

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – CPGEE

MEDIDOR DE MASSA MAGRA PARA SERES HUMANOS

LUCIANO GONÇALVES MOREIRA

Dissertação para obtenção do título de Mestre em Engenharia

Porto Alegre

2001

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – CPGEE

MEDIDOR DE MASSA MAGRA PARA SERES HUMANOS

LUCIANO GONÇALVES MOREIRA

Engenheiro Eletricista

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Elétrica - CPGEE, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia.

Área de concentração: Instrumentação Eletro-Eletrônica.

Porto Alegre

2001

MEDIDOR DE MASSA MAGRA PARA SERES HUMANOS

LUCIANO GONÇALVES MOREIRA

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Luigi Carro,
Universidade Federal do Rio Grande do Sul,
Doutor em Ciência da Computação pela
Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Co-Orientador: _____

Prof. Renato Machado de Brito,
Universidade Federal do Rio Grande do Sul
Doutor em Instrumentação pela Universidade
Federal do Rio Grande do Sul.

Banca Examinadora:

Prof. Altamiro Amadeu Suzin, DELET - UFRGS
Dr. pelo Institut National Polytechnique de Grenoble.

Prof. Jefferson Loss, ESEF - UFRGS
Dr. pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Prof. Renato Perez Ribas, DI - UFRGS
Dr. pelo Institut National Polytechnique de Grenoble.

Prof. Walter Fetter Lages, UFRGS
Dr. pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica.

Coordenador do CPGEE: _____

Prof. Dr. Altamiro Amadeu Suzin

Porto Alegre, outubro de 2001.

À minha família,
fonte interminável de incentivo e amor.

AGRADECIMENTOS

A ti, mãe, pelo empenho, dedicação e esforço, ao longo de toda sua vida estimulando a escolha pelo caminho do conhecimento. Nada disto teria sido possível sem teu amor. Este trabalho é uma das provas de que valeu a pena.

Aos professores Renato Brito e Luigi Carro, pelo estímulo e dedicação.

À Escola Superior de Educação Física pelo apoio para avaliações do medidor, sobretudo ao Cláudio Paiva pela inestimável colaboração.

À Gabriele pelo valoroso auxílio na obtenção de pessoas para participarem da avaliação do medidor.

Às pessoas que participaram da avaliação final, doando seu tempo para a obtenção dos dados para avaliar o medidor.

À Miriam, pela prontidão em indicar os contatos na ESEF.

Ao Carlos Schwab, por seu inestimável auxílio na obtenção de programas.

Aos colegas Márcio Slomp, Mosart Júnior e Rita Machado, pela excelente convivência, companheirismo, sugestões e apoio nos momentos difíceis.

A todos os outros que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração deste trabalho e que se fossem listados tomariam muitas páginas.

Também a meus familiares, que, mesmo sem saber, deram incentivo com seu exemplo.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABELAS	10
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	11
RESUMO	12
ABSTRACT	13
1 INTRODUÇÃO	14
1.1 A IMPORTÂNCIA DA MEDIDA DA COMPOSIÇÃO CORPORAL	14
1.2 OBJETIVOS DESTE TRABALHO	14
1.3 ORGANIZAÇÃO DESTE VOLUME.....	16
2 MÉTODOS DE MEDIÇÃO	17
2.1 DESCRIÇÃO DOS MÉTODOS.....	17
2.1.1 Medida por Compasso Calibrado.....	17
2.1.2 Pesagem Submersa.....	19
2.1.3 Medida da Quantidade de Água Corporal (TBW, do inglês, <i>Total Body Water</i>).....	20
2.1.4 Medida da Quantidade de Potássio Corporal (TBK).....	20
2.1.5 Medida por Raios-X.....	21
2.1.6 Medida por ultra-som.....	21
2.1.7 Medida por impedância bioelétrica.....	22
2.1.8 Medida por DEXA	23
2.1.9 Medida por NIR	23
2.2 CONCLUSÕES ACERCA DOS MÉTODOS MAIS ADEQUADOS	24
3 ENSAIOS COM ULTRA-SOM DE BAIXA FREQUÊNCIA	26
3.1 CONDIÇÕES DOS ENSAIOS	26
3.2 DADOS OBTIDOS	29
3.3 CONCLUSÕES SOBRE OS ENSAIOS	33
4 MEDIÇÃO ATRAVÉS DA BIOIMPEDÂNCIA DO INDIVÍDUO	34
4.1 DETALHES DO MÉTODO.....	34

