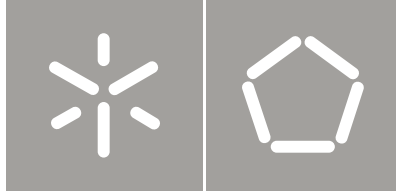




Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Paulo André Carvalho Rodrigues

Sistema de Monitorização de Espasticidade



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Paulo André Carvalho Rodrigues

Sistema de Monitorização de Espasticidade

Tese de Mestrado
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao
Grau de Mestre em Engenharia Electrónica Industrial e Computadores

Trabalho efectuado sob a orientação de
Professora Doutora Filomena Soares
Professor Doutor José Machado

Agradecimentos,

Começo por agradecer a todas as pessoas que me apoiaram ao longo do curso, e que em todos os momentos marcantes estiveram presentes.

Aos meus pais por toda a ajuda prestada emocionalmente e economicamente, sem eles seria muito mais difícil realizar esta dissertação.

À minha irmã por toda a ajuda e motivação.

À Marta Silva, pela enorme ajuda, paciência e motivação prestada em todos os momentos.

Um obrigado especial à professora Doutora Filomena Soares e ao professor Doutor José Machado, que me orientaram durante toda esta dissertação sempre presentes e dispostos a ajudar. Agradeço-lhes toda a disponibilidade prestada, experiência e conhecimentos transmitidos.

A todos os meus colegas que me ajudaram ao longo do curso, pelos momentos marcantes que vivemos.

À Fisimaia, APPACDM, ao Hospital São Marcos e todos os seus colaboradores pela simpatia e instalações disponibilizadas, sem eles não seria possível a realização de testes em pacientes com a amostra desejada.

À Orthos XXI, por todo o interesse e ajuda prestada no seguimento desta dissertação.

Agradeço à universidade do Minho pela formação académica, em especial ao departamento de Engenharia Electrónica Industrial e Computadores.

A todos, muito obrigado.

Resumo,

O tema desta dissertação surge no âmbito da obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica Industrial. Tem como objectivo a implementação de um equipamento que permita a quantificação da espasticidade dada a inexistência no mercado de um equipamento que utilize um método preciso e válido.

O equipamento deve permitir um correcto diagnóstico ao paciente e uma terapia mais indicada a cada caso de acordo com o grau do transtorno muscular. O equipamento facilita ao médico a decisão de atribuição da toxina de atenuação de acordo com o efeito que esta possa ter no paciente evitando aplicações desnecessárias, sendo por isso economicamente vantajoso dado o custo elevado da toxina. É estudado para o caso do membro superior e para o bíceps.

Foi efectuado um estudo sobre espasticidade, métodos actualmente aceites para sua quantificação e fragilidades assim como métodos de atenuação deste sintoma, de forma a possibilitar melhor qualidade de vida aos pacientes que sofrem deste transtorno. Para quantificação da espasticidade existem três variáveis essenciais para a sua determinação e correcto diagnóstico: a técnica que estuda o comportamento muscular a electromiografia (EMG), o ângulo para determinar em que posição do movimento a ocorrência de espasticidade predomina, e a velocidade uma vez que este transtorno é dependente da velocidade, sendo que, quanto maior a velocidade mais cedo ocorrem os movimentos involuntários.

O equipamento foi desenvolvido seguindo um conjunto de passos. Inicialmente foram estudados e adquiridos os sensores que permitem quantificar as grandezas físicas para um sinal electrónico, sendo eles os eléctrodos de EMG e o goniómetro. Estes sinais necessitam de condicionamento, ou seja, a amplificação e filtragem de forma a tornar o sinal possível de ser adquirido para processamento. O dispositivo responsável por adquirir os sinais analógicos recebidos e convertê-los em sinais digitais, assim como a aquisição após conversão para o dispositivo informático é a placa de aquisição. Esta placa foi escolhida com base em especificações, resultantes do tipo de variáveis a monitorizar. Foi ainda desenvolvida uma interface com o utilizador em Labview, que além da interface permite armazenar e processar os dados adquiridos. Posteriormente, e de forma a quantificar a espasticidade, foi efectuado o processamento de dados utilizando o software Matlab.

Após o desenvolvimento do equipamento foram realizados testes em laboratório que permitiram validá-lo. Finalmente, foram realizados testes clínicos, em várias instituições, que permitiram validar o equipamento desenvolvido no âmbito desta tese.

Abstract

This thesis comes in the context of the degree of Master of Engineering in Industrial Electronics. It aims to implement a device that allows the quantification of spasticity, given the lack of an accurate and valid method.

The equipment should allow a correct diagnosis and a therapy best suited to each case according to the degree of muscular disorder. The equipment enables the physician to the decision to award the toxin attenuation according to the effect that this may have on the patient, avoiding unnecessary applications, given the high cost of the toxin. It is studied for the case of upper limb and for the biceps.

A study was performed on the currently accepted methods for quantifying spasticity as well as the methods of attenuation of the symptom, to enable better quality of life for patients suffering from this disorder. For quantification of spasticity, there are three key variables for a correct diagnosis: the technique that studies the behavior of muscle electromyography (EMG), to determine the angle at which the movement's position occurrence of spasticity predominates, and the speed since this disorder is speed dependent.

The equipment was developed following a series of steps: study and acquisition of the sensors needed to quantify spasticity, EMG electrodes and goniometer. These signals need conditioning, amplification and filtering operations. The acquisition board is the device responsible for acquiring the analog signal, chosen based on the variables acquired. It was also developed a user interface in Labview, which allows to store and process the acquired data. Subsequently, a Matlab software processes the data to quantify spasticity.

After testing the equipment in laboratory environment, tests were performed in clinical ambient, allowing to validate the equipment. The results were treated and allowed to conclude the degree of spasticity for each individual. It is a support tool for physicians and therapists for the correct allocation of therapies and drug administration.

Índice

1.	Introdução	1
1.1.	Espasticidade.....	1
1.1.1.	Métodos de quantificação.....	3
1.1.1.1.	Escalas	3
1.1.1.2.	Escala de Ashworth (AS) e as suas versões modificadas (MAS).....	3
1.1.1.3.	Teste do pêndulo	4
1.1.1.4.	Dispositivo Isocinético, com gerador de torque	4
1.1.1.5.	Dispositivo baseado na excitabilidade dos motoneurónes	5
1.1.2.	Métodos de atenuação	6
1.2.	Enquadramento.....	7
1.3.	Objectivos	8
1.4.	Estrutura da dissertação.....	8
2.	Variáveis de Quantificação	11
2.1.	Electromiografia.....	11
2.1.1.	Electromiografia invasiva e não invasiva.....	14
2.1.2.	Factores que afectam o sinal EMG.....	16
2.1.3.	Eléctrodos.....	17
2.1.3.1.	Eléctrodos polarizados e não polarizados	19
2.1.3.2.	Circuito equivalente dos eléctrodos	20
2.1.3.3.	Eléctrodos passivos e activos	21
2.1.3.4.	Configuração dos eléctrodos	21
2.1.3.5.	Seleção de eléctrodos.....	22
2.1.3.6.	Constituição e funcionamento do eléctrodo	24
2.1.3.7.	Posicionamento dos eléctrodos	25
2.1.4.	Preparação do teste.....	27
2.1.5.	Sinal EMG.....	28
2.2.	Goniometria.....	29
2.2.1.	Goniómetro.....	31
2.2.2.	Electrogoniómetros	32
2.3.	Conclusões do capítulo.....	34
3.	Condicionamento e aquisição de sinal	37
3.1.	Amplificadores Operacionais.....	37

3.1.1.	Limitações dos amplificadores operacionais.....	42
3.1.2.	Ruído do amplificador.....	50
3.1.3.	Amplificador Diferencial	50
3.1.4.	Amplificador de Instrumentação	52
3.2.	Filtros Analógicos	53
3.2.1.	Filtro passa baixo	54
3.2.2.	Filtro passa-alto	56
3.2.3.	Filtro passa banda.....	57
3.2.4.	Filtro rejeita banda	58
3.2.5.	Filtros activos de 2ª ordem	60
3.2.6.	Filtros de ordem superior	61
3.2.6.1.	Butterworth.....	63
3.2.6.2.	Chebyshev	64
3.2.6.3.	Bessel	65
3.2.6.4.	Elíptico	66
3.3.	Placa de Aquisição	66
3.3.1.	Conversor A/D	69
3.3.1.1.	Conversor flash	71
3.3.1.1.	Conversor contador	72
3.3.1.2.	Conversor de aproximações sucessivas.....	73
3.4.	Taxa de amostragem.....	74
3.5.	Conclusões do capítulo.....	75
4.	Material e Métodos	77
4.1.	Eléctrodos EMG.....	78
4.2.	Electrogoniómetro.....	82
4.3.	Condicionamento de sinal	85
4.3.1.	Amplificador instrumentação	85
4.3.2.	Filtros	90
4.4.	Placa aquisição	92
4.5.	Processamento	95
4.5.1.	Labview.....	96
4.5.2.	Painel Frontal	97
4.5.3.	Programação LabVIEW	100
5.	Resultados obtidos	107
6.	Conclusões e perspectivas futuras.....	119
	Referências	121

Índice de figuras

- Figura 1 - Sinal de electromiografia em função do ângulo e velocidade [3]
- Figura 2 - Limiar do reflexo de estiramento [3]
- Figura 3 - Distribuição muscular [19]
- Figura 4 - Sistema nervoso central [17]
- Figura 5 - Sinal EMG amplitude em função da força exercida [17]
- Figura 6 - Sinal de EMG em função da soma do conjunto de MUAPs [18]
- Figura 7 - Eléctrodos invasivos [23]
- Figura 8 - Eléctrodos não invasivos [23]
- Figura 9 - Reacções electroquímicas [21]
- Figura 10 - Circuito equivalente electrólito/eléctrodo [21]
- Figura 11 – (a) Eléctrodos passivos; (b) eléctrodos activos [23]
- Figura 12 - Configuração bipolar dos eléctrodos [27]
- Figura 13 - Material dos eléctrodos [23]
- Figura 14 - Constituição do eléctrodo Ag/AgCl [21]
- Figura 15 - Influência do posicionamento dos eléctrodos no sinal de EMG [18]
- Figura 16 - Circuito equivalente da interface completa da pele/eléctrodo [21]
- Figura 17 - Exemplo de um goniómetro manual [30]
- Figura 18 - Movimento do braço segundo os eixos cartesianos [30]
- Figura 19 - Goniómetro universal de plástico [31]
- Figura 20 - Funcionamento do goniómetro universal [30]
- Figura 21 - Electrogoniómetro e seu posicionamento [31]
- Figura 22 - Electrogoniómetros com princípio de funcionamento em extensómetros [32]
- Figura 23 - Símbolo de um amplificador operacional [34]
- Figura 24 - Modelo equivalente de um amplificador operacional ideal [35]
- Figura 25 - Configuração inversora do amplificador operacional [35]
- Figura 26 - Configuração não inversora do amplificador operacional [34]
- Figura 27 - Seguidor de tensão [36]
- Figura 28 - Ganho em função da frequência [34]
- Figura 29 - Saturação da saída do amplificador [36]
- Figura 30 - Saída teórica do amplificador operacional e saída afectada pelo slew-rate [34]
- Figura 31 - Amplificador operacional ideal com offset [34]
- Figura 32 - Montagem para o cálculo do offset [34]
- Figura 33 - Circuito para ajuste do offset [35]

Figura 34 - Montagem para eliminar o offset para tensões alternadas [34]

Figura 35 - Montagem para o cálculo da corrente de polarização [34]

Figura 36 - Modelo do amplificador operacional com gerador de ruído interno [36]

Figura 37 - Amplificador diferencial [35]

Figura 38 - Amplificador de instrumentação [34]

Figura 39 - Filtro passa-baixo de 1ª ordem [35]

Figura 40 - Resposta de um filtro passa-baixo [36]

Figura 41 - Resposta de um filtro passa-baixo no domínio do tempo [39]

Figura 42 - Resposta de um filtro passa-baixo no domínio da frequência [39]

Figura 43 - Filtro passa-alto de 1ª ordem [36]

Figura 44 - Resposta de um filtro passa-alto [36]

Figura 45 - Resposta de um filtro passa-alto no domínio do tempo [39]

Figura 46 - Resposta de um filtro passa-alto no domínio da frequência [39]

Figura 47 - Filtro passa-banda de segunda ordem [36]

Figura 48 - Resposta de um filtro passa-banda [36]

Figura 49 - Resposta do filtro passa-banda no domínio do tempo [39]

Figura 50 - Resposta do filtro passa-banda no domínio da frequência [39]

Figura 51 - Filtro rejeita banda e sua resposta [36]

Figura 52 - Resposta de um filtro passa-banda no domínio do tempo e da frequência [39]

Figura 53 - Resposta do filtro por alteração do factor de qualidade [37]

Figura 54 - Filtro activo de segunda ordem passa-baixo e passa-alto respectivamente [36]

Figura 55 - Especificações dos filtros [40]

Figura 56 - Filtros de ordem superior a 2 obtêm-se através de filtros de 1ª e 2ª ordem [37]

Figura 57 - Resposta de um filtro butterworth por alteração da sua ordem [39]

Figura 58 - Resposta de um filtro chebyshev [37]

Figura 59 - Resposta de um filtro Bessel [39]

Figura 60 - Comparação da resposta dos filtros: butterworth, chebyshev e Bessel [37]

Figura 61 - Resposta de um filtro elíptico [36]

Figura 62 - Comparação entre os filtros 1-elíptico, 2-chebyshev, 3-butterworth, 4-Bessel [36]

Figura 63 - Diagrama de blocos simplificado das acções da placa de aquisição [41]

Figura 64 - Constituição geral de uma placa de aquisição [43]

Figura 65 - Bits significativos de um conversor de 8 bits (MSB, LSB) [36]

Figura 66 - Comportamento ideal de um conversor A-D [40]

Figura 67 - Conversor Flash [40]

Figura 68 - Conversor contador [40]

Figura 69 - Conversor aproximações sucessivas [40]

Figura 70 - Circuito sample and hold [41]

Figura 71 - Influência da taxa de amostragem na reconstrução do sinal [20]

Figura 72 - Passos a seguir desde o fenómeno físico até ao processamento digital [38]

Figura 73 - Eléctrodos colher de prata/cloreto de prata

Figura 74 - Eléctrodos descartáveis da FIAB

Figura 75 - Eléctrodos da Kendall

Figura 76 – “Crocodilos” de interface com o eléctrodo

Figura 77 - Goniómetro SG 110 da Biometrics [45]

Figura 78 - Variação do ângulo no goniómetro [45]

Figura 79 - Posicionamento do goniómetro [45]

Figura 80 - Ponte de Wheatstone para este goniómetro [45]

Figura 81 - Diagrama condicionamento do sinal

Figura 82 - Amplificador de instrumentação [34]

Figura 83 - Amplificador de instrumentação apenas com uma resistência externa para ajusto do ganho [47]

Figura 84 - Comparação do AD620 com o amplificador de instrumentação típico de três amplificadores operacionais [47]

Figura 85 - Esquema dos pinos de ligação do AD620 [47]

Figura 86 - Circuito de condicionamento sinal EMG

Figura 87 - Implementação do circuito na breadbord

Figura 88 - Placa de condicionamento do sinal

Figura 89 - Equipamento de condicionamento e aquisição final

Figura 90 - Placa de aquisição NI-6008 [43]

Figura 91 - Circuito das entradas analógicas [43]

Figura 92 - Painel do DAQ Assistant

Figura 93 - Passos para implementação do software

Figura 94 - Painel frontal do Labview

Figura 95 - Diagrama blocos do Labview

Figura 96 - Icon e conectores do labview

Figura 97 - Criação ficheiros de armazenamento e leitura

Figura 98 - Tabela dados dos pacientes e exame

Figura 99 - Painel frontal principal

Figura 100 - Painel ler ficheiro

Figura 101 - Bloco DAQ Assistant

Figura 102 - Filtro butterworth digital

Figura 103 - Calibração goniómetro

Figura 104 - Código gerar ângulo

Figura 105 - Código de gerar a velocidade

Figura 106 - Diagrama de blocos guardar em ficheiro

Figura 107 - Código para gerar tabela de dados dos exames

Figura 108 - Matlab scrip node

Figura 109 - Retorna valor ângulo e velocidade

Figura 110 - Sinal EMG, eléctrodo colher prata/prata clorada

Figura 111 - Sinal EMG, eléctrodo pré-gelatinado Ag/AgCl

Figura 112 - Ângulo formado pelo membro durante o movimento

Figura 113 - Velocidade exercida ao membro durante o exame

Figura 114 - (a)Sinal com ruído de alta frequência, (b) sinal filtrado com filtro passa-baixo

Figura 115 - (a)Sinal com ruído de baixa frequência, (b) sinal filtrado com filtro passa-alto

Figura 116 - (a)Sinal com ruído de 50 Hz, (b) sinal filtrado com filtro notch

Figura 117 - Sinal EMG

Figura 118 - Sinal do ângulo

Figura 119 - Montagem do equipamento em ambiente clínico

Figura 120 - Exame ambiente clínico

Figura 121 - Exame ambiente clínico ampliado

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Material eléctrodo / potencial.

Tabela 2 - Características dos eléctrodos comercializados.

Tabela 3 – Influência da distância entre eléctrodos na gama de frequências.

Tabela 4 - Características de um amplificador operacional ideal.

Tabela 5 – Recomendações do SENIAM para o sinal EMG.

Tabela 6 – Variáveis a medir.

Tabela 7 - Erro total do AD620 e do amplificador de instrumentação tradicional.

Tabela 8 - Disposição dos canais analógicos na placa.

Tabela 9 – Medições goniómetro.

Tabela 10 – Tabela pacientes e diagnóstico.

Lista de acrónimos

AD - Conversor analógico-digital

AgCl - Cloreto de prata

APPACDM - Associação de Pais e Amigos do Cidadão com Deficiência Mental

AS – Escala de Ashworth

AVC – Acidente vascular cerebral

DA - Conversor digital-analógico

DC - Corrente contínua

DSRT – Limiar do reflexo do estiramento dinâmico

ECG - Electrocardiograma

EMG – Electromiografia

FSB – Full Scale Bit

LSB - Least Significant Bit

MAS – Escala modificada de Asworth

MUAPT – Motor unit action potencial train

MSB - Most Significant Bit

SENIAM - Surface EMG for non-invasive assessment of muscles

SNC - Sistema nervoso central

SR – Limiar do reflexo de estiramento

TSRT – Limiar do reflexo do estiramento tónico

VI – Virtual instrument (instrumento virtual) do LabVIEW

1. Introdução

Neste capítulo, apresenta-se o enquadramento e os objectivos desta dissertação, uma introdução teórica sobre espasticidade e métodos de quantificação, e finalmente é indicada a estrutura da dissertação.

1.1. Espasticidade

Os acidentes vasculares encefálicos no córtex frontal afectam as unidades motoras do indivíduo, podendo ocorrer vários distúrbios, como exemplo, a espasticidade muscular. A espasticidade crónica está associada a alterações, deformações de postura e limitações funcionais [1] [2], afecta tanto crianças como adultos e está presente em mais de 12 milhões de pessoas [3].

Caracteriza-se como um sintoma neurológico definido por uma desordem motora, que devido á hiperexcitabilidade do reflexo do estiramento provoca o aumento anormal do tônus muscular (tensão elástica que o músculo apresenta em repouso, e após receber um sinal dos centros nervosos inicia a contracção). Este aumento anormal do tônus muscular provoca a activação involuntária dos músculos, levando a movimentos não desejados e que prejudicam a movimentação dos indivíduos com este transtorno [4]. O mecanismo da espasticidade consiste na movimentação passiva do membro afectado a diferentes velocidades, uma vez que, a ocorrência de espasmos está dependente da velocidade que lhe é aplicada. A resistência dos músculos ao movimento passivo é tanto maior quanto maior a velocidade a que estão sujeitos, sendo superior no início do movimento que diminui com a continuação do mesmo [1]. A ocorrência de espasticidade predomina na flexão do cotovelo, antebraço e dedos, no caso dos membros superiores, e na extensão do joelho, flexão plantar e inversão do pé, no caso dos membros inferiores [4].

Segundo Lance e seus colaboradores em 1980 a definição de espasticidade é: *“Spasticity is a motor disorder characterized by a velocity-dependent increase in tonic stretch reflexes (“muscle tone”) with exaggerated tendon jerk, resulting from hyperexcitability of the stretch reflex, as one of the components of the upper motor neuron syndrome.”* [3] [5] [6].

Distúrbios como paralisia cerebral, lesão da medula, esclerose múltipla, trauma físico, derrame e lesão cerebral, hemorragias ou infecções, doença de Parkinson, são as principais causas do aparecimento da espasticidade [7].

A espasticidade em conjunto com o tônus muscular excessivo, interfere com a função motora em pacientes com força muscular residual. De acordo com a sua gravidade tem efeitos directos no quotidiano e independência diária dos que sofrem deste transtorno, podendo ocorrer [8];

- Movimentos perigosos;
- Sono interrompido;
- Dores articulares e angústia;
- Variação da rigidez muscular;
- Encurtamento permanente dos músculos;
- Movimentos involuntários;
- Limitações dos movimentos articulares que impedem a independência;
- Deficiente posicionamento do corpo;
- Incapacidade de realizar a higiene pessoal;
- Desordens neurológicas que danificam partes do cérebro e do sistema nervoso que controlam o movimento;

Para melhorar a qualidade de vida destes pacientes e torná-los independentes, existem terapias, cirurgias, utilização de fármacos e injeção de toxinas para diminuir e restaurar o controlo motor. Para programar um correcto tratamento é necessário diagnosticar e avaliar os resultados através de um método preciso e válido. No entanto, não existe ainda nenhum equipamento que cumpra estes requisitos. A literatura refere uma série de métodos capazes de distinguir a presença ou ausência de espasticidade, mas a sua quantificação é um tema que merece investigação. Apesar de ser um factor de extrema relevância não existe um modelo válido e preciso, sendo ainda nos dias de hoje utilizadas técnicas com algumas fragilidades impedindo um correcto e viável diagnóstico. A dificuldade de caracterizar com exactidão este distúrbio motor com as técnicas usadas leva à existência de bastante literatura e investigação nesta área, no entanto sem grandes resultados comerciais, não estando disponível comercialmente nenhum equipamento que ofereça os requisitos pretendidos e fiabilidade para substituição dos métodos tradicionais, imprecisos e que apenas identificam os padrões clínicos não avaliando com exactidão os graus da doença do indivíduo [7].

1.1.1. Métodos de quantificação

Existem na literatura uma série de trabalhos sobre esta temática. No entanto os mecanismos necessários associados à sua etiologia encontram-se por determinar. Os métodos actualmente existentes permitem o estudo da espasticidade mas apresentam fragilidades na sua correcta e precisa quantificação. São apresentados nesta secção, um conjunto de métodos, destacando-se apenas os mais utilizados.

1.1.1.1. Escalas

Existem um conjunto de escalas para determinar o grau de espasticidade, destacando-se a escala de Ashworth e sua versão modificada por se tratar da escala mais utilizada clinicamente [3].

1.1.1.2. Escala de Ashworth (AS) e as suas versões modificadas (MAS)

A escala de AS e MAS, permite uma rápida avaliação do grau de espasticidade sobre muitas articulações, trata-se do método mais usado na prática clínica e na investigação. Baseia-se na avaliação da resistência do estiramento muscular passivo, a velocidade não especificada, sendo o grau de espasticidade determinado pelo examinador. A escala MAS é uma escala de 6 pontos de acordo com a resistência do estiramento sentida pelo examinador durante o movimento passivo [1] [9]:

- sem aumento no tónus muscular;
- pequeno aumento do tónus muscular manifestado por uma resistência mínima, no final da amplitude de movimento articular , quando a região é movida;
- pequeno aumento do tónus muscular, manifestado por uma resistência brusca e elevada, seguida de resistência mínima
- aumento perceptível do tónus muscular durante grande parte do movimento: no entanto o movimento é efectuado facilmente;
- considerável aumento do tónus muscular: o movimento passivo é difícil;
- parte afectada rígida, movimento estático.

A sua fiabilidade tem sido posta em causa, pois o grau atribuído ao paciente poderá ser variável de examinador para examinador, uma vez que a classificação está dependente da força exercida pelo mesmo. Uma outra causa que coloca a fiabilidade deste método duvidoso, trata-se do facto da velocidade a que o movimento é efectuado pelo examinador não ser normalizada, o que vai contra a definição de espasticidade de Lance [10].

1.1.1.3. Teste do pêndulo

Este método de avaliação de espasticidade foi utilizado na prática clínica em 1950 [11]. Consiste em colocar o paciente de costas (por exemplo sobre uma mesa) de forma a permitir aos membros inferiores oscilarem livremente, desta forma o peso dos membros inferiores simulam um alongamento dos músculos extensores dos joelhos. O grau de espasticidade é calculado com base na variação dos ângulos efectuados pelo joelho utilizando um goniómetro durante o balanço pendular da perna e o sinal de electromiografia. Desta forma é possível detectar a activação dos músculos, ou seja, o aumento do tônus muscular [12]. Este método apenas é aplicado aos membros inferiores.

1.1.1.4. Dispositivo Isocinético, com gerador de torque

Este método de quantificação vai de encontro à definição de espasticidade proposta por Lance, ou seja, o tônus muscular dependente da velocidade. Trata-se de um equipamento que realiza a medição a velocidade constante, através do movimento passivo imposto por um motor. Além deste actuador contém dois sensores, um sensor de pressão que é responsável por detectar a resistência efectuada pelo membro a analisar durante o exame, e um sensor responsável pela indicação da velocidade a que o movimento está a ser executado. Através de uma interface torna possível ao examinador visualizar o desenvolvimento do exame em tempo real [13].

Este método demonstra uma relação directa entre o início do reflexo de estiramento e a velocidade, ou seja, quanto maior a velocidade mais cedo ocorre o início da actividade muscular [3].

Dada a complexidade do equipamento e dispositivos que necessita, torna um equipamento de elevadas dimensões, impossibilitando a sua portabilidade.

1.1.1.5. Dispositivo baseado na excitabilidade dos motoneurónes

Este método está de acordo com a definição proposta por Lance, o limiar reflexo do estiramento dependente da velocidade. Trata-se do método de quantificação actualmente aceite, permitindo um equipamento portátil de pequenas dimensões, uma vez que e de acordo com o método anterior, exclui a utilização de um gerador de torque, necessitando apenas do sinal de electromiografia (EMG), um electrogoniómetro e um computador [3].

O limiar do reflexo do estiramento (SR) consiste em identificar o início da actividade EMG após o início do estiramento. O limiar do reflexo de estiramento dinâmico (DSRT), consiste na identificação do ângulo e velocidade a que ocorre o início da actividade electromiográfica, ou seja, quando o sinal de electromiografia aumenta em relação ao repouso (velocidade igual a zero), Figura 1. O limiar do reflexo de estiramento tónico (TSRT) é um valor específico da DSRT em repouso [3].

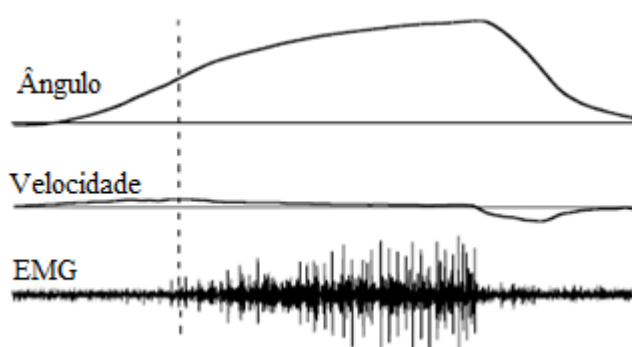


Figura 1 - Sinal de electromiografia em função do ângulo e velocidade [3]

O movimento passivo a velocidades diferentes, permite medir DSRT a várias velocidades e determinar a TSRT por extrapolação da linha de regressão com DSRTs em repouso [3], Figura 2.

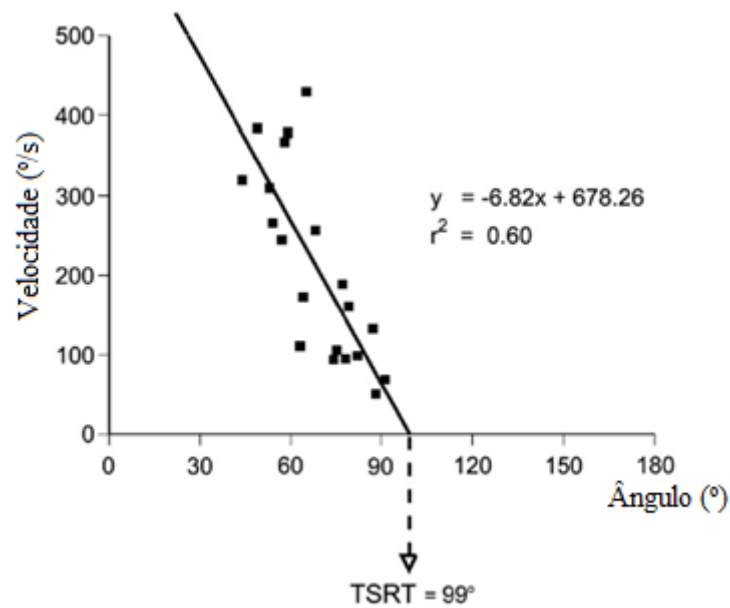


Figura 2 - Limiar do reflexo de estiramento [3]

Quando a espasticidade está presente, a TSRT está dentro da faixa biomecânica dos movimentos e quanto menor o TSRT maior a espasticidade [3].

Apesar dos avanços na correcta quantificação de espasticidade que este método permitiu, ainda são necessários mais estudos. Este dispositivo permitiu testes estáveis e precisos para indivíduos com níveis moderados e altos de espasticidade mas apresenta fragilidades em indivíduos com baixos níveis de espasticidade [3].

Este método foi considerado como base de trabalho nesta dissertação estudando-se a sua optimização para aplicação em todas as gamas de espasticidade.

1.1.2. Métodos de atenuação

Existem um conjunto de métodos para atenuação da espasticidade entre os quais a fisioterapia, cirurgia, medicamentos e injeção de toxinas que se destacam pela crescente utilização e eficiência. De todos métodos enumerados, a injeção de toxinas é o mais utilizado e eficiente. A toxina mais utilizada é a botulínica; tem-se mostrado eficaz e é relativamente fácil administrar nos músculos afectados por espasticidade, sendo um complemento terapêutico importante no tratamento deste distúrbio. Consiste na administração de uma injeção com a respectiva toxina com dose ajustada de acordo com o grau atribuído ao paciente e resposta clínica, com o objectivo de aliviar os sintomas do distúrbio [14]. As potencialidades desta

toxina foram reconhecidas em 1817 por Justino Kerner [15], produzida pela bactéria *Clostridium Botulinum*, cuja sua função consiste em impedir a transmissão de sinal à junção neuromuscular afectada tornando o músculo paralisado. A toxina deverá ser aplicada com intervalos de tempo definidos pelo clínico (geralmente duração de 3 a 4 meses), pois ao fim do tempo estabelecido a junção neuromuscular volta a regredir e a responder ao sinal que lhe é transmitido, provocando novamente um aumento do tónus muscular [16].

Estudos realizados permitiram verificar após injeção da toxina, a redução do tónus muscular, aumentando a mobilidade articular, proporcionando assim uma melhor qualidade de vida aos pacientes [16]. O custo inerente à administração desta toxina é muito elevado. O equipamento desenvolvido terá como objectivo uma correcta quantificação da espasticidade de forma a ser possível uma redução, ou administração da toxina de uma forma rigorosa sendo possível uma elevada redução de custos na aplicação deste método.

1.2. Enquadramento

O tema desta dissertação, surge no âmbito das fragilidades existentes na quantificação da espasticidade, não existindo no mercado um equipamento capaz de quantificar esta variável de forma precisa. Os métodos actualmente aceites não satisfazem os médicos uma vez que está dependente do movimento passivo, o qual varia de examinador para examinador; o resultado é em função do mesmo podendo ser obtidas quantificações diferentes em exames com examinadores diferentes. Surge assim a necessidade do desenvolvimento de um dispositivo para a correcta avaliação do grau do transtorno e posterior aplicação de uma terapia “personalizada” e adequada a cada paciente.

Nalguns casos, e para atenuar este sintoma, é aplicada uma toxina que tem um valor económico bastante elevado, sendo por isso aplicada a número restrito de pacientes, selecção de acordo com a gravidade. Este equipamento poderá ajudar na decisão de aplicação de forma a garantir a administração da toxina a pacientes que realmente necessitem e que se note melhorias após administração, e até mesmo reduzir a dose para determinados pacientes permitindo uma redução de custos com a administração deste fármaco.

1.3. Objectivos

O objectivo desta dissertação é o projecto, elaboração (construção) e validação experimental, em ambiente clínico (hospitalar), de um equipamento de monitorização de espasticidade para o caso do membro superior e para o bíceps. Para atingir os objectivos é necessário adquirir um conjunto de sinais vitais, processá-los, fornecer os resultados ao terapeuta, e armazenar os dados permitindo um historial do paciente. Pretende-se um equipamento portátil e por isso de dimensões reduzidas, para monitorização da espasticidade tornando possível a sua aplicação a nível clínico ou doméstico. Outra potencialidade deste equipamento é a adaptação, para além de possibilitar o seu funcionamento isolado ou individual, deverá permitir ser acoplado a outros equipamentos como complemento, se necessário.

De forma a implementar o equipamento foram definidas várias etapas:

- Estudo aprofundado da espasticidade e métodos disponíveis de quantificação;
- Estudo do equipamento a desenvolver, escolha e aquisição do material;
- Implementação dos circuitos de condicionamento do sinal;
- Aquisição dos sinais analógicos;
- Processamento dos sinais electromiografia, velocidade angular e ângulo;
- Interface desenvolvida em Labview e implementação do processamento dos sinais;
- Compilação dos resultados do conjunto dos sinais, estatística dos resultados e armazenamento em ficheiro;
- Testes e ajustes ao equipamento (em laboratório);
- Validação (exames) realizados em ambiente clínico;

1.4. Estrutura da dissertação

Esta dissertação está estruturada em seis capítulos, a saber:

Capítulo 1 faz uma introdução ao tema da espasticidade, aos métodos actualmente existentes para sua quantificação e os métodos de atenuação. É apresentado também o enquadramento, objectivos e estrutura desta dissertação.

Capítulo 2 estuda as variáveis e os métodos necessários à quantificação da espasticidade, nomeadamente, a electromiografia e a goniometria. É analisado o processo, o tipo de sensores usados, bem como as técnicas de colocação e preparação para o teste.

Capítulo 3, neste capítulo é analisado e estudado o condicionamento do sinal. É referida uma introdução aos amplificadores operacionais, em particular o amplificador de instrumentação. A filtragem que refere o conjunto de filtros analógicos, seus tipos e ordem. E por fim a placa de aquisição, sua constituição e tipos de conversor analógico-digital usados.

Capítulo 4 onde se descreve o trabalho desenvolvido, desde os eléctrodos e goniómetro utilizados e suas especificações, o condicionamento do sinal, o dimensionamento dos filtros e o ganho do amplificador, placa de aquisição e o processamento dos dados em Labview.

Capítulo 5 apresenta aos resultados práticos obtidos efectuados em ambiente laboratorial de teste e validação do equipamento em ambiente clínico.

Capítulo 6 finaliza o documento com as conclusões obtidas durante o decorrer deste trabalho e apresenta as perspectivas futuras de desenvolvimento do tema.

2. Variáveis de Quantificação

Este capítulo estuda e descreve as variáveis e os métodos necessários à quantificação da espasticidade, nomeadamente, a electromiografia e a goniometria. É analisado o processo, o tipo de sensores, bem como as técnicas de colocação e preparação para o teste.

2.1. Electromiografia

O primeiro investigador a estudar o sinal EMG (electromiografia) foi H.Piper em 1912, utilizando um galvanómetro. Em 1924 foi realizado um estudo parecido ao de H.Piper, por Grasser e Erlanger, e desde então um conjunto de estudos foram desenvolvidos permitindo a evolução desta análise. A introdução dos computadores no final de 1970 catalisou os avanços neste estudo, em particular a capacidade de aquisição e processamento de dados. Desde esta data, o estudo do sinal EMG evoluiu rapidamente tornando-se num sistema de elevada importância nas investigações fisiológicas, no desporto, análise do movimento e avaliações frequentes das funções neuromusculares [17].

