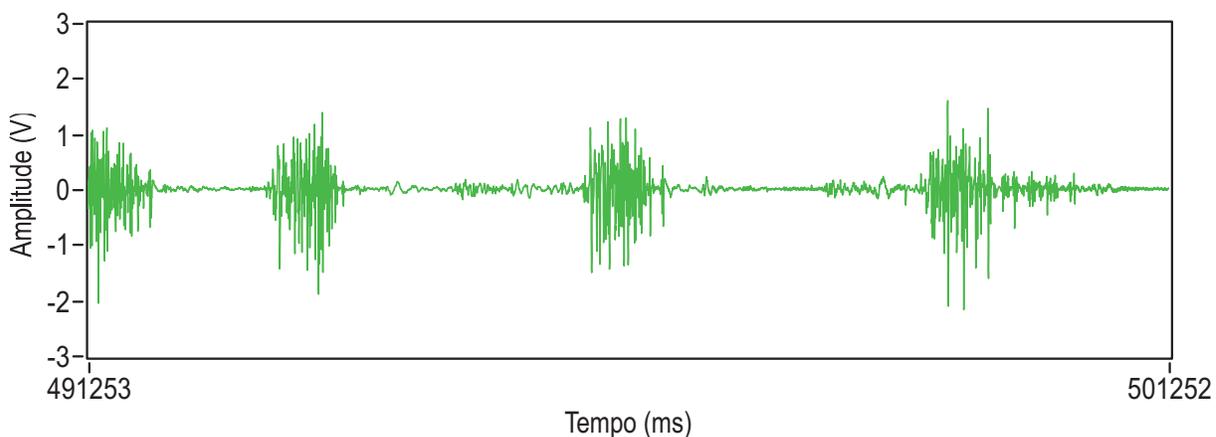


Fig. 5.3: Sinal EMG medido sobre os músculos do tornozelo, filtrado com um passa-faixa com pólos em 12Hz e 500Hz.

5.2 Análise do sinal EMG

Uma vez adquirido o sinal eletromiográfico, existem diversos métodos de processamentos que podem ser utilizados para análise dos dados. Duas importantes características do sinal EMG são a amplitude e frequência, portanto os métodos podem ser analisados no domínio do tempo e no domínio das frequências.

A análise no domínio da frequência caracteriza-se pela determinação do conteúdo das frequências de um sinal EMG, através da transformada de Fourier. Essas técnicas são frequentemente utilizadas para descrever as características das frequências do sinal. Para a eletromiografia de superfície, as frequências do espectro possuem uma média de aproximadamente 120Hz, e um valor da mediana em torno de 100Hz [35]. A Fig.5.4 mostra a análise espectral do sinal da Fig. 5.3.

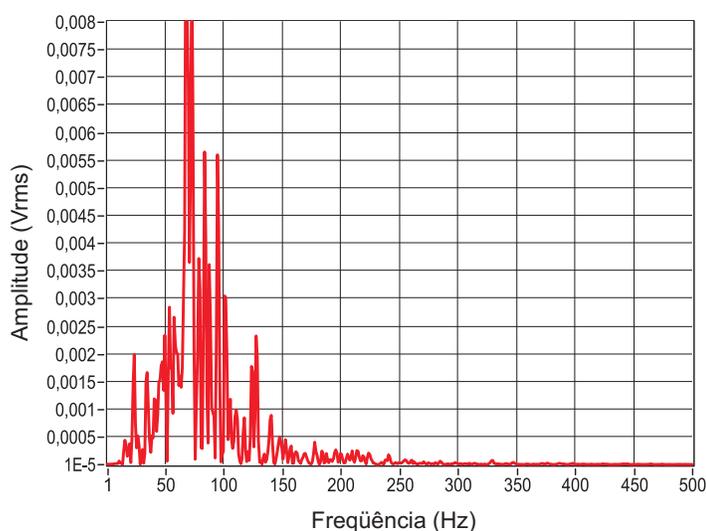


Fig. 5.4: Espectro de frequências de um sinal EMG adquirido pelo eletromiógrafo desenvolvido

Para o presente trabalho, entretanto, a análise no domínio do tempo é mais importante, pois descreve quando alguma reação muscular ocorre, e com qual intensidade. O sinal EMG adquirido durante alguma atividade, em função do tempo, pode ser processado de diversas formas:

- Retificação - Toma-se o valor absoluto do sinal EMG.
- Envoltório Linear - É um tipo de média móvel que indica a magnitude do sinal EMG. Para esse processo, um filtro passa-baixa é aplicado sobre o sinal retificado, suprimindo as flutuações de alta frequência, permitindo uma avaliação mais clara da amplitude do sinal. Recomenda-se que o pólo do filtro esteja entre 3 a 50Hz [35].
- Envoltório RMS - Aplica-se a média RMS (*Root Mean Square*) sobre o sinal EMG. É semelhante ao processo anterior, pois avalia de forma clara a amplitude do sinal EMG, entretanto, não é necessário retificar o sinal, pois a amplitude do sinal é elevada ao quadrado.
- Integração - Um integrador é um equipamento, ou algoritmo computacional, que soma a atividade em um período de tempo. Caso o equipamento não seja ajustado a zero, os totais continuam a se acumular. O sinal EMG integrado (IEMG) é também utilizado para avaliar o nível

de atividade. O IEMG é a área sobre a curva retificada. Entretanto o IEMG não discrimina ruído ou sinal, e a retificação que antecede a integração distorce a informação [35].

Dessa forma, foram feitas medidas para determinar qual a melhor forma de analisar reação muscular do tornozelo. A Fig. 5.5 mostra um sinal EMG bruto, adquirido pelo eletromiógrafo desenvolvido neste trabalho. As Figs. 5.6, 5.7, 5.8 e 5.9 mostram a retificação, envoltória linear, envoltória RMS e integração, aplicados sobre o sinal bruto, respectivamente.