4.2	O MEDIDOR.....	36
4.2.1	<i>Software</i>	36
4.2.1.1	O algoritmo de Grandke.....	37
4.2.2	Interface Analógica.....	38
4.2.2.1	Fonte de corrente.....	40
4.2.2.2	Oscilador	44
4.2.2.3	Canal de aquisição da corrente aplicada ao paciente (i_L).....	46
4.2.2.4	Canais de aquisição das tensões sobre os segmentos do corpo	48
4.2.3	Interface com PC.....	50
4.2.3.1	Digitalização dos sinais.....	50
4.2.3.2	Transferência de dados ao PC.....	52
5	AVALIAÇÃO DO PROTÓTIPO DE MEDIDOR POR	
	BIOIMPEDÂNCIA.....	54
5.1	PRECISÃO E EXATIDÃO.....	54
5.1.1	Ensaio com componentes	54
5.1.2	Ensaio com indivíduos	57
5.1.2.1	Comparação $\%GC_{segmental} \times \%GC_{referência}$	58
5.1.2.2	Comparação $\%GC_{total} \times \%GC_{referência}$	60
5.1.2.3	Comparação dos valores de impedância	61
5.1.2.4	Análise de repetibilidade do medidor proposto	61
5.2	FACILIDADE DE OPERAÇÃO	62
5.3	CUSTO DO MEDIDOR.....	62
6	CONCLUSÃO.....	64

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 - Compasso Holtain.....	18
Figura 2-2 - Medida tricipital com Harpenden	18
Figura 2-3 - Medição por RX.....	21
Figura 3-1 - Corpo de prova usado nos ensaios de ultra-som.....	26
Figura 3-2 - Aquisição sem corpo de prova.....	28
Figura 3-3 - Aquisição com corpo de prova	28
Figura 3-4 - Arranjo usado para fixação e desacoplamento dos transdutores	28
Figura 3-5 - 2 aquisições para 0 mm de espessura.....	29
Figura 3-6 - 2 aquisições para 3mm de espessura.....	30
Figura 3-7 - 2 aquisições para 6mm de espessura.....	30
Figura 3-8 - 2 aquisições para 10mm de espessura.....	30
Figura 3-9 - 2 aquisições para 13mm de espessura.....	31
Figura 3-10 - Comparativo dos sinais obtidos	31
Figura 3-11 - Sinais para peça de 2mm com pequenas variações de posição.....	33
Figura 4-1 - Configuração de 4 eletrodos para diminuir efeitos de contato	35
Figura 4-2 - Diagrama de blocos da interface analógica	39
Figura 4-3 - Diagrama esquemático da interface analógica.....	39
Figura 4-4 - Topologia da fonte de corrente	41
Figura 4-5 - Dependência da tensão de alimentação e da temperatura ($R_L = 1k\Omega$).....	43
Figura 4-6 - Dependência da carga para a fonte de corrente proposta.....	43
Figura 4-7 - Análise da estabilidade do oscilador.....	45
Figura 4-8 - Sensibilidade do canal de medição de corrente a variações de alimentação e temperatura.....	47
Figura 4-9 - Desvio de fase no canal de medição de corrente	48
Figura 4-10 - Filtro anti-aliasing dos canais de tensão	52
Figura 4-11 - Filtro anti-aliasing do canal de corrente	52
Figura 5-1 - Modelo de indivíduo	54

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 - Comparação dos métodos de medição de gordura	25
Tabela 3-1 - Valores RMS dos sinais de ultra-som	32
Tabela 4-1 - Amplitudes mínimas e máximas esperadas e ganho do amplificador para cada segmento	49
Tabela 4-2 - Erros de medição de amplitude em cada canal.....	50
Tabela 4-3 - Resolução em ohms para cada canal	51
Tabela 5-1 - Medições no canal do braço	56
Tabela 5-2 - Medições no canal do tronco	56
Tabela 5-3 - Medições no canal da perna – Resistência ($X_p=0$)	56
Tabela 5-4 - Medições no canal da perna – Reatância.....	57
Tabela 5-5 - Análise de Bland-Altman para bioimpedância segmental	60
Tabela 5-6 - Análise de Bland-Altman para bioimpedância total.....	60
Tabela 5-7 - Análise de Bland-Altman para valores de impedância do braço.....	61
Tabela 5-8 - Análise de repetibilidade para %GC por bioimpedância total	62
Tabela 5-9 - Análise de repetibilidade para %GC por bioimpedância segmental	62

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

%BF	<i>body fat percentage</i> (percentual de gordura corporal)
%GC.....	percentual de gordura corporal
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> (conversor analógico-digital)
DEXA	<i>Dual Energy X-ray Absorption</i> (absorção de raios-X de dupla energia)
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada de Fourier discreta)
FFM.....	<i>fat-free mass</i> (massa magra)
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
NIR.....	<i>Near Infrared Interactance</i> (Interação com infravermelho próximo)
USB.....	<i>Universal Serial Bus</i>

RESUMO

Seja por motivos de saúde, estéticos ou de desempenho físico, cada vez mais há interesse em conhecer o próprio percentual de gordura corporal (%GC). Métodos cada vez menos invasivos e menos intrusivos vem sendo pesquisados para obter tal medida com o mínimo de desconforto para o paciente. Infelizmente, equipamentos de medição do %GC que apresentem operação simples, baixo custo e que possibilitem que o próprio paciente realize a medição não são encontrados no mercado nacional. O objetivo maior deste trabalho consiste, por isso, em propor um medidor com estas características.