A movimentação do corpo humano apenas é possível através do trabalho realizado pelos músculos que permitem a movimentação dos ossos. É apresentada na Figura 3 a distribuição muscular. No corpo humano existe uma unidade central, o sistema nervoso central (SNC) que coordena a transmissão de impulsos às unidades motoras. A unidade motora é um neurónio motor localizado na medula espinal. A transição de impulsos ocorre do axónio de um neurónio (responsável pela transição de impulsos eléctricos) para o corpo de outro e nas junções neuromusculares (terminação dos axónios e início dos músculos). Os impulsos gerados pelo SNC permitem a activação eléctrica da unidade motora, e o conjunto de fibras musculares ligadas á unidade motora recebem o sinal produzindo forças que accionam os tendões dos músculos agonistas e/ou antagonistas (músculos agonistas são aqueles responsáveis pelo movimento desejado, ou seja, o musculo principal do movimento como é o caso do bíceps, músculos antagonistas é o musculo secundário responsável pelo movimento contrário ao exercido pelo musculo principal, como é o caso do triceps), chamado de potencial de acção da unidade motora permitindo desta forma a movimentação do esqueleto humano Figura 4 [17] [18].



Figura 3 - Distribuição muscular [19]

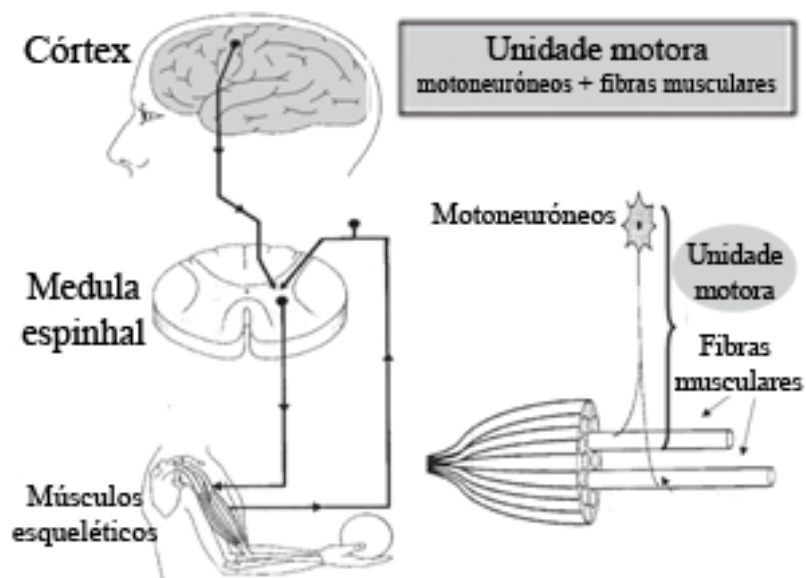


Figura 4 - Sistema nervoso central [17]

O número de unidades motoras por músculo no corpo humano é variável, 100 para músculos pequenos até 1000 para músculos maiores [17]. A unidade motora assume-se como a principal unidade funcional para a electromiografia e a menor unidade do sistema

neuromuscular. A electromiografia consiste no registo da actividade eléctrica muscular, sendo uma ferramenta poderosa na análise do sistema muscular humano através da interpretação do sinal bioeléctrico produzido pelos músculos. Quando os músculos estão activos produzem uma corrente eléctrica geralmente proporcional à actividade muscular [20], ou seja quanto maior a força exercida, maior será a amplitude do sinal EMG Figura 5.

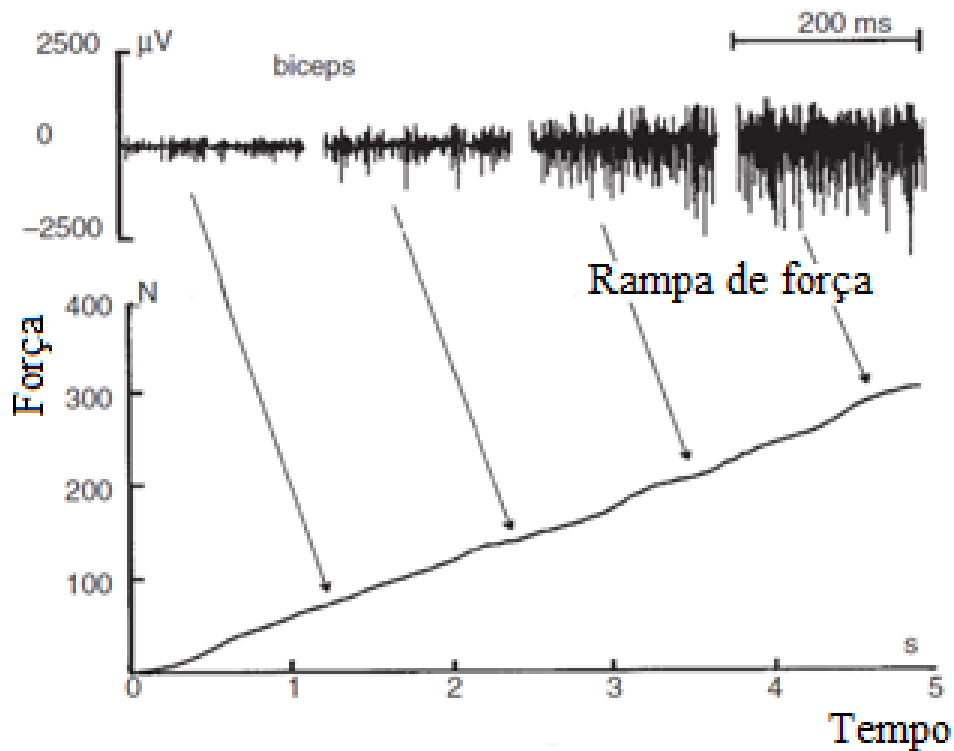


Figura 5 - Sinal EMG amplitude em função da força exercida [17]

Quando as fibras de uma unidade motora estão activas produzem um potencial de curta duração, entre os 3 e os 15 milisegundos, uma amplitude no intervalo dos 20 aos 2000 μV , e uma frequência que varia entre os 6 e os 30 por segundo, valores dependentes do tamanho da unidade motora [21]. A soma de Potencial de acção da Unidade Motora (MUAP- Motor Unit Action Potencial), é a soma do potencial de acção das fibras constituintes da unidade motora. A MUAPT (Motor Unit Action Potencial Train), consiste na soma do conjunto de MUAPs, de forma a produzir um sinal com um período superior, uma vez que as MUAPs apresentam um período muito reduzido. A obtenção do sinal de electromiografia resulta desta forma da soma algébrica do conjunto de MUAPT, conforme ilustra a Figura 6 [18].

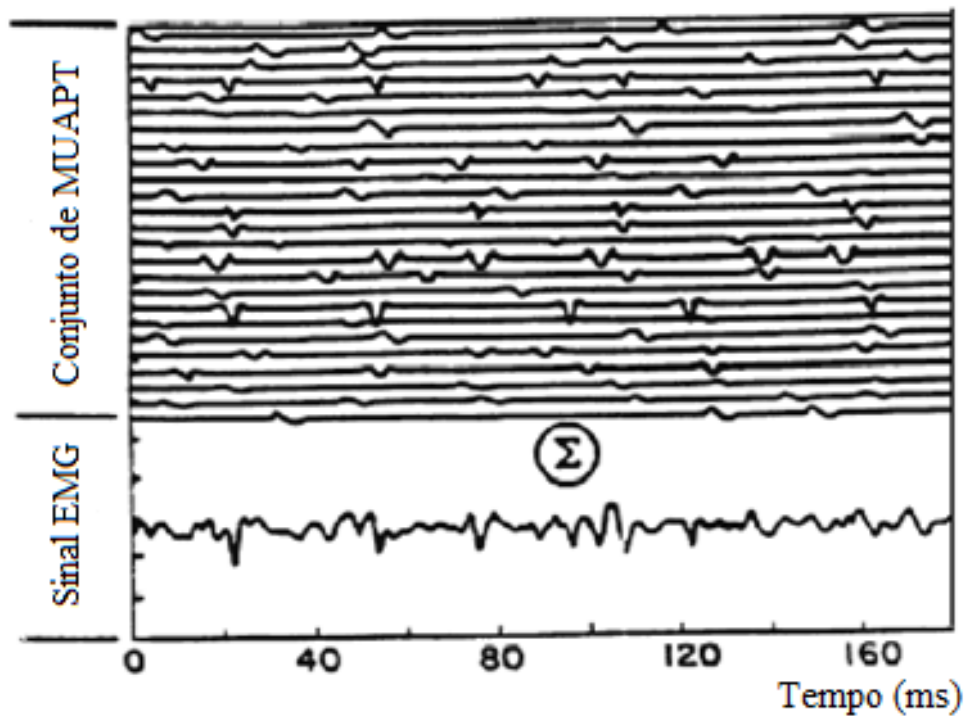


Figura 6 - Sinal de EMG em função da soma do conjunto de MUAPs [18]

2.1.1. Electromiografia invasiva e não invasiva

O sinal de electromiografia poderá ser adquirido com electromiografia invasiva ou não invasiva, dependendo dos eléctrodos a usar. A electromiografia invasiva consiste no uso de eléctrodos que contêm uma agulha, Figura 7, que é inserida no músculo possibilitando uma área de análise bem definida, baixa interferência dos músculos vizinhos, análise de músculos mais profundos e elevada velocidade de transferência do sinal. No entanto apresenta a desvantagem de ser invasiva, causar dor na colocação dos eléctrodos, não permite uma análise global do músculo e dificuldade na repetição dos exames [22].



Figura 7 - Eléctrodos invasivos [23]

Electromiografia não invasiva ou de superfície, consiste no uso de eléctrodos superficiais, Figura 8, para captação do sinal. Apresenta grandes vantagens para o paciente em relação à invasiva, não causa dor, facilidade na repetição do exame, não tem contra indicações e boa qualidade do sinal adquirido no entanto mais vulnerável a ruídos [22].



Figura 8 - Eléctrodos não invasivos [23]

Pelas razões acima referidas, será dada mais relevância à electromiografia de superfície ou não invasiva e seus eléctrodos. Apesar de apenas permitirem a análise de músculos superficiais, tornam possível este estudo, por se tratar de um exame não invasivo e reunir a qualidade do sinal pretendido.

2.1.2. Factores que afectam o sinal EMG

O sinal de electromiografia, é um sinal que requer muita atenção por parte de quem o estuda. É um sinal de baixa amplitude e como tal muito vulnerável a conter sinais não desejáveis e que influenciam e prejudicam a sua análise. Alguns dos factores que influenciam a qualidade do sinal adquirido são [22]:

Ruído inerente dos equipamentos electrónicos: todos os equipamentos electrónicos produzem ruído. Este ruído pode ser reduzido de acordo com a qualidade do material, quanto maior a qualidade menor o ruído introduzido (melhor contacto nas ligações e componentes mais estáveis). De salientar que este tipo de ruído não pode ser eliminado mas apenas reduzido.

Ruído ambiente: A radiação electromagnética é a fonte de ruído ambiente que pode atingir amplitudes de uma a três vezes superiores ao sinal EMG, e estão numa frequência em torno dos 50 Hz. É gerada por equipamentos como exemplo do microondas, televisão e rádio. A superfície do corpo humano é atingida por estas radiações que interferem directamente com a electrónica.

Movimento de artefactos: Ruído na faixa dos 0-20 Hz, proveniente do movimento dos cabos e interface do eléctrodo com a pele. Poderá ser reduzido com electrónica.

Instabilidade inerente do sinal EMG: a frequência do sinal na faixa de 0-20 Hz, é indesejável e instável, pelo que é aconselhável eliminar esta gama de frequências. Esta instabilidade resulta do disparo das unidades motoras que afectam o sinal de EMG.

Cross talking: resulta do sinal gerado pelos músculos vizinhos, que interfere com o sinal do músculo pretendido. Poderá ser reduzido com uma boa escolha de configuração, posicionamento dos eléctrodos e o uso de eléctrodos de elevada qualidade. Este ruído pode atingir 17% do sinal adquirido, mas a literatura indica que não se trata de um problema tão sério quanto o se pensava, embora deva ser reduzido o máximo possível [18].

Os factores que influenciam o sinal EMG podem ser classificados em causais, intermediários e determinísticos [22].

Os factores causais são os que influenciam directamente o sinal, podendo ser divididos em:

- Extrínsecos: relacionados com a natureza e colocação dos eléctrodos;
- Intrínsecos: relacionados com factores fisiológicos, anatómicos e bioquímicos.

Os factores intermediários são factores físicos e fisiológicos provocados por um ou mais factores causais, não previsíveis. Os determinísticos são factores influenciados pelos intermediários, ou seja, são factores previstos através do conhecimento de alguns valores do sinal [22].

2.1.3. Eléctrodos

De forma a ser possível a aquisição do sinal de EMG para posterior análise, é necessário criar o interface entre o corpo e a electrónica. Os eléctrodos permitem a condução da corrente gerada pelos músculos até à electrónica dedicada, para posterior tratamento do sinal adquirido. São os principais elementos do circuito de aquisição, pois serão eles os responsáveis pela correcta aquisição do sinal. A qualidade do equipamento final depende em grande parte da qualidade dos eléctrodos utilizados.

Os eléctrodos permitem a medição da corrente iónica no corpo que é convertida em corrente eléctrica [21]. Desta forma é possível detectar contracções musculares e estímulos nervosos. Entre o eléctrodo e a superfície de contacto, a pele, é colocado um gel/electrólito que permite que a reacção química aconteça na interface entre o eléctrodo e o electrólito [24].

O eléctrodo é constituído por átomos metálicos, o electrólito é um gel carregado de iões contendo catiões do material do eléctrodo. A passagem de corrente do electrólito para o eléctrodo consiste no movimento dos electrões contrário à corrente no eléctrodo [21]. No electrólito os catiões movem-se na mesma direcção da corrente, e os aniões em direcção contrária. Os catiões descarregam no electrólito e os electrões funcionam como transportadores de carga nos eléctrodos. O processo de oxidação - redução dos átomos consiste na troca de electrões com o meio, Figura 9. A oxidação é o processo de alteração do átomo por cedência de electrões, ao contrário do que acontece no processo de redução onde recebe electrões. No caso de chegar um anião á interface eléctrodo/electrólito é oxidado um átomo neutro retirando um ou mais electrões do eléctrodo [21].

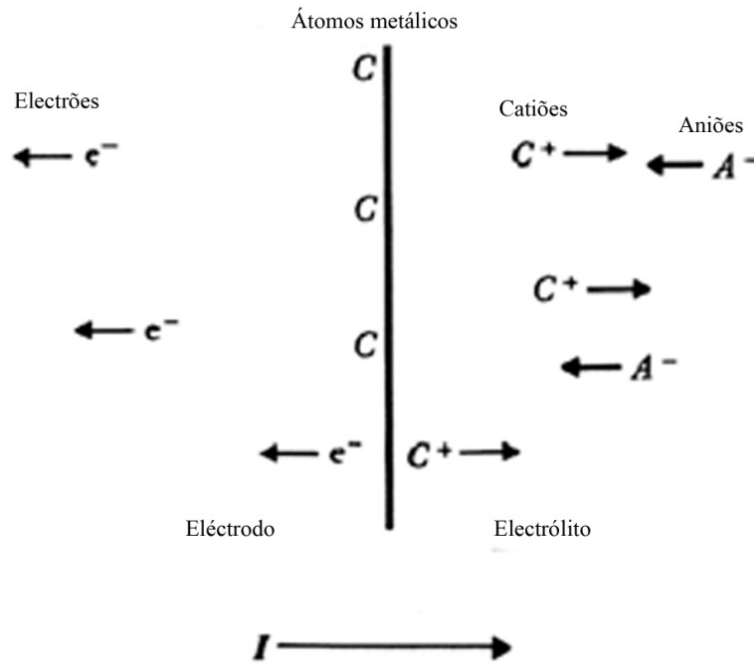


Figura 9 - Reacções electroquímicas [21]

As reacções electroquímicas ocorrem quando existe o contacto do eléctrodo com o electrólito. O envolvimento de espécies carregadas electricamente permite o aparecimento de uma diferença de potencial provocada pela distribuição desigual de cargas nas duas espécies químicas [25]. De forma a atingir o equilíbrio existem reacções de oxidação ou redução, dependendo da concentração de iões (catiões ou aniões) entre o eléctrodo e o electrólito, alterando a concentração de electrões entre eles e o aparecimento de uma diferença de potencial. A última camada do átomo ou último nível da distribuição electrónica corresponde á camada de valência, é nesta camada onde se encontram os electrões que participam em ligações químicas (oxidação-redução) chamados de electrões de valência por serem os mais externos.

Processos de oxidação - redução podem ser analisados nas equações que se seguem [21].



Na equação (1) o processo envolve catiões e na equação (2) aniões, n é a valência (a valência corresponde ao numero de electrões na ultima camada do átomo, ou ultimo nível da

distribuição electrónica) de C e m a valência de A. A seta da esquerda para a direita consiste no processo de oxidação e o sentido contrário a redução.

O sinal eléctrico produzido durante a contracção das fibras musculares, atinge a superfície da pele alterando a concentração de iões do electrólito, e desta forma são possíveis as reacções electroquímicas. Este processo electroquímico, ou as reacções químicas entre o eléctrodo (condutor metálico) e um condutor iónico (electrólito), permitem a troca de electrões entre o electrólito e o eléctrodo, originando a corrente eléctrica quando ligado a um circuito electrónico [21].

2.1.3.1. Eléctrodos polarizados e não polarizados

Poderemos ter dois tipos de eléctrodos conforme se trate de eléctrodos polarizados ou não polarizados. Quando se fornece uma carga eléctrica externa ao eléctrodo é gerada uma diferença de potencial na interface eléctrodo/electrólito que é dependente da carga que lhe está a ser aplicada. Neste caso está-se na presença de um eléctrodo polarizado que apresenta um comportamento capacitivo pela presença de uma dupla camada de cargas (eléctrodo/electrólito) [21] [25] [26]. No caso dos eléctrodos não polarizados a carga não se acumula na interface eléctrodo/electrólito como acontece nos polarizados, mas é rapidamente transferida a outras espécies mantendo a diferença de potencial na interface sem qualquer alteração, apresentando um comportamento ohmico [21] [25] [26]. Para a electromiografia de superfície não é aconselhável o uso de eléctrodos polarizados especialmente para contracções musculares dinâmicas, pois o movimento do eléctrodo em relação á superfície da pele ou ao electrólito pode provocar uma diferença de potencial, que conforme já referido caracteriza-se por movimento dos artefactos [26].

2.1.3.2. Circuito equivalente dos eléctrodos

O circuito eléctrico equivalente da interface electrólito/eléctrodo, pode ser representado conforme apresenta a Figura 10 [21].

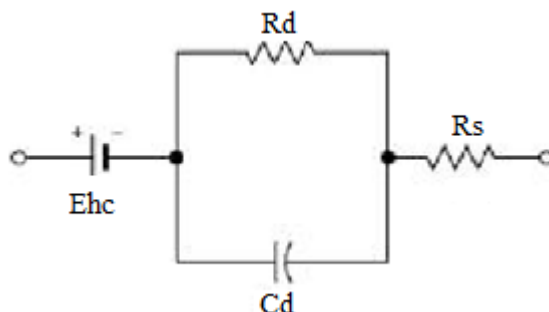


Figura 10 - Circuito equivalente electrólito/eléctrodo [21]

No presente circuito R_d e C_d , representam a impedância entre a dupla camada de cargas criada entre o electrólito/eléctrodo e os efeitos de polarização. R_d e C_d estão em paralelo e não em série, pois para baixas frequências torna o circuito puramente resistivo evitando que se torne instável. No caso de R_d e C_d estar em série a resistência será infinita, isto acontece devido ao comportamento resistivo do condensador para baixas frequências sendo tanto maior a resistência oferecida pelo condensador ao sinal quanto menor a frequência, provocando a instabilidade do circuito [17] [21]. E_{hc} consiste no potencial de meia célula (potencial entre o eléctrodo/electrólito), e R_s representa a resistência do electrólito [26].

O potencial de meia célula, depende do material do eléctrodo e da temperatura, a tabela 1 apresenta o potencial de acordo com a variação do material do eléctrodo para a temperatura constante de 25°C.

Tabela 1 - Material eléctrodo / potencial [21]

Metal e Reacção	Potencial $E^0(v)$	Metal e Reacção	Potencial $E^0(v)$
$Al \rightarrow Al^{3+} + 3e^-$	-1.706	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	0.000 Segundo defenição
$Zn \rightarrow Zn^{2+} + 2e^-$	0.763	$Ag-Cl \rightarrow AgCl + e^-$	+0.223
$Cr \rightarrow Cr^{3+} + 3e^-$	0.744	$2Hg+2Cl^- \rightarrow Hg_2Cl_2-2e^-$	+0.268
$Fe \rightarrow Fe^{2+} + 2e^-$	-0.409	$Cu \rightarrow Cu^{2+} - 2e^-$	+0.340
$Cd \rightarrow Cd^{2+} + 2e^-$	-0.401	$Ag \rightarrow Ag^+ + e^-$	+0.799
$Ni \rightarrow Ni^{2+} + 2e^-$	-0.230	$Au \rightarrow Au^+ + e^-$	+1.680
$Pb \rightarrow Pb^{2+} + 2e^-$	0.126		

2.1.3.3. Eléctrodos passivos e activos

Na EMG de superfície os eléctrodos podem ser divididos em dois grupos, activos e passivos [27].

Os eléctrodos passivos, Figura 11 a, não têm amplificação no próprio eléctrodo sendo mais vulneráveis a ruídos provocados pelo movimento dos cabos. Como o sinal é de fraca amplitude pequenos ruídos indesejáveis podem afectar o sinal adquirido. No entanto, são mais económicos que os activos e com uma adequada electrónica auxiliar é possível uma correcta aquisição do sinal. Deve-se ter em atenção que quanto menor a distância entre os eléctrodos e a electrónica de amplificação do sinal assim como o movimento dos cabos melhor, pois menor será o ruído introduzido no sinal adquirido (sinal electromagnético adquirido e ruído inerente á movimentação dos cabos). Os eléctrodos activos, Figura 11 b, possuem à saída do eléctrodo um andar de amplificação do sinal recebido, que permite que o ruído provocado pelo movimento dos cabos seja desprezado pois o sinal já se encontra amplificado [27].

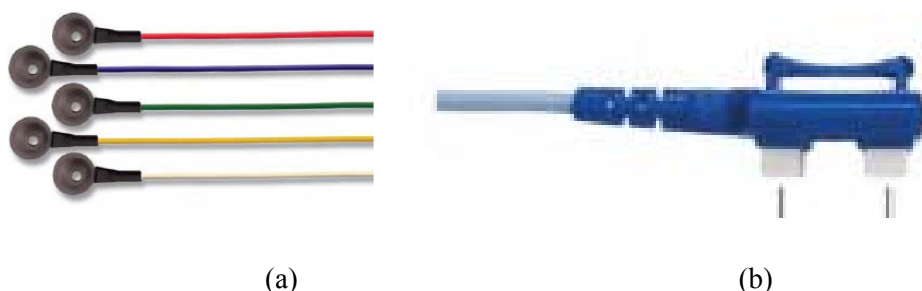


Figura 11 – (a) Eléctrodos passivos; (b) eléctrodos activos [23]

2.1.3.4. Configuração dos eléctrodos

A configuração dos eléctrodos pode ser de dois tipos, unipolar e bipolar. A configuração unipolar consiste na recolha do sinal EMG de superfície utilizando para isso um eléctrodo sobre a superfície da pele além do eléctrodo de referência. Esta técnica está em desuso e é por isso obsoleta. Apresenta problemas na detecção, uma vez que, e apenas contendo um eléctrodo de detecção toda a diferença de potencial entre os dois eléctrodos será considerada incluindo sinais não pretendidos e que alteram e prejudicam o sinal de EMG [28].

A configuração bipolar, Figura 12, permite uma alta taxa de rejeição modo comum e por isso torna possível reduzir o ruído do sinal [28]. Trata-se da técnica actualmente mais aceite, ultrapassando os problemas que a configuração unipolar apresenta. Esta técnica consiste em

colocar dois eléctrodos de detecção na superfície, além do eléctrodo de referência. Desta forma existem duas diferenças de potencial entre os eléctrodos de detecção e o de referência. Um amplificador diferencial será responsável por amplificar a diferença de potencial eliminando o sinal comum entre os dois eléctrodos (sinal não pretendido e que afecta o sinal de EMG) [27].



Figura 12 - Configuração bipolar dos eléctrodos [27]

2.1.3.5. Selecção de eléctrodos

Existe uma grande variedade de eléctrodos, caracterizados pelas suas dimensões físicas, tecnologia, material de construção e forma [26], factores que afectam directamente a aquisição do sinal EMG de superfície.

A escolha dos eléctrodos devem ter em atenção uma série de requisitos de forma a ser possível adquirir o sinal a estudar. O material e a sua construção devem permitir o melhor contacto com a pele diminuindo a impedância do contacto. De entre um conjunto de materiais, os mais utilizados são: Ag/AgCl, AgCl, Ag e Au, Figura 13. No entanto, é de referir que os mais utilizados são construídos em Ag/AgCl pela sua estabilidade, reduzido ruído e baixa impedância de interface associado a um gel condutor [27].



Figura 13 - Material dos eléctrodos [23]

Ambos os eléctrodos necessitam de um gel condutor de forma a garantir o melhor contacto com a pele e reduzir a impedância. Existem no mercado eléctrodos pré-gelatinados que contêm já na sua constituição o gel de contacto permitindo uma melhor e mais rápida aplicação assim como a quantidade recomendada de gel de forma a não influenciar os resultados. Além dos pré-gelatinados existem os não-gelatinados em que a sua aplicação requer o uso de um gel entre a interface pele/eléctrodo aplicado pelo examinador, o qual deverá ter em atenção a quantidade a aplicar. Embora ambos tenham resultados equivalentes recomenda-se o uso de eléctrodos pré-gelatinados sendo usados muitas vezes eléctrodos de ECG [17]. O SENIAM (Surface EMG for Non Invasive Assessment of Muscles), recomenda a utilização de eléctrodos não-polarizados Ag/AgCL, associado a um gel condutor de forma a reduzir o ruído do sinal, assegurando um melhor contacto entre o eléctrodo e a pele [19] [27]. O eléctrodo de Ag-AgCL é bastante estável, apresenta menor nível de ruído em relação aos restantes eléctrodos metálicos aplicado com um gel condutor na interface pele/eléctrodo e potencial de meia célula muito baixo aproximadamente 220 mV [17] [26].

Outro factor importante na escolha dos eléctrodos é a sua disponibilidade no mercado e facilidade de aquisição [28].

A forma e o layout do eléctrodo mais comercializado é circular, no entanto outras formas como rectangular são usadas para a aquisição do sinal. É um factor que não afecta directamente o sinal [28], e os investigadores não têm dado importância a este factor estando mais direccionados para a qualidade de aquisição do sinal [23]. A sua forma deverá ser escolhida em função da superfície a usar podendo, em casos específicos, a forma do eléctrodo melhorar o contacto com a interface.

Um factor que influencia o sinal adquirido é a dimensão do eléctrodo, que pode variar entre 1mm² a poucos cm² [27], e deverá ser escolhido em função do músculo a estudar, ou seja, deverá ser grande o suficiente para captar o sinal de um número razoável de unidades motoras,

mas pequeno de forma a evitar a interferência do sinal de músculos vizinhos [29]. Para uma velocidade específica de condução, verifica-se que os eléctrodos de menores dimensões têm um melhor comportamento, devido á frequência de corte. Para um eléctrodo de diâmetro de 5mm a frequência de corte aproximada é de 360Hz, 220Hz para 10 mm e 100Hz para 20mm; desta forma eléctrodos com maiores dimensões tendem a perder informação quando o sinal EMG é filtrado para reduzir o ruído do sinal adquirido [17]. A dimensão do eléctrodo corresponde á área da superfície condutora do eléctrodo, e segundo as recomendações da SENIAM o tamanho do eléctrodo colocado na direcção das fibras musculares não deve exceder os 10 mm. Investigadores Europeus referem o uso de eléctrodos circulares com diâmetro de 10 mm como os mais aconselhados [27]. Na tabela 2 podem ser analisadas as características dos eléctrodos utilizados em equipamentos comercializados, referindo a forma, dimensão, material, distância entre eléctrodos e o seu tipo.

Tabela 2- características dos eléctrodos comercializados [18]

Empresa	Equipamento	Canais	Material	Forma	tamanho	Diâmetro	Tipo
B & L Engineering Biometrics	MA-300	6, 10, 16	Steel	Disk	1/2"	13/16" & 1 3/8"	Re-usable
	SX230 (DataLog)	8	Steel	Disk	10mm	20 mm	Re-usable
	SX230 (DataLink)	8	Steel	Disk	10mm	20 mm	Re-usable
Biopac	EMG100C						
	TSD150			Disk	11.4 mm	20 or 35mm	Re-usable
Bortec	AMT	8, 16	Ag/AgCl	Disk	10mm	20 mm	Pre-gelled
DelSys	Bagnoli	4, 8, 16	Ag	Bar	10 x 1 mm	10 mm	Re-usable
	MyoMonitor	8, 16	Ag	Bar	10 x 1 mm	10 mm	Re-usable
Glonner MIE	BioTel	1-4, 8-32					
	MT8	8	Ag/AgCl	Rectangle	30 x 20 mm	Variable	Pre-gelled
Mega	Data Logger	8	Ag/AgCl	Rectangle	30 x 20 mm	Variable	Pre-gelled
	ME6000	4, 16					
	NeurOne	4					
	NeurOne Matrix	2					
Motion Lab Systems Noraxon	WBA						
	MA-300	6, 10, 16	Steel	Disk	12 mm	18 mm	Re-usable
	MYOTRACE 400	2	Ag/Ag/Cl	Disk	10 mm	20 mm	Pre-gelled
	TELEMYO2400T	4, 8	Ag/Ag/Cl	Disk	10 mm	20 mm	Pre-gelled
	TELEMYO2400TG2	4, 8, 12, 16	Ag/Ag/Cl	Disk	10 mm	20 mm	Pre-gelled
	MYOSYSTEM1200	1-8	Ag/Ag/Cl	Disk	10 mm	20 mm	Pre-gelled
Run Technologies	MYOSYSTEM1400	1-16	Ag/Ag/Cl	Disk	10 mm	20 mm	Pre-gelled
	MQ-8	2					
	Myopac	16					
	Myopac Jr	8					
Zebris Medical GmbH	EMG 4	4					
	EMG 8	4					
	EMG 8 Bluetooth	8					

2.1.3.6. Constituição e funcionamento do eléctrodo

Os eléctrodos de Ag/AgCl, assumem grande importância na aquisição do sinal electromiográfico pelas considerações acima descritas, pelo seu fácil fabrico em laboratório e reduzido custo. É constituído por um metal revestido por um composto iónico pouco solúvel desse metal com o respectivo anião, Figura 14. Estes eléctrodos são constituídos por uma base de metal de prata revestido por um composto iónico que seja pouco solúvel para garantir a estabilidade (quanto maior a solubilidade menos estável será por alteração das suas propriedades), o AgCl apresenta excelentes características de estabilidade por ser apenas muito

solúvel em água. Os eléctrodos são imersos no electrólito carregado de aniões Cl^- de forma a tornar possível as reacções químicas (oxidação e redução) entre o electrólito e o eléctrodo. A oxidação dos átomos de prata da superfície dos eléctrodos através dos iões de prata contidos na solução de interface forma iões de Ag^+ , que combinam com os iões de Cl^- formando o composto iónico AgCl , processo de redução [21].

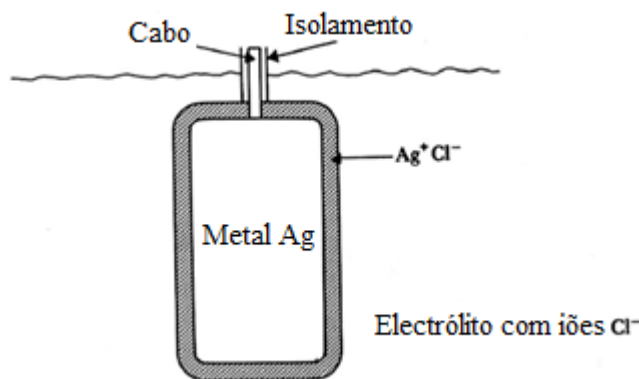


Figura 14 - Constituição do eléctrodo Ag/AgCl [21]

2.1.3.7. Posicionamento dos eléctrodos

O posicionamento dos eléctrodos tem influência directa na qualidade do sinal de EMG e sua amplitude, tornando-se necessário seguir um conjunto de princípios de colocação.

Para uma melhor aquisição do sinal é necessário conhecer a distribuição das fibras musculares, pontos motores e zonas de enervação do músculo só assim será possível uma correcta colocação dos eléctrodos e consequentemente um sinal de qualidade.

Os eléctrodos poderão ser colocados sobre a superfície da pele de forma longitudinal ou transversal [18]. A opção longitudinal (ao longo das fibras musculares) consiste na colocação dos eléctrodos entre o ponto motor do músculo e as fibras musculares, enquanto a opção transversal consiste na colocação dos eléctrodos o mais próximo possível do ponto motor e o mais próximo possível do tendão de forma a maximizar a distância entre os músculos vizinhos [17] [18].

Os eléctrodos não deverão ser colocados à mesma distância do ponto motor que geralmente coincide com a zona de enervação muscular, pois é uma vez que o sinal será aplicado a um amplificador diferencial que amplifica a diferença de potencial entre os dois eléctrodos, se os mesmos estiverem à mesma distância do ponto motor e em lugares opostos o

potencial de acção dos dois eléctrodos será o mesmo ocorrendo uma diferença de potencial entre eléctrodos nula. Desta forma a colocação dos eléctrodos deverá ser realizada do mesmo lado do ponto motor garantindo que o potencial de acção atinja os eléctrodos em tempo ligeiramente diferente permitindo a amplificação da diferença de potencial entre ambos [18].

Devem ainda ser respeitadas as distâncias entre eléctrodos que segundo o SENIAM esta distância deve ser de 20mm por se tratar da distância onde a amplitude do sinal EMG é maior, e no caso de músculos pequenos a distância entre eléctrodos não deve exceder $\frac{1}{4}$ do comprimento das fibras musculares [27]. Falta ainda referir a posição do eléctrodo de referência o qual deverá ser colocado onde a actividade muscular é mínima. Na Figura 15 é apresentada a diferença de amplitude do sinal provocada pela variação da distância entre eléctrodos, podendo ser analisada a influência que uma má colocação dos eléctrodos, uma violação das recomendações de distância, pode reflectir no sinal adquirido.

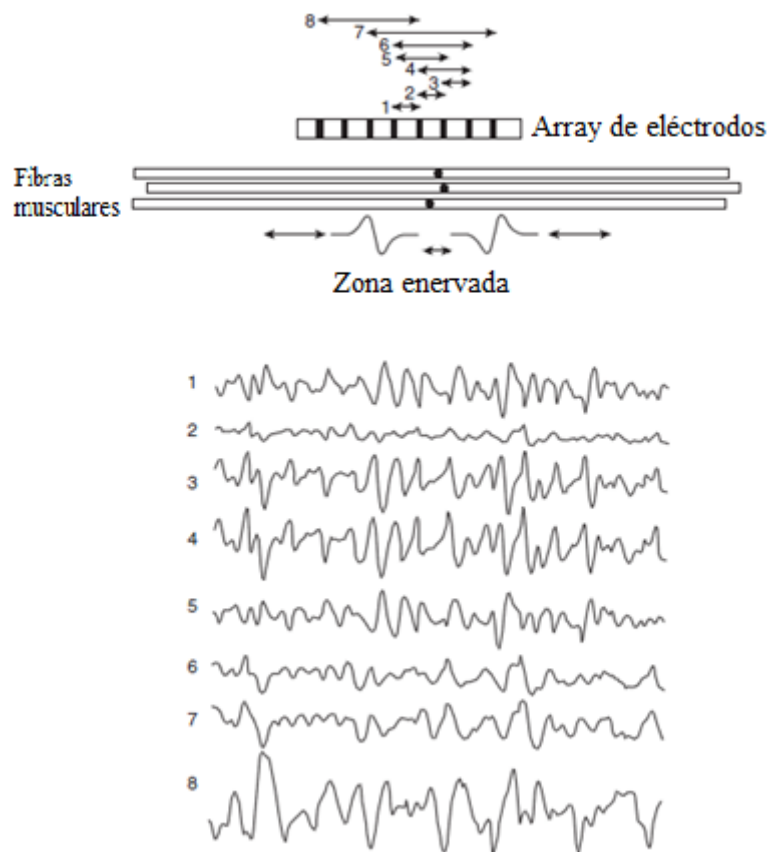


Figura 15 - Influência do posicionamento dos eléctrodos no sinal de EMG [18]

A tabela 3, apresenta ainda a influência da distância entre eléctrodos na gama de frequência de operação. Como exemplo para eléctrodos de 15 mm de diâmetro, distância entre eléctrodos de 30mm e velocidade de condução de 4m/s a frequência de corte é de 133 Hz com o

seu máximo a 66hz, mantendo as condições e reduzindo a distância entre eléctrodos para 20mm a frequência de corte passa para 200 Hz e o máximo para os 100 Hz [18].