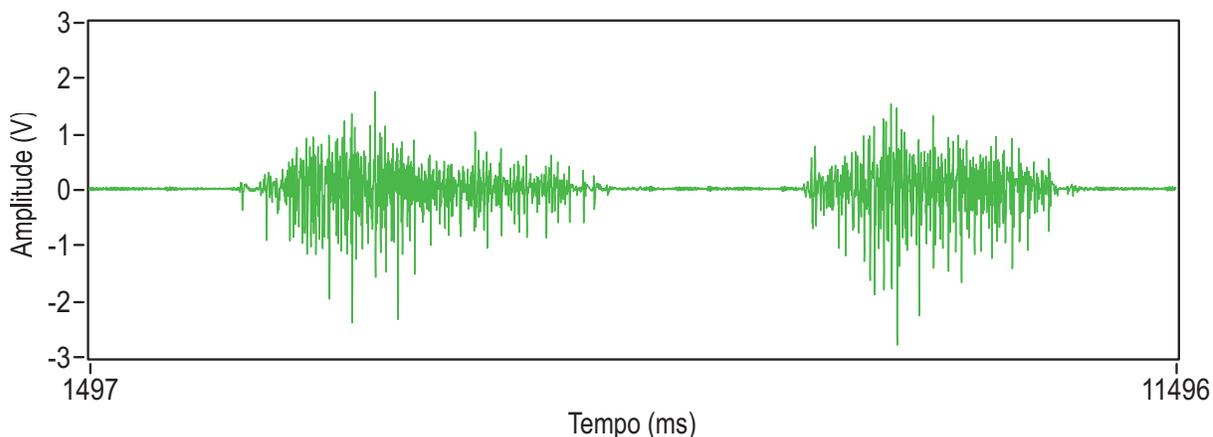


Fig. 5.5: Sinal EMG bruto

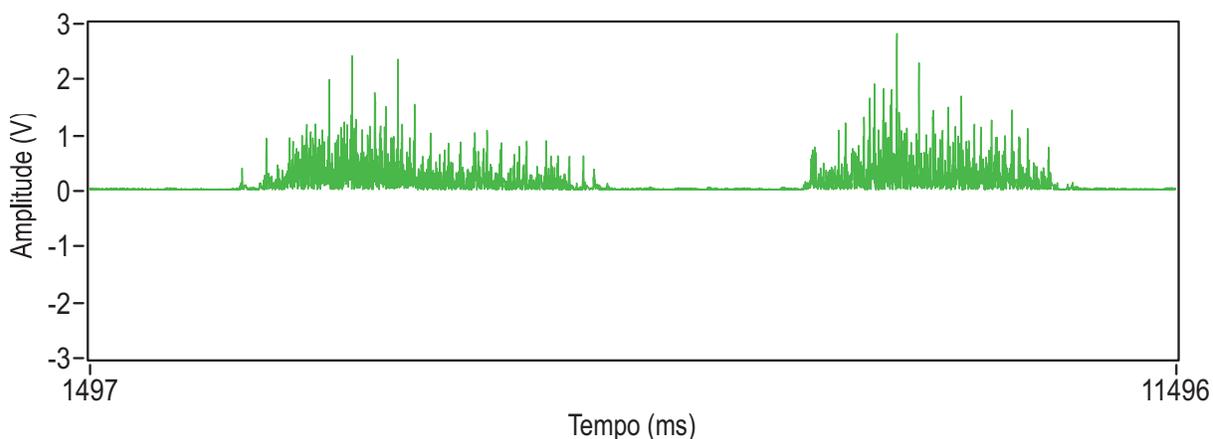


Fig. 5.6: Sinal EMG retificado

Pode-se perceber, através desses gráficos, que tanto a envoltória linear como a envoltória RMS são bastante semelhantes e úteis para a identificação do início de uma resposta muscular. O sinal IEMG mostra-se falho nesse aspecto, uma vez que não caracteriza de forma mais precisa o início do movimento. Para o cálculo do envoltório linear no Labview, pode-se utilizar tanto um bloco que calcula a média móvel ponto-a-ponto, ou um filtro digital passa-baixas, os resultados são bastante semelhantes quando o filtro é de ordem baixa. No caso da Fig. 5.7 foi utilizado o bloco de média móvel.