Para isso, verifica-se a possibilidade de utilizar um método com ultra-som de baixa frequência para obter as espessuras de tecido adiposo subcutâneo e a partir disto, o %GC. Devido à elevada sensibilidade ao posicionamento do corpo de prova verificada, o que ocasiona total falta de repetibilidade das medidas, o uso de tal método é descartado.

Como alternativa, propõe-se o uso do método de bioimpedância para o medidor. Os detalhes de projeto de tal equipamento são discutidos e um protótipo de suas partes críticas é implementado para mostrar sua viabilidade.

A análise do protótipo construído demonstra que o equipamento devidamente acabado, quando operado em modo de bioimpedância total, apresentará precisão, exatidão, facilidade de operação e custo adequados ao uso proposto. Na operação em modo de bioimpedância segmental, todavia, a exatidão das medidas obtidas deixa a desejar, devido à provável inadequação das equações de predição usadas.

ABSTRACT

Nowadays, for so many reasons like health, esthetic or physical performance, people are getting more interested in knowing their own body fat percentage (%BF). Less invasive and intrusive methods are being studied, so that this kind of measure can be obtained with minimum patient discomfort. Unfortunately, an easy to operate measure equipment with low cost that can be used to get self measures is not available in the Brazilian market. So, the main goal of this work is to propose an equipment with such characteristics.

In order to reach this goal, we verify the possibility of using a low frequency ultrasound method to measure the thickness of subcutaneous body tissue and to obtain the %BF. Due to the high sensitivity to probe positioning, that leads to poor repeatability in the measures, this method is discarded.

We propose the use of bioimpedance analysis as an alternative. Design issues for an equipment that use this method are discussed and a prototype of its crucial parts is done to verify feasibility.

Analysis of the prototype shows that the final equipment will have easy operation, adequate cost, adequate accuracy and precision when used to obtain the %BF via total bioimpedance analysis. On the other side, segmental bioimpedance analysis has no enough accuracy, probably due to the inadequacy of prediction equations used.

1 INTRODUÇÃO

1.1 A IMPORTÂNCIA DA MEDIDA DA COMPOSIÇÃO CORPORAL

A medida da massa magra¹ (FFM, do inglês, *fat-free mass*) ou, mais comumente, medida do percentual de gordura ou da composição corporal, é reconhecida como um método de previsão do risco de vários problemas de saúde. Lapidus [LAP84], por exemplo, apresenta um estudo a respeito da relação entre percentual e distribuição de gordura e os riscos de problemas cardíacos e vasculares. Também em [SEI85] apresentam-se estudos que relacionam a saúde aos percentuais de gordura dos indivíduos.

Fatores estéticos e de produtividade de atletas também levam à medição da FFM. Hoje em dia, muitas pessoas passaram a incluir as avaliações funcionais de academias de ginástica em sua rotina, usando, geralmente, o percentual de gordura como indicador de forma física. Além disso, há tempo já se realizam rotineiramente medidas de percentual de gordura em atletas de alto desempenho, visando manter controle sobre esse valor, possivelmente aumentando a produtividade dos mesmos.

1.2 OBJETIVOS DESTE TRABALHO

Atualmente, a medida de percentual de gordura é feita apenas por pessoal especializado, e os métodos existentes não permitem que uma pessoa faça sozinha a medição. Pretende-se, ao longo desse trabalho, estudar métodos de medição de gordura adequados à construção de um medidor eletrônico que possua as seguintes características:

- Barato;
- Com possibilidade de automedição;

¹ Massa magra é definida como a massa total do indivíduo subtraída da massa total de gordura corporal.

- De operação simples, de modo que possa ser utilizado por pessoal não especializado;
- Não-invasivo;
- Com possibilidade de processamento automático dos dados, de modo a prescindir de anotação de valores intermediários ou de cálculos manuais;
- Possível de conectar-se com um PC.

Pretende-se também pesquisar a possibilidade de uso de novos métodos de medição e apresentar dados comparativos sobre medidas realizadas usando os métodos mais adequados encontrados na literatura, ou desenvolvidos no decorrer do trabalho.

É interessante manter-se um registro da evolução do percentual de gordura do paciente¹ ao longo do tempo, para que se possa avaliar a eficácia da intervenção realizada sobre ele, quer esta intervenção seja uma dieta alimentar, quer seja um programa de treinamento e condicionamento físico. Considerando que atualmente os microcomputadores pessoais estão bastante disseminados — podendo ser encontrados em praticamente todas as academias de esportes, consultórios médicos e até nas casas de muitas pessoas — e que os mesmos oferecem facilidades tanto para a manutenção dos registros de evolução quanto para a sua análise automática, é natural que se pense na possibilidade de fazer o medidor capaz de se comunicar com um microcomputador pessoal. Dessa forma, pode-se evoluir facilmente para um acompanhamento do paciente com análises mais complexas. Para