Tabela 3 – influência da distância entre eléctrodos na gama de frequências [17].

Condução Velocidade v	Inter-eléctrodo distância e	Frequência valor maximo	Frequência de corte
3 m/s = 3 mm/ms	0.010 m = 10 mm	150 Hz	300 Hz
3 m/s = 3 mm/ms	0.020 m = 20 mm	75 Hz	150 Hz
3 m/s = 3 mm/ms	0.030 m = 30 mm	50 Hz	100 Hz
4 m/s = 4 mm/ms	0.010 m = 10 mm	200 Hz	400 Hz
4 m/s = 4 mm/ms	0.020 m = 20 mm	100 Hz	200 Hz
4 m/s = 4 mm/ms	0.030 m = 30 mm	66 Hz	133 Hz
5 m/s = 5 mm/ms	0.010 m = 10 mm	250 Hz	500 Hz
5 m/s = 5 mm/ms	0.020 m = 20 mm	125 Hz	250 Hz
5 m/s = 5 mm/ms	0.030 m = 30 mm	83 Hz	166 Hz

2.1.4. Preparação do teste

O examinador deverá ter especial atenção à preparação do exame pois uma correcta preparação tem como principal objectivo a redução da impedância provocada pela interface, sendo que quanto menor a impedância melhor o sinal adquirido. Para uma correcta preparação deve seguir-se um conjunto de medidas, já estudadas e testadas pelo SENIAM, que provam uma redução da impedância pela promoção do contacto entre a pele e o eléctrodo. Esta preparação torna-se necessária devido a factores naturais que afectam a qualidade do sinal adquirido com a introdução de impedâncias elevadas. O contacto do eléctrodo com a pele é influenciado pela construção do eléctrodo, pela má preparação da pele e por factores próprios do paciente como a idade, sexo e etnia [29].

A limpeza da pele é uma boa forma de reduzir esta impedância, a SENIAM recomenda o uso de álcool para limpar a pele e eliminar gorduras, células mortas ou outros vestígios que reduzem a qualidade da interface eléctrodo/pele [21]. Eléctrodos de Ag/AgCl apresentam tipicamente impedâncias na ordem dos $5K\Omega$ para uma frequência de 10 Hz, para uma correcta preparação da pele [29].

A Figura 16, apresenta o circuito equivalente para a interface pele/eléctrodo, incluindo entre ambos o gel/electrólito carregado de iões Cl^- [21].

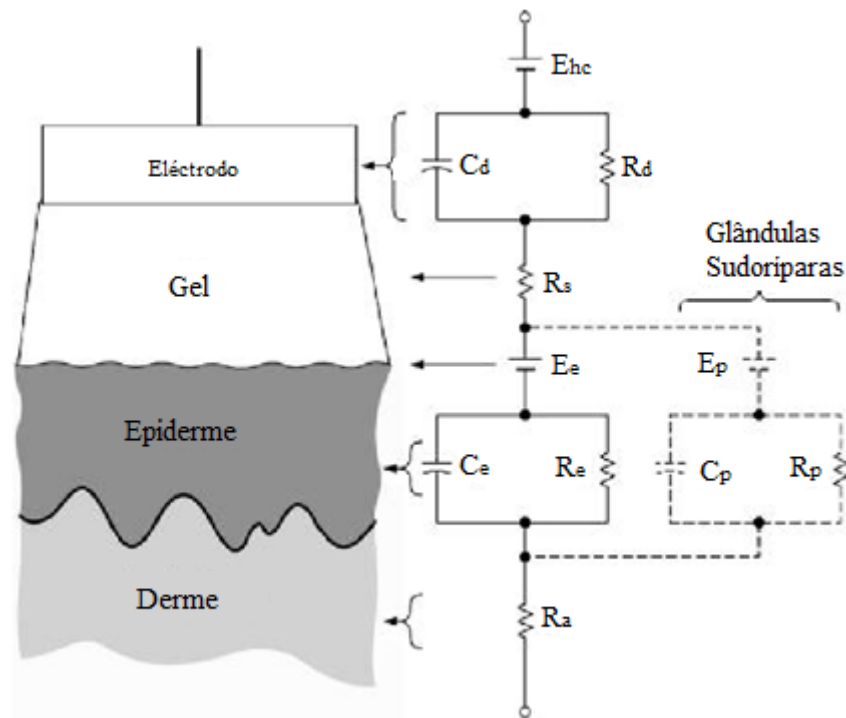


Figura 16 - Circuito equivalente da interface completa da pele/eléctrodo [21]

Conforme já analisado no capítulo 2.1.3.2, apenas para a interface eléctrodo/electrólito, E_{hc} consiste no potencial entre o eléctrodo e electrólito, R_d e C_d a impedância entre a dupla camada formada pelo electrólito/eléctrodo e R_s a resistência do electrólito. E_e , representa o potencial de meia-célula entre o electrólito e a epiderme, uma vez que a membrana da epiderme é semipermeável aos iões, permite uma diferença de concentração de iões entre a epiderme e o electrólito e desta forma a existência de uma diferença de potencial. A camada constituída pela epiderme oferece uma impedância representada pelo paralelo de C_e e R_e e a camada profunda da pele a derme introduz uma resistência imposta pela resistência R_a . O paralelo de R_p e C_p corresponde à impedância provocado pelo suor, no entanto e conforme é apresentada em tracejado é muitas vezes esquecida quando se usa uma configuração diferencial bipolar dos eléctrodos, pois e nesta situação o amplificador diferencial eliminará esta impedância comum a ambos os eléctrodos [21].

2.1.5. Sinal EMG

O sinal electromiográfico requer muita atenção por parte de quem o estuda, pelas limitações e requisitos de leitura que o mesmo exige de forma a ser possível a sua correcta aquisição para posterior análise. Trata-se de um sinal de baixa amplitude e como tal muito

susceptível a ruídos que alteram a grandeza a estudar. É necessário conhecer e estudar o sinal para correcta aquisição, amplificação e filtragem de forma a obter um sinal o mais perfeito possível sem eliminar componentes importantes do sinal.

O sinal muscular quando medido com eléctrodos de superfície apresenta amplitudes até 5mV, operando numa gama de frequências entre os 0Hz e os 1000Hz. A gama de frequências do sinal apesar de se encontrar entre os 0Hz e os 1000Hz, é até os 500Hz que a informação do sinal de electromiografia é relevante, acima desta frequência introduz-se ruído e interferências no sinal. A intensidade do sinal atinge os seus valores máximos na gama dos 50 aos 150 Hz [20]. Desta forma e para uma correcta análise são estabelecidos dois limites na frequência um para baixas frequências que tendem a oscilar e serem instáveis e outro para altas frequências que introduzem ruídos não desejáveis à aquisição. Os limites estabelecidos e aconselhados pelo SENIAM encontram-se entre os 20Hz e os 500Hz, limites estes que “cobrem” a gama de frequências necessárias ao estudo do sinal [20].

2.2. Goniometria

A goniometria consiste numa técnica muito usada na prática fisioterapêutica, que permite medições angulares do corpo humano, permitindo uma melhor avaliação do paciente e consequentemente uma terapia ou tratamento mais indicado. É utilizado um equipamento específico, o goniómetro, que de acordo com o seu posicionamento nos fornece o ângulo formado por determinada articulação e as limitações do movimento, Figura 17 [30].

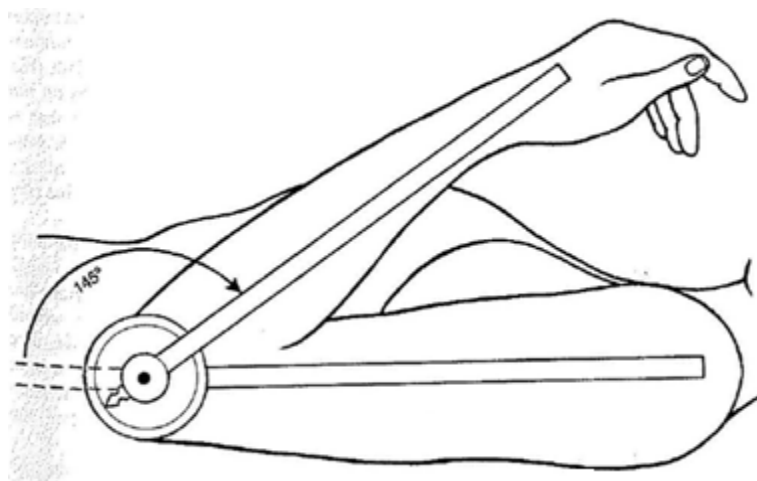


Figura 17 - Exemplo de um goniómetro manual [30]

O goniómetro permite assim caracterizar o movimento passivo e activo do membro do paciente, para documentar anomalias no movimento. Desta forma apresenta-se por uma ferramenta de trabalho, muito útil e requerida para avaliação do desempenho muscular e função neurológica.

Este equipamento em conjunto com outras informações permite:

- Determinar a presença ou ausência de anomalias;
- Estabelecer um diagnóstico;
- Desenvolver um prognóstico;
- Avaliar o progresso, o tratamento e a eficácia da terapia aplicada;
- Fabrico de ortóteses.

O movimento dos membros é estabelecido com base nos três planos cartesianos que formam entre si um ângulo recto, sendo o movimento descrito pelos respectivos eixos cartesianos, Figura 18 [30].

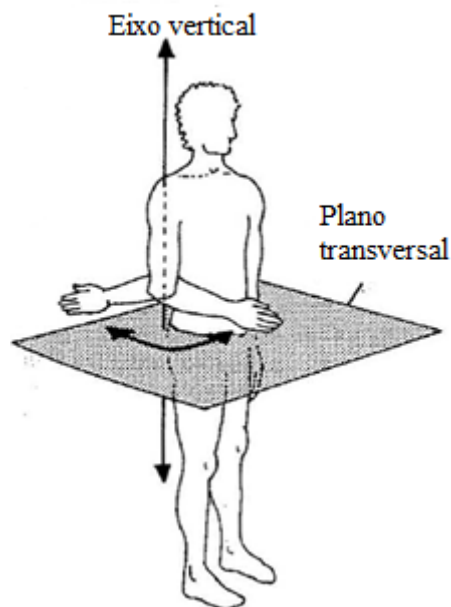


Figura 18 - Movimento do braço segundo os eixos cartesianos [30]

O movimento de rotação de um membro é geralmente acompanhado por um movimento de translação afectando a medida do goniómetro por alteração do eixo de medição. Se o goniómetro permitir apenas a leitura num eixo único o movimento de translação que ocorre afectará a medida e deverá ser tomado em conta. Desta forma o examinador deverá possuir um

conjunto de conhecimentos capazes de efectuar uma correcta medição, reduzindo os efeitos negativos que possam interferir na medição, onde se destacam [30]:

- Alinhar, posicionar e estabilizar o equipamento;
- Conhecimento das articulações e gama de amplitudes que o mesmo pode efectuar;
- Correcto posicionamento do paciente;
- Ler correctamente o goniómetro.

O correcto posicionamento do equipamento é fundamental para uma leitura credível. Deverá ser respeitado o posicionamento inicial do membro estabelecido como a posição correspondente aos 0 (zero) graus, permitindo a rotação ou extensão completa da articulação [30].

A estabilização do membro permite garantir que a medição observada é real, sem interferência do conjunto de movimentos que uma articulação pode sofrer. Geralmente a estabilização manual efectuada pelo examinador é suficiente para manter o conjunto fixo [30].

2.2.1. Goniómetro

Existe uma grande variedade destes equipamentos.

O goniómetro universal é o mais usado nestas medições, por ser simples, de fácil manuseio, com medidas precisas e permitir um rápido diagnóstico. Construídos em plástico ou metal, com diversos tamanhos e formas, Figura 19, as escalas de medição geralmente são de dois tipos, escalas de 180° ou 360° ([0-180,180-0] e [0-360, 360-0]), com incrementos que variam entre 1 a 10 graus sendo as mais usuais com incrementos de 1 ou 5 graus [30].

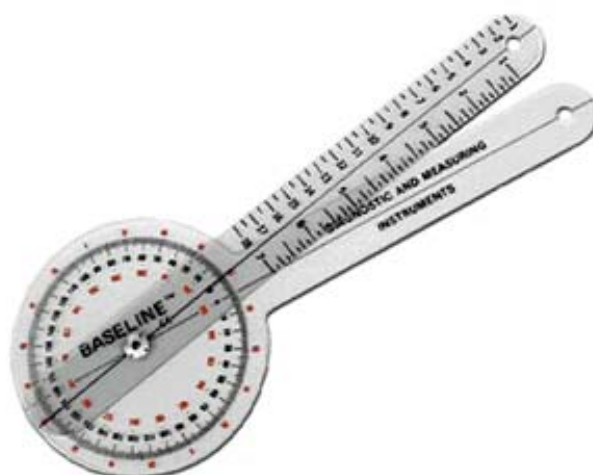


Figura 19 - Goniómetro universal de plástico [31]

Para além da escala é constituído por duas hastes uma que ficará fixa e outra que acompanha o movimento da articulação e consequentemente da escala, Figura 20 [30].

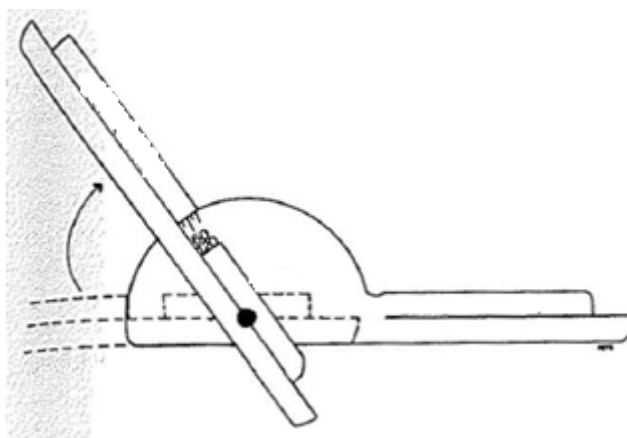


Figura 20 - Funcionamento do goniómetro universal [30]

2.2.2. Electrogoniómetros

Os avanços tecnológicos permitiram actualizações e avanços no projecto, eficiência, complexidade e precisão dos goniómetros, levando ao aparecimento dos electrogoniómetros. Em 1959 foram introduzidos pela empresa Karpovich e Karpovich sendo utilizados principalmente para obter medições dinâmicas conjuntas em investigação [30].

Eram instrumentos semelhantes aos goniômetros universais, constituídos igualmente por dois braços, um fixo e outro móvel colocado na articulação desejada, mas instrumentalizados.

Os principais tipos de electrogoniômetros são [30].

- Constituídos por dois braços, existindo entre eles um potenciômetro, cuja variação surge pelo movimento dos braços, Figura 21. A variação da resistência é proporcional ao movimento dos braços do goniômetro, provocando uma tensão variável aos terminais da resistência usada para indicar a quantidade do movimento da articulação.



Figura 21 - Electrogoniômetro e seu posicionamento [31]

- Constituídos pelo princípio de integração de potenciômetros com extensômetros e dinamometria isocinética, Figura 22. Também conhecidos por electrogoniômetros de pêndulo. Dois blocos de plástico nas extremidades ligados por um fio flexível, fio que tem extensômetros acoplados e distribuídos. A variação do ângulo formado pelos dois blocos, provoca uma alteração na resistência dos extensômetros, fornecendo desta forma uma tensão proporcional ao ângulo formado pelo movimento.



Figura 22 - Electrogoniómetros com princípio de funcionamento em extensómetros [32]

São equipamentos caros e demoram a ser calibrados com precisão, sendo mais usados em estudos e investigação. Os goniómetros universais são os que continuam a ser utilizados em clínicas.

O estudo e aquisição deste equipamento deve seguir as características da grandeza a medir, e os requisitos que caracterizam os transdutores que são [33]:

- Gama de medida: gama das variáveis de entrada, para as quais as características do transdutor são aceitáveis;
- Linearidade: relação entre a entrada e a saída do transdutor;
- Sensibilidade: variação do sinal de saída pela variação do sinal de entrada de uma unidade;
- Resolução: resposta do transdutor à menor variação da variável de entrada;
- Precisão: diferença entre o valor medido e o valor real;
- Repetibilidade: numero de vezes que uma medida de determinada variável pode ser medida com precisão;
- Drift: alteração das características do transdutor com as propriedades externas (idade, temperatura, etc).

2.3. Conclusões do capítulo

O estudo deste capítulo assume particular importância de forma a enquadrar o leitor no tema desta tese. É realizado um estudo às variáveis a quantificar, pois só conhecendo as suas características é possível uma correcta selecção dos sensores/transdutores. Neste seguimento é ainda estudado o funcionamento dos sensores/transdutores utilizados para a quantificação das

variáveis físicas de forma a ser perceptível o resultado fornecido pelos mesmos. Como a realização dos testes requer alguns cuidados na preparação, é também feita, neste capítulo, essa referência apresentando os efeitos negativos provocados pela violação das recomendações.

3. Condicionamento e aquisição de sinal

Neste capítulo é analisado e estudado o condicionamento do sinal. É referida uma introdução aos amplificadores operacionais, em particular o amplificador de instrumentação, bem como os filtros analógicos, seus tipos e ordem. E por fim a placa de aquisição, sua constituição e tipos de conversor analógico-digital usados e taxa de amostragem.

3.1. Amplificadores Operacionais

Os amplificadores operacionais são considerados um dos mais importantes componentes da electrónica analógica e instrumentação. Actualmente são construídos a partir de componentes electrónicos activos, díodos e transístores fabricados a partir do silício, disponíveis para comercialização em circuitos integrados. Cada amplificador operacional é constituído por um conjunto de dispositivos, um número elevado de transístores, algumas resistências e normalmente um condensador. No entanto, é considerado como um componente elementar, que permite a sua utilização sem o conhecimento prévio do seu circuito interno [34].

Com os avanços das técnicas de construção têm-se desenvolvido amplificadores com características cada vez mais interessantes, sendo possível nos dias de hoje adquirir amplificadores com:

- Alta rejeição do modo comum
- Baixa tensão de alimentação
- Baixa corrente de entrada
- Compensação de offset
- Compensação de frequência
- Protecção contra curto circuitos
- Tecnologia CMOS

Na Figura 23 está representado um amplificador operacional, correspondendo ao símbolo utilizado para identificar o amplificador. O símbolo representado apresenta duas entradas (+input, -input) a inversora e a não inversora e uma saída (output); para além destas variáveis de entrada e saída os amplificadores têm de ser alimentados, caso contrário não é

possível o seu funcionamento; a alimentação corresponde a tensões contínuas geralmente duas tensões são necessárias a positiva e a negativa ($+V_{ss}$, $-V_{ss}$) [34].

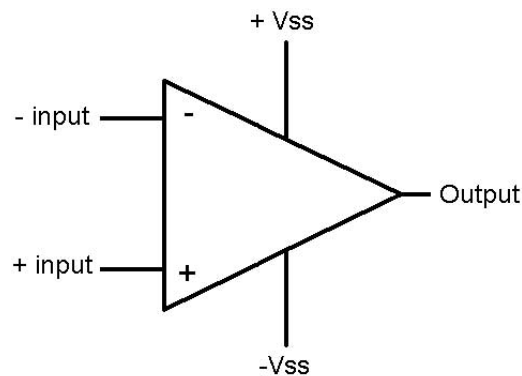


Figura 23 - Símbolo de um amplificador operacional [34]

Para além dos elementos fundamentais e representados na simbologia do amplificador, outras variáveis poderão ser atribuídas, por exemplo, para compensação em frequência e o offset [34].

Amplificador Operacional Ideal

O nome de amplificador operacional ideal, é atribuído ao amplificador operacional com as características ideais, ou seja, assumindo os seus parâmetros como perfeitos. Permite o cálculo da diferença de tensão aplicada às suas entradas multiplicada por um ganho, uma vez que são consideradas as condições ideais será obtido na saída o valor calculado e esperado teoricamente.

Na verdade um amplificador operacional ideal não existe na prática, no entanto com o avanço na tecnologia de construção e desenvolvimento de novas técnicas têm-se desenvolvido amplificadores operacionais com o objectivo de conseguir obter características o mais próximo possíveis das ideais [35]. A não idealidade de um amplificador real resulta de um conjunto de parâmetros, entre os quais se destacam a tensão de offset de entrada diferente de zero e o ganho que varia em função da frequência [35].

Para o amplificador operacional ideal são assumidos um conjunto de parâmetros que o caracterizam, no entanto na prática tais características são extremamente difíceis de obter sendo por isso apenas possível considerar o mesmo como ideal teoricamente. O conjunto de parâmetros assumidos para o amplificador operacional são [34] [35] [36]:

- Impedância de entrada infinita, corrente aos terminais de entrada nula.
- Impedância de saída nula, a tensão entre a saída e a terra deverá ser sempre igual á diferença das entradas multiplicada pelo ganho independente da corrente fornecida á carga;
- Rejeição em modo comum infinito;
- Acoplamento directo, permite amplificação de sinais de baixas frequências;
- Ganho diferencial constante para diferentes frequências;
- Ganho infinito.

A rejeição em modo comum referida acima, consiste na capacidade do amplificador rejeitar o sinal que é comum a ambas as entradas, sendo tanto melhor quanto maior a rejeição em modo comum, assume-se por isso no amplificador operacional ideal como infinito.

Para o amplificador operacional ideal, é apresentado na Figura 24 o seu modelo equivalente, a entrada inversora (-) está em oposição de fase com a saída enquanto a entrada não-inversora (+) está em fase com a saída [34] [35] [36], a tabela 4 mostra as suas características.

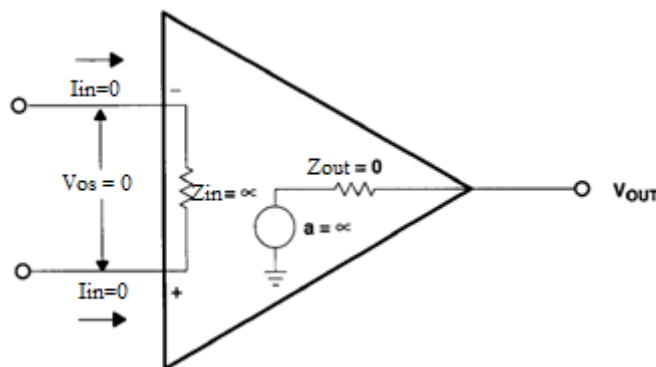


Figura 24 - Modelo equivalente de um amplificador operacional ideal [35]

Tabela 4- Características de um amplificador operacional ideal [35]

PARÂMETRO	SIMBOLO DO PARÂMETRO	VALOR
Corrente de entrada	I_{in}	0
Offset da tensão de entrada	V_{os}	0
Impedância de entrada	Z_{in}	∞
Impedância de saída	Z_{out}	0
Ganho	a	∞

Existem dois tipos de configuração dos amplificadores operacionais, a inversora e a não-inversora. Será dada mais relevância à não-inversora por se tratar da configuração de maior interesse neste projecto.

Configuração inversora

A Figura 25, apresenta o modelo da configuração inversora do amplificador operacional ideal, constituído pelo bloco amplificador e duas resistências. R_F está ligada entre a entrada inversora e a saída do amplificador, é uma realimentação negativa e R_F fecha a malha em torno do amplificador. A fonte de sinal liga à entrada inversora através de R_G enquanto que a entrada não inversora fica ligada à terra. A tensão de saída é uma vez que a impedância é idealmente nula, encontra-se entre o terminal de saída e a terra, não dependendo por isso da corrente que é fornecida à carga [34] [35]. Pelas equações 3 e 4 [35], podemos verificar que o ganho está em função das resistências R_F e R_G , podendo assim ser definido pelo utilizador.

$$I_1 = \frac{V_{IN}}{R_G} = -I_2 = -\frac{V_{OUT}}{R_F} \quad (3)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_F}{R_G} \quad (4)$$

No amplificador operacional ideal o ganho tende para infinito, desta forma a tensão de entrada inversora segue a não inversora e qualquer valor que apareça na entrada inversora aparecerá na não inversora. Ocorre assim um curto-circuito virtual entre as entradas, justificado pelo ganho tender para infinito [34].

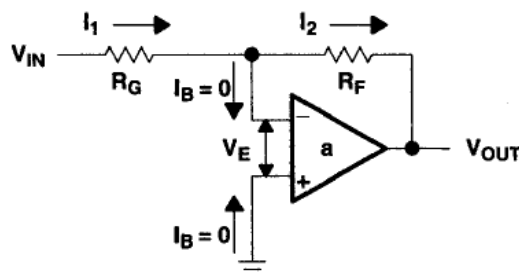


Figura 25 - Configuração inversora do amplificador operacional [35]

Configuração não inversora

Nesta configuração o sinal de entrada é ligado directamente à entrada não inversora, enquanto que R_g é ligado à entrada inversora e consequentemente ligada à terra, Figura 26. Conforme ocorre na montagem inversora também na montagem não-inversora e considerando o amplificador operacional ideal o ganho é infinito, logo existe um curto-circuito virtual entre as suas entradas, ou seja, $V_+ = V_- = V_{in}$ e não tem por isso offset $V_e = 0$ [36].

Como a impedância de entrada é infinita a corrente de R_g também percorre R_f que é $i_{Rg} = V_{in}/R_g$, e a tensão na entrada negativa é igual a V_{in} (à entrada positiva).

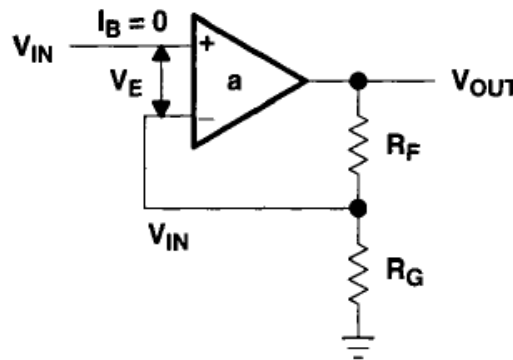


Figura 26 - Configuração não inversora do amplificador operacional [34]

O ganho da configuração não inversora pode ser obtido com base no divisor de tensão de R_G e R_F , o que pode ser analisado na equação 5, por outro lado como existe um curto-circuito virtual entre as entradas leva por isso que ambas as entradas tenham a mesma tensão, desta forma o ganho é fornecido com base na equação 6 [35] [36].

$$V_{IN} = V_{OUT} \frac{R_G}{R_G + R_F} \quad (5)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_G + R_F}{R_G} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (6)$$

A muito alta impedância de entrada desta configuração permite que o amplificador funcione como buffer, ou seja, não introduz qualquer ganho no circuito funcionando apenas como transformador de impedância, por exemplo para ligar fontes de alta impedância a cargas de baixa impedância, tem-se assim um seguidor de tensão em que a tensão de saída segue a

entrada conforme mostra a Figura 27, muitas outras aplicações poderão ser efectuadas com estes amplificadores em configuração não inversora, como por exemplo funcionarem como conversores tensão-corrente, integradores e muitas outras [36].

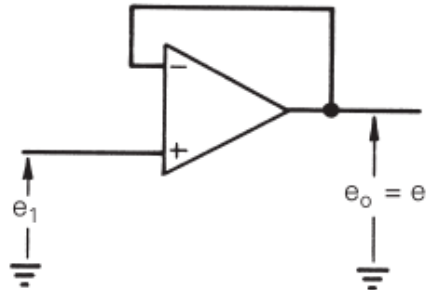


Figura 27 - Seguidor de tensão [36]

3.1.1. Limitações dos amplificadores operacionais

Até agora foram analisados os amplificadores operacionais como ideias, no entanto e como já referido anteriormente as características ideias não existem, amplificadores actuais aproximam-se das características ideias no entanto ainda não foram completamente alcançáveis. Sendo assim a análise feita anteriormente não reflecte o verdadeiro comportamento do amplificador, em alguns casos a diferença entre as características ideias e reais não são muito significativas, no entanto poderá sê-lo no desempenho do dispositivo, sendo assim antes da sua utilização deverão ser estudadas as limitações dos amplificadores e ter em atenção alguns requisitos [34] [36]:

- Ganho em malha aberta muito elevada (10^6) no entanto não é infinito;
- Impedância de entrada elevada mas não infinita;
- Impedância de saída não é zero, mas tipicamente 50Ω ;
- Não é rejeitado completamente o modo comum;
- Ganho diminui com a frequência;
- Saturação da saída;
- Slew-rate;
- Largura de banda á potência máxima;
- Tensão de offset;
- Correntes de polarização á entrada.

Ganho diminui com a frequência

Conforme já referido o ganho de um amplificador operacional não ideal, não é infinito. Além de ter um ganho finito este reduz com o aumento da frequência. O gráfico da Figura 28, demonstra o comportamento do ganho do amplificador em função da frequência, e desta forma comprova-se que o ganho é elevado para frequências baixas (até os 10Hz), e que reduz com o aumento da frequência.

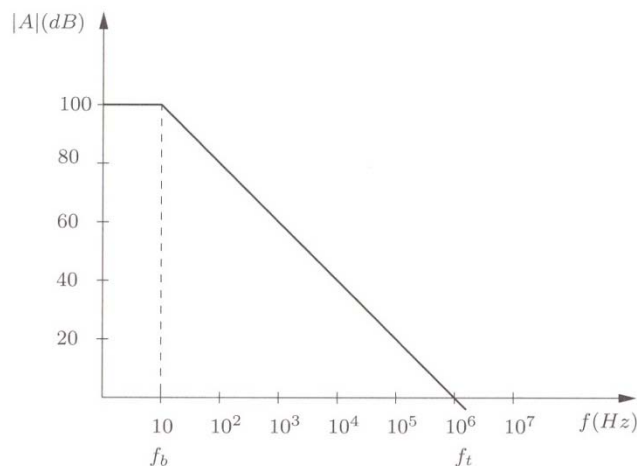


Figura 28 - Ganho em função da frequência [34]

F_b: frequência para a qual o ganho começa a diminuir (100dB)

F_t: frequência à qual o ganho é unitário (0 dB)

De notar que o produto do ganho pela frequência é constante, e denominado por “produto ganho-largura de banda”, onde $|A| \times f = 10^6$ [34]

Saturação da saída

Pela análise do gráfico da Figura 29, verifica-se que os amplificadores operacionais têm um comportamento linear apenas dentro de uma gama limitada de tensões de saída. Geralmente esta gama está limitada pela tensão de alimentação do amplificador, de referir que a tensão de alimentação não deverá ultrapassar o valor máximo estabelecido pelo fabricante de forma a não causar estragos ao dispositivo. Sendo assim, e como a tensão de saturação está geralmente abaixo de 2 volts da tensão de alimentação (podendo variar de amplificador para amplificar, por exemplo diferença de 3 volts para a tensão de alimentação, ou até mesmo no caso de ser rail to rail de décimas de volt), para um amplificador com tensão de alimentação ± 15 v, a tensão de saturação positiva está nos 13 volts e a saturação negativa a -13volts [34] [36].

A tensão de entrada deverá ser mantida em valores baixos, de forma a serem dependentes do ganho e não ocorrerem cortes nos picos de tensão de entrada e distorção do sinal [34].

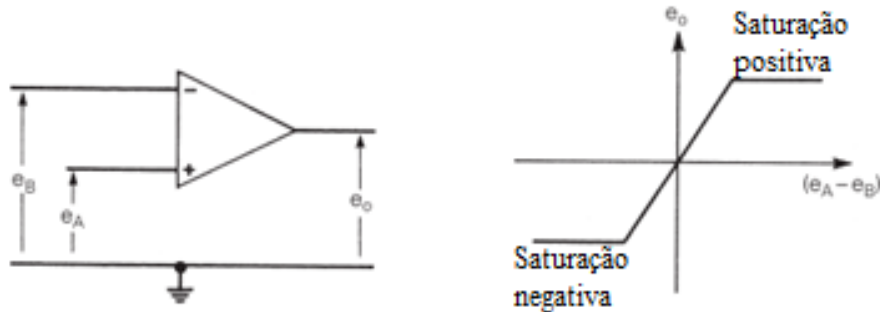


Figura 29 - Saturação da saída do amplificador [36]

Slew-rate

O slew-rate consiste na taxa de variação da tensão de saída do amplificador que é limitada, ou seja, a tensão de saída do amplificador não varia instantaneamente mas está dependente da sua taxa máxima de variação, geralmente expressa em Volts/microsegundos e dada pela equação 7. O slew-rate indica assim a taxa de variação máxima da tensão de saída em resposta a uma entrada, sem causar distorção não linear. Amplificadores projectados para funcionar em condições de baixas exigências e sinais de entrada pequenos têm geralmente slew-rate baixo e por isso lentos e largura de banda limitada [36].

$$\text{Slew rate} = \left| \frac{de_o}{dt_{max}} \right| \cong \frac{I_o}{C} \quad (7)$$

A escolha de amplificador deverá ter especial atenção a este parâmetro, uma vez que caso seja aplicado um sinal de entrada que necessite de uma taxa de variação superior ao slew-rate do amplificador (sinal com amplitude e frequência elevados), a saída não irá acompanhar a entrada e será introduzida distorção não linear. A Figura 30, apresenta um sinal sinusoidal de saída com e sem interferência do slew-rate, pode-se verificar que o sinal com slew-rate altera o sinal original de entrada que em vez de ser uma onda sinusoidal tende para uma onda triangular [36].

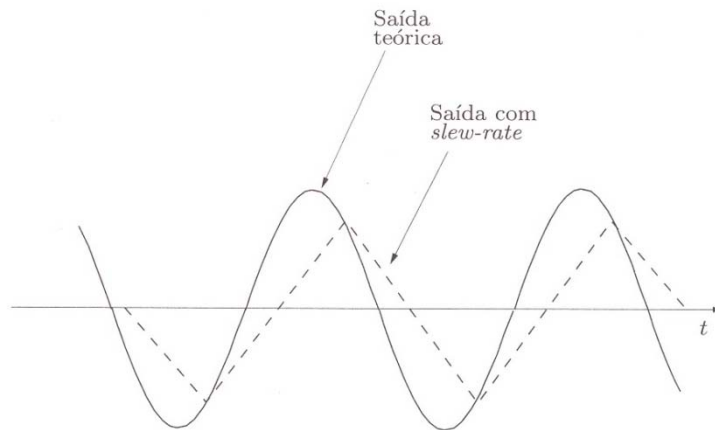


Figura 30 - Saída teórica do amplificador operacional e saída afectada pelo slew-rate [34]

Largura de banda à potência máxima

Este parâmetro está directamente relacionado com o slew-rate, ou seja, a largura de banda à potência máxima não é mais que a frequência máxima do sinal de entrada com amplitude máxima, sem apresentar slew-rate. A largura de banda é desta forma limitada pela taxa de slew-rate, que indica a frequência do sinal de entrada máxima sem alteração do sinal original.

Tensão de offset

A tensão de offset de entrada dos amplificadores, resulta das diferenças entre componentes do andar diferencial da sua entrada. Esta tensão de offset assume particular atenção pelo facto do ganho elevado que o amplificador pode oferecer, podendo mesmo esta tensão de offset atingir os níveis de saturação do amplificador [34].

Assuma-se um amplificador com as suas duas entradas ligadas á terra, uma tensão contínua aparecerá na saída, sendo esta tensão diferente de zero e para colocar a saída neste nível é necessário aplicar uma fonte de tensão externa com a mesma amplitude e de polarização contrária [34]. A Figura 31, apresenta um amplificador com uma fonte de tensão contínua na entrada não inversora, representando o modelo de um amplificador ideal com offset (offset introduzido pela fonte de tensão contínua).

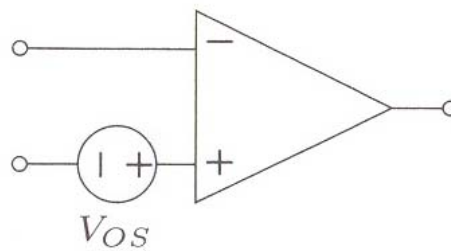


Figura 31 - Amplificador operacional ideal com offset [34]

As tensões de offset de entrada dos amplificadores operacionais estão entre 1mV e os 5mV, no entanto estes valores podem variar com a temperatura e idade do dispositivo. O circuito da Figura 32, é usado para o cálculo do offset em malha fechada curto circuitando-se a fonte de tensão de entrada. Perante esta análise se aplicado um sinal á entrada e usando o teorema da sobreposição o resultado do sinal aplicado será somado ao offset, e desta forma resulta com facilidade o calculo do offset.