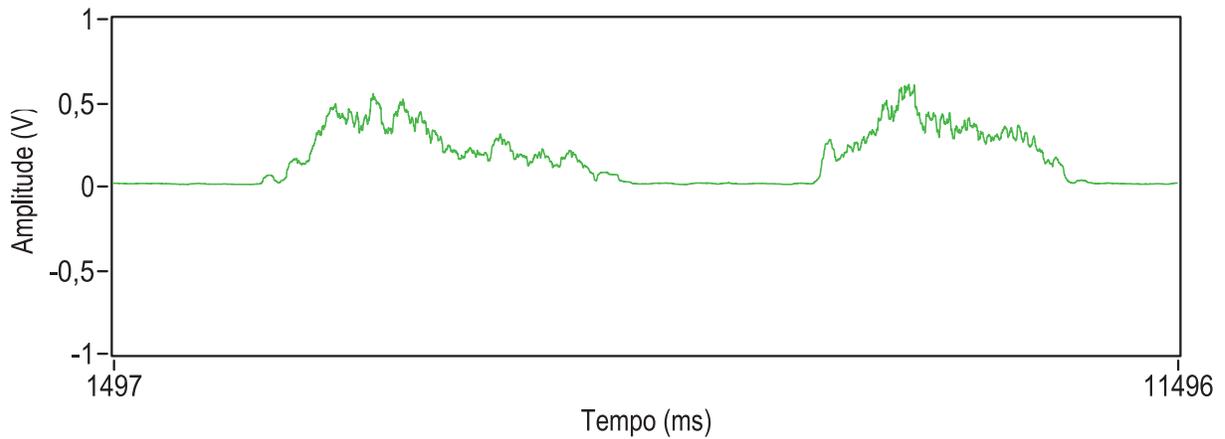


Fig. 5.7: Envoltória linear do sinal EMG

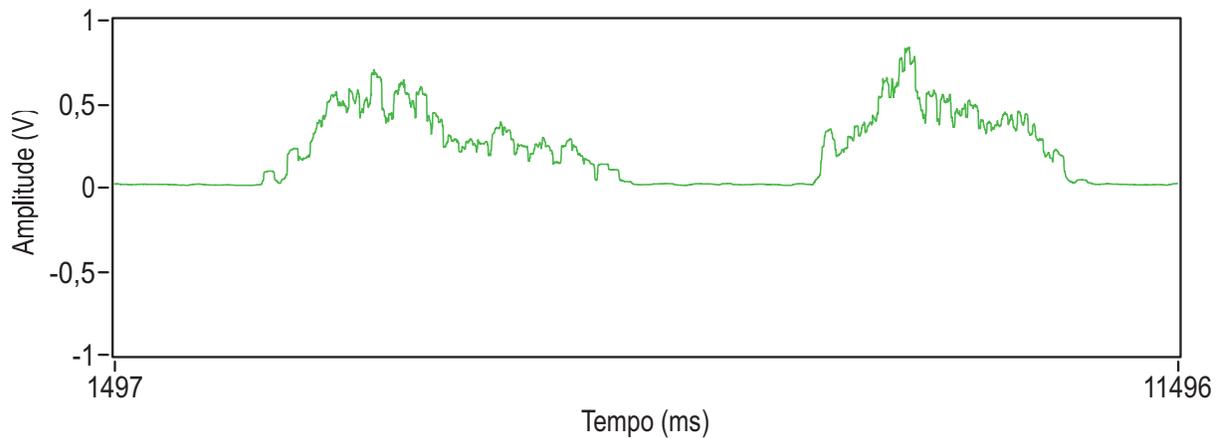


Fig. 5.8: Envoltória RMS do sinal EMG

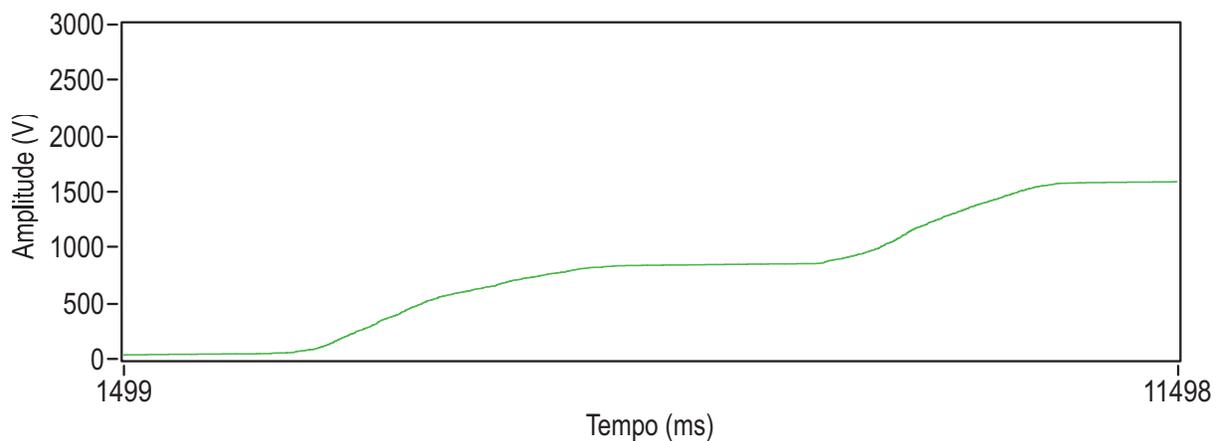


Fig. 5.9: Sinal EMG integrado: IEMG

5.3 Interface

Para a avaliação do tempo de resposta muscular dos músculos do tornozelo, criou-se um programa em Labview capaz de se comunicar com as duas placas desenvolvidas. Na tela principal do programa,

o usuário pode analisar os gráficos obtidos durante um ensaio. Existem dois gráficos: um que representa a posição angular da plataforma e outro que mostra a reação muscular do paciente. Em cada gráfico existe um cursor capaz de mover-se sobre as curvas, e um display, no lado direito de cada gráfico, que mostra a posição do cursor. Outro display, na parte inferior da tela, mostra a variação de tempo entre o cursor do gráfico da reação muscular e o cursor do gráfico de posição angular, portanto, colocando-se os cursores sobre o início do movimento da plataforma e o início da reação muscular, o display mostra o tempo de resposta muscular. O lado direito da tela apresenta controles de amplitude e base de tempo para facilitar a visualização dos gráficos. A Fig. 5.10 mostra a tela principal do programa.