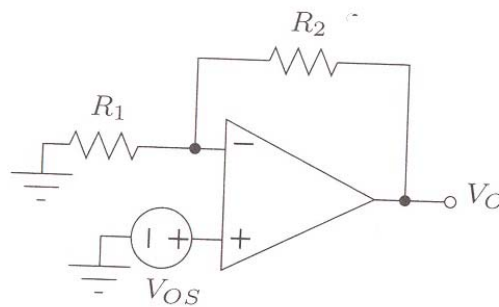


Figura 32 - Montagem para o cálculo do offset [34]

Uma série de problemas provocados pelo offset influenciam o resultado final e desejado, são referidos a seguir os problemas mais evidentes:

- Nível de tensão contínua de saída deslocado;
- Diminuição da excursão máxima do sinal;
- Sinal de entrada contínuo, impossível distinguir a saída desejada da tensão de offset.

Para alguns amplificadores operacionais a tensão de offset pode ser ajustado pelo uso de um potenciômetro ligado a dois terminais conforme a Figura 33, no entanto estes terminais apenas estão disponíveis para alguns modelos que são a minoria. Esta técnica apresenta

limitações pois os parâmetros do amplificador variam com a temperatura e tempo de vida do dispositivo, o que requer um constante ajuste [35].

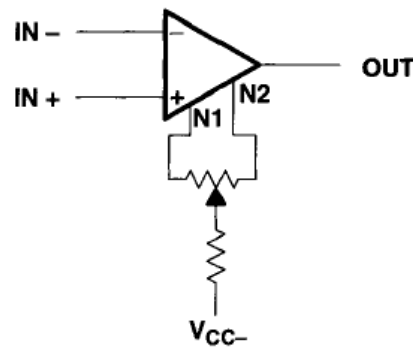


Figura 33 - Circuito para ajuste do offset [35]

Para o caso da tensão de entrada ser alternada, existe uma técnica de eliminar o problema causado pelo offset através do acoplamento capacitivo conforme a Figura 34, tanto na entrada como na saída, mas e de acordo com a utilização do acoplamento capacitivo o mesmo é inútil para sinais cuja frequência é baixa ou sinais contínuos.

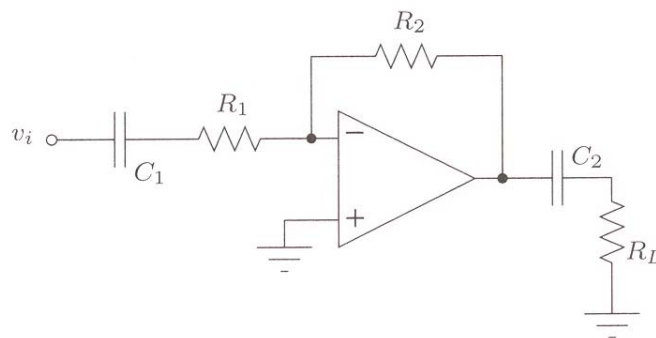


Figura 34 - Montagem para eliminar o offset para tensões alternadas [34]

Correntes de polarização à entrada

Quando se pretende que o amplificador operacional funcione com tensões contínuas DC, devem ser tomados em conta dois factores importantes a tensão de offset, e as correntes de polarização. Estes factores são responsáveis por afastar as características dos amplificadores reais dos ideais, com necessidade de ajustar a saída para zero quando a tensão aos terminais de entrada também é zero, ou por aplicação de um sinal constante DC na entrada a tensão de saída também deverá ser constante o que pode não acontecer.

Todos os amplificadores operacionais necessitam de correntes de polarização nas suas entradas para que seja possível o seu funcionamento, idealmente iguais nos dois terminais de entrada o que na prática geralmente existe uma pequena diferença entre ambas, a que se designa corrente de offset de entrada (módulo da diferença das correntes de polarização da entrada) equação 8.

$$I_{os}=|I_{b1}-I_{b2}| \quad (8)$$

A corrente de polarização, definida por I_b , é o valor médio das correntes das duas entradas do amplificador equação 9, com a tensão de saída em zero [36-38].

$$I_b = (I_{b1}+I_{b2}) / 2 \quad (9)$$

Como acontece na tensão de offset, também as correntes de polarização estão dependentes da temperatura de funcionamento, pois as características dos componentes activos e passivos que constituem o dispositivo sofrem alteração [36].

No caso do par diferencial de entrada ser formado por JFETS ou MOS-FETS estas correntes podem ser desprezadas, no entanto caso o par diferencial de entrada seja formado por transístores bipolares o valor destas correntes apesar de serem baixos não são nulos mas sim próximos dos 100nA [34] [36].

O circuito da Figura 35, permite o cálculo da interferência da corrente de polarização na tensão de saída.

- Tensão entrada inversora nula;
- Curto-circuito virtual na entrada;
- Corrente em R1 nula;
- $V_o=R_2 \cdot I_2$, R2 não pode assumir valores muito elevados;

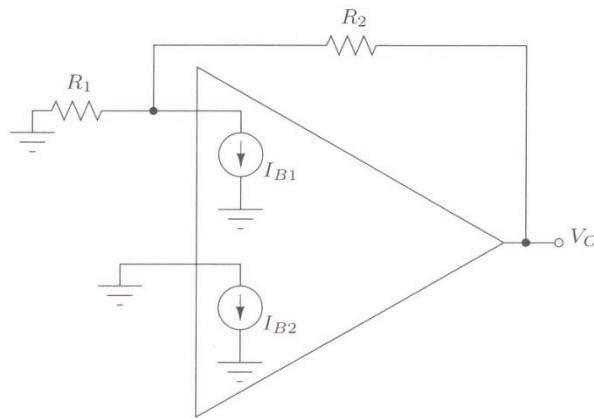


Figura 35 - Montagem para o cálculo da corrente de polarização [34]

De forma a ser possível reduzir a interferência destas correntes na tensão de saída, existe uma técnica que consiste na introdução de uma resistência R_3 na entrada não inversora, sem interferência no sinal e com tensão na entrada inversora igual á não inversora ($V = -R_3 I_{b2}$) e com valor igual ao paralelo de R_1 e R_2 ($R_3 = R_1 || R_2$) [34].

CMRR

O amplificador diferencial ideal produz na saída uma tensão resultante da diferença de tensão aplicadas na sua entrada, rejeitando por completo a tensão modo comum da entrada, ou seja, o sinal que é comum às duas entradas é eliminado por completo. No amplificador real tal situação não acontece, pois é devido a ganhos diferentes nas duas entradas do amplificador o sinal modo comum não é totalmente subtraído, e são transmitidos e amplificados para a saída. O CMRR, é a taxa de rejeição de modo comum, ou seja, é a relação entre o ganho do sinal diferencial aplicado e a resposta em modo comum, expresso geralmente em decibéis, por exemplo para um $CMRR = 1000$ corresponde a um CMRR de 60dB ($20 \log(1000)$) [36].

Para configurações inversoras dos amplificadores o CMRR não causa problemas devido a uma das entradas estar ligada á terra, e por isso a tensão modo comum é zero. No entanto para configurações não-inversoras como a entrada inversora segue a não-inversora do amplificador a tensão modo comum existe e está dependente do sinal de entrada, transferindo o erro para a saída prejudicando o restante circuito [36].

3.1.2. Ruído do amplificador

Existe um conjunto de factores que influenciam um sinal eléctrico, tanto externos como internos ao amplificador. Exemplos como a captação electrostática e electromagnética proveniente da rede eléctrica, frequência de rádio, arcos eléctricos provocados pelos maus contactos eléctricos em interruptores, ou interferências provenientes de outros dispositivos electrónicos vizinhos são exemplo de interferências externas aos amplificadores muitas vezes difíceis de controlar, prever e existente em toda a gama de frequências, no entanto também o próprio amplificador produz mais ou menos ruído de acordo com a sua qualidade [35].

A Figura 36, mostra o modelo do amplificador com gerador interno de ruído.

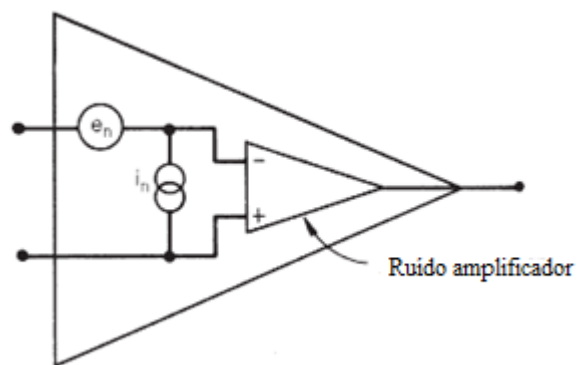


Figura 36 - Modelo do amplificador operacional com gerador de ruído interno [36]

Foram referidos até agora os parâmetros mais importantes dos amplificadores operacionais.

3.1.3. Amplificador Diferencial

O amplificador diferencial Figura 37, permite amplificar a diferença entre os sinais de entrada, e uma vez que o circuito é linear permite o uso do princípio da sobreposição.

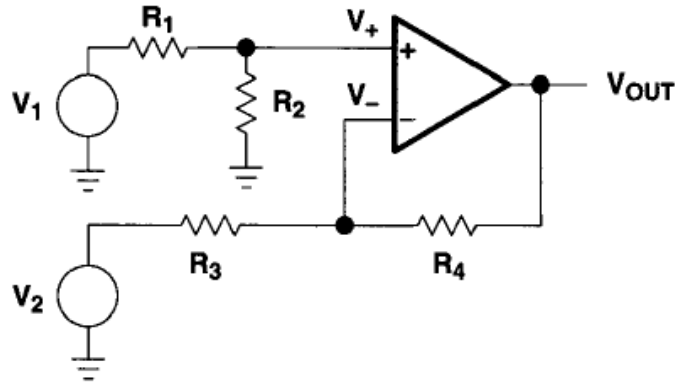


Figura 37 - Amplificador diferencial [35]

Por uma análise do circuito resultam as equações abaixo, para a equação 10 assume-se a entrada não-inversora nula e por isso a saída apenas resulta da entrada inversora, enquanto para a equação 11 e 12 (tensão da entrada e de saída da montagem não inversora respectivamente) assume-se a entrada inversora como nula e a saída dependente da entrada não inversora.

$$v_{ol} = - v_1 \frac{R_2}{R_1} \quad (10)$$

$$v_P = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (11)$$

$$v_{o2} = v_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (12)$$

Usando o princípio da sobreposição, $R_1=R_3$ e $R_2=R_4$, resulta a equação 13 que reflecte a funcionalidade desta montagem em amplificar a diferença das tensões de entrada:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2) \quad (13)$$

3.1.4. Amplificador de Instrumentação

Uma outra montagem com amplificadores operacionais muito utilizada e de elevada importância na electrónica de instrumentação é o amplificador de instrumentação, Figura 38. Pelo conjunto de características que o mesmo oferece [34]:

- Impedância de entrada muito elevada, devido á configuração não inversora dos amplificadores operacionais de entrada;
- Impedância de saída muito baixa, directamente de um amplificador operacional;
- Ajuste do ganho pela variação de apenas uma resistência;
- Rejeita completamente a tensão modo comum, provoca uma corrente nula na resistência de ajuste do ganho;

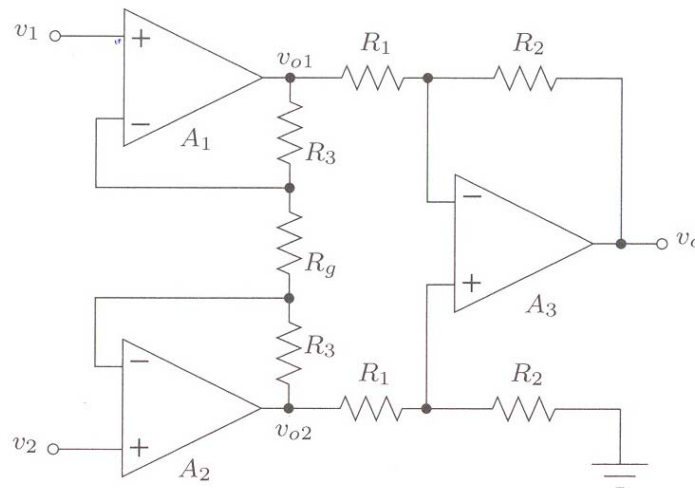


Figura 38 - Amplificador de instrumentação [34]

Constituído por dois amplificadores operacionais á entrada em configuração não inversora, e um amplificador diferencial. A tensão em R_g (resistência de ajuste do ganho) é $v_2 - v_1$ devido a ambos os amplificadores de entrada estarem numa configuração não inversora e consequentemente curto-circuitos virtuais entre as entradas. A corrente em R_g é dada por:

$$i_g = \frac{v_2 - v_1}{R_g} \quad (14)$$

Esta corrente percorre as resistências R_3 devido à impedância infinita da entrada:

$$v_{o2} - v_{o1} = (R_g + 2R_3)i_g = \left(1 + \frac{2R_3}{R_g}\right) (v_2 - v_1) \quad (15)$$

Conforme visto na análise ao circuito amplificador diferencial o ganho é dado por R_2/R_1 e desta forma a saída fica:

$$v_o = \left(1 + \frac{2R_3}{R_g}\right) \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (v_2 - v_1) \quad (16)$$

3.2. Filtros Analógicos

Os filtros analógicos são de extrema importância e variado uso em electrónica, onde se destacam em sistemas de instrumentação. Têm como função limitar a passagem de corrente alternada, ou seja, permitem a passagem de corrente alternada em certas frequências, bloqueando ou atenuando as restantes. Por esta análise verifica-se que estes dispositivos permitem eliminar sinais indesejados, como o caso do ruído que se encontra mais destacado em certas frequências. No sinal EMG estes dispositivos têm particular importância no aumento da qualidade do sinal, por permitirem limitar as frequências do sinal entre a desejada (10-500Hz). Os filtros estão caracterizados como passivos no caso de serem formados por resistências, condensadores e bobinas, e activos quando são constituídos por componentes activos como exemplo os amplificadores operacionais.

Será dada mais importância aos filtros activos, por serem de pequenas dimensões e económicos. Têm o inconveniente de serem limitados pela largura de banda dos amplificadores operacionais mas na grande parte das aplicações essa largura de banda é suficiente. No caso dos filtros passivos atingem grandes dimensões devido aos componentes que usam, tornando-se dispendiosos para baixas frequências ($< 10\text{MHz}$).

De acordo com a utilização, ou função dos filtros os mesmos estão classificados segundo quatro classes: passa-baixo, passa-alto, passa-banda e rejeita banda.

3.2.1. Filtro passa baixo

A Figura 39, apresenta um circuito simples de um filtro passa-baixo de 1ª ordem, onde a tensão de saída é a tensão aos terminais do condensador que está relacionada com a entrada.

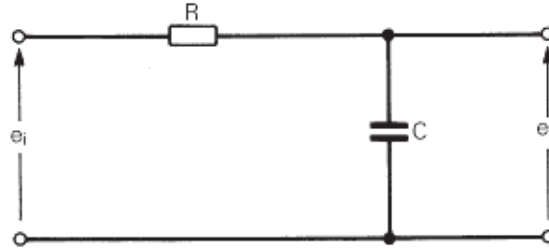


Figura 39 - Filtro passa-baixo de 1ª ordem [35]

A saída é dada pelas equações 17 e 18.

$$e_o = -jX_c e_i / (R - jX_c) \quad (17)$$

$$|e_o| = e_i X_c / \sqrt{(R^2 + X_c^2)} \quad (18)$$

Para a gama de frequências de entrada, a entrada pode ser mantida constante, no entanto a saída diminui com o aumento da frequência. Este fenómeno ocorre devido à reactância do condensador que varia inversamente com a frequência, tal que:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f c} \quad (19)$$

Para uma frequência baixa o seu valor é muito elevado, permitindo assim obter na saída o valor da tensão de entrada, enquanto para uma frequência alta o seu valor tende para zero devido ao curto-circuito da saída que altas frequências provocam no condensador, comprovando assim o funcionamento do circuito da figura 40 como filtro passa baixo. A frequência á qual se pretende limitar a passagem do sinal de entrada para a saída, é designada por frequência de corte, correspondente á frequência á qual a magnitude a reactância iguala á da resistência, e pode ser calculada do seguinte modo [36]:

$$f_c = 1/2\pi RC \text{ hz} \quad (20)$$

Assim sendo, para frequências abaixo da frequência de corte a entrada será obtida na saída, enquanto para frequências superiores a f_c a passagem da entrada é bloqueada conforme ilustra a figura 41. No caso de ser ideal o filtro obteríamos o resultado da Figura 40 (a), no entanto as condições ideais estão longe de serem alcançadas, sendo que a Figura 40 (b), representa as condições reais de funcionamento do filtro passa-baixo, onde a frequência de corte acontece aos -3dB de ganho e não aos 0dB conforme ocorreria no filtro ideal verifica-se ainda que após a frequência de corte o ganho diminui a 20dB por década [37] [38].

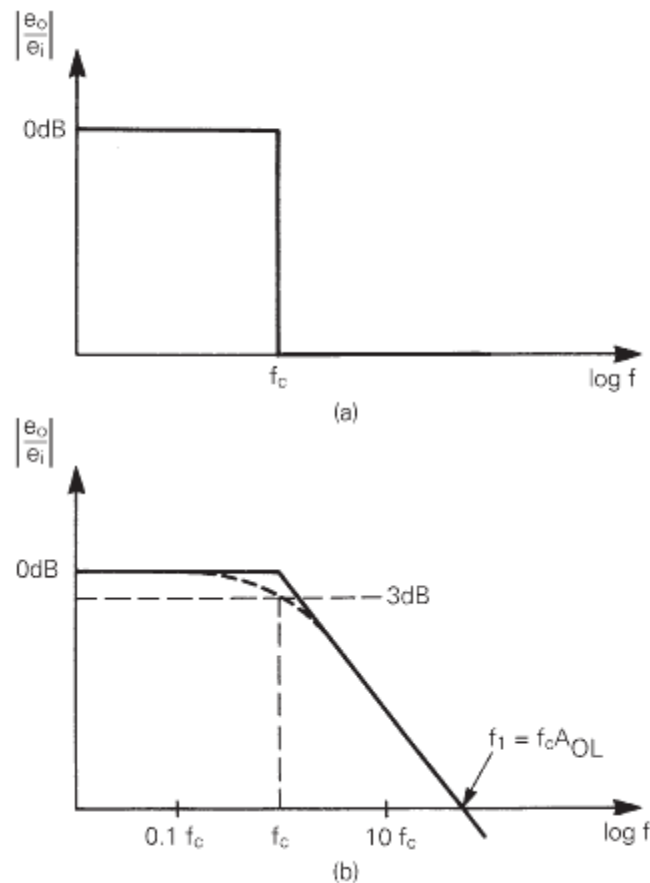


Figura 40 - Resposta de um filtro passa-baixo [36]

A Figura 41, reflecte o comportamento do filtro passa baixo em atenuar as frequências acima de determinado limite definido pelo utilizador, no domínio dos tempos, e na Figura 42, a mesma resposta no domínio das frequências.



Figura 41 - Resposta de um filtro passa-baixo no domínio do tempo [39]

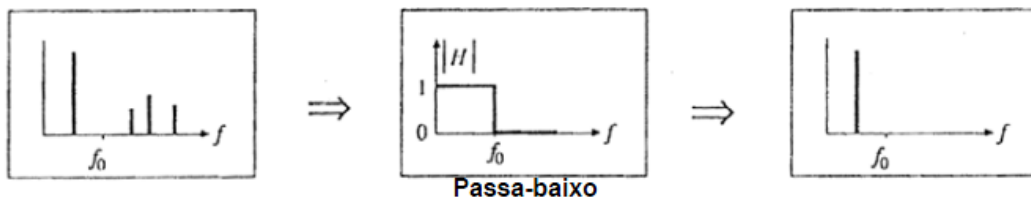


Figura 42 - Resposta de um filtro passa-baixo no domínio da frequência [39]

3.2.2. Filtro passa-alto

O filtro passa alto permite atenuar frequências abaixo de um limite determinado pelo utilizador, o circuito apresentado na Figura 43, demonstra um filtro passa-alto de primeira ordem.

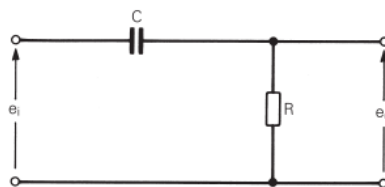


Figura 43 - Filtro passa-alto de 1ª ordem [36]

Da mesma forma que o filtro passa baixo, a frequência de corte é dada por:

$$f_c = 1/2\pi RC \text{ hz} \quad (21)$$

O condensador permite rejeitar para baixas frequência qualquer tensão de entrada devido á sua elevada reactância que diminui progressivamente com o aumento da frequência, a 20dB/década até á frequência de corte (-3dB) [37] [38], conforme ilustra a Figura 44 apresentando também a aproximação da curva do módulo de Bode.

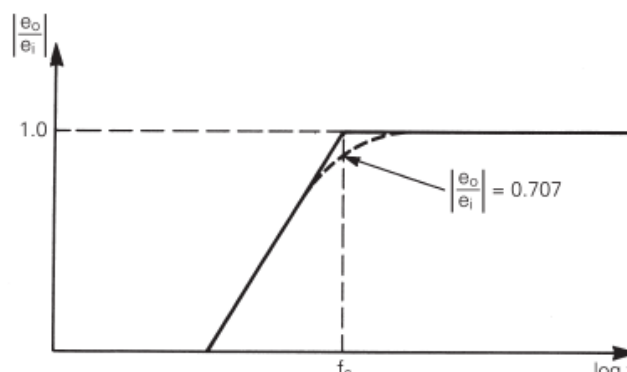


Figura 44 - Resposta de um filtro passa-alto [36]

Os gráficos apresentados na Figura 45 e Figura 46, demonstram o comportamento quer no domínio dos tempos quer no domínio das frequências o comportamento deste tipo filtro.



Figura 45 - Resposta de um filtro passa-alto no domínio do tempo [39]

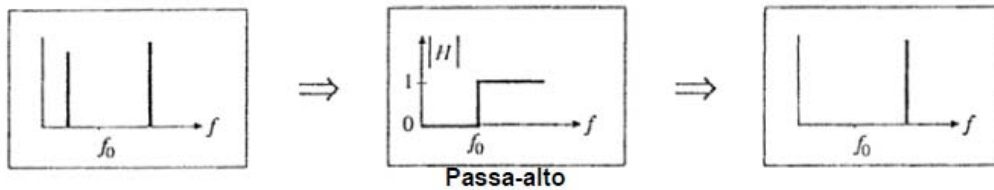


Figura 46 - Resposta de um filtro passa-alto no domínio da frequência [39]

3.2.3. Filtro passa banda

A montagem da Figura 47 corresponde a um filtro de segunda ordem passa banda.

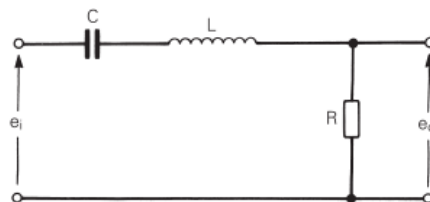


Figura 47 - Filtro passa-banda de segunda ordem [36]

Para baixas frequências do sinal de entrada a reactância do condensador predomina e o sinal tem uma resposta crescente a 20dB/década [36] [38], ate atingir o valor máximo da frequência ou frequência de ressonância dado por:

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{LC} \text{ hertz} \quad (22)$$

A partir da frequência de ressonância, a resposta do sinal decresce devido ao predomínio da reactância indutiva [35]. Desta forma e conforme demonstra o gráfico da Figura 48, tem-se duas intercepções da resposta do sinal nos -3dB, pontos estes que limitam a banda passante, B [fcl, fcu] e atenuando as restantes frequências [36] [39] [37] [38].

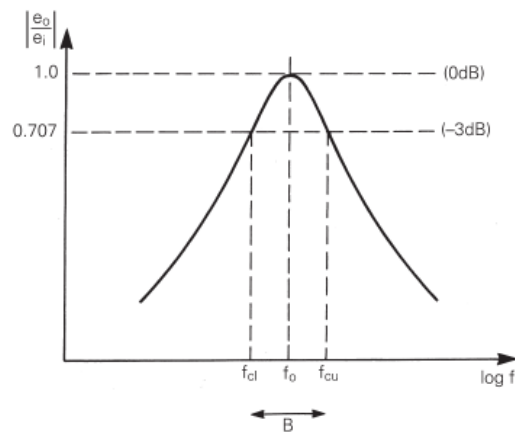


Figura 48 - Resposta de um filtro passa-banda [36]

O comportamento deste filtro pode ser analisado com base no tempo e na frequência de acordo com a Figura 49 e Figura 50.



Figura 49 - Resposta do filtro passa-banda no domínio do tempo [39]

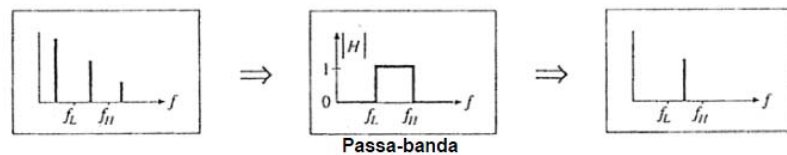


Figura 50 - Resposta do filtro passa-banda no domínio da frequência [39]

3.2.4. Filtro rejeita banda

O circuito rejeita banda de segunda ordem da figura 52, permite rejeitar as frequências do sinal na determinada banda pretendida, constituído por um arranjo de componentes (condensador, bobine e resistência). A frequências baixas o circuito comporta-se como um filtro passa baixo, até ser atingida a frequência de ressonância (paralelo de L com C provoca uma saída igual a zero, devido á elevada impedância que o paralelo provoca) dada por:

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (23)$$

Para frequências acima da frequência de ressonância, a reactância do condensador diminui e a da indutância aumenta fazendo com que o circuito apresente um comportamento de filtro passa alto. Um tipo particular de rejeita banda é o filtro *notch* por permitir rejeitar uma banda estreita da frequência do sinal de entrada e por isso com pouca interferência no sinal original, muito utilizado para eliminar a frequência da rede eléctrica os 50 Hz. O comportamento deste filtro pode ser analisado na Figura 51 e Figura 52 onde é evidente a funcionalidade e utilidade deste filtro na electrónica de instrumentação [36] [37] [38].

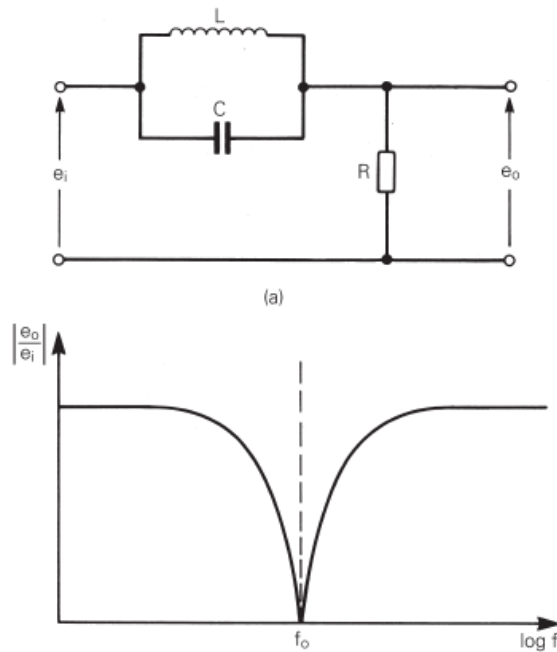


Figura 51 - Filtro rejeita banda e sua resposta [36]

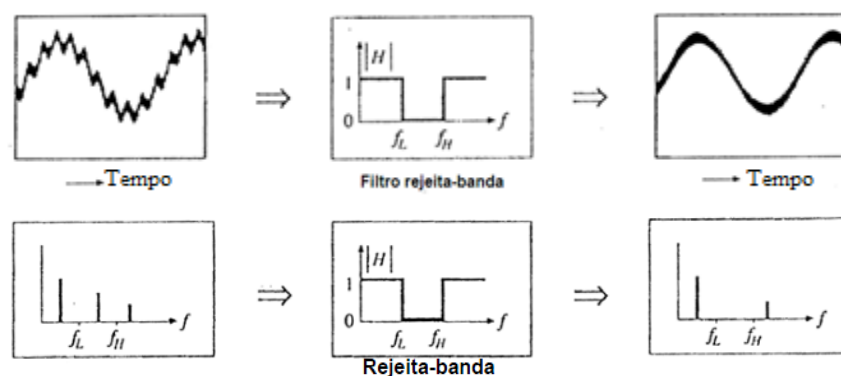


Figura 52 - Resposta de um filtro passa-banda no domínio do tempo e da frequência [39]

3.2.5. Filtros activos de 2ª ordem

Foram vistos até agora filtros simples passivos de ordem mais baixa, de forma a uma melhor análise e compreensão dos vários tipos de filtros existentes de acordo com o objectivo pretendido. No entanto, os filtros mais usados actualmente são os filtros activos, por permitirem um conjunto de características [36] [37]:

- Evitam o uso de bobines e todas as suas desvantagens (volume, peso, não linearidade, dissipação de energia, induções provocadas pelo campo magnético)
- Permitem realizar filtros de elevadas frequências (MHz)
- Apenas apresentam limitações provocadas pelo slew-rate do amplificador

De acordo com esta dissertação apenas será feita referência aos filtros passa baixo e passa alto.

Ambos os filtros activos de segunda ordem têm função de transferência do tipo [37]:

$$H\left(jf/f_o\right) = \frac{N\left(jf/f_o\right)}{1 - \left(f/f_o\right)^2 + (j/Q)(f/f_o)} \quad (24)$$

Em que:

- Q corresponde ao factor de qualidade, é um numero puro e torna-se equivalente á ordem do filtro, pode ser analisado no gráfico da Figura 53, boa resposta para $Q > 3$ no entanto quanto maior o valor de Q o filtro tende para a instabilidade, e para $Q < 3$ a resposta afasta-se do valor teórico;
- $N(j f/f_o)$ polinómio de ordem 2 no máximo;
- Denominador é um polinómio de ordem 2;

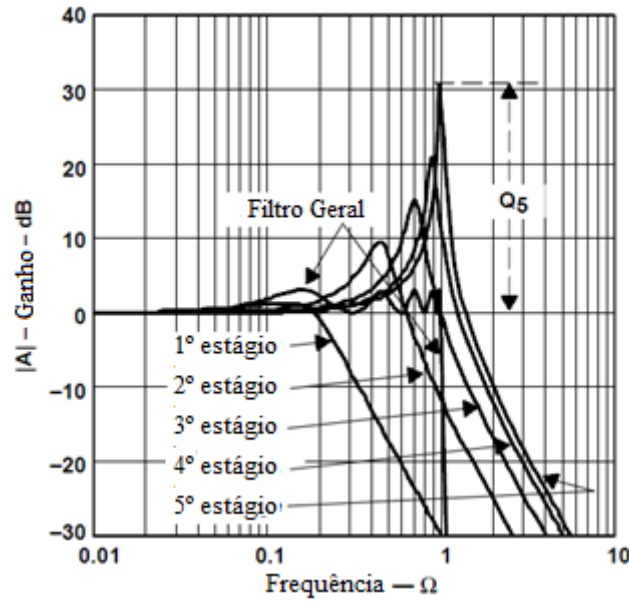


Figura 53 - Reposta do filtro por alteração do factor de qualidade [37]

A Figura 54, apresenta dois circuitos de filtros activos de 2ª ordem passa-baixo e passa-alto respectivamente:

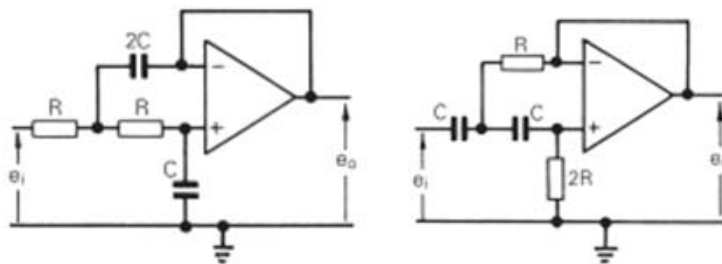


Figura 54 - Filtro activo de segunada ordem passa-baixo e passa-alto respectivamente [36]

3.2.6. Filtros de ordem superior

Os filtros de ordem superior a 2, permitem uma maior selectividade de acordo com as suas especificações, conforme a Figura 55:

- Banda passante;
- Banda rejeitada;
- Atenuação da banda rejeitada;
- Riplle permitido na banda passante.

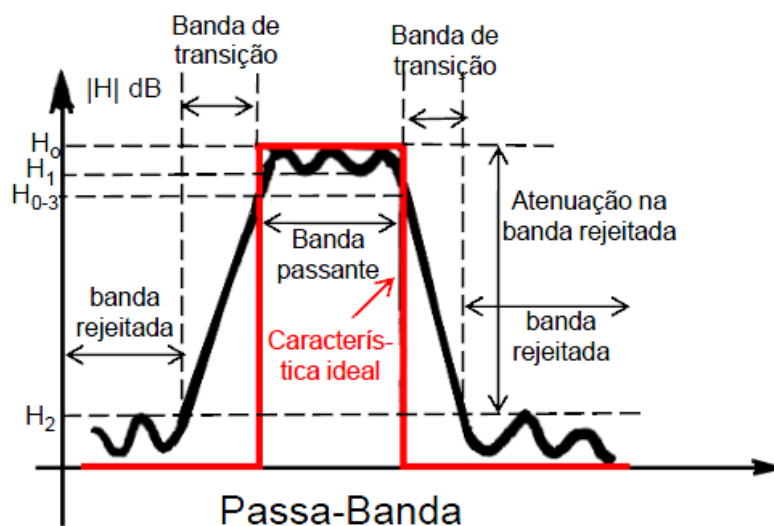


Figura 55 - Especificações dos filtros [40]

Estes filtros obtêm-se através de filtros de 1ª e 2ª ordem em cascata, de acordo com a Figura 56.

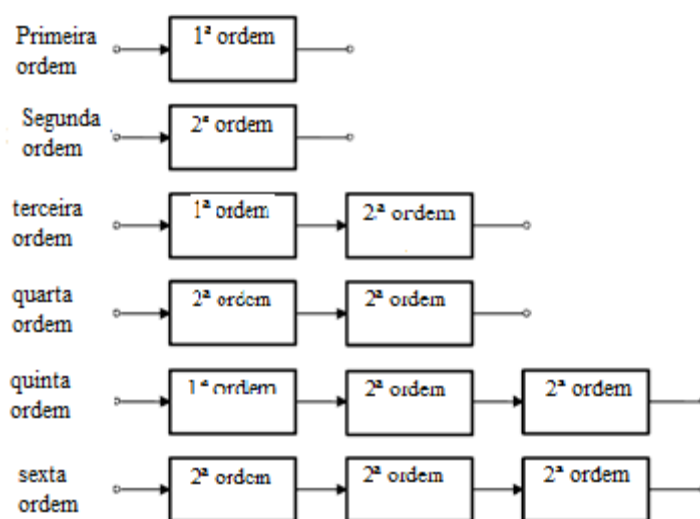


Figura 56 - Filtros de ordem superior a 2 obtêm-se através de filtros de 1ª e 2ª ordem [37]

A função de transferência destes filtros é dada por [39]:

$$H(jf) = \frac{N(jf)}{D(jf)} \left. \begin{array}{l} \longleftarrow \text{Polinómio de grau } m \\ \longleftarrow \text{Polinómio de grau } n \end{array} \right\} n \geq m$$

Os polinômios dos filtros dividem-se em 4 de acordo com a sua resposta, butterword, chebyshev, bessel e elíptico, os quais serão abordados mais detalhadamente cada um deles.

3.2.6.1. Butterworth

O butterworth garante ausência de ripple na banda passante, permitindo valores precisos em toda a banda passante, sendo o butterworth passa-baixo muito utilizado como filtro anti-aliasing em sistemas de conversão de dados [37]. Conforme se pode verificar pela Figura 57, no caso do filtro passa-baixo após a frequência de corte a atenuação decresce a 20n dB/década, onde n é a ordem do filtro, no caso do filtro passa alto a mesma atenuação acontece mas desta vez em vez de decrescer, cresce a 20n dB/década.

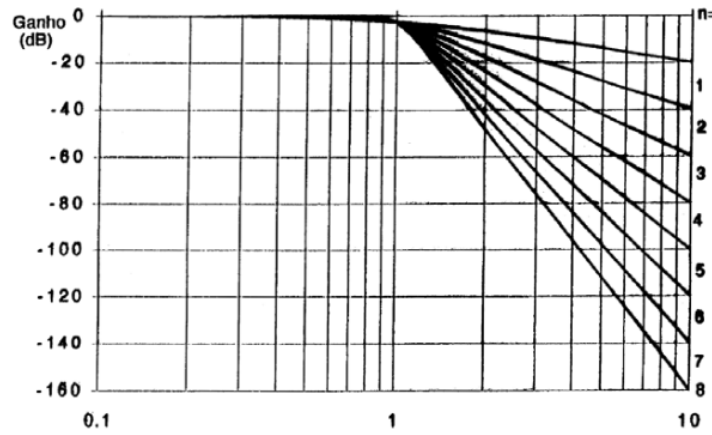


Figura 57 - Resposta de um filtro butterworth por alteração da sua ordem [39]

A função de transferência para este filtro é:

$$H(jf) = \frac{N(jf)}{D(jf)} = \frac{H_o}{D(jf)} \quad \text{onde} \quad D^2(jf) = 1 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^{2n} \quad (25)$$

$$\left| \frac{H(jf)}{H_o} \right|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^{2n}} \quad \text{com } H_o = 1 \quad |H|_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^{2n} \right] \quad (26)$$

3.2.6.2. Chebyshev

Este tipo de filtro apresenta ripple na banda passante, mas uma taxa de atenuação junto à frequência de corte mais acentuada. De notar que quanto maior o ripple na banda passante maior é atenuação após a frequência de corte e maior a ordem do filtro, Figura 58 [37].

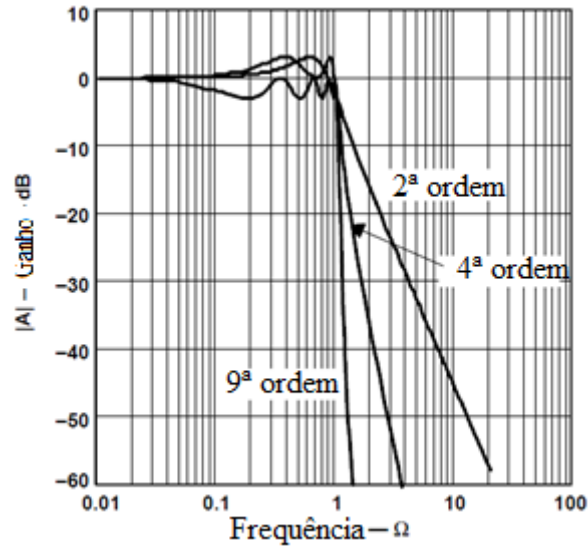


Figura 58 - Resposta de um filtro chebyshev [37]

A função de transferência para este filtro é dada por:

$$H^2(jf) = \frac{H_0^2}{1 + \varepsilon^2 C_n^2\left(\frac{f}{f_c}\right)} \quad (27) \quad C_n\left(\frac{f}{f_c}\right) \rightarrow \text{polinómio de Chebyshev definidos}$$

por:

$$C_n\left(\frac{f}{f_c}\right) = \cos\left(n \cos^{-1}\left(\frac{f}{f_c}\right)\right) \quad \text{com } 0 \leq \frac{f}{f_c} \leq 1 \quad (28)$$

$$C_n\left(\frac{f}{f_c}\right) = \cosh\left(n \cosh^{-1}\left(\frac{f}{f_c}\right)\right) \quad \text{com } \frac{f}{f_c} \geq 1 \quad (29)$$

ε Relacionado com o ripple na banda passante $\varepsilon^2 = 10^{\gamma/10} - 1$

$$\begin{aligned} \text{Frequência} \quad f_H &= f_c \cosh\left(\frac{1}{n} \cosh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right) \\ \text{Limite a -3dB} \end{aligned} \quad (30)$$

3.2.6.3. Bessel

Introduz um desvio de fase que varia linearmente com a frequência e neste caso introduz um atraso no sinal pela mesma constante de linearidade, ou varia de forma não linear com a frequência e neste caso os atrasos são diferentes para frequências diferentes apresentando por isso distorção [39], Figura 59.

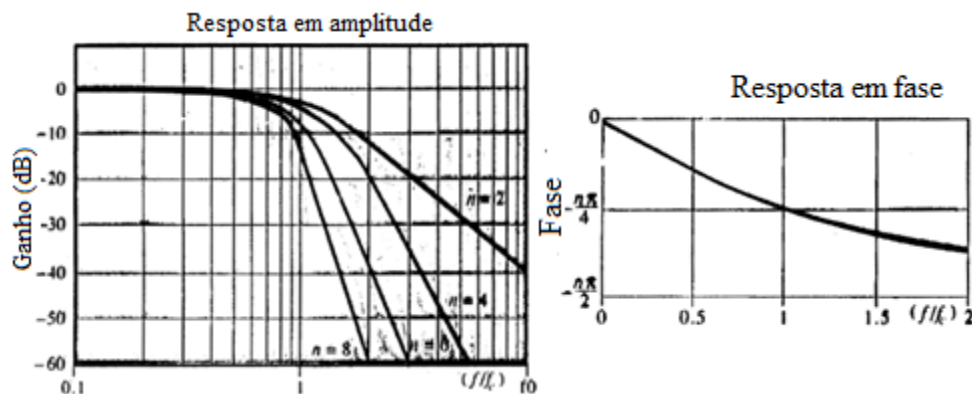


Figura 59 - Resposta de um filtro Bessel [39]

A Figura 60, permite verificar a comparação com os filtros butterworth e chebyshev e tirara as seguintes conclusões:

- Ganho na banda passante oscila mais que o butterworth;
- Atenuação do ganho a partir da frequência de corte menos acentuada que o chebyshev;

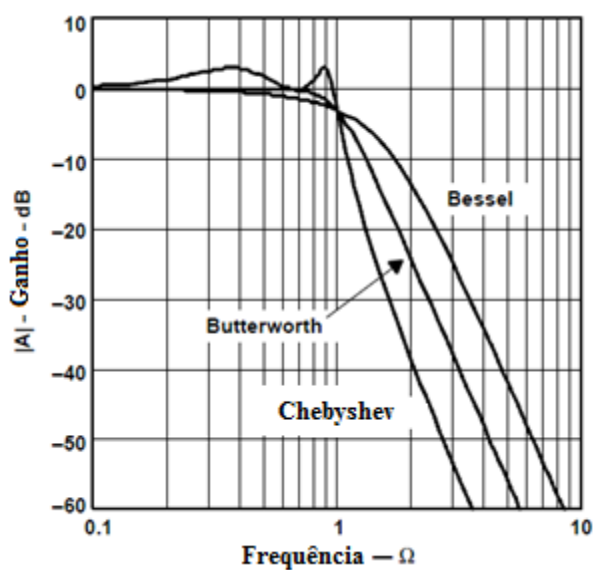


Figura 60 - Comparação da resposta dos filtros: butterworth, chebyshev e bessel [37]

3.2.6.4. Elíptico

Na banda rejeitada é introduzido uma série de filtros notch de forma a maximizar a atenuação após a frequência de corte e colocar o ganho na banda rejeitada menor que os restantes filtros ainda que ondulada Figura 61, este tipo de filtro aceita ripple na banda passante e na rejeita banda, a Figura 62 permite a comparação com outros filtros [39].

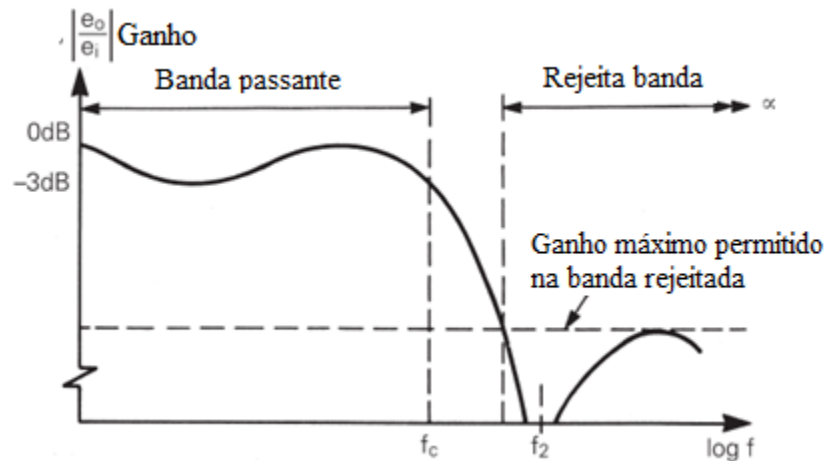


Figura 61 - Resposta de um filtro elíptico [36]

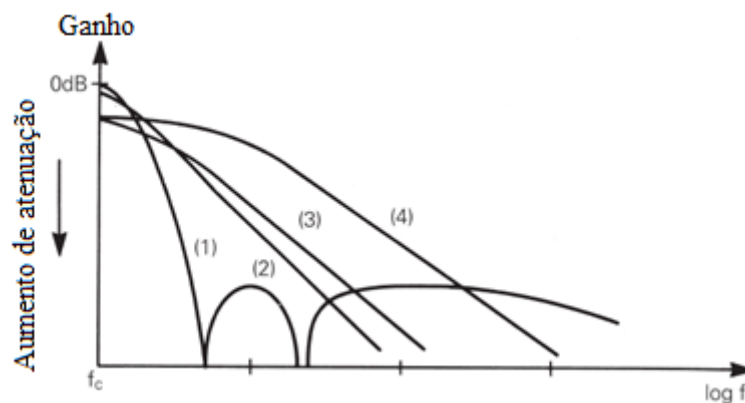


Figura 62 - Comparação entre os filtros 1-elíptico, 2-chebyshev,3-butterworth,4-bessel [36]

3.3. Placa de Aquisição

A placa de aquisição permite a aquisição de sinais para um computador para posterior processamento do sinal.

As principais vantagens do uso de processamento digital são:

- É programável, permitindo alterar o processamento sem alterar o *hardware*, reduzindo por isso os custos de alteração;
- Menos vulnerável a offset;
- Com processadores cada vez mais capazes, e preços reduzidos.

Após a detecção da grandeza física por parte dos sensores/transdutores, que convertem esta grandeza num sinal eléctrico, incluindo operações de filtragem e amplificação de forma a aumentar a qualidade do sinal adquirido, é necessário que este sinal seja adquirido pelo computador para ser processado. Como o computador apenas possibilita o processamento de sinais digitais e no mundo físico apenas é possível a aquisição de sinais analógicos (como exemplo, em tensão, corrente, carga, temperatura, entre outras grandezas disponíveis) torna-se fundamental a conversão destes mesmos sinais analógicos em digitais e consequentemente a transmissão destes sinais ao equipamento informático para processamento [41]. É assim essencial o uso de placas de aquisição, que oferecem estes requisitos completando o ciclo de aquisição de dados desde a grandeza física até ao processamento e actuação do equipamento, Figura 63.

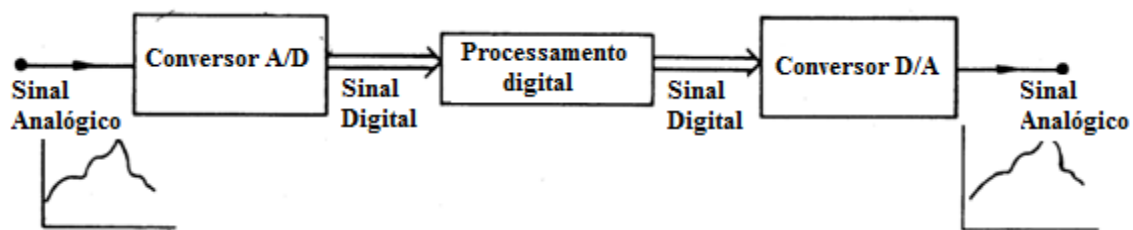


Figura 63 - Diagrama de blocos simplificado das acções da placa de aquisição [41]

Com os avanços tecnológicos têm aparecido no mercado a um ritmo elevado placas de aquisição para todas as necessidades, cada vez mais compactas, completas e económicas. Para além de permitirem a aquisição dos sinais, estas também oferecem a possibilidade de enviarem sinais para os actuadores, como exemplo motores.

A constituição das placas de aquisição, é variável e está de acordo com a sua tecnologia, e módulos que incorporam sendo por isso mais ou menos completas. De uma forma geral os principais constituintes, ou módulos, Figura 64, são [42]:

- Interface (usb, paralela);
- Alimentação externa;
- Barramentos de dados;
- Microcontrolador de interface;

- Canais de entrada e saída digitais;
- Canais de entrada e saída analógicos;
- Conversores analógicos-digitais;
- Conversores digitais-analógicos.

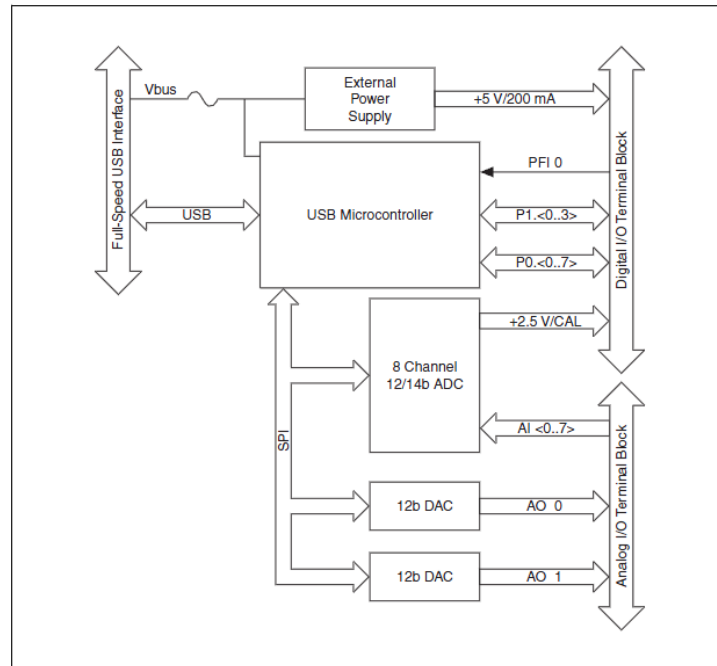


Figura 64 - Constituição geral de uma placa de aquisição [43]

A escolha das placas de aquisição, requer alguns cuidados de acordo com a utilização pretendida, entre os quais se destacam os mais importantes:

- Número de canais de entrada analógicos/digitais;
- Número de canais de saída analógicos/digitais;
- Taxa de amostragem – é responsável pela representação do sinal determina a rapidez de conversão do conversor analógico-digital e digital-analógico, quanto mais rápida mais amostras são conseguidas para um tempo estabelecido e melhor será a representação do sinal. O teorema de Nyquist permite definir a taxa de amostragem mínima necessária para cada utilização;
- Resolução – quanto maior a resolução menor é a variação da tensão possível de ser detectada, corresponde ao numero de bits disponibilizados pelo conversor (AD ou DA), para representar o sinal;

- Intervalo de quantização (Range) – corresponde á amplitude máxima do sinal analógico, ou valores mínimos e máximos de tensão que o conversor consegue converter;
- Triggers – permitem interromper ou iniciar uma aquisição de sinal por meio de um evento externo á placa de aquisição;
- Temporizador/contador – permitem a geração de impulsos e ondas quadradas, determinar a duração de um impulso digital, e contagem de ocorrências de eventos digitais;
- Tipo de interface – corresponde á interface que é estabelecida entre a placa de aquisição e o computador;
- Possibilidade de utilização para actualizações futuras do equipamento;

3.3.1. Conversor A/D

Uma grande parte dos sinais eléctricos estão disponíveis de forma analógica [44] conforme já referido, de modo que os conversores analógicos digitais são o principal componente das placas de aquisição. No âmbito desta dissertação será feita referência ao conversores analógicos-digitais, apesar dos conversores digitais-analógicos serem igualmente de extrema importância nas placas de aquisição, no entanto e no contexto desta dissertação os mesmos não serão necessários.

Os principais parâmetros dos conversores são:

- Resolução;
- Rapidez de conversão;
- Alimentação necessária;
- Tamanho;
- Compatibilidade com o processador;
- Interface estabelecida.

A resolução dos conversores é dada pelos seus bits significativos n , conforme a equação 31 [36]:

$$\text{Resolução} = 2^n; \quad (31)$$

Para um conversor de 8 bits, a resolução é de $2^8 = 256$ que é o valor máximo decimal fornecido por um conversor de 8 bits e o número máximo de estados.

A Figura 65, apresenta os bits significativos de um conversor de 8 bits. O MSB (Most Significant Bit) corresponde ao bit mais significativo ou o bit de maior valor decimal ($2^7=128$), enquanto o LSB (Least Significant Bit) corresponde ao bit menos significativo logo de menor valor decimal ($2^0 = 1$). Para um conversor de 12 bits e FSB=10 volts (FSB, Full Scale Bit, corresponde à amplitude de tensão máxima possível de converter pelo respectivo conversor) o $LSB = FSB/2^n$, logo $LSB=10/2^{12}= 2.441406 \text{ mV/bit}$ [36].

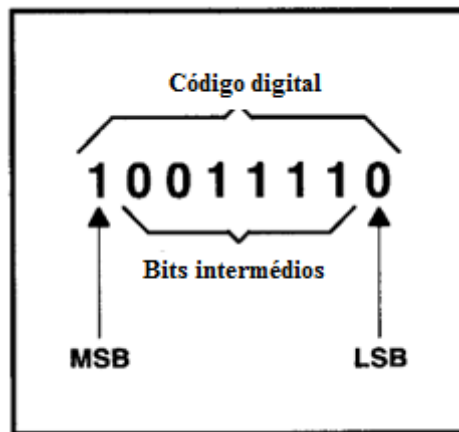


Figura 65 - Bits significativos de um conversor de 8 bits (MSB, LSB) [36]

Tal como noutros componentes electrónicos, a idealidade no funcionamento destes dispositivos ainda não foi conseguida. Desta forma, são apresentadas as especificações dos conversores as quais deverão ser tomadas em conta no estudo e análise dos resultados obtidos [40]:

- Resolução: número de bits disponíveis para a conversão;
- Erro de quantificação: corresponde a $\frac{1}{2}$ LSB e apenas pode ser melhorado aumentando a resolução;
- Precisão absoluta: diferença entre a entrada analógica necessária para produzir uma saída digital e a entrada analógica efectivamente necessária para produzir a mesma saída;
- Gama (Range): gama de tensões que o conversor consegue converter;
- Erro de ganho: a curva de transferência sobre uma rotação a partir da origem;
- Erro de offset: a curva de transferência sofre uma translação deixando de passar na origem;
- Erro de linearidade: a curva de transferência é afectada por desvios da recta ideal;
- Erro de monotonicidade: a curva de transferência sofre atenuações, ou seja, não é sempre crescente.

A Figura 66 apresenta o comportamento ideal de um conversor A-D.

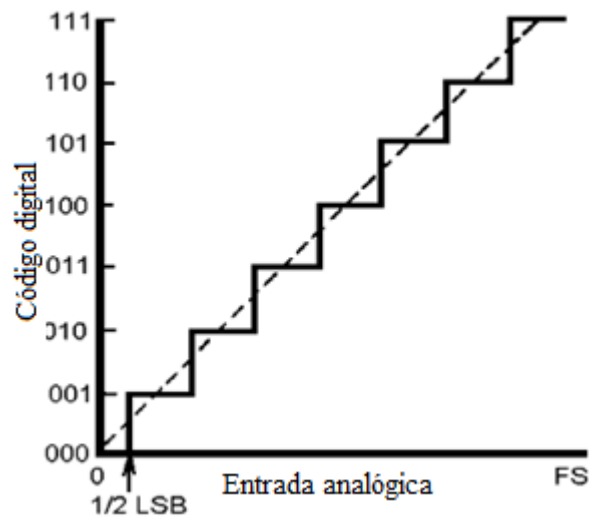


Figura 66 - Comportamento ideal de um conversor A-D [40]

Existem diferentes modelos de conversores analógicos digitais, conforme as suas características e por isso estão classificados em [40]:

- Conversor Flash;
- Conversor Half-flash;
- Conversor contador;
- Conversor tracking;
- Conversor aproximações sucessivas;
- Conversor dupla rampa;
- Conversor de rampa simples;
- Conversor sigma-delta.

Será agora feita uma análise mais detalhada aos conversores actualmente mais utilizados para conversão de sinais em placas de aquisição:

3.3.1.1. Conversor flash

Este tipo de conversor é o mais rápido dos apresentados, constituído por 2^n resistências e 2^n-1 comparadores rápidos, permite obter todos os bits simultaneamente apresentados num único ciclo de clock, Figura 67. Devido à grande quantidade de comparadores necessários, resoluções acima de 10 bits não são aconselhados pelo custo elevado da aplicação. Este

conversor divide a tensão de referência através das resistências em 2^{n-1} níveis e compara a tensão de entrada com cada um destes níveis [36] [40].

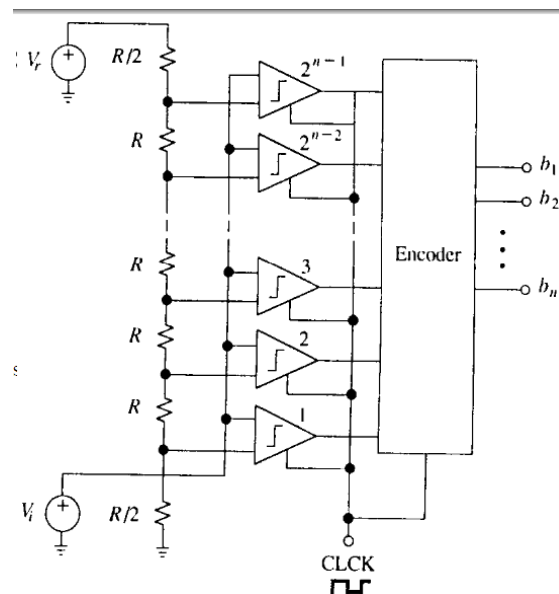


Figura 67 - Conversor Flash [40]

O conversor Half-Flash usa dois conversores Flash um para os bits mais significativos outros para os menos significativos, permitindo reduzir o número de comparadores. No entanto, o tempo de conversão é o dobro do conversor flash por necessitar de dois ciclos de relógio [40].

3.3.1.1. Conversor contador

Este conversor apresenta um tempo de conversão bastante elevado, que pode atingir 2^n (n é o numero de bits do conversor) ciclos de relógio, Figura 68. Este tempo de conversão é tanto maior quanto maior a tensão de entrada. Este conversor compara a tensão de entrada, V_e , com uma tensão de referência, V_r , (inicialmente igual a zero). Se $V_e > V_r$ o clock é habilitado, o contador é incrementado e a saída do comparador é positiva. O conversor D/A usa a saída do contador para gerar a nova tensão de referência de comparação, se $V_r > V_e$ a saída do comparador é zero e o clock é desabilitado [36] [40].

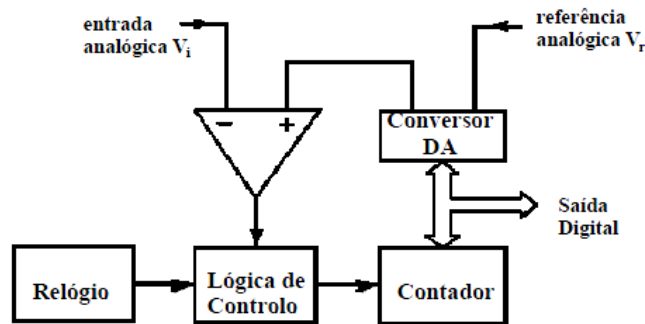


Figura 68 - Conversor contador [40]

3.3.1.2. Conversor de aproximações sucessivas

É o tipo de conversor mais utilizado nas placas de aquisição pela excelente relação velocidade/resolução.

Constituído por um conversor digital-analógico, comparador, registo de aproximações sucessivas (SAR), relógio e lógica de controlo. Implementa uma forma eficiente de obter o resultado, com período de conversão de n bits em n período de clock através da tentativa erro para todos os bits e um de cada vez, Figura 69. A cada bit testado com início pelo MSB, o SAR coloca o bit a 1, a saída do comparador permite verificar se a saída do DAC está acima do valor da entrada, e em caso afirmativo o bit do SAR continua a 1; caso contrário é colocado a zero prosseguindo para o próximo bit [36] [40].

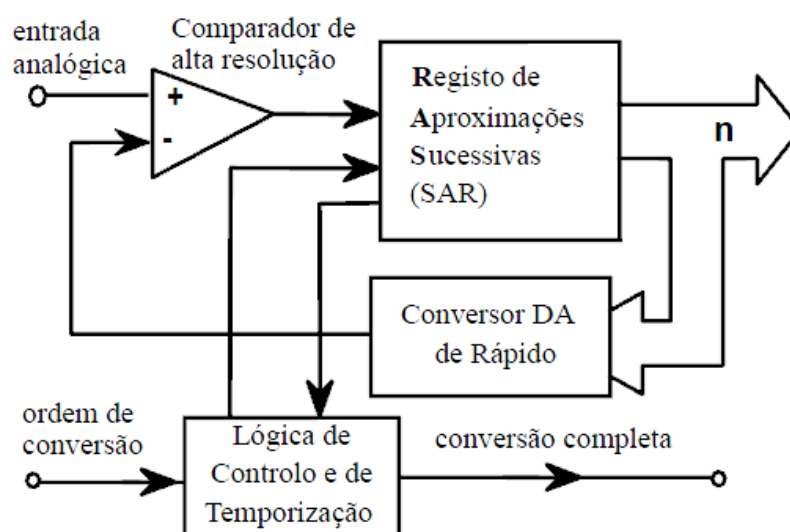


Figura 69 - Conversor aproximações sucessivas [40]

O tempo de conversão para ADC (analog-to-digital converter) de 8 bits é sensivelmente de 1 μ s, tempo que é afectado pelas características do DAC (digital-to-analog converter) e do comparador. É necessário utilizar um *sample and hold* para que a entrada analógica esteja constante durante a conversão [40].

A Figura 70 apresenta o circuito de implementação do *sample and hold*; a unidade de controlo envia um impulso, fecha o interruptor e a tensão de entrada fica no condensador; só após este passo se inicia a conversão. O interruptor é mantido aberto durante a conversão de forma a ser constante a tensão de entrada do sinal no conversor devido à sua alta impedância de entrada [41].

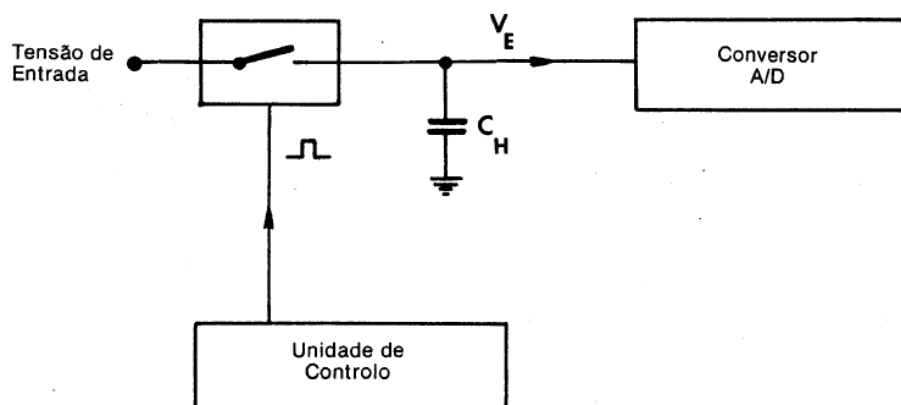


Figura 70 - Circuito sample and hold [41]

3.4. Taxa de amostragem

A taxa de amostragem consiste no número de amostras possíveis de serem adquiridas do sinal analógico durante 1 segundo, para posterior reconstrução do sinal digital. Esta grandeza é expressa em Hz, ou seja, amostras por segundo. Todo o sinal analógico adquirido sofre alterações mais ou menos alterado de acordo com a taxa de amostragem utilizada. O teorema de *Nyquist* refere a taxa de amostragem que deverá ser usada para um determinado sinal de forma a ser possível uma correcta reconstrução, o mesmo refere que a taxa de amostragem a usar deverá ser maior ou igual a duas vezes a frequência máxima do sinal [17]. Uma incorrecta escolha da taxa ou frequência de amostragem provoca uma alteração do sinal original de tal forma que inviabilizam o resultado. A Figura 71 apresenta a influência do uso de uma baixa taxa de amostragem na reconstrução do sinal.

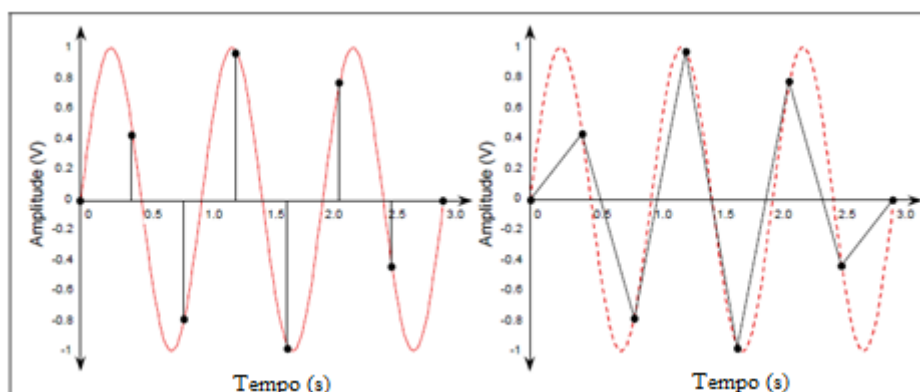


Figura 71 - Influência da taxa de amostragem na reconstrução do sinal [20]

3.5. Conclusões do capítulo

Neste capítulo são abordados os dispositivos necessários ao condicionamento do sinal, foi realizado um estudo a cada um deles de forma a ser possível uma correcta selecção.

O amplificador de instrumentação é o mais aconselhado para este condicionamento, por apresentar alta rejeição do modo comum, baixo ruído, impedância de entrada alta e baixa impedância de saída. Anteriormente, foi realizado um estudo aos amplificadores operacionais e ao amplificador diferencial, que constituem o amplificador de instrumentação, de forma a compreender o seu funcionamento especificando as suas características e limitações.

Para a selecção dos filtros foi realizado um estudo às várias opções disponíveis. O filtro passa-baixo e passa-alto são os recomendados pelo SENIAM, apresentam excelentes prestações na atenuação das frequências indesejadas. Foi ainda realizado o estudo aos filtros de ordem superior a 2, onde se verifica que o filtro butterworth apresenta características para este condicionamento favoráveis em relação aos restantes apresentados, apresenta ausência de ripple o que permite valores precisos em toda a banda passante.

Foi realizado um estudo sobre placas de aquisição de dados, o seu funcionamento e características. Um dos parâmetros é o tipo de conversor analógico-digital; é feita uma referência ao seu funcionamento e as várias opções disponíveis, no entanto verifica-se que o conversor de aproximações sucessivas é de facto a melhor opção pela excelente relação velocidade/resolução.

4. Material e Métodos

Os capítulos anteriores abordaram as teorias e os dispositivos necessários à implementação do sistema de monitorização de espasticidade. Neste capítulo apresenta-se o projecto e a implementação do sistema de quantificação de espasticidade, bem como a metodologia dos testes experimentais efectuados em laboratório e em clínica particular e hospitalar.

A Figura 72 apresenta o diagrama exemplificativo do conjunto de passos a seguir e a ordem lógica de ligação entre os diversos dispositivos. O sistema é constituído pelos sensores/transdutores (o sensor responde a um estímulo físico e transmite um impulso, o transdutor utiliza um elemento sensor e converte a energia sobre a forma de temperatura, velocidade, entre outras, num sinal eléctrico para possível processamento), que permitem a interface entre o meio físico e electrónico, pelo circuito de filtragem e amplificação. Uma vez que o sinal adquirido pelos sensores contém ruído é necessário o seu condicionamento e pela placa de aquisição de dados que converte o sinal analógico para digital e possibilita o processamento pelo equipamento informático.

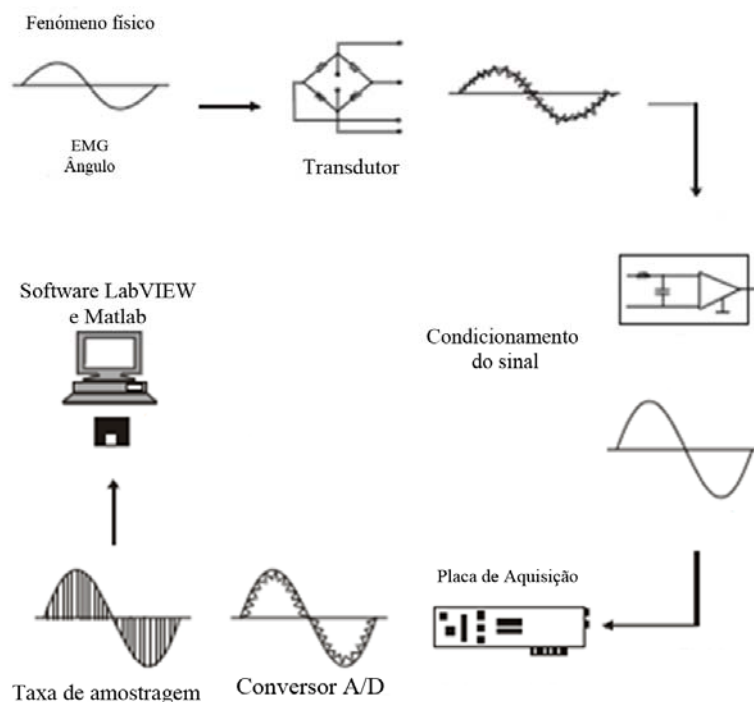


Figura 72 - Passos a seguir desde o fenómeno físico até ao processamento digital [38]

A selecção dos dispositivos ou material a usar, segue as recomendações do SENIAM para o sinal de EMG [17], de acordo com as tabelas 5 e 6.

Tabela 5 - Recomendações do SENIAM para o sinal EMG [17]

Parâmetro	Recomendações SENIAM
Tamanho do eléctrodo	Diâmetro <10 mm
Distância entre eléctrodos	<20 mm ou <1/4 do comprimento do músculo
Localização do eléctrodo de referência	Área electricamente inactiva
Filtro passa-baixo	<20Hz
Filtro Passa-Alto	500hz
Frequência de amostragem	1000 hz
Numero de bits do conversor A/D	12

Tabela 6- Variáveis a medir

Variável	Gama de frequência	Grandeza
Electromiografia	20-500 hz	0-5mV
Ângulo	<50hz	0-180°
Velocidade	<50hz	<500°/s

4.1. Eléctrodos EMG

Devido à grande variedade de eléctrodos usados para electromiografia, foi realizado um estudo a três tipos de eléctrodos verificando para cada caso o seu comportamento, apresentando-se de seguida as características de cada tipo.

Eléctrodos descartáveis EMG da Technomed Europe, colher de prata/cloreto de prata

Este é o tipo de eléctrodo dedicado à electromiografia, construído de acordo com as recomendações do SENIAM e descartáveis. As principais características destes eléctrodos são:

- Marca: Technomed Europe
- Colher de prata/cloreto de prata, AgCl
- Tamanho de adulto 10mm diâmetro
- Cabo em plástico de 2 metros multi color
- Com conector
- Descartáveis

Este tipo de eléctrodos, Figura 73, apresenta algumas desvantagens de aplicação: é necessário gel de condução para garantir o melhor contacto entre o eléctrodo e a pele e é

necessário também um sistema de fixação do eléctrodo ao membro por exemplo uma banda adesiva. É mais vulnerável a erros devido ao sistema de fixação por vezes apresentar pequenos desvios com o movimento, não garantindo um contacto preciso. O preço também é uma característica não favorável; apesar de em relação aos restantes eléctrodos permitirem várias utilizações sem perda de qualidade do sinal, o seu preço é ainda elevado.



Figura 73 - Eléctrodos colher de prata/cloreto de prata

Eléctrodo descartável de adesivo transparente com gel, da FIAB

Estes eléctrodos apesar de serem indicados para ECG (electrocardiograma), são fortemente utilizados para EMG de superfície a nível clínico. São eléctrodos com boas prestações, e as suas principais características são:

- Marca: FIAB, PG471W
- Dimensão 46x47 mm
- Cabo de 10 cm
- Com conector
- Descartáveis

Em termos de fixação estes eléctrodos apresentam características superiores, Figura 74, em relação aos anteriores. Não é necessário o gel de condução uma vez que já se encontra integrado no eléctrodo; a fixação não necessita de qualquer sistema adicional, pois a aplica-se directamente sobre o ponto desejado através do sistema adesivo já incorporado e de elevada capacidade de fixação. A desvantagem destes eléctrodos é o seu tamanho que para determinados músculos é excessivo. O preço é inferior aos eléctrodos anteriores; no entanto ainda é elevado.