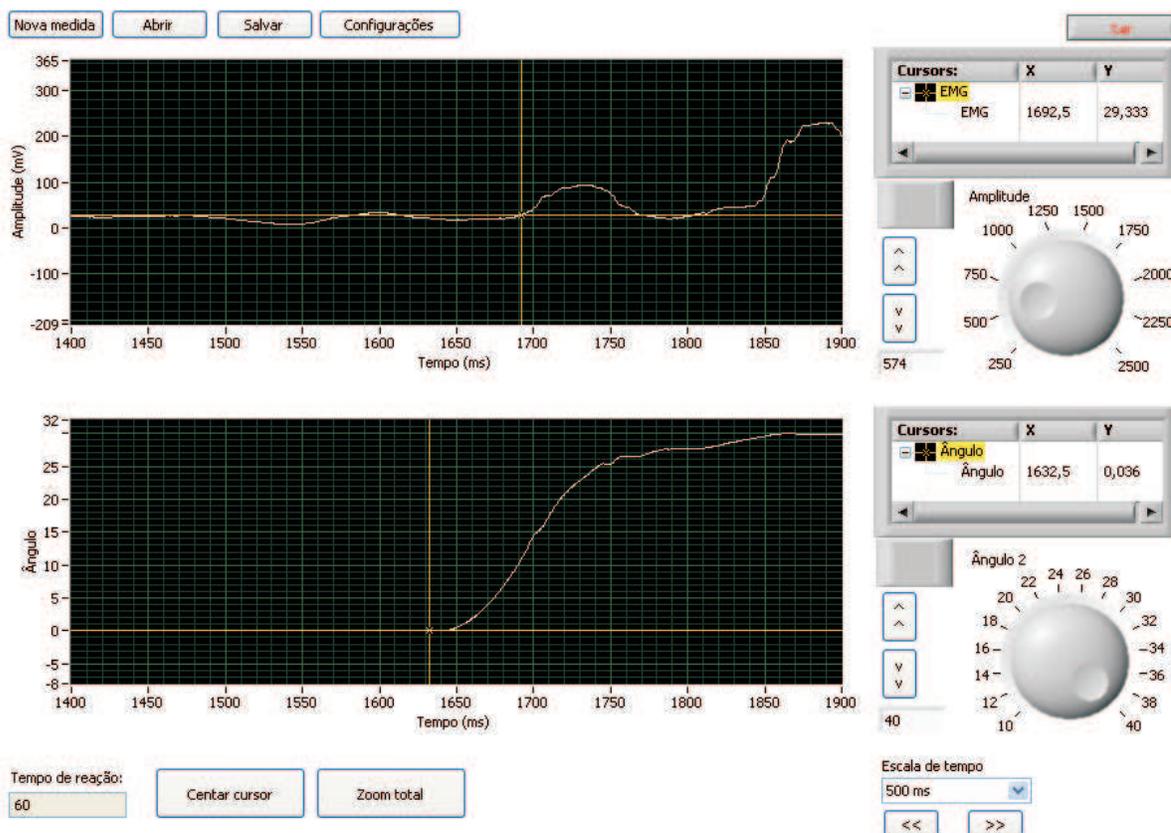


Fig. 5.10: Tela principal do programa da plataforma

Na parte superior da tela principal existem quatro botões: “nova medida”, “abrir”, “salvar” e “configurações”. O botão “configurações” abre uma janela, vista na Fig. 5.11, que permite configurar um filtro digital passa-faixa de 5ª ordem aplicado no sinal EMG ajustando-se seus pólos. Esse botão também permite a escolha de quatro tipos de algoritmos para o cálculo das envoltórias que podem ser aplicadas ao sinal: sinal bruto retificado, média-móvel, filtro passa-baixas em 10Hz, ou envoltória RMS. A janela de configurações permite ainda verificar se a placa de aquisição de dados e o eletromiógrafo estão devidamente conectados ao computador. Os botões “abrir” e “salvar” permitem abrir e arquivar os gráficos. O botão “nova medida” abre uma outra janela para a aquisição dos gráficos.

A janela de aquisição de dados pode ser vista na Fig. 5.12. Primeiramente o paciente deve subir na plataforma e ficar com ambos os pés no suporte onde se encontra a célula de carga, para que ele

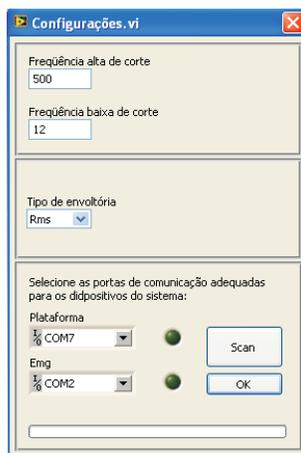


Fig. 5.11: Janela de configurações do programa da plataforma

possa ser pesado. Isso é feito através do botão “pesar” localizado na parte superior esquerda da janela. Abaixo do botão pesar, o usuário pode ajustar a proporção de peso do corpo do paciente que ele deve colocar sobre o alçapão. Ao acionar o botão “Iniciar EMG”, o eletromiógrafo e a placa de aquisição de dados começam a coletar os dados dos sensores ao mesmo tempo. O usuário pode acompanhar a proporção de peso que está sendo colocada sobre o alçapão no canto inferior esquerdo da janela. Quando a proporção for atingida e existir apenas uma pequena atividade eletromiográfica básica no músculo do paciente, o usuário pode acionar a plataforma puxando o trinco que prende o alçapão. Feitas as medidas, o usuário pode enviar os dados para a janela principal através do botão "enviar", onde poderá ser estimado o tempo de resposta muscular.