Figura 74 - Eléctrodos descartáveis da FIAB

Eléctrodos de ECG em repouso, descartáveis

Da mesma forma que os eléctrodos anteriores, são indicados para o electrocardiograma pelo seu sistema de fixação, no entanto as suas características permitem o seu uso a nível clínico para a electromiografia. Seguem as recomendações do SENIAM, e as suas principais características são:

- Marca: KENDALL
- Ag/AgCl (prata/cloreto de prata)
- Hidrogel adesivo transparente
- Dimensão 10 mm de diâmetro

Estes eléctrodos contêm já incorporado um gel condutor e uma banda transparente adesiva; o diâmetro do eléctrodo, 10 mm, está de acordo com as recomendações do SENIAM para a electromiografia, Figura 75. Apesar de em relação aos anteriores serem mais frágeis, ou seja, apenas permitem uma boa aquisição do sinal duas vezes, no máximo, a partir do segundo teste perdem qualidade, no entanto são mais económicos e de fácil aplicação. Do conjunto dos três eléctrodos estudados e analisado o seu comportamento, estes são os eléctrodos mais favoráveis ao sistema em estudo.



Figura 75 - Eléctrodos da Kendall

Como não dispõem de cabo ou conectores de ligação, foi necessário projectar um sistema de interface. Foram colocados três “crocodilos”, um para cada eléctrodo do teste, Figura 76, devidamente isolados de forma a garantir o isolamento completo do “crocodilo” com a pele e colocados cabos com malha para condução do sinal.



Figura 76 – “Crocodilos” de interface com o eléctrodo

Todos eles apresentam uma resposta equivalente entre si, com uma tensão de saída de amplitude equivalente, estudos comparativos são apresentados no capítulo 5. De referir que para todos os eléctrodos foram substituídos os cabos de ligação por cabos com malha de forma a reduzir o ruído pelo movimento dos cabos e artefactos, sendo notória a melhoria da qualidade do sinal e redução de ruído.

4.2. Electrogoniómetro

O electrogoniómetro foi o dispositivo mais difícil de adquirir, pela dificuldade de o encontrar no mercado. Grande parte dos fornecedores de dispositivos médicos apenas fornece goniómetros manuais, a baixa procura dos electrogoniómetros deve-se em grande parte ao elevado preço destes equipamentos.

O electrogoniómetro SG 110 da Biometrics apresenta sensibilidade e exactidão elevada, estes parâmetros foram decisivos na escolha deste transdutor, e por isso, superior aos modelos encontrados como é o caso do modelo com potenciómetro da marca MIOTEC.

Este equipamento permite a medição simultânea e independente em dois planos. Constituído por dois blocos separados mas ligados entre si através de um fio flexível, Figura 77, permite a medição no eixo dos X-X e Y-Y (contém duas saídas uma para cada plano) através do movimento de um bloco em relação a outro; ambos os blocos podem sofrer movimento não sendo necessário fixar qualquer um.

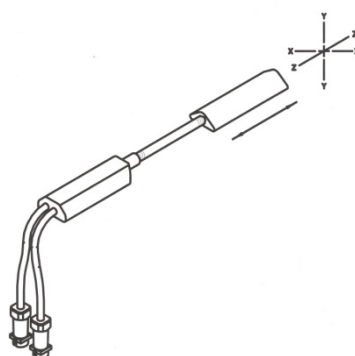


Figura 77 - Goniómetro SG 110 da Biometrics [45]

Entre os blocos que o constituem existe um fio protegido por uma mola, fio este que tem distribuído uma série de extensómetros. O princípio de funcionamento dos extensómetros consiste em aumentar ou diminuir a resistência de acordo com a compressão ou alargamento do extensómetro, respectivamente. Permite assim fornecer o ângulo que é proporcional à variação da tensão provocada pelo movimento do fio e consequentemente comprimir ou alargar o extensómetro variando a tensão ao longo do fio, Figura 78 [45].

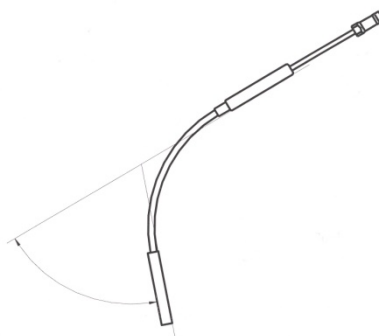


Figura 78 - Variação do ângulo no goniómetro [45]

Dada a qualidade do dispositivo, apenas deslocamentos angulares são medidos. Para o caso dos blocos sofrerem um movimento linear um em relação ao outro em sentidos opostos dentro dos limites de separação entre blocos sem alteração do ângulo, a saída mantém-se constante. A tensão de saída é inversamente proporcional ao raio de curvatura do fio flexível, ou seja, quanto maior o ângulo menor é a tensão de saída [45].

Um outro assunto importante na medição com o goniómetro é o sistema de fixação, responsável pela qualidade e precisão da medição. O sistema de fixação não deverá permitir qualquer movimento indesejado dos blocos durante o movimento dos membros do corpo humano, por influenciar a medição final por muito pequeno que seja o deslize dos blocos constituintes do goniómetro. A Figura 79, apresenta o método usado com fitas de velcro a prender os blocos em conjunto com um autocolante que segura o bloco do goniómetro à fita de velcro, permitindo assim melhorar a fixação do goniómetro.

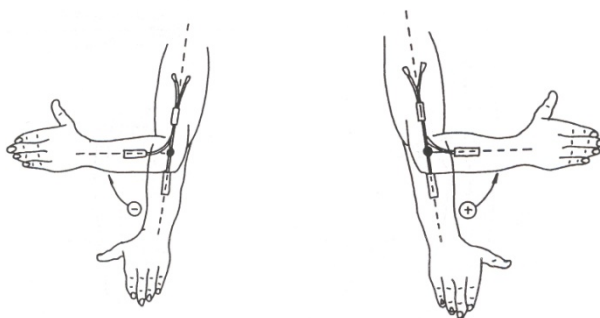


Figura 79 - Posicionamento do goniómetro [45]

Electricamente o funcionamento consiste no arranjo de uma ponte completa de *Wheatstone* conforme Figura 80. Vo indica a tensão de saída e Vs a tensão de alimentação (3.5

Volts). Para este modelo do goniômetro as resistências, segundo o fabricante, assumem os seguintes valores, com tolerância de +/- 10%:

- $R1/R2 = 60 \, \Omega$
- $R3/R4 = 11300 \, \Omega$
- $R5 = 145 \, \Omega$

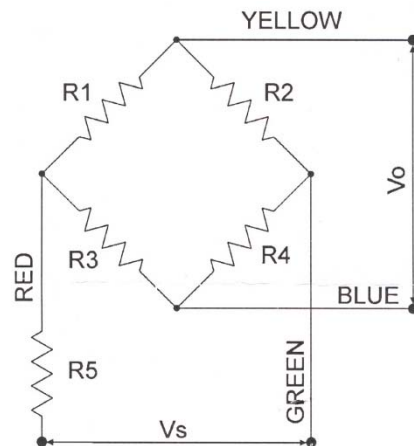


Figura 80 - Ponte de Wheatstone para este goniômetro [45]

A ponte completa de *Wheatstone*, funciona como um circuito de medição de resistências. Permite assim determinar o ângulo pela variação da resistência dos extensômetros.

É usado o cabo de conexão aconselhado e vendido pelo fabricante, cabo constituído por 4 condutores em plástico (PVC) de cores diferentes e uma malha a revestir todo o comprimento do cabo; cada cor corresponde a:

- Vermelho - alimentação positiva
- Verde - terra ou massa
- Amarelo - saída diferencial positiva (+)
- Azul - saída diferencial negativa (-)

As características do goniômetro são dadas por :

- Tensão de alimentação DC máxima: 5 Volts
- Corrente: 4 mA
- Sensibilidade: $10 \mu V/\text{grau}$
- Gama de medição: +/- 150°

- Crosstalk: $\leq \pm 5\%$
- Gama de temperatura de funcionamento: $+0^{\circ}\text{C}$ a 40°C
- Tempo de operação: 600 000 ciclos de operação mínimos
- Exactidão: $\pm 2^{\circ}$ a 90° a partir da posição zero

Para um ângulo de 100° , com tensão de alimentação de 5 Volts, a saída será de 5 mV.

4.3. Condicionamento de sinal

Para uma aquisição digital do sinal é necessário aumentar a sua qualidade e colocá-lo em níveis dentro da gama do ADC; para isso é necessário amplificar e filtrar o sinal de interferências não desejadas. Conforme já foi visto e de acordo com as características do sinal de EMG, é usado um amplificador de instrumentação, e filtros passa-baixo e passa-alto para limitar a frequência de operação dentro dos limites desejados. O diagrama da Figura 81 apresenta o conjunto de passos a seguir para a implementação do equipamento.

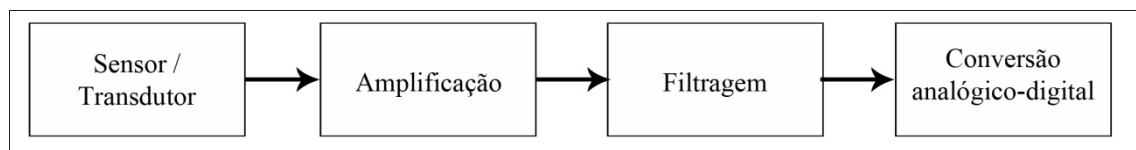


Figura 81 - Diagrama condicionamento do sinal

4.3.1. Amplificador instrumentação

O amplificador de instrumentação segundo a SENIAM deve respeitar um conjunto de características [19]:

- Impedância de entrada elevada ($>100\text{M}\Omega$)
- CMRR elevado ($>80\text{dB}$ [10 000])
- Gama de frequência (20-500Hz)
- Ruído ($< 1\text{-}2\mu\text{V rms}$)
- Ganho variável [100 - 10 000]

Inicialmente foi implementado um amplificador de instrumentação constituído pelo conjunto de resistências, e três amplificadores operacionais conforme a Figura 82, previamente implementado e analisado no multissim (software de simulação de circuitos electrónicos).

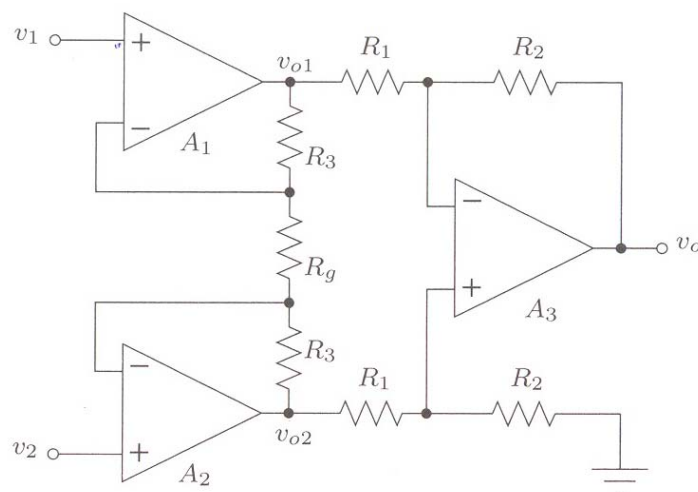


Figura 82 - Amplificador de instrumentação [34]

Com $R_1=R_2=R_3= 21.7 \text{ K}\Omega$, e $R_2= 46.9 \text{ K}\Omega$. R_g foi ajustado para um ganho de 1000, sendo atribuído de acordo com as equações já referidas para um amplificador de instrumentação, um valor de 93.95Ω .

O circuito integrado TL084CN, é constituído por quatro amplificadores operacionais, com alta rejeição modo comum, baixo offset e corrente de entrada, elevada impedância de entrada, slew-rate de $16\text{V}/\mu\text{s}$ e compensação interna da frequência [46]. No entanto, com esta montagem os resultados não foram satisfatórios, o sinal apresentava ruído acima do desejado. Desta forma foi necessário proceder a uma montagem com um amplificador de instrumentação com características favoráveis. O amplificador de instrumentação AD620 da Analog Devices, é indicado para aplicação em instrumentos médicos, sendo de baixo custo. É um amplificador integrado apenas com uma resistência externa para ajuste do ganho com uma alargada gama [1 a 10000], Figura 83.

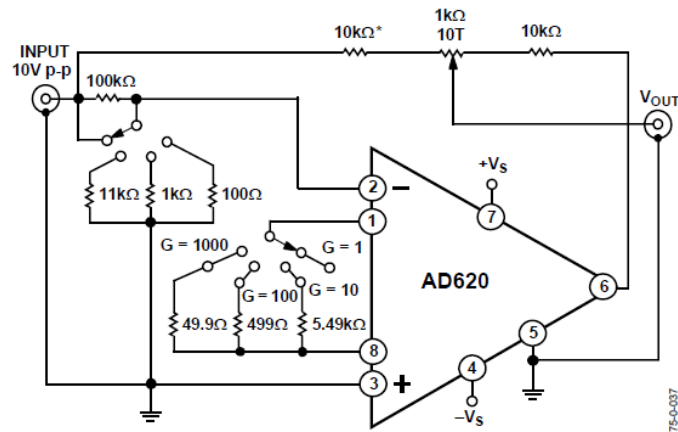


Figura 83 - Amplificador de instrumentação apenas com uma resistência externa para ajusto do ganho [47]

As principais características deste dispositivo são [47]:

- Ganho elevado (1 a 10 000)
- Vasta gama de tensão de alimentação (+/-2.3V a +/- 18V)
- Compacto com 8 pinos de ligação
- Baixo consumo (1.3 mA corrente máxima)
- Baixa tensão de offset de entrada (50 μ V máximo)
- Baixo offset drift de entrada (0.6 μ V/°C máximo)
- Baixa corrente de polarização de entrada (1 nA máximo)
- CMRR elevado (100dB mínimo para ganho=10)
- Baixo ruído (0.28 μ V p-p na gama de 0.1Hz a 10 Hz)

A comparação com o amplificador implementado com três amplificadores operacionais, permite verificar a importância de uma correcta escolha do amplificador, e os efeitos indesejados que pode causar na saída influenciando de forma negativa os resultados.

Este amplificador apresenta melhorias em relação ao amplificador implementado com os três amplificadores operacionais da Figura 83, as principais diferenças são a nível do consumo e na amplitude da tensão do ruído conforme a Figura 84.

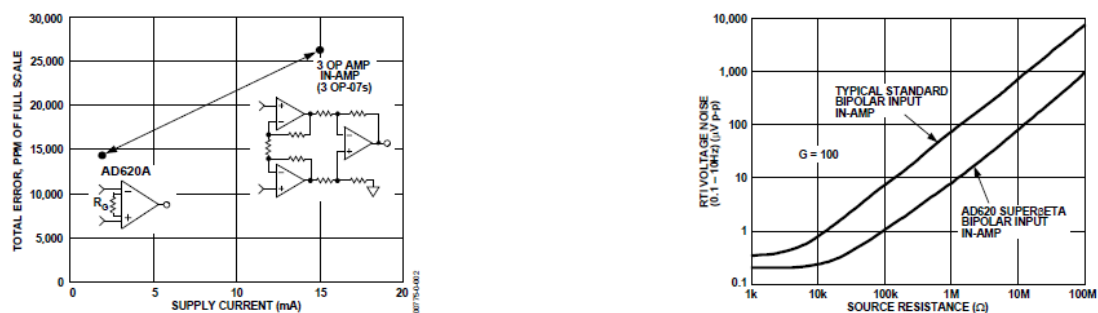


Figura 84 - Comparação do AD620 com o amplificador de instrumentação típico de três amplificadores operacionais [47]

O gráfico da esquerda Figura 84 indica o consumo de corrente em função do erro total de cada amplificador, sendo notória a vantagem do AD620 face ao tradicional, e o gráfico da direita mostra a tensão de ruído apresentado por cada amplificador com a mesma resistência da fonte e ganho de 100, apresentando o AD620 uma amplitude aproximadamente 10 vezes inferior ao amplificador de instrumentação tradicional.

Para uma comparação mais detalhada é apresentada a tabela 7, que indica o erro total para ambos os amplificadores com ganho de 100 e alimentação de +/- 15V, concluindo que o erro total do amplificador tradicional é 2 vezes superior ao AD620.

Tabela 7 – Erro total do AD620 e do amplificador de instrumentação tradicional [47].

Fonte de Erro	AD620 Cálculo do circuito	Cálculo do circuito com 3 amplificadores	Erro, ppm escala completa	
			AD 620	3 Ampop's
PRECISÃO ABSOLUTA A Ta=25°C				
Offset da tensão de entrada, uV	125 μ V/20 mV	(150 μ V $\times \sqrt{2}$)/20 mV	6,250	10,607
Offset da tensão de saída, uV	1000 μ V/100 mV/20 mV	((150 μ V $\times 2$)/100)/20 mV	500	150
offset da corrente de entrada, nA	2 nA $\times$ 350 Ω /20 mV	(6 nA $\times$ 350 Ω)/20 mV	18	53
CMRR, dB	110 dB(3.16 ppm) $\times$ 5 V/20 mV	(0.02% Match $\times$ 5 V)/20 mV/100	791	500
		Erro Absoluto Total	7,559	11,310
DRIFT a 85°C				
Drift do ganho, ppm/°C	(50 ppm + 10 ppm) $\times$ 60°C	100 ppm/°C Track $\times$ 60°C	3,600	6,000
Drift da tensão de entrada, uV/°C	1 μ V/°C $\times$ 60°C/20 mV	(2.5 μ V/°C $\times \sqrt{2} \times$ 60°C)/20 mV	3,000	10,607
Drift da tensão de saída, uV/°C	15 μ V/°C $\times$ 60°C/100 mV/20 mV	(2.5 μ V/°C $\times 2 \times$ 60°C)/100 mV/20 mV	450	150
		Erro total de Drift	7,050	16,757
RESOLUÇÃO				
Não-linearidade do ganho, ppm	40 ppm	40 ppm	40	40
Tensão do ruído (0.1Hz e 10Hz), uV p-p	0.28 μ V p-p/20 mV	(0.38 μ V p-p $\times \sqrt{2}$)/20 mV	14	27
		Erro total de resolução	54	67
		ERRO TOTAL	14,663	28,134

O esquema dos pinos de ligação para este dispositivo é apresentado na Figura 85.

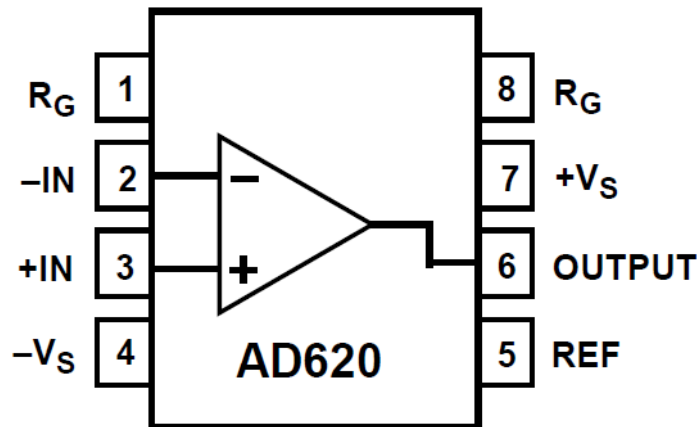


Figura 85 - Esquema dos pinos de ligação do AD620 [47]

Cálculo do ganho do amplificador do sinal EMG

O ganho do amplificador é variável com a variação da resistência externa R_G . Como o sinal de electromiografia tem uma amplitude máxima em torno dos 5mV, foi aplicada uma onda de 5mV do digitalab, e com um potenciómetro em R_G variou-se a resistência analisando o comportamento do sinal à medida que o ganho aumentava sem chegar à saturação do amplificador. De acordo com a amplitude do sinal EMG, e de forma a ser possível adquirir este sinal para processamento, é necessário aplicar um ganho elevado. O ganho do AD620 é dado por:

$$Ganho = 1 + \frac{49.4 K\Omega}{R_G} \quad (32)$$

Para uma resistência R_G de 25 Ω (+/- 5%), obtém-se um ganho de 1977. Como o amplificador é alimentado por +/- 12V, não há o problema de saturar para um ganho de 1977, pelo que foi verificado com a entrada de uma onda sinusoidal de 5mV (10mV p-p).

Cálculo do ganho do amplificador do sinal do goniómetro

Devido à baixa amplitude do sinal proveniente do goniómetro, conforme já referido, torna-se necessário a aplicação de um ganho elevado, tal como ocorre no sinal de EMG.

Segundo a equação 32 e para uma resistência R_G de 29,8 Ω (+/-5%), obtém-se um ganho de 1659.

4.3.2. Filtros

De forma a ser possível uma correcta aquisição do sinal é necessário filtrar as frequências indesejadas e que influenciam de forma negativa o sinal. A Figura 86 apresenta o circuito implementado, incluindo os filtros.

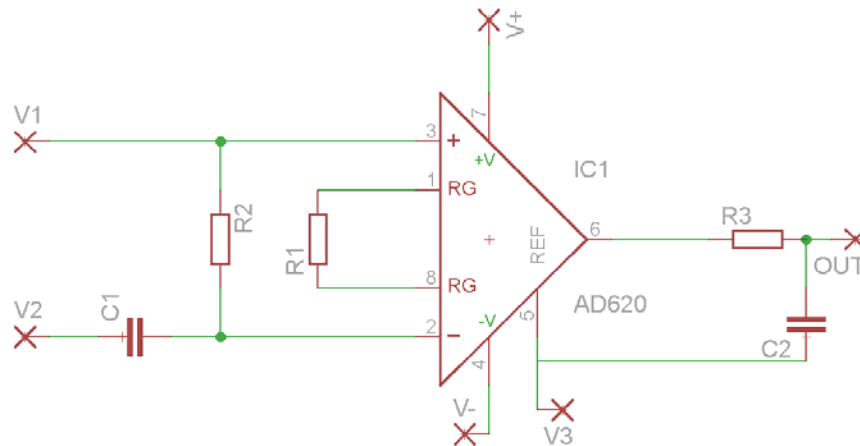


Figura 86 - Circuito de condicionamento sinal EMG

De acordo com o estudo efectuado ao sinal EMG e recomendações do SENIAM, é necessário implementar um filtro passa-baixo, para frequências abaixo dos 500 Hz e um filtro passa-alto para frequências superiores a 20 Hz. A figura 88, representa o esquema do circuito de condicionamento do sinal completo, ou seja, com a amplificação e filtragem do sinal. O filtro passa-baixo fica localizado na saída do amplificador, enquanto na entrada do amplificador situa-se o filtro passa-alto.

O dimensionamento dos filtros é dado pela equação 33.

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (33)$$

Para o filtro passa-baixo (500Hz), foi usada $R = 6K\Omega$ e $C = 56 \text{ nF}$ obtendo-se uma frequência de corte de 473,7 Hz. Com $R = 2 \text{ M}\Omega$ e $C = 3,9 \text{ nF}$ obtém-se a frequência de corte de 20,4 Hz do filtro passa-alto.

4.3.3. Implementação

Após a selecção e o estudo dos componentes a usar é necessário proceder à sua implementação. Inicialmente foi usado o software multissim para análise teórica do comportamento do circuito implementado. De seguida, foi feita a sua montagem em *breadboard* para analisar correctamente o seu comportamento, possibilitando ainda a troca de componentes, Figura 87.

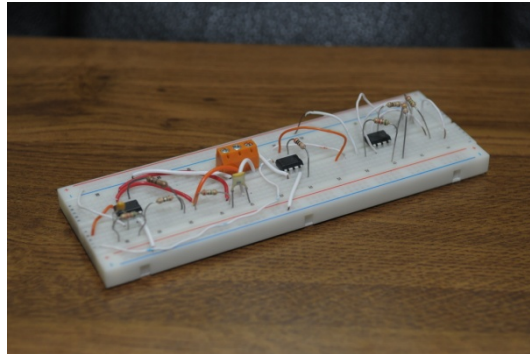


Figura 87 - Implementação do circuito na breadboard

A montagem em *breadboard* permite uma melhor análise ao circuito facilitando um conjunto de testes. No entanto apresenta desvantagens para o uso como placa final, como folgas nos contactos e componentes que se soltam facilmente. Torna-se assim necessário proceder à montagem da placa final para uso no equipamento. A placa final apresenta os componentes soldados estabelecendo o melhor contacto entre eles e fixação à placa, Figura 88.

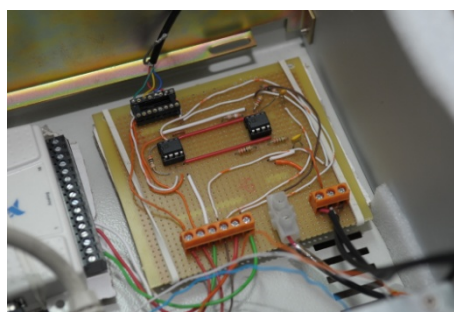


Figura 88 - Placa de condicionamento do sinal

A alimentação é de $\pm 12V$ para o amplificador de instrumentação (do sinal EMG e do goniómetro), e de 3,5V de alimentação para o goniómetro.

Como se trata de um equipamento portátil, de forma a permitir o conjunto de testes em clínicas e hospitais, é necessário garantir a estabilidade de todos os dispositivos durante o seu transporte. Assim todos os dispositivos foram colocados no interior de uma caixa metálica, devidamente fixados impedindo a sua movimentação, Figura 89, estando a mesma ligada à terra.



Figura 89 - Equipamento de condicionamento e aquisição final

4.4. Placa aquisição

A selecção da placa de aquisição de dados tem de seguir um conjunto de requisitos de forma a possibilitar a correcta aquisição do sinal pretendido. As placas da National Instruments oferecem vantagens de funcionamento em conjunto com o *software* que foi utilizado para processamento; dispõem de um conjunto alargado de modelos com diferentes características para satisfazer várias aplicações. A placa de aquisição para este sistema foi escolhida com base nos sinais a recolher e com alguma margem para caso de necessidade de evolução do sistema permitindo manter a placa de aquisição, não descurando o custo do sistema final.

Perante os modelos disponíveis pela National Instruments, foi escolhida uma placa de aquisição com interface USB, cujo modelo é NI-6008, Figura 90, e as principais especificações são [43]:

- 8 entradas analógicas (4 diferenciais);
- Conversor analógico-digital de 12 Bits, de aproximações sucessivas;
- Taxa de amostragem máxima de 10 KS/s;
- Gama de tensão de entrada, +/-10V;
- Impedância de entrada 144 Ω ;
- Ruído em +/- 10V de 5mV rms;
- 12 entradas/saídas digitais;

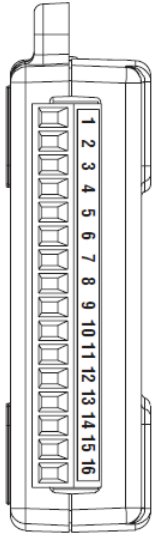
- Contador de 32bits;
- Duas saídas analógicas de 12bits, a 150 Hz;
- Software de instalação fornecido pela Nacional Instrumentes NI-DAQmx, incluídos os drivers;
- Interface e alimentação usb 2.0.



Figura 90 - Placa de aquisição NI-6008 [43]

A tabela 8 indica o conjunto de terminais de ligação de entradas analógicas e sua ligação aos sinais.

Tabela 8- disposição dos canais analógicos na placa [43].

Module	Terminal	Signal, Single-Ended Mode	Signal, Differential Mode
	1	GND	GND
	2	AI 0	AI 0+
	3	AI 4	AI 0–
	4	GND	GND
	5	AI 1	AI 1+
	6	AI 5	AI 1–
	7	GND	GND
	8	AI 2	AI 2+
	9	AI 6	AI 2–
	10	GND	GND
	11	AI 3	AI 3+
	12	AI 7	AI 3–
	13	GND	GND
	14	AO 0	AO 0
	15	AO 1	AO 1
	16	GND	GND

A Figura 91 apresenta o circuito da placa NI-6008 para as entradas analógicas; é usada uma tensão de 2.5 VDC como referência, um multiplexador para aquisição dos 8 canais analógicos disponíveis e aplicada a entrada ao ADC.

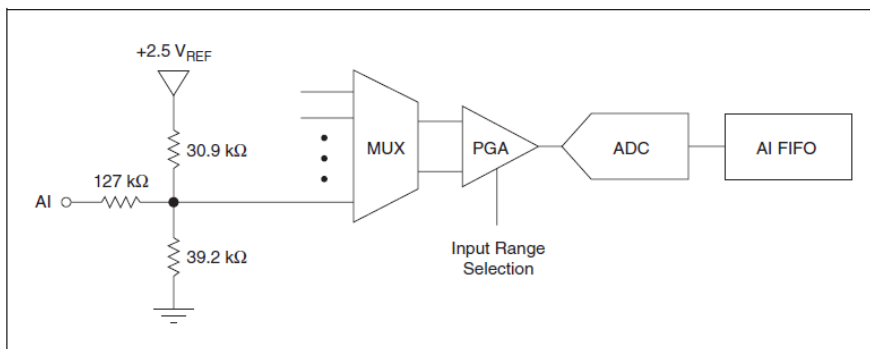


Figura 91 - Circuito das entradas analógicas [43]

A taxa de amostragem é um ponto importante no sistema de aquisição; é ela que permite a construção do sinal digital do sinal analógico. Quanto maior a taxa de amostragem mais detalhe terá o sinal ou mais próximo do sinal original se encontra, ou seja, corresponde ao número de amostras que consegue obter por segundo. Dizer que uma placa permite uma taxa de amostragem de $10K\text{Samples/s}$, é o mesmo que dizer que permite 10K amostras do sinal em cada segundo. De notar que o valor oferecido por este dispositivo é suficiente para o sistema, que segundo o teorema de Nyquist e a SENIAM, a taxa de amostragem para o sinal de EMG utilizada é de 1000Hz.

A programação dos parâmetros da placa de aquisição é efectuada pelo *software* fornecido DAQ Assistant da National Instruments, o qual permite definir as entradas e saídas analógicas e digitais, a taxa de amostragem, modo de aquisição, entre outros parâmetros. O painel do DAQ Assistant pode ser visto na Figura 92.

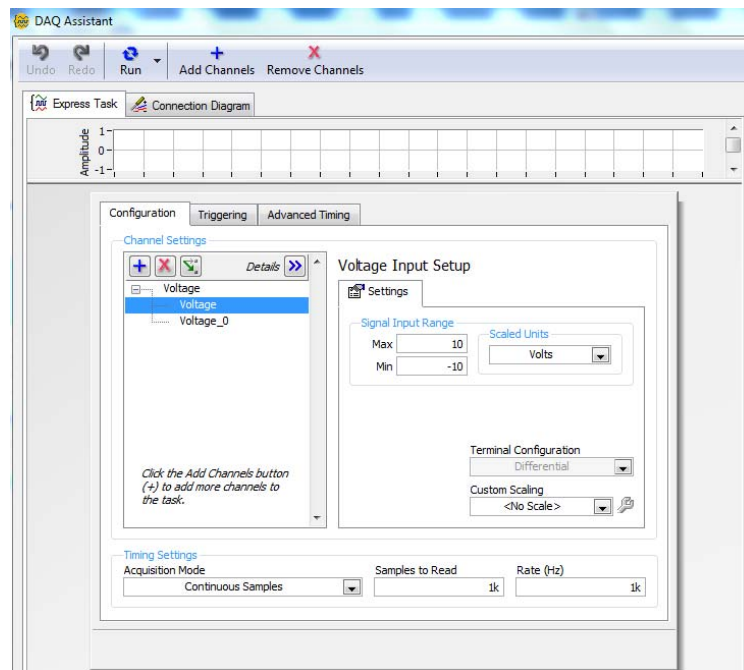


Figura 92 - Painele do DAQ Assistant

4.5. Processamento

Neste capítulo será estudado o processamento do sinal, de forma a garantir a correcta aquisição e armazenamento dos dados, assim como o *software* utilizado. O diagrama da Figura 93 apresenta o conjunto de passos necessários à implementação do software.

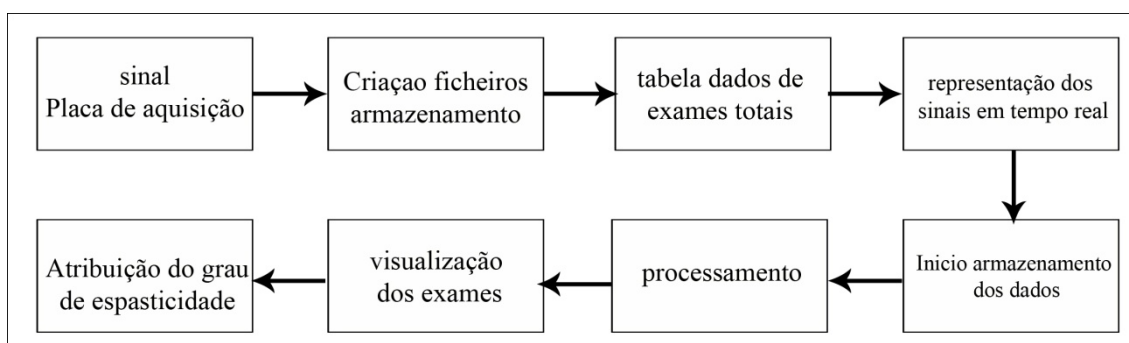


Figura 93 - Passos para implementação do software

4.5.1. Labview

Uma das plataformas utilizadas actualmente para a implementação de Sistemas de Aquisição de Dados é o LabVIEW da National Instruments. O LabVIEW – *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench* – é um ambiente de desenvolvimento baseado numa linguagem de programação gráfica denominada G [48] [49] [50], adoptada pelo meio industrial, ensino, e laboratórios de investigação [51]. Permite desenvolver Instrumentos Virtuais (VI's) específicos para cada aplicação ou usar o conjunto de VIs já predefinidos com o *software*, tornando-se num *software* de elevada potencialidade na aquisição e processamento de dados. O LabVIEW permite ter tantos dispositivos quantos o número de *slots* de expansão do computador, identificados por um número de dispositivo; permite receber dados de diversos dispositivos externos: portas série, paralelas e placas de aquisição [48] [49] [50].

As VIs estão divididas em três partes [48] [49] [50]:

- Painel frontal
- Diagrama de blocos
- Icon e conectores

O painel frontal corresponde ao executável do programa e é a interface estabelecida com o utilizador, omitindo a programação, o diagrama de blocos. Deverá ser um ambiente de fácil acesso, simples de operar permitindo a qualquer utilizador uma fácil interacção. A Figura 94 apresenta um exemplo de painel frontal [49] [50].

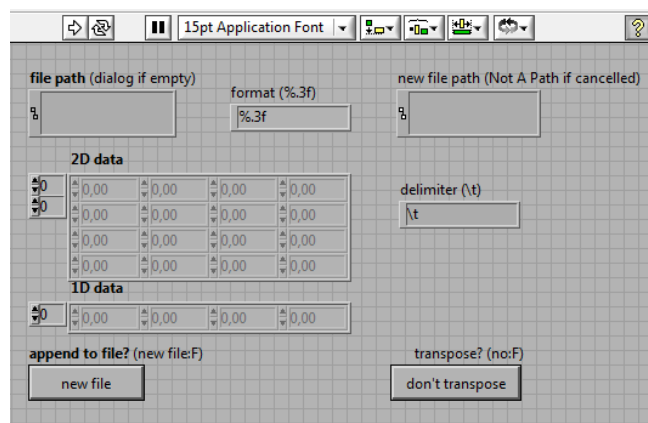


Figura 94 - Painel frontal do Labview

O diagrama de blocos é a parte que fica omissa pelo painel frontal. Consiste na programação das operações que se pretendam, assim como o conjunto de ligações entre VIs que

já se encontram predefinidas no LabVIEW ou novas criadas pelo utilizador [49] [50]. A Figura 95 dá a conhecer um exemplo de um diagrama de blocos.

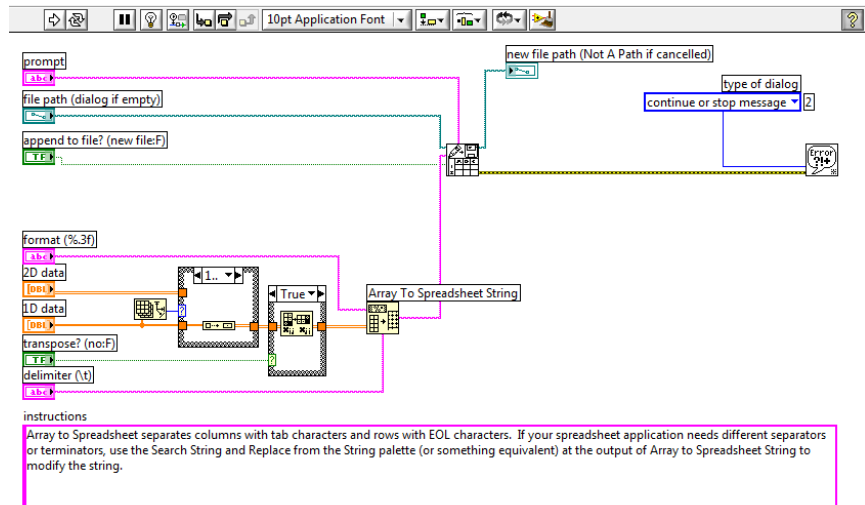


Figura 95 - Diagrama blocos do Lavbview

Os ícones representam a VI que se encontra nesse “bloco”, devendo ser um icon que permita facilmente visualizar a sua função. Os conectores definem a entradas e saídas de cada VI, permitindo estabelecer as ligações para troca de informação entre VIs, Figura 96 [48] [49].