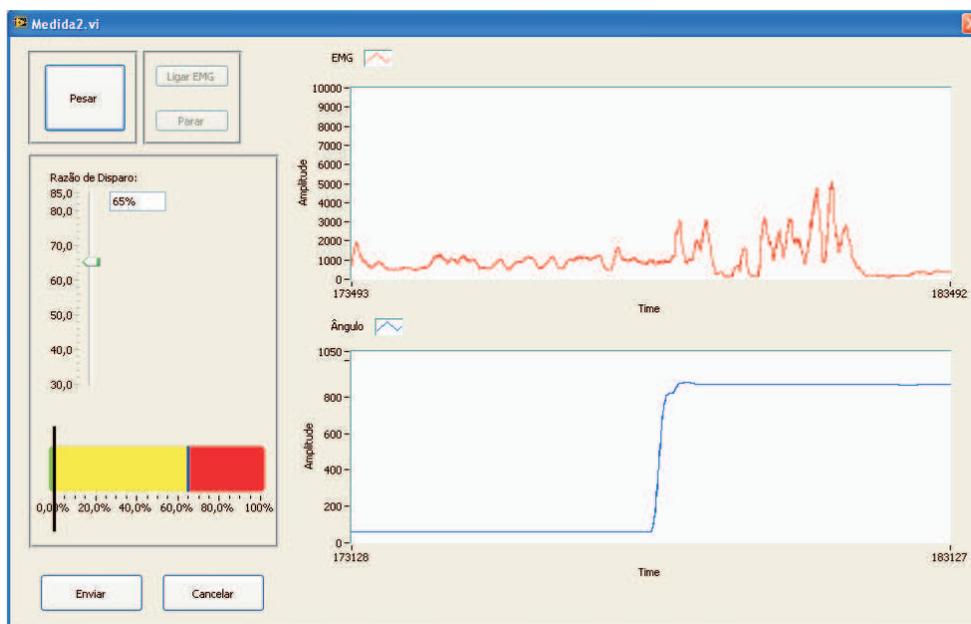


Fig. 5.12: Janela de aquisição de dados do programa da plataforma

5.4 Medição do tempo de resposta muscular

Com o sistema montado, foram feitas algumas medidas para verificar o funcionamento do sistema de medidas do tempo de resposta eletromiográfica dos músculos eversores do tornozelo. Os eletrodos foram posicionados em três pacientes de acordo com a Fig. 5.13. A proporção de peso foi determinada em 65%. A plataforma era posicionada de tal maneira que era possível o paciente visualizar uma tela com o programa em execução. Cada paciente era instruído a colocar a proporção de peso definida e tentar manter uma atividade eletromiográfica mínima. Estudos anteriores mostram que procedimentos como este não causam lesões ou desconforto aos pacientes [8].



Fig. 5.13: Posicionamento dos eletrodos para medição do tempo de resposta muscular.

Quando o paciente conseguia manter uma atividade eletromiográfica básica e a proporção de peso atingia o valor correto, o alçapão era disparado, acionando o trinco da fechadura mecânica que prende o alçapão, e o programa coletava os dados, de onde era extraída a medida de latência da resposta muscular. A tabela 5.1 mostra os resultados obtidos. Pode-se perceber que os valores dos tempos de resposta eletromiográfica estão próximos do que é encontrado na literatura.

Paciente	Tornozelo direito (ms)	Tornozelo esquerdo (ms)
I	87,5	96
II	41	52,5
III	32	109

Tab. 5.1: Resultados das medidas de tempo de resposta muscular.

Verificou-se que é importante empregar um critério para determinar o instante em que a plataforma começa a se movimentar, para servir de referencial para a medida. O critério adotado nesse trabalho determinava o instante inicial quando a taxa de variação do ângulo passava de $18^\circ/ms$. É também importante estabelecer um critério para o início da reação muscular. Dessa forma, adotou-se que a reação muscular era iniciada quando o sinal EMG atingia 10% de sua maior amplitude.

A Fig. 5.14 mostra os gráficos obtidos em uma das medidas de tempo de resposta muscular. A linha pontilhada indica o início do movimento da plataforma e a flecha dupla o tempo de reação muscular.

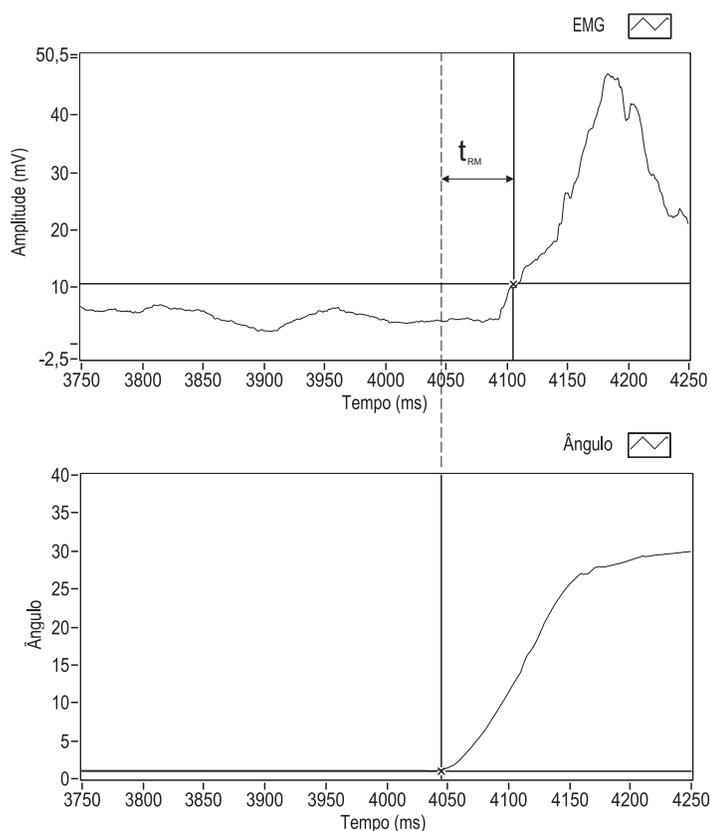


Fig. 5.14: Gráficos obtidos em uma das medidas de tempo de resposta muscular.

Analisando as medidas, percebeu-se que, em alguns casos, a análise do sinal EMG retificado permitia uma visualização melhor da reação muscular. Na análise do sinal retificado era possível perceber um pico de tensão no começo da reação, enquanto no gráfico onde a envoltória era aplicada esse pico se mostrava pouco evidente. A Fig. 5.15 mostra um caso onde foi utilizado o sinal retificado.

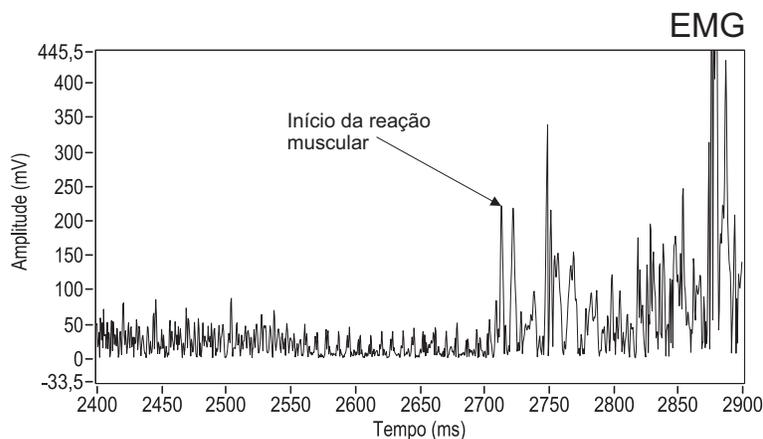


Fig. 5.15: Sinal EMG retificado utilizado em uma das medidas.

De posse de todos os resultados obtidos, o sistema mostrou-se capaz de medir o tempo de resposta eletromiográfica, atingindo, dessa maneira o objetivo proposto no Cap.1.

Capítulo 6

Conclusões

A entorse, que é a lesão que mais ocorre na articulação do tornozelo, altera (ou diminui) a capacidade proprioceptiva do indivíduo. A determinação do tempo de resposta (ou tempo de latência) eletromiográfica tem sido sugerida como uma técnica para detectar e medir essa redução. Segundo essa técnica, a redução da capacidade proprioceptiva deveria ser verificada como um aumento no tempo de resposta eletromiográfica dos músculos do segmento acometido pela lesão, quando comparado aos músculos de um segmento saudável da população que apresente as mesmas características físicas do indivíduo lesionado [1].

A revisão da literatura, no entanto, revelou que ainda existem controvérsias a respeito desse assunto, uma vez que alguns autores apresentam evidências de que o tempo de resposta eletromiográfica não é alterado [5, 12, 13, 14], enquanto outros trabalhos comprovam a eficácia desse método [4, 6, 11]. Tendo em vista as controvérsias que a literatura apresenta e a dúvida quanto à exatidão das medições realizadas em diversos estudos, foi projetado e confeccionado neste trabalho um sistema que pode avaliar com mais precisão o período de resposta eletromiográfica.

A plataforma desenvolvida nesse trabalho foi baseada em sistemas utilizados por diversos autores [1, 7, 8, 9, 10], onde um sistema de alçapão simula um movimento de entorse e um eletromiógrafo registra a reação muscular.

Nas plataformas disponíveis até o momento, geralmente é utilizado um sinal elétrico para indicar o início do movimento da plataforma, que é definido como *tempo zero* para as medidas, independentemente do fato de o alçapão realmente ter iniciado a sua queda ou não. Como o tempo de latência medido é geralmente menor do que 100 ms, é evidente que o operador da plataforma não pode determinar se, devido a problemas mecânicos, a plataforma realmente iniciou a queda no *tempo zero* ou se houve algum atraso no início da queda. Como a plataforma é um sistema mecânico bastante simples, suportado por dobradiças, ela é bastante sujeita a inconsistências no seu movimento de queda. Alguns dos motivos que podem causar grande imprecisão na determinação do *tempo zero* pelo atraso o início da queda devido ao aumento do atrito nas dobradiças do alçapão são apresentados a seguir:

- o paciente pode estar pisando de forma irregular na plataforma (fora do eixo de rotação), distribuindo o seu peso de forma não homogênea sobre a tampa;
- o paciente pode estar fora do centro da plataforma;
- o paciente naturalmente apresenta uma pisada não-uniforme (por exemplo, pronando ou supinando);

- pacientes com pesos diferentes provocam atritos diferentes nas dobradiças;
- o sinal elétrico indicador de início de movimento é obtido através de um microswitch, que pode apresentar tempos de resposta diferentes dependendo da forma como é acionado;
- movimentos laterais involuntários do paciente sobre a plataforma (estes movimentos são esperados, uma vez que o paciente coloca grande parte do seu peso sobre apenas uma das pernas, e isso gera certa instabilidade);

Como o tempo a ser medido é geralmente da ordem de dezenas de ms, qualquer atraso devido à imprecisão do movimento mecânico da queda da plataforma pode deturpar completamente o resultado da medida. Uma forma apresentada na literatura para evitar estes erros mecânicos foi usar a medida da extensão de outros músculos na perna do paciente como referência para o *tempo zero*.

A proposta apresentada e desenvolvida neste trabalho traz uma solução inovadora para o problema da inconsistência da medida do tempo de latência, medindo continuamente a posição angular da plataforma do alçapão, possibilitando determinar com grande precisão o início do movimento, ou seja, o *tempo zero*, a partir do qual será contado o intervalo de tempo até ocorrer a reação muscular.

A plataforma desenvolvida também possibilita a medição da proporção de peso do paciente sobre o alçapão, eliminando outro problema grave, que era o uso de balanças mecânicas sobre um dos lados da plataforma, o que gera grande instabilidade mecânica para a pisada do paciente (que precisa ficar com os pés desnivelados, já que ele mantém um pé sobre a balança e outro sobre a plataforma), maximizando os problemas de atraso do início da queda, devido ao aumento do atrito nas dobradiças do alçapão.