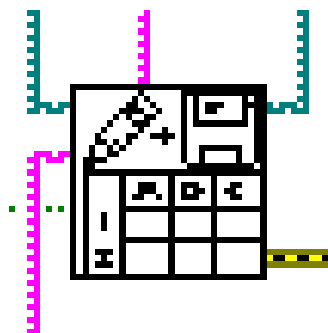


Figura 96 - Icon e conectores do labview

4.5.2. Painel Frontal

No âmbito desta dissertação foi desenvolvida uma interface cuidada de acordo com as especificações, de forma a obter uma interface simples e intuitiva para com o examinador. A interface é constituída por um sub-grupo de painéis, cada um com determinada função e característica. Será agora apresentado cada um dos painéis individualmente e descrita a sua função.

Conforme pode ser analisado neste primeiro painel, Figura 97, existe um conjunto de separadores no topo para os restantes painéis. Este primeiro permite indicar o caminho do ficheiro a armazenar os dados, e seu respectivo nome, ou seja, é aqui onde se cria o conjunto de ficheiros para as várias variáveis (EMG, ângulo e velocidade).

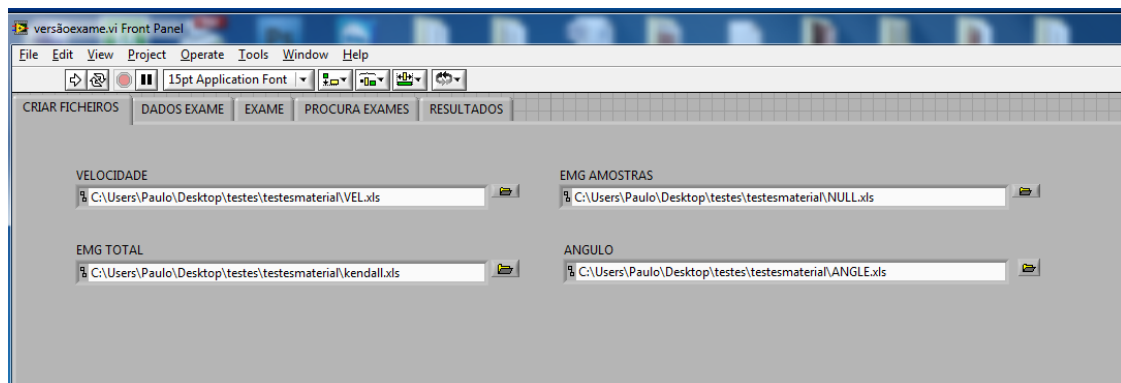


Figura 97 - Criação ficheiros de armazenamento e leitura

A Figura 98 contém o painel com a tabela do conjunto de dados dos pacientes; o examinador coloca o conjunto de dados do exame (paciente, número, data, hora, examinador, ficheiro, escala Ashworth, idade, sexo e peso). O botão enviar ficheiro grava os novos dados em ficheiro para posterior consulta.

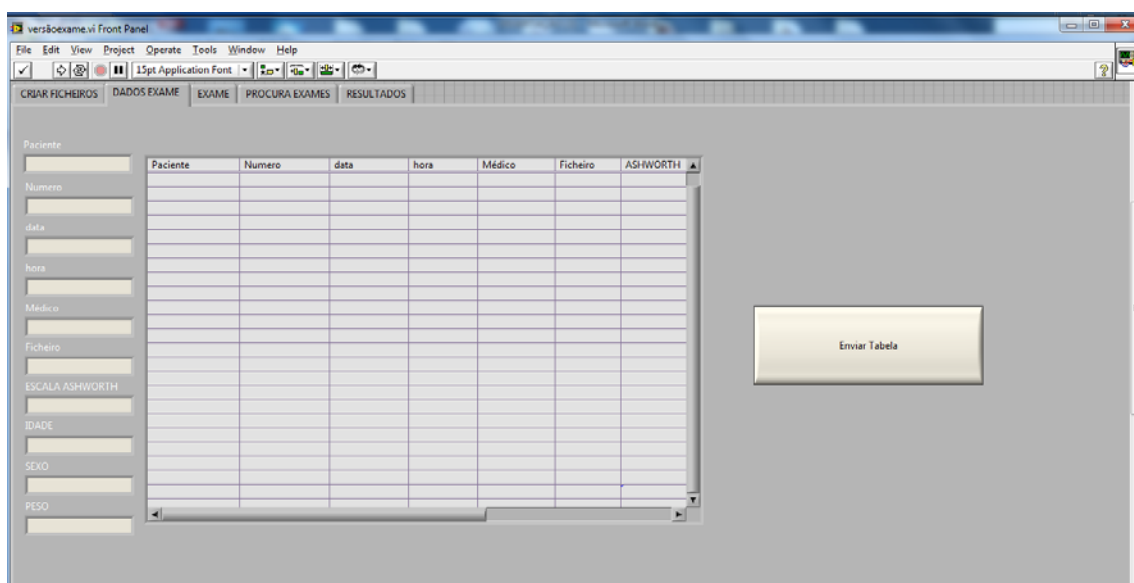


Figura 98 - Tabela dados dos pacientes e exame

O painel principal do exame é o da Figura 99. Nele está presente toda a informação instantânea do: exame, gráficos, botões de ajuste e botões de controlo. Os gráficos são relativos aos sinais de EMG, velocidade e ângulo. Existem dois botões de controlo: um que inicia a apresentação do sinal, e outro que inicia a gravação em ficheiro, permitindo assim fazer todos os ajustes necessários antes de gravar em ficheiro ao mesmo tempo que se observa o sinal.

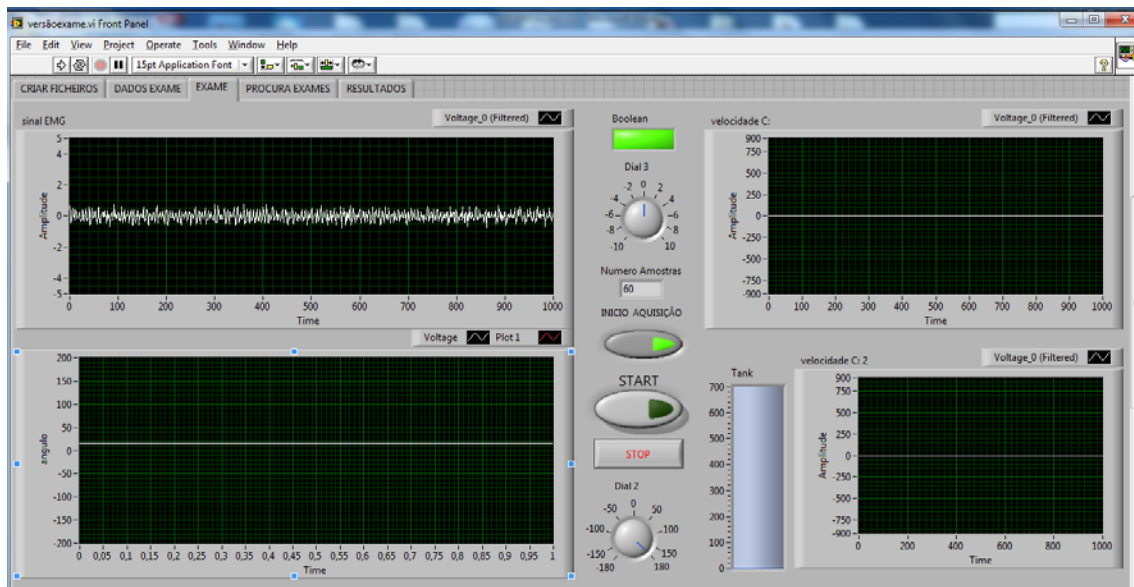


Figura 99 - Painel frontal principal

Por último o painel que permite ler os dados do ficheiro, Figura 100, e apresentá-los no gráfico. Este painel tem ainda a tabela com a informação de todos os exames e dados recolhidos para facilitar a procura dos ficheiros que se pretende visualizar, permitindo desta forma visualizar o exame realizado.

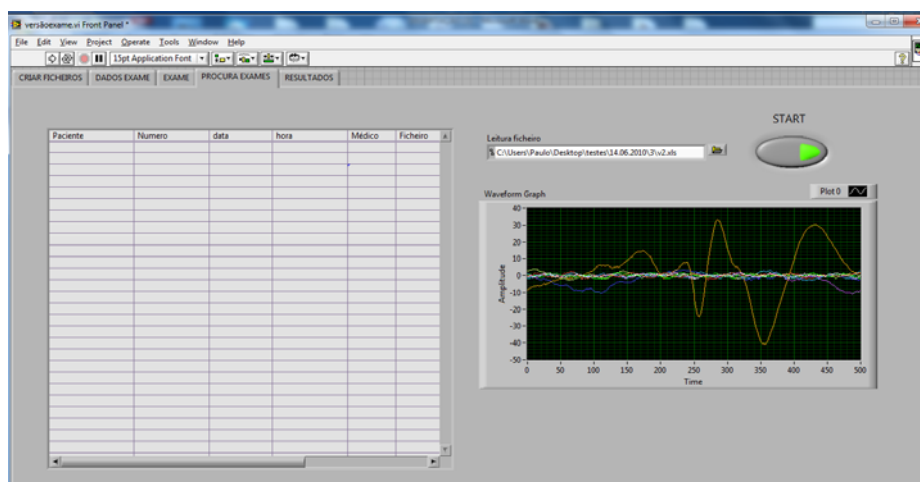


Figura 100 - Painel ler ficheiro

4.5.3. Programação LabVIEW

Para cada uma das variáveis pretendidas, EMG, ângulo e velocidade, descreve-se a respectiva programação. Inicialmente foi configurada a placa de aquisição através do DAQ assistant para uma taxa de amostragem de 1 kHz, definidos os pinos de entrada assim como a gama de tensão (entre os +/- 10 Volts limitados pelo conversor A/D). O modo de aquisição foi seleccionado o modo contínuo. A Figura 101 apresenta a VI do DAQ Assistant.

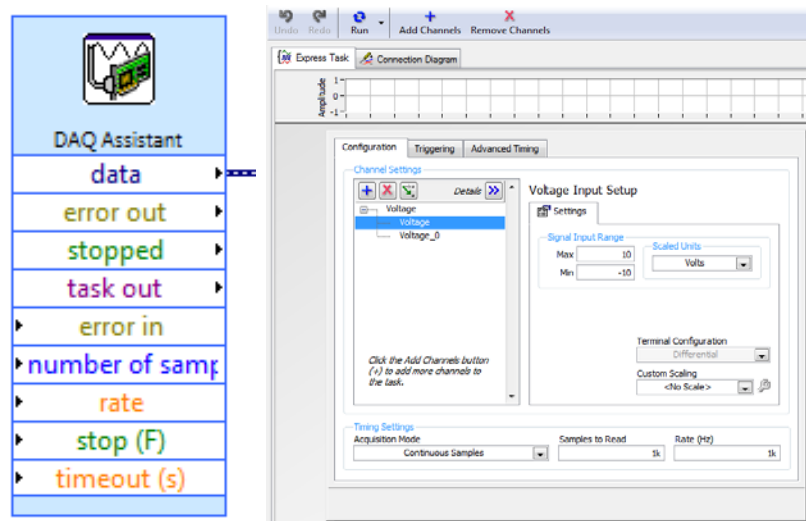


Figura 101 - Bloco DAQ Assistant

EMG

Ao sinal EMG adquirido foi aplicado um filtro digital Butterworth de ordem 2 passa-banda, limitando o sinal a frequências desejadas [20-350 Hz]. Este filtro possibilita uma limitação ao sinal útil eliminando ruídos que o filtro analógico não atenuou. A Figura 102 apresenta a VI utilizada e selecção dos parâmetros.

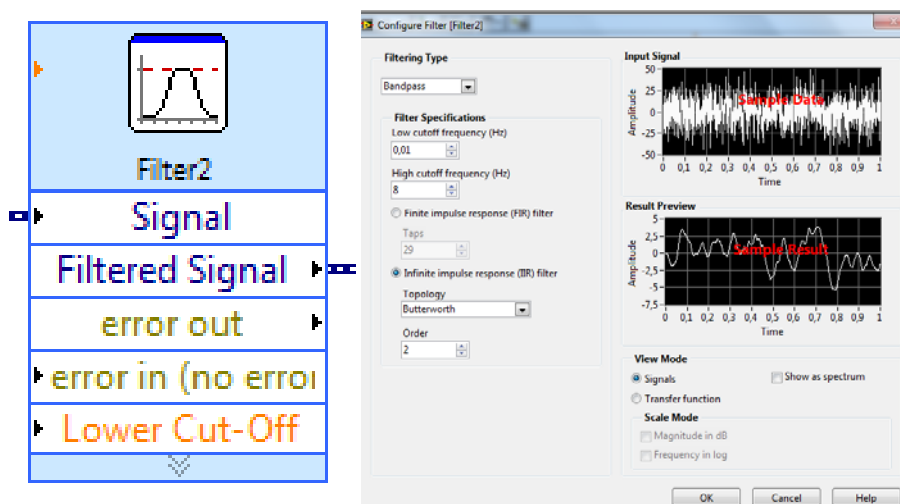


Figura 102 - Filtro butterworth digital

Ângulo

A informação do ângulo é de extrema importância para o estudo da espasticidade, daí a necessidade de valores precisos. Para uma correcta aquisição dos dados procedeu-se à calibração do equipamento e para isso foram efectuadas várias medidas a ângulos diferentes conforme tabela 9.

Tabela 9 – Medições goniómetro.

Ângulo (°)	Tensão de Saída(v)
0	0
20	0,98
40	1,95
60	2,97
90	4,45
120	5,94
150	7,42

O gráfico da Figura 103 apresenta a recta traçada pelas várias medições efectuadas, permitindo verificar a linearidade do goniómetro. De referir que a calibração do equipamento deverá ser efectuada frequentemente, pois factores externos como a idade e a temperatura alteram o comportamento do equipamento.

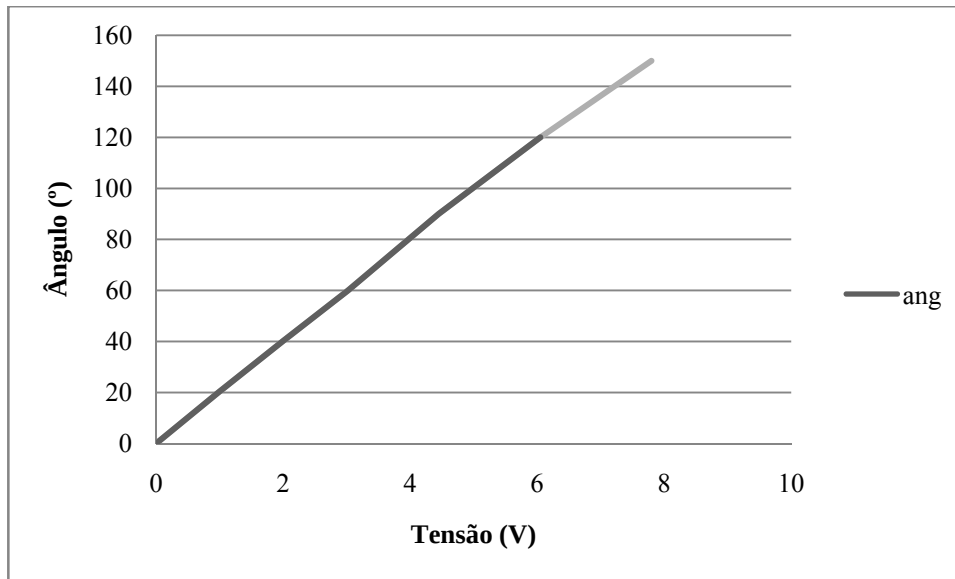


Figura 103 - Calibração goniômetro

A Figura 104 apresenta a programação usada no software LabVIEW para esta variável.

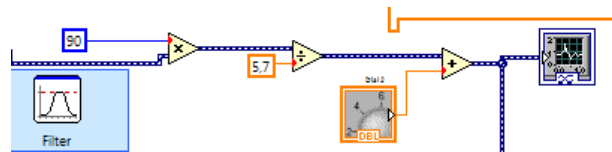


Figura 104 - Código gerar ângulo

Velocidade

A velocidade a que ocorre o movimento é apresentada pela equação 34, onde Δd é o deslocamento entre amostras e Δt o tempo entre o deslocamento das amostras.

$$V = \frac{\Delta d}{\Delta t} \quad (34)$$

A frequência de amostragem é o parâmetro que nos indica os valores de Δd e Δt , de forma a ser possível a determinação da velocidade. Desta forma e sabendo que a frequência de amostragem usada é de 1Khz, ou seja, 1000 amostras por segundo é possível determinar que o tempo entre amostras é de $1000/1\text{seg} = 1\text{ms}$. O *software* grava em array 1000 em 1000 amostras criando um novo array entre elas. Para “percorrer” o array, ou seja, retirar as duas amostras para calcular o deslocamento entre ambas desde o início do array até ao final sempre de duas em duas amostras seguidas, utilizou-se a VI do LabVIEW designada por fórmula node, esta VI

permite compilar código em linguagem de programação C. O código C desenvolvido permite fazer a subtração entre amostras, com duas variáveis que percorrem o array, uma na posição actual e outra que se encontra na posição seguinte sendo incrementadas até ao final do array. A base de tempo entre amostras é a mesma de 1 ms (milissegundo) e desta forma e como resultado temos um novo array com 999 amostras para apresentação da velocidade. A Figura 105, apresenta a programação usada para este processamento do sinal.

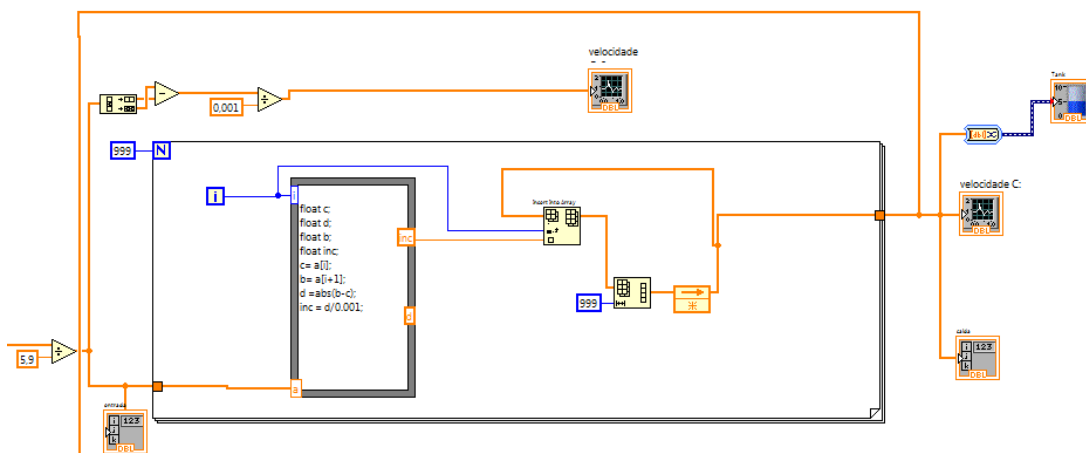


Figura 105 - Código de gerar a velocidade

Guardar em ficheiro

Este bloco permite armazenar os dados em ficheiro; o formato escolhido foi do Excel da Microsoft Office, com extensão xls, Figura 106. Contem um botão que controla a gravação e só após de premido pelo utilizador se inicia o armazenamento. Permite armazenar de forma contínua os dados do exame até que seja terminado, ou no caso de se usar o matlab script node (o matlab script node é uma VI do LabVIEW que permite utilizar código do matlab, uma vez que esta VI invoca o Matlab para processamento) criar novo ficheiro a cada 50000 amostras, sendo mais rápido o processamento uma vez que segmenta a amostra total. Os dados são armazenados e lidos a partir do ficheiro através da VI fornecida pelo LabVIEW com o nome “spreadsheet file”.

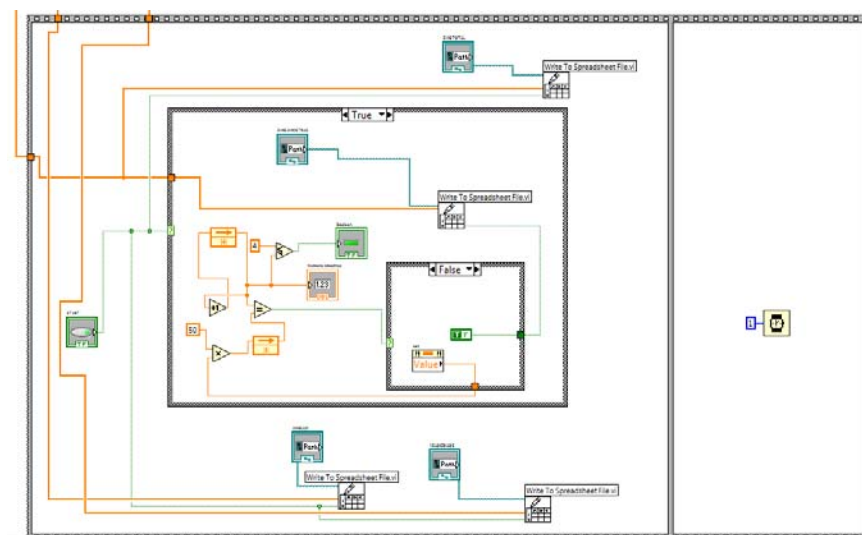


Figura 106 - Diagrama de blocos guardar em ficheiro

Criação da tabela de exames

Para uma orientação dos exames, é pedido ao utilizador que no início de cada exame coloque os dados relativos ao paciente, assim como do próprio exame e examinador, permitindo assim uma rápida visualização dos pacientes e exames efectuados. Todos estes dados são guardados em ficheiro de texto, e sempre que se invoca a tabela todos os dados são apresentados, Figura 107.

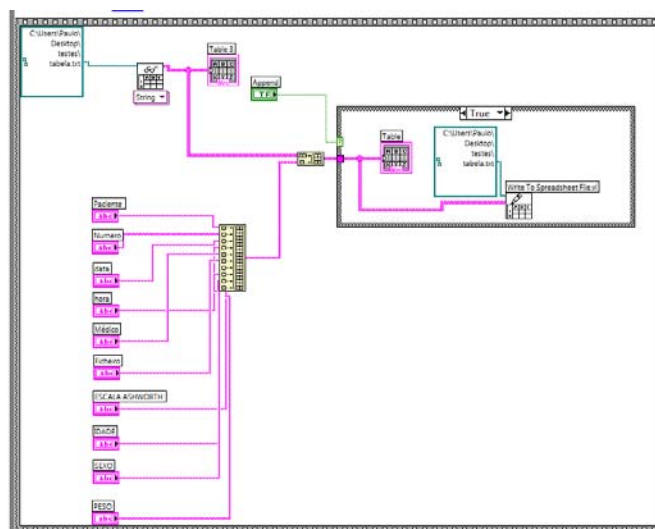


Figura 107 - Código para gerar tabela de dados dos exames

Processamento dos dados

Conforme referido no início desta dissertação, o método usado para quantificar a espasticidade consiste na excitabilidade dos motoneurónios. O software terá de ser capaz de identificar e determinar o limiar do reflexo do estiramento tendo em atenção a intensidade do repouso durante todo o exame, Figura 108. Após identificação dos vários pontos em que ocorreu o limiar do reflexo do estiramento é necessário para esses mesmos pontos determinar a velocidade e o ângulo de forma a ser possível determinar a TSRT por extrapolação da linha de regressão para caracterização dos níveis de espasticidade, Figura 1e Figura 2.

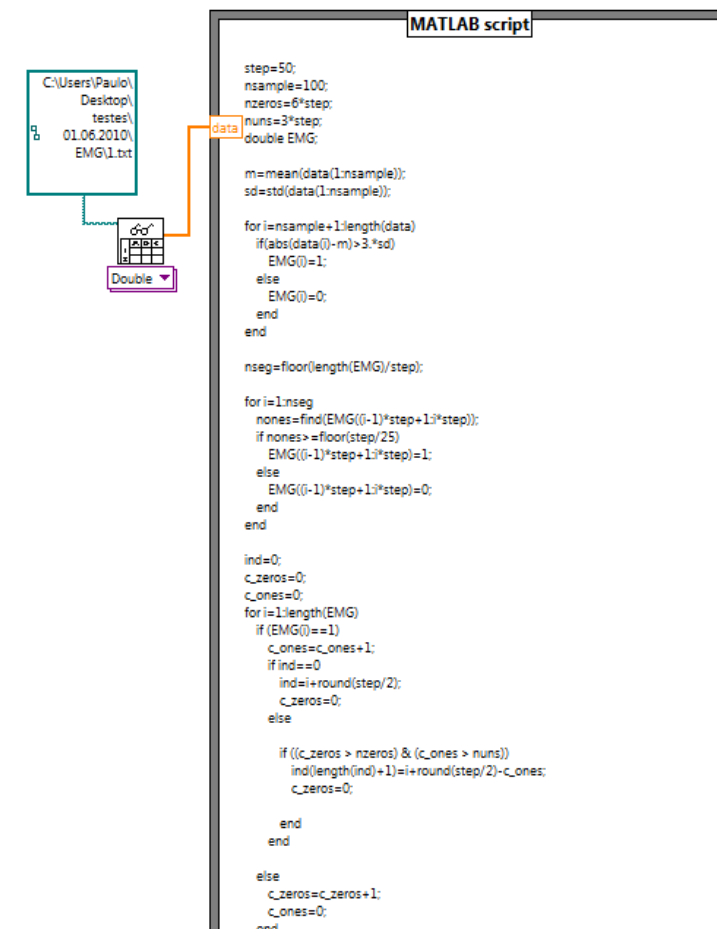


Figura 108 - Matlab scrip node

A Figura 109, apresenta a programação usada para retirar o valor da velocidade e ângulo exactamente para a posição onde o software indica o limiar do reflexo do estiramento, no entanto este não será usado por substituição ao processamento dos dados directamente usando o Matlab.

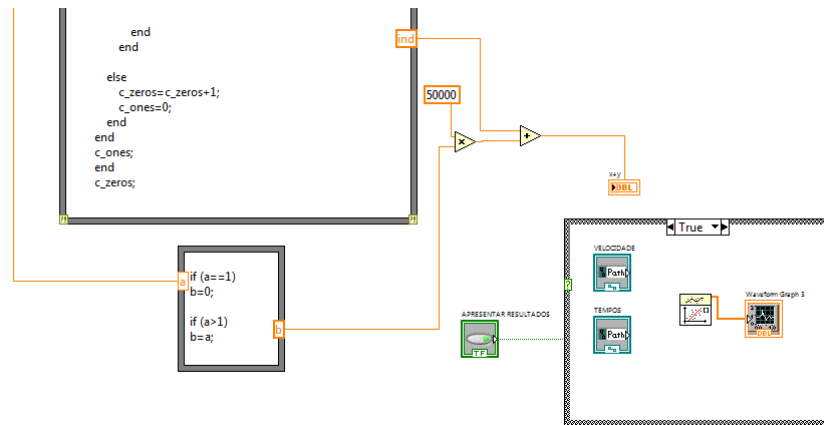


Figura 109 - Retorna valor ângulo e velocidade

Para o processamento destes dados foi utilizado o Matlab, sendo o software interativo de cálculo numérico apresenta vantagens em relação ao uso do matlab script node do LabVIEW. O uso do matlab script node implica o processamento dos dados enquanto adquire e guarda as amostras do sinal, este procedimento cria atrasos no processamento podendo mesmo ocorrer perda de amostras durante a aquisição. Optou-se pelo uso individual do Matlab para processamento dos dados de forma a criar um sistema mais estável e “fluído”. Foram encontrados alguns problemas de compatibilidades de ficheiros entre o Matlab e o LabVIEW nas versões utilizadas, no entanto facilmente corrigidas pela substituição da extensão destes mesmos ficheiros.

O software desenvolvido em Matlab seguiu o modelo utilizado por Lanyi Xu e Andy Adler [51], para determinação do limiar do reflexo do estiramento, seguindo a distribuição gaussiana [52].

5. Resultados obtidos

A implementação deste equipamento teve várias tarefas associadas; desta forma serão apresentados os resultados obtidos em cada módulo e sua discussão.

Sensores/transdutores

Na aquisição do sinal de EMG foram testados três tipos de eléctrodos.

Testes realizados aos eléctrodos demonstram o comportamento idêntico entre si. No caso dos eléctrodos colher de prata/prata clorada apresentam uma amplitude no sinal um pouco superior, no entanto esta diferença é mínima. Eléctrodos com gel e película de fixação demonstram uma maior eficiência no contacto e fixação do eléctrodo durante o exame, uma vez que tornam o contacto mais “sólido”. No caso dos eléctrodos colher de prata/prata clorada necessitam de um sistema de fixação auxiliar, no caso usadas umas fitas de velcro e ainda do gel de contacto entre a pele e o eléctrodo, o que durante o exame se verifica por vezes uma pequena movimentação do eléctrodo com variação da amplitude do sinal, Figura 110, além de não ser tão confortável para o paciente a colocação.

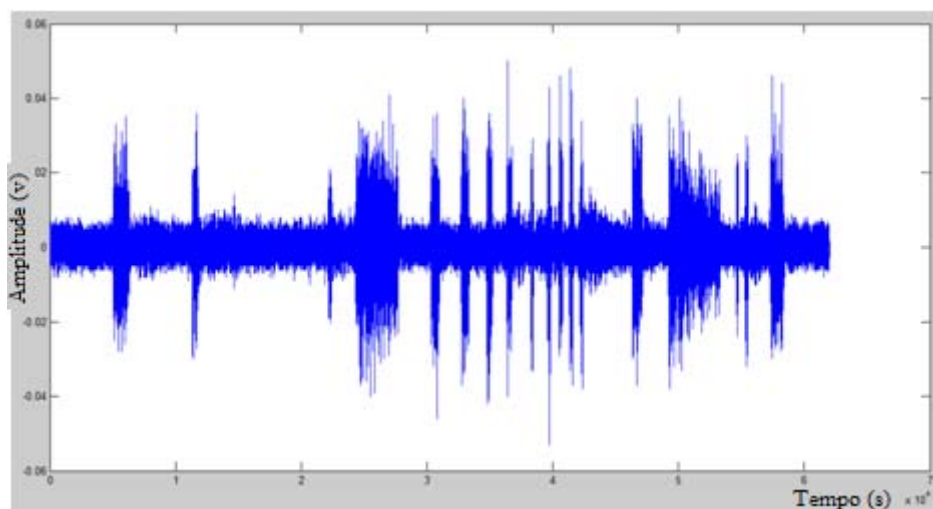


Figura 110 - Sinal EMG, eléctrodo colher prata/prata clorada

Os eléctrodos pré-gelatinados com película de fixação de Ag/AgCl, permitiram ultrapassar o problema de fixação sendo por isso mais eficiente e rápida a colocação, tendo igualmente um sinal de EMG correcto, Figura 111.

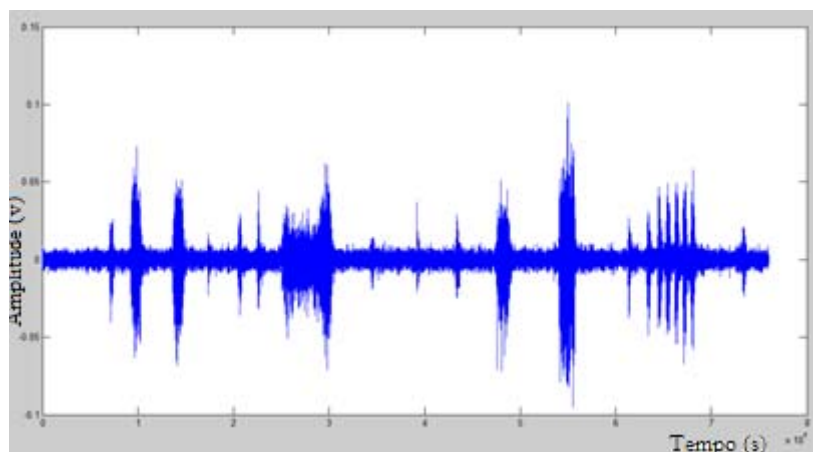


Figura 111 - Sinal EMG, eléctrodo pré-gelatinado Ag/AgCl

A configuração dos eléctrodos bipolar permite a obtenção do sinal mais preciso, uma vez que possibilita a redução do modo comum aos eléctrodos. É de salientar a importância de respeitar as normas de colocação, distância entre eléctrodos, seu posicionamento, limpeza e preparação da pele de forma a reduzir a impedância, assim como as medidas aconselhadas do eléctrodo. Foi verificada experimentalmente a influência destes requisitos e a variação que provocam no sinal de EMG, reduzindo a amplitude do sinal.

Os testes realizados em laboratório verificam o correcto comportamento do electrogoniómetro, Figura 112 para o ângulo e Figura 113 para a velocidade. No entanto, é de salientar a constante necessidade de calibração por ser detectada uma pequena alteração nos valores do goniómetro ao longo dos testes, e a necessidade de rigor no sistema de colocação de forma a garantir uma boa fixação, pois qualquer movimentação indesejada do goniómetro interfere no resultado final.

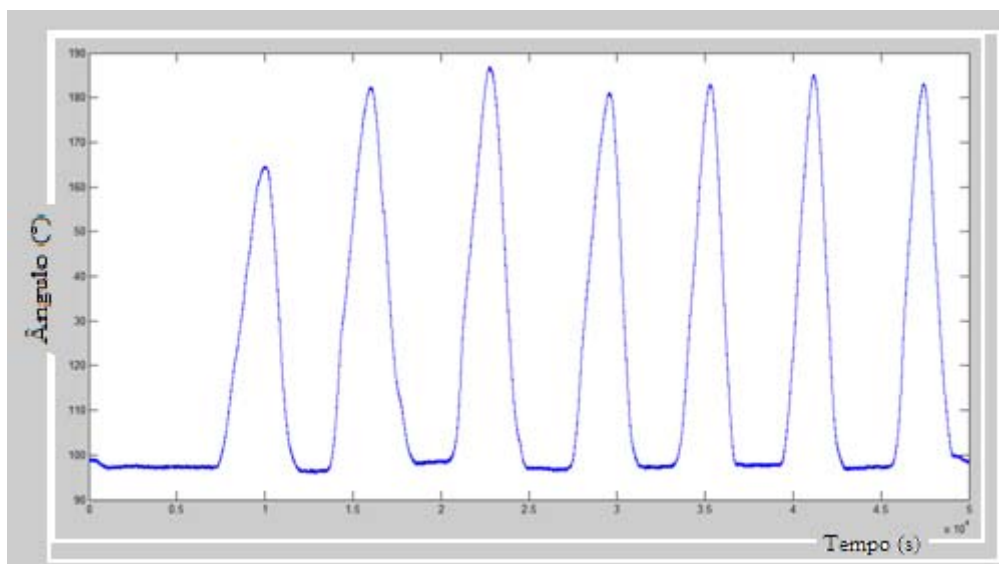


Figura 112 - Ângulo formado pelo membro durante o movimento

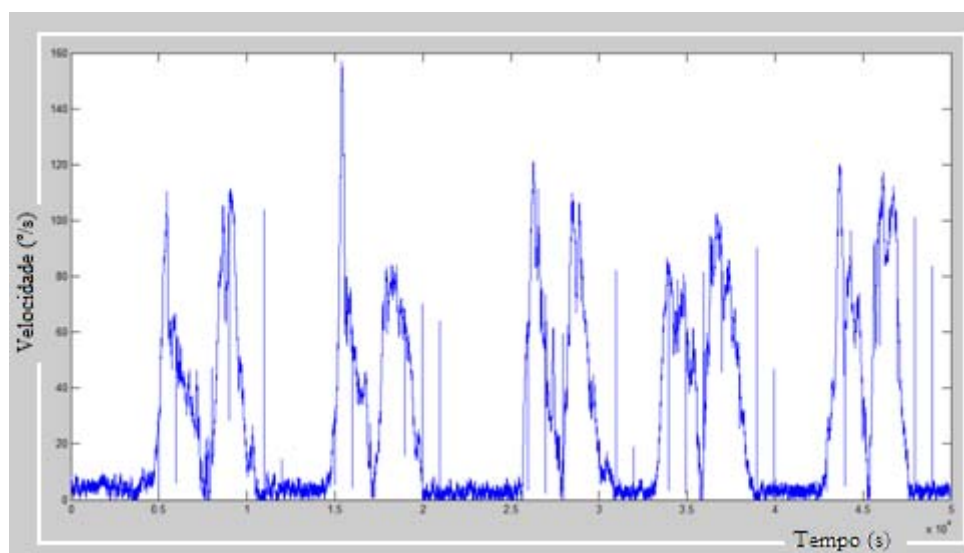


Figura 113 - Velocidade exercida ao membro durante o exame

Condicionamento do sinal

A amplificação e filtragem do sinal permitem a aplicação do sinal ao conversor A/D, e aumentar a sua qualidade. Desta forma foi necessário um estudo aprofundado às variáveis de quantificação e seus requisitos, de forma a ser possível uma escolha acertada dos componentes a usar. Numa fase inicial foram testados e implementados os circuitos num *software* de análise de circuitos electrónicos o Multissim, de forma a analisar o seu comportamento.

Posteriormente foi feita a implementação em *breadboard* e efectuados os respectivos ajustes. Foi ajustado o ganho do amplificador de forma a não saturar, e as frequências de corte

desejadas para os filtros do sinal EMG. A aplicação dos filtros permitiu verificar uma melhoria significativa do sinal reduzindo o ruído, Figura 114 (a) apresenta o sinal afectado por frequências altas e a Figura 114 (b) o sinal filtrado com um filtro passa-baixo sendo notória a atenuação do ruído. Na Figura 115 (a) o sinal é afectado por ruído a baixas frequências sendo este ruído atenuado pela aplicação de um filtro passa-alto Figura 115 (b). Após os testes realizados foram adquiridos os componentes finais e soldados numa placa.

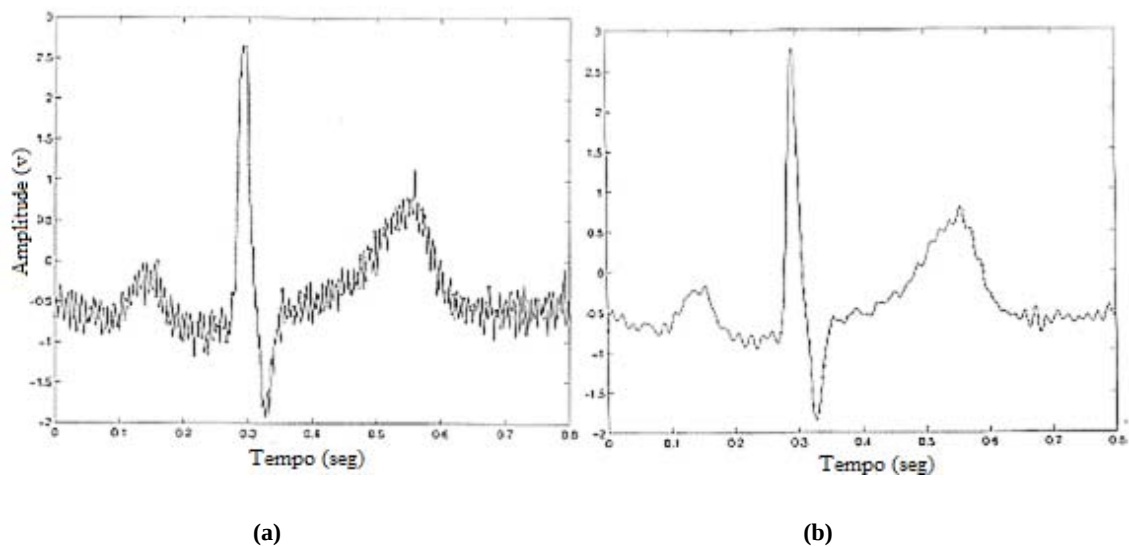


Figura 114 - (a)Sinal com ruído de alta frequência, (b) sinal filtrado com filtro passa-baixo

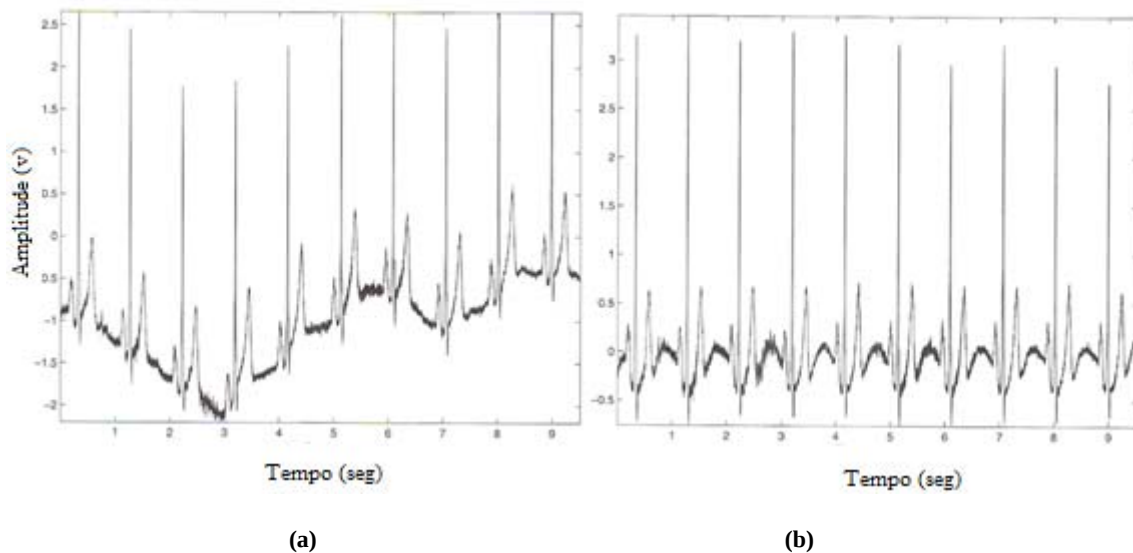


Figura 115 - (a)Sinal com ruído de baixa frequência, (b) sinal filtrado com filtro passa-alto

A utilização de filtro *notch* digital permitiu atenuar a frequência proveniente da rede de 50 Hz e da fonte de alimentação. A Figura 116 apresenta a atenuação que este filtro aplica ao ruído do sinal.

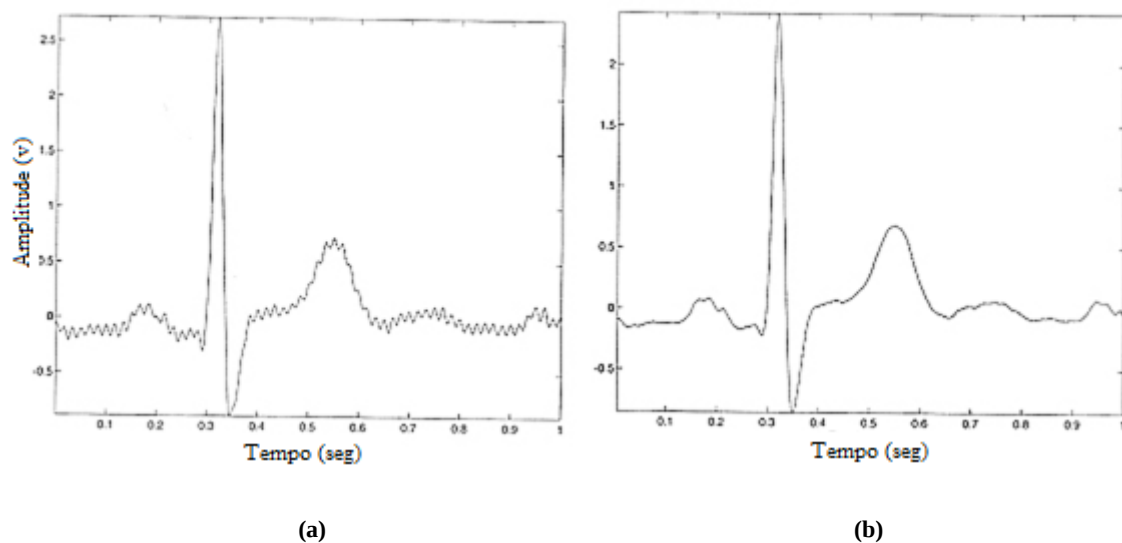


Figura 116 - (a) Sinal com ruído de 50 Hz, (b) sinal filtrado com filtro notch

Aquisição e processamento dos dados

A selecção da placa de aquisição teve em atenção as características particulares do sinal de EMG. Foi seleccionada a placa da National Instruments NI-6008 por permitir esses requisitos e alguma possibilidade de optimização posterior do sistema. É uma placa de baixo custo e com excelentes prestações. Foram testadas as aquisições a frequências de 1000Hz (frequência mínima aconselhada pelo teorema de Nyquist) e 2000Hz, no entanto foi verificado ser suficiente a frequências de 1000Hz conforme refere o teorema de Nyquist, tornando os ficheiros de armazenamento menos “pesados”.

A interface com o utilizador e programação do processamento dos dados, foi realizada em LabVIEW. Para a detecção do limiar do reflexo de estiramento foi usada uma VI, Matlab script node. No entanto, esta VI tornava o processamento lento prejudicando a aquisição e por isso optou-se pelo uso individual de ambos os programas o Labview e o Matlab, onde o Matlab usa os ficheiros criados pelo Labview para processamento. Foram detectadas incompatibilidades nos ficheiros de armazenamento entre as versões utilizadas do Labview e Matlab, sendo necessário proceder à sua conversão de XLS para XLSX que correspondem à extensão de ficheiros do Excel da Microsoft Office.

Equipamento final

Os gráficos da Figura 117 e Figura 118 representando respectivamente o sinal EMG e o ângulo, estes resultados foram obtidos em ambiente laboratorial. Para o sinal EMG são obtidas amplitudes até 4 Volts, e para o goniómetro até 10V (para um ângulo de 90° temos 4,45V). Para fazer as tensões de alimentação foi utilizada uma fonte de alimentação comutada, de computador com o formato ATX e utilizaram-se as tensões de +/- 12V para alimentação dos amplificadores e 3,5V para a alimentação do goniómetro.

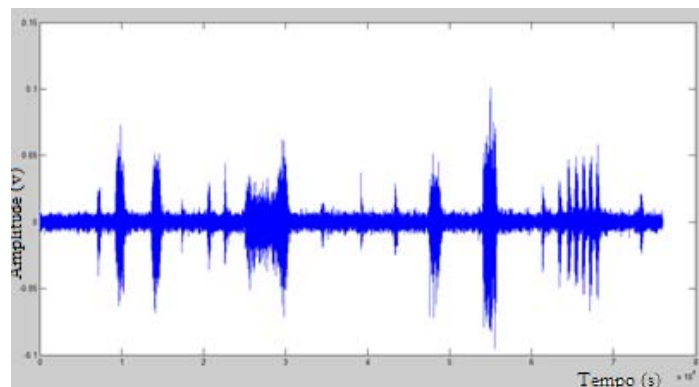


Figura 117 - Sinal EMG

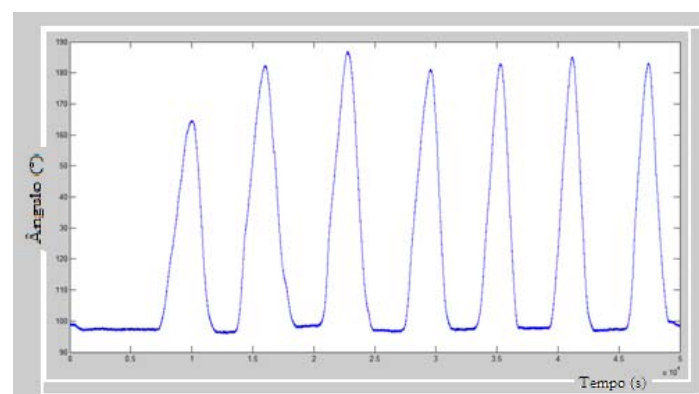


Figura 118 - Sinal do ângulo

Após os testes realizados em laboratório, foram realizados novos testes em ambiente clínico, com uma amostra de 25 pacientes com idades, sexo e patologias variadas. Os testes foram repetidos 3 vezes por cada paciente com intervalos de 1 dia entre eles de forma a eliminar possíveis erros ou identificar desvios nas medições entre os testes. Foram realizados na clínica de Fisioterapia Fisimaia, na APPACDM de Braga (Associação de Pais e Amigos do Cidadão com Deficiência Mental) e no hospital São Marcos de Braga permitindo uma maior variedade de casos, tabela 10. Os testes foram realizados em pacientes que sofreram AVC (acidente

vascular cerebral) com limitações e espasticidade nos membros superiores, analisado para o caso do bíceps.

Tabela 10 – Tabela de pacientes e diagnóstico

Data de nascimento	Data ocorrência	Diagnóstico
28-12-1942	25-06-2004	A.V.C.
24-10-1958	10-09-2009	A.V.C.
12-01-1939	19-04-2002	A.V.C. isquémico
22-11-1945	07-04-2001	Trombose da carótida
03-03-1947	27-10-2008	Pós cirurgia cardíaca
30-07-1973	04-12-2008	Rotura de aneurisma
19-03-1956	00/02/2009	A.V.C.isquémico
31-03-1934	05-01-2010	A.V.C.
05-04-1950	00/00/2009	Seq de Cirurgia vascular
22-02-1963	05-12-2007	Cir. Malformação vascular
07-06-1973	00/06/2007	Tumor cereb. Benigno
28-04-1958	16-08-2001	Endarterectomia carotídea
11-01-1994	11-01-1994	Paralisia Cerebral
21-02-1940		Embolia cer.-exerese de mixoma
15-09-1924	16-12-2006	A.V.C.
02-05-1946	18-03-2001	Pós cirurgia cardíaca
15-08-1928	00/00/2002	A.V.C. hemorrágico
21-06-1938	04-02-2002	A.V.C.hemorrágico
00/00/1958	20-10-2003	Pós dissecação da carótida int.
16-03-1938	13-02-2001	A.V.C. isquémico
09-09-1984	09-09-1984	Paralisia Cerebral
28-11-1933	12-08-2002	Fistula dural do seio cavernoso
09-04-1963	09-04-1963	Paralisia Cerebral
19-06-1952	11-12-2008	A.V.C.

A Figura 119 demonstra a configuração usada, durante um exame realizado em ambiente clínico. O paciente é colocado sentado numa cadeira, ou cadeira de rodas se assim o exigir confortavelmente, seguidamente são colocados os eléctrodos segundo a configuração bipolar, e o goniómetro devidamente fixado com fitas de velcro a fixar ambos os blocos terminais. O examinador fará o movimento passivo a várias velocidades de forma a ser possível identificar onde ocorre com maior frequência a espasticidade.



Figura 119 - Montagem do equipamento em ambiente clínico

Verificou-se um aumento de amplitude do sinal em repouso sempre que o examinador pegava no braço do paciente, provavelmente uma estrutura de apoio do braço reduziria este problema, no entanto não se trata de um problema que afecta a medição, por ser essa mesma amplitude considerada o repouso, e que será comparada com o restante sinal adquirido identificando o aumento de amplitude caso exista. Foi também analisado a interferência causada por alguns telemóveis mesmo em *standby*, e em todas as chamadas e mensagem efectuadas, assim como a interferência de equipamento electrónicos quando eram ligados dentro da sala onde se efectuou a medição. Desta forma este equipamento deverá ser situado num ambiente o mais isolado possível destes equipamentos que provocam uma alteração indesejada no sinal, por introdução de ruídos e interferências, conforme já descritas acima. O ambiente deve ser o mais calmo possível de forma ao paciente estar relaxado, e apenas movimentos passivos serem verificados.

Existiu alguma dificuldade em certos pacientes com paralisia cerebral hipertensos que impossibilitou a realização do exame por não ser possível o repouso completo, com movimentos activos que prejudicam a avaliação. No caso dos pacientes do Hospital São Marcos e como lhes era administrada a toxina e estando a actividade muscular sobre o seu efeito, o nível de espasticidade era muito baixo conforme seria de esperar pela acção da toxina.

Existe a necessidade de colocar o membro a analisar com repouso completo da actividade muscular, durante as primeiras 4000 amostras, de forma a ser possível calcular o limiar do reflexo do estiramento pelo software em Matlab baseado da distribuição gaussiana, só assim poderá ser possível distinguir a actividade a partir do repouso. Pacientes com elevada massa muscular, ou pacientes com a pele flácida prejudicam a aquisição do sinal de electromiografia de superfície, devido ao aumento de distância que se verifica entre o músculo e o eléctrodo dificultando a detecção do sinal muscular.

Os dados foram gravados em ficheiro, possibilitando o seu processamento em Matlab e a correcta determinação do limiar do reflexo do estiramento.

Os dados obtidos foram satisfatórios, possibilitando a detecção de actividade muscular mesmo a baixas frequências e amplitudes.

A Figura 120 demonstra um exame realizado em ambiente clínico, e a Figura 121 trata-se de uma ampliação da Figura 120, podendo ser analisado que quando ocorre um espasmo existe uma variação na velocidade, a o aumento da velocidade à medida que decorre o exame.

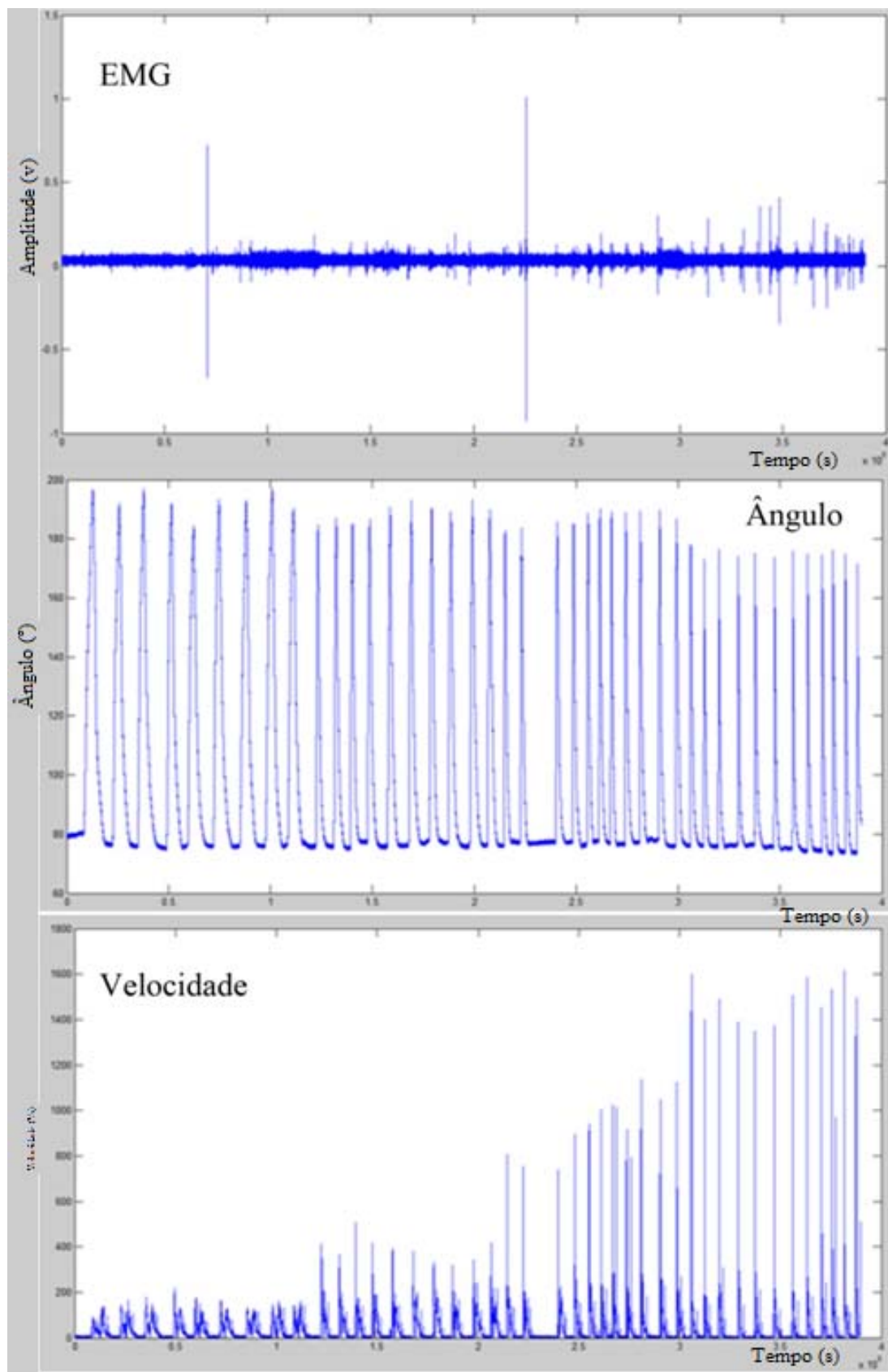


Figura 120 - exame ambiente clínico

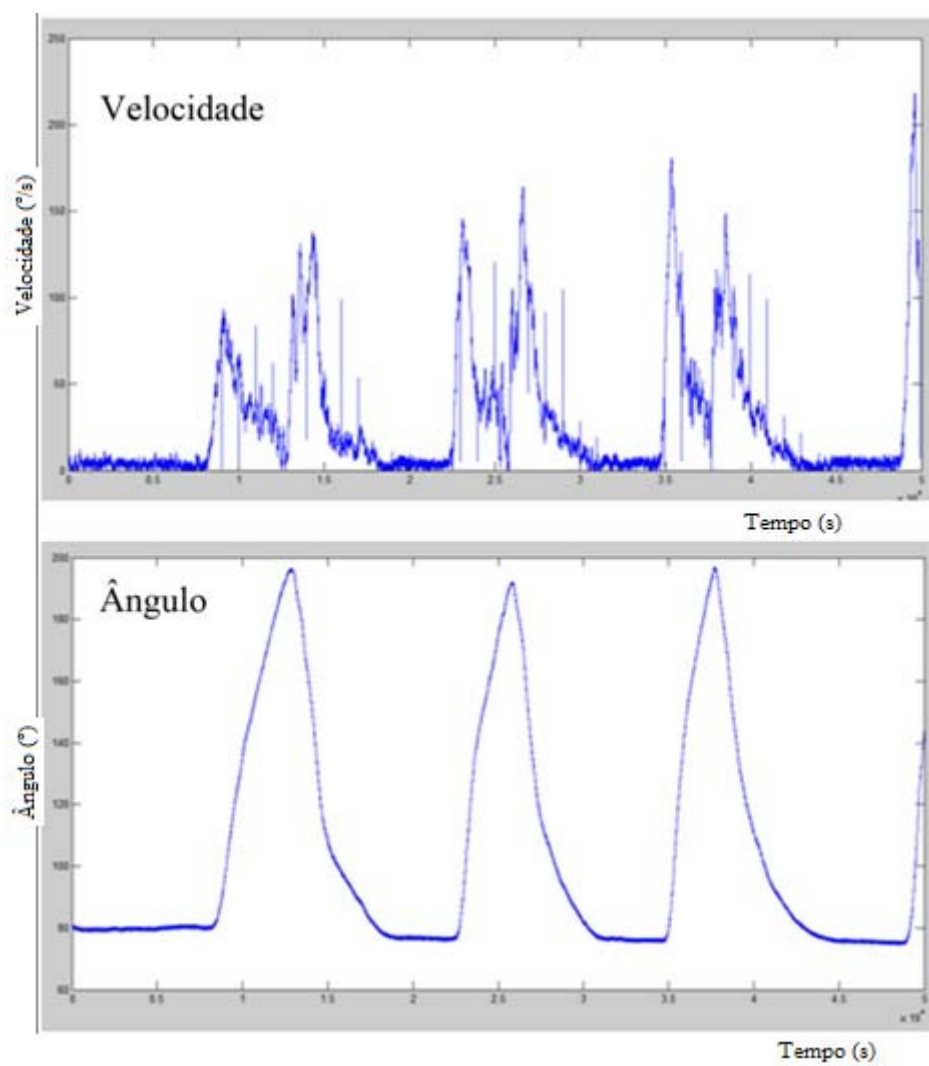


Figura 121 - Exame ambiente clínico ampliado

6. Conclusões e perspectivas futuras

Este projecto surge no âmbito da obtenção do grau de mestre em Engenharia Electrónica Industrial, com o objectivo do desenvolvimento de um equipamento para monitorização de espasticidade dadas as fragilidades de diagnóstico nesta área.

De forma a desenvolver o equipamento foi realizado o estudo deste transtorno muscular e apuradas as variáveis necessárias à sua quantificação, onde se salienta a electromiografia, velocidade angular e ângulo imposto ao membro superior, analisado para o bíceps.

Foram analisados e adquiridos os sensores dedicados à obtenção das grandezas físicas, para a electromiografia foram testados três tipos de eléctrodos de que resultou uma resposta equivalente entre eles, no entanto a fixação e colocação dos eléctrodos foi preponderante para a escolha. Para o ângulo e velocidade angular, foi usado um electrogoniómetro que apesar da dificuldade de obtenção deste dispositivo foi possível um equipamento com os requisitos necessários o qual necessita de uma calibração constante para o seu correcto funcionamento.

Dadas as características dos sinais adquiridos foi necessário proceder ao condicionamento do sinal, amplificação e filtragem. Para a amplificação foi utilizado o amplificador de instrumentação sendo o que oferece melhores características para estes tipos de sinais estudados; inicialmente foi implementado um com três amplificadores operacionais mas como os resultados não foram satisfatórios foi usado um amplificador de instrumentação integrado. Para a filtragem analógica foi utilizado um filtro passa-alto e outro passa-baixo para limitação das frequências indesejadas do sinal de EMG, o filtro notch para a frequência da rede de 50 Hz não foi utilizado pois, conforme a bibliografia refere, não é aconselhado o seu uso devido a ser uma frequência com componentes importantes do sinal EMG. Para aquisição do sinal foi usada uma placa da Nacional Instruments Ni-6008, é uma placa de baixa custo que cumpre os requisitos necessários e fornece a possibilidade de adicionar novas funcionalidades ao equipamento, integra um conversor AD de 12 Bits de aproximações sucessivas. Para a taxa de aquisição foram utilizados os 1000 Hz por estar de acordo com o teorema de Nyquist e fornecer um melhor desempenho ao equipamento, no entanto testado com 2000Hz mas devido ao maior número de dados tornava o sistema de processamento mais lento.

Para processamento e armazenamento dos dados foi usado o *software* LabVIEW por permitir desenvolver uma interface gráfica com o utilizador. O limiar do reflexo do estiramento e consequentemente a linha de regressão que indica o grau da espasticidade foi determinado

com base no *software* Matlab, sendo assim possível conciliar as vantagens de ambos os *softwares* e consequentemente a eficiência do resultado final.

Foram realizados testes em ambiente laboratorial e posteriormente realizaram-se testes em ambiente clínico, na clínica de Fisioterapia Fisimaia, na APPACDM de Braga (Associação de Pais e Amigos do Cidadão com Deficiência Mental) e no hospital São Marcos de Braga. Os testes foram realizados em pacientes que sofreram AVC (acidente vascular cerebral) com limitações e espasticidade nos membros superiores, analisado para o caso do bíceps.

A análise dos dados obtidos permitiu provar o princípio de medida do novo dispositivo de quantificação de espasticidade.

Como perspectivas futuras ainda muitos ajustes há a fazer, é o primeiro protótipo e como tal poderá ser otimizado com novas funcionalidades. Dentre as possibilidades de optimização do sistema destacam-se:

- Aplicação de uma estrutura de apoio do membro sujeito à análise a qual deverá reduzir a amplitude da actividade muscular em repouso, e consequentemente dados mais precisos;
- A ligação a uma base de dados em ambiente clínico, facilitando o correcto armazenamento dos dados e o seu acesso, e por isso uma maior fluidez e utilidade do *software*;
- A substituição da fonte de alimentação ATX, por uma fonte comutada e dedicada a este dispositivo permitirá uma redução do equipamento, possibilitando apenas as tensões necessárias;
- A construção de uma placa de condicionamento do sinal com base na tecnologia SMD, de forma a ser possível a aplicação a dispositivos de dimensões reduzidas, o que valorizará o sistema.

O equipamento de monitorização de espasticidade é um dispositivo com elevadas potencialidades e com grandes perspectivas futuras dada a fragilidade do mercado e necessidade na área clínica de um dispositivo com estas características.

Referências

- [1] Bohannon, Richard W. e Smith, Melissa B., "Interrater reliability of a modified Ashworth scale of muscle spasticity." s.l. : Physical Therapy, 1987, Vols. 67, pp206-207.
- [2] Eder, Clemens F., et al., "The Drawing test: Assessment of coordination abilities and correlation with clinical measurement of spasticity." s.l. : Archives of Physical Medicine and Rehabilitation, 2005, Vols. 86, pp 289-295.
- [3] Calota, Andra, Feldman, Anatol G. e Levin, Mindy F., "Spasticity measurement based on tonic stretch reflex threshold in stroke using a portable device." s.l. : Clinical Neurophysiology, 2008, Vols. 119, pp 2329-2337.
- [4] Minutoli, Vanessa Pelegrino, et al., "Effect of isokinetic continuous passive mobilization in spastic hemiplegia." s.l. : Acta Fisiatrica, 2007, Vols. 14, pp 142-148.
- [5] McCrea, Patrick H., Eng, Janice J. e Hodgson, Antony J., "Linear spring-damper model of the hypertonic elbow: reliability and validity." s.l. : Journal of Neuroscience Methods, 2003, Vols. 30, pp 121-128.
- [6] Pisano, Fabrizio, et al., "Quantitative measures of spasticity in post-stroke patients." s.l. : Clinical Neurophysiology, 2000, Vols. 111, pp 1015-1022.
- [7] Dantas, A. R., André, C. e Souza, M. N., "Sistema de quantificação mecânica aplicado á avaliação de espasticidade." s.l. : 21º Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, 2008, Vols. pp 685-688.
- [8] Pizzi, Assunta, et al., "Evaluation of Upper-Limb Spasticity After Stroke: A Clinical and Neurophysiologic Study." s.l. : Archives of Physical Medicine and Rehabilitation, 2005, Vols. 86, pp 410-415.
- [9] Leitão, A V, et al., "Espasticidade: Avaliação Clínica." s.l. : Associação Brasileira de Medicina Física e Reabilitação, 2006.
- [10] Van den Noort, J C, et al., "Evaluation of the catch in spasticity assessment in children with cerebral palsy." s.l. : archives of Physical Medicine and Rehabilitation, 2010, Vols. 91, pp 615-623.
- [11] Syczewska, Malgorzata, Lebedowska, Maria K. e Pandyan, Anand D., "Quantifying repeatability of the wartenberg pendulum test parameters in children with spasticity." s.l. : Journal of neuroscience Methods, 2009, Vols. 178, pp 340-344.
- [12] Jamshidi, M e Smith, A W., "Clinical measurement of spasticity using the pendulum test: comparison of electrogoniometric and videotape analyses." s.l. : Archives of Physical Medicine and Rehabilitation, 1996, Vols. 77, pp 1129-1132.

- [13] Lee, Hsin-Min, et al., "Validation of portable muscle tone measurement device for quantifying velocity-dependent properties in elbow spasticity." s.l. : Journal of Electromyography and Kinesiology, 2004, Vols. 14, pp 577-589.
- [14] Ward, Anthony B. e Barnes, Michael P., "Clinical Uses of Botulinum Toxins." s.l. : Cambridge University Press, 2007.
- [15] Anwar, Khalid e Barnes, Michael P., "Botulinum Toxin Injections for Spasticity." s.l. : Operative Techniques in Neurosurgery, 2004, Vols. 7, pp 128-135.
- [16] Hermens, Hermie J., et al., "development of recommendations for sEMG sensors placement procedures." s.l. : Journal of Electromyography and Kinesiology, 2000, Vols. 10, pp 361-374.
- [17] Merletti, Roberto e Parker, Philip., *Electromiography: Physiology, Engineering and Ninvasive Applications*. s.l. : A John Wiley & Sons, 2004.
- [18] Payton, Carl J. e Bartlett, Roger M., *Biomechanical Evaluation of Movement in Sport and Exercise*. s.l. : Routledge, 2008.
- [19] , cienciadoiogo. [Online] [Citação: 15 de Junho de 2010.] <http://cienciadoiogo.files.wordpress.com/2010/02/musculoesqueletico.gif>.
- [20] Delsys., "Fundamental Concepts in Emg signal aquisition." s.l. : Delsys, 2003.
- [21] Webster, Jonh G., *Medical Instrumentation Application and design, fourth Edition*. s.l. : Jonh Wiley & Sons, 2010.
- [22] Reaz, M.B.I., Hussain, M.S. e Mohd-Yasin, F., "Techniques of EMG signal analysis: detection, processing, classification and applications." s.l. : Biological Procedures Online, 2006, Vols. 8, pp 11-35.
- [23] , Intercromo. [Online] [Citação: 5 de Maio de 2010.] www.intercromo.eu.
- [24] Lee, Stephen e Kruse, John., "Biopotential Electrode Sensors in ECG/EEG/EMG System." s.l. : Analog Devices, 2008.
- [25] Ticianelli, Edson A. e Gonzales, Ernesto R., "Electroquímica princípios e aplicações ." s.l. : Edust, 2005.
- [26] Merletti, Roberto, et al., "Techonology and instrumentation for detection and conditioning of surface electromyographic signal: state of the art." s.l. : Clinical Biomechanics, 2009, Vols. 24, pp 122-134.
- [27] Hermens, Hermie J. e Stegeman, D. F., "Standards for surface electromyography: the European project "Surface EMG for non-invasive assessment of muscles(SENIAM)"." s.l. : SENIAM, 2008.
- [28] Ollivier, Karen, et al., "Repeatability of surface EMG parameters at various isometric contaction levels and during fatigue using bipolar and laplacian electrodo configurations." s.l. : Journal of Electromiography and Kinesiology, 2005, Vols. 15, pp 466-473.
- [29] Luca, Carlo J., "Surface electromiography: detection and recording." s.l. : Delsys, 2002.

- [30] Norkin, Cynthia C. e White, Joyce D., *Measurement of joint motion, a guide to goniometry, third edition*. s.l. : Jaypee Brothers Medical Publishers, 2004.
- [31] , Zeebra. [Online] [Citação: 15 de Fevereiro de 2010.] www.zeebra.es.
- [32] Miotec. [Online] [Citação: 10 de Maio de 2010.] www.miotec.com.br.
- [33] Couto, Carlos., "Instrumentação e sensores: Transdutores e sensores." s.l. : Departamento de Electrónica Industrial, Universidade do Minho, 2008.
- [34] Rocha, José Gerardo Rocha., *Mosfets e amplificadores operacionais*. s.l. : Netmove, 2005.
- [35] Mancini, Ron., *Op Amps for everyone, design reference, second edition*. s.l. : Elsevier, 2003.
- [36] Clayton, George e Winter, Steve., *Operacional amplifiers, fifth edition*. s.l. : Elsevier, 2003.
- [37] Kugelstadt, Thomas., *Active filter design techniques, Op amp for everyone*. s.l. : Elsevier, 2003.
- [38] Williams, Artur B., *Electronic filter design handbook*. s.l. : McGraw-Hill, 2006.
- [39] Franco, Sérgio., *Design with operacional amplifiers and analog integrated circuits*. s.l. : McGraw-Hill, 1988.
- [40] Couto, Carlos., *Instrumentação e sensores: conversores AD e DA*. s.l. : Departamento de Electrónica Industrial, Universidade do Minho, 2008.
- [41] Nunes, Mário Serafim., "Sistemas digitais e introdução aos microprocessadores." s.l. : Editorial presença, 2006.
- [42] Park, John e Mackay, Steve., *Practical data aquisition for instrumentation and control system*. Elsevier : s.n., 2003.
- [43] , "National Instruments." *Manual da placa NI-6008*. [Online] www.ni.com.
- [44] Jones, Larry D. e Chin, A. Foster., *Electronic instruments and measurements, second edition*. s.l. : Prentice-Hall, 1991.
- [45] , "Biometrics." [Online] [Citação: 15 de Janeiro de 2010.] www.biometrics.com.
- [46] "datasheet TL084CN." [Online] [Citação: 15 de Dezembro de 2009.] www.datasheetcatalog.com.
- [47] "Analog Devices." [Online] [Citação: 15 de Fevereiro de 2010.] www.analog.com.
- [48] Mihura, Bruce., *Labview for data acquisition*. s.l. : Prentice-Hall, 2001.
- [49] Wells, Lisa K., *Labview student edition: users guide*. s.l. : Prentice-Hall, 1995.
- [50] Johnson, Gary W., *Labview Graphical Programming: practical applications in instrumentation and control*. s.l. : McGraw-Hill, 1994.

[51] Xu, Lanyi e Adler, Andy., "An improved Method for Muscle Activation detection during gait." s.l. : Electrical and Computer Engeneering, 2004, Vols. 1, pp 357-360.

[52] Ferreira, João., *Equipamento para quantificação de espasticidade. Tese de Mestrado em Engenharia Biomédica*, 2010.