O sistema desenvolvido, além do projeto dos diversos circuitos eletrônicos para a aquisição e processamento dos sinais da célula de carga e do sensor angular e do eletromiógrafo (que, se desejado, opera em sincronia com o sistema de aquisição de dados angular), envolveu também o desenvolvimento de um software que proporcionou funcionalidade completa ao eletromiógrafo, tornando-o comparável a um eletromiógrafo comercial. O circuito do eletromiógrafo com seu software que pode ser rodado em qualquer computador PC com sistema operacional Windows ou Linux, pode ser usado em qualquer aplicação onde seja necessário usar um EMG para medida de atividades musculares, substituindo equipamentos de alto valor, alguns na casa de dezenas de milhares de dólares. O software foi desenvolvido em LabView, e o programa executável pode ser distribuído livremente para quem desejar fazer uso deste eletromiógrafo portátil e de baixo custo.

O sistema foi testado com indivíduos sem histórico de entorse de tornozelo, e mostrou-se capaz de medir com grande precisão o tempo de resposta eletromiográfica, uma vez que a frequência de amostragem usada no sistema desenvolvido (2 KHZ) permite a medida dos tempos com resolução de 0,5 ms, o que representa uma resolução de cerca de 0,5% se considerarmos um fundo de escala de 100 ms. O emprego de um conversor A/D de 16 bits permite a medida dos sinais EMG com alta precisão, já que existem sistemas comerciais que utilizam apenas 12 bits. O cuidado em utilizar referências de tensão ultra estáveis, amplificadores de baixo ruído, baixas correntes de entrada e alta rejeição de modo comum, conversores A/D de alta resolução e baixo ruído, resultou em um circuito de excelentes características e que apresenta, teoricamente, baixíssima variação com a temperatura, tornando-o um equipamento robusto e de alta repetitividade quando usado na temperatura ambiente.

A utilização deste novo sistema de medida de tempo de resposta eletromiográfico em pacientes com entorse de tornozelo pode ajudar a dissipar as dúvidas existentes até o momento no que

se refere à contribuição efetiva dos exercícios de fisioterapia para aumentar a sua capacidade proprioceptiva, já que as medidas apresentadas até o momento na literatura especializada são bastante imprecisas e duvidosas, pois estão contaminadas por erros mecânicos muito difíceis de serem avaliados ou compensados, provavelmente sendo este o motivo da grande controvérsia existente a respeito destas medidas.

No decorrer desse trabalho, de cunho altamente experimental, onde foram desenvolvidos circuitos analógicos de baixo ruído para processamento de pequenos sinais junto com circuitos digitais na mesma placa, várias dificuldades foram encontradas, tanto no desenvolvimento da placa de aquisição de dados, como na construção do eletromiógrafo. O maior problema encontrado durante o projeto do eletromiógrafo foi o condicionamento do sinal EMG e a redução do ruído. Esse problema foi minimizado através da escolha apropriada dos componentes discretos, do projeto cuidadoso de sua placa, de testes sistemáticos com o protótipo e do tratamento com filtragem digital do sinal EMG.

Também foram encontradas dificuldades durante a confecção da placa de aquisição de dados. Um dos principais problemas foi o condicionamento do sinal do potenciômetro utilizado com sensor angular. Durante os diversos testes realizados com a plataforma, o valor de referência (que indica o ângulo de 0°) desse sensor alterava-se significativamente. Esse problema foi resolvido através do desenvolvimento de um algoritmo no programa de computador, que em cada medida ajusta digitalmente a referência.

Para trabalhos futuros, sugere-se os seguintes itens:

1. A adição de um atuador no pino de disparo da plataforma para que o usuário do sistema possa dispará-la remotamente através do computador;
2. Procurar alternativas para o sensor de posição angular, como, por exemplo, um acelerômetro ou um *encoder* analógico ou digital.
3. Montar todo o sistema em uma única placa controlada por apenas um microcontrolador, afim de se obter um equipamento menor, de mais baixo custo e de maior confiabilidade.

O sistema desenvolvido deverá ser utilizado para um estudo (que será uma dissertação de mestrado na área de fisioterapia) da medida do tempo de resposta muscular pacientes com histórico de entorse de tornozelo, visando tentar esclarecer definitivamente a questão sobre a efetividade de medir a alteração proprioceptiva do indivíduo acometido pelo entorse através da determinação do tempo de resposta eletromiográfica dos músculos do tornozelo

Referências Bibliográficas

- [1] Adriana Moré Pacheco, Marco Aurélio Vaz e Ivan Pacheco. Avaliação do tempo de resposta eletromiográfica em atletas de voleibol e não atletas que sofreram entorse de tornozelo. *Rev. Bras. Med. Esporte*, 11:325 – 330, 2005.
- [2] Nitz AJ, Dobner JJ, Kersey D. Nerve injury and grades ii and iii ankle sprains. *Am J Sports Med*, 13:177–2, 1985.
- [3] Taimela S, Österman K, Kunjale U. Motor hability and personality with reference to soccer injuries. *J Sports Med Phys Fitness*, 30:194–01, 1990.
- [4] Karlsson J, Peterson L, Andreasson G, Högfors C. The unstable ankle: a combined emg and biomechanical modeling study. *Int J Sports Biomech*, 8:129–44, 1992.
- [5] Johnson MB, Johnson CL. Electromyographic response of peroneal muscles in surgical and nonsurgical injured ankles during sudden inversion. *J Orthop Sports Phys Ther*, 18:497–01, 1993.
- [6] Löfvenberg R, Kärrholm J, Sundelin G, Ahlgren O. Prolonged reaction time in patients with chronic lateral instability of the ankle. *Am J Sports Med*, 23:414–7, 1995.
- [7] ERIC EILS and DIETER ROSENBAUM. A multi-station proprioceptive exercise program in patients with ankle instability. *Medicine and science in sports and exercise*, 33:1991 – 8, 2001.
- [8] Michael D. Osborne, Li-Shan Chou, Edward R. Laskowski, Jay Smith, and Kenton R. Kaufman. The effect of ankle disk training on muscle reaction time in subjects with a history of ankle sprain. *The American Journal of Sports Medicine*, 29:627–631, 2001.
- [9] Albert Gollhofer Heinz Lohrer, Wilfried Alt. Neuromuscular properties and functional aspects of taped ankles. *The American Journal of Sports Medicine*, 27:69–75, 1999.
- [10] Parag Sheth, Bing yu, Edward R. Laskowski, and Kai-Naan An. Neuromuscular properties and functional aspects of taped ankles. *The American Journal of Sports Medicine*, 25:538–543, 1997.
- [11] Konradsen L, Ravn JB. Ankle instability caused by prolonged peroneal reaction time. *Acta Orthop Scand*, 61:388–90, 1990.
- [12] Sheth P, Yu B, Laskowski ER, An KN. Ankle disk training influences reaction times of selected muscles ina simulated ankle sprain. *Am J Sports Med*, 25:536–43, 1997.

- [13] Ebig M, Lephart SM, Burdett RG, Miller MC Pincivero DM. The effect of sudden inversion stress on emg activity of the peroneal and tibialis anterior muscles in the chronically unstable ankle. *The Journal of orthopaedic and sports physical therapy*, 26:73–7, 1997.
- [14] Brunt D., Andersen JC, Huntsman B, Reinhert LB, Thorell AC, Sterling JC. Postural responses to lateral perturbation in healthy subjects and ankle sprains patients. *Med Sci Sports Exerc*, 24:171–6, 1992.
- [15] Sociedade Brasileira de Ortopedia e Traumatologia. Entorse de tornozelo. Technical report, Projeto Diretrizes, 2008. "<http://www.projetodiretrizes.org.br/>".
- [16] MacAuley D. Ankle injuries: same joint, diferent sports. *Med Sci Sports Exerc.*, 31:S409–11, 1999.
- [17] Renström P. Kannus P. Treatment for acute tears of the lateral ligaments of the ankle. *J Bone Joint Surg Am*, 73:305–12, 1991.
- [18] Kerkhoffs GM, Handoll HH, de Bie R, Rowe BH, Struijs PA . Surgical versus conservative treatment for acute injuries of the lateral ligament complex of the ankle. *Cochrane Database Syst Rev*, (2):CD000380, 2007.
- [19] Schirmann A Bernett P. Acute sporting injuries of the ankle joint. *Unfallheilkunde*, 82:155–60, 1979.
- [20] Lopert R. Slatyer MA, Hensley MJ. A randomized controlled trial of piroxicam in the management of acute ankle sprain in australian regular army recruits. *Am J Sports Med*, 25:544–53, 1997.
- [21] Takao M, Uchio Y, Naito K, Fukazawa I, Ochi M. Arthroscopic assessment for intra-articular disorders in residual ankle disability after sprain. *Am J Sports Med*, 33:686–92, 2005.
- [22] de Vries JS, Krips R, Sierevelt IN, Blankevoort L. Interventions for treating chronic ankle instability. *Cochrane Database Syst Rev*, (4):CD004124, 2006.
- [23] Alexandre Balbinot e Valner João Brusamarello. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*, volume 2. LTC, 2007.
- [24] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2003.
- [25] Thomas Kugelstadt. Getting the most out of your instrumnetation amplifier desing. *Analog Applications Journal*, pages 25–29, 2005.
- [26] Analog Devices. Ultralow offset voltage operational amplifiers - op07. Technical report, Analog Devices, Inc., 2002. www.analog.com.
- [27] ATMEL. 8-bits avr microcontroller with 32k bytes in-system programmable flash: Atmega32. Technical report, Atmel Corporation, 2008. "http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2503.pdf".

- [28] Burr-Brown. +5v precision voltage reference. Technical report, Texas Instruments Incorporated, 2005. "<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ref02.pdf>".
- [29] IEEE. Ieee standard test access port and boundary scan architecture. *IEEE Standards Association*, 2001. "<http://standards.ieee.org/cgi-bin/status?1149.1-2001>".
- [30] ATMEL. Avr studio 4, 2009. "http://www.atmel.com/dyn/Products/tools_card.asp?tool_id=2725".
- [31] FTDI. Ft232bm usb uart (usb - serial) i.c. Technical report, Future Technology Devices International Ltd., 2005. "<http://www.ftdichip.com/>".
- [32] FTDI. "<http://www.ftdichip.com/>".
- [33] Altium Limited, 2009. Página de internet "http://www.altium.com/products/altium-designer/en/altium-designer_home.cfm".
- [34] LPKF, 2009. "<http://www.lpkf.com/worldwide/brazil.htm>".
- [35] Paulo Henrique Marchetti e Marcos Duarte. Instrumentação em eletromiografia, 2006.
- [36] De Luca. Surface electromyography: Detection and recording. Technical report, DelSys Incorporated, 1996.
- [37] Gianluca De Luca. Fundamental concepts in emg signal acquisition. Technical report, DelSys Inc, 2003.
- [38] Peter Konrad. The abc of emg: A practical introduction to kinesiological electromyography, 2005.
- [39] Texas Instruments. Ads1255: Very low noise, 24-bits analog-to-digital converter. Technical report, Texas Instruments Incorporated, 2003.
- [40] Burr-Brown. Ina121: Fet-input, low power instrumentation amplifier. Technical report, Burr-Brown Corporation, 1997.
- [41] Burr-Brown. General-purpose fet-input operational amplifiers. Technical report, Texas Instruments Incorporated, 1994.
- [42] Linear Technology. Micropower precision series reference family. Technical report, Linear Technology Corporation, 2006.
- [43] Texas Instruments. Tlv2217: Low-droput fixed-voltage regulators. Technical report, Texas Instruments Incorporated, 2005.
- [44] De Luca. Technical note 101: Emg sensor placement. Technical report, Delsys, 2009. "www.delsys.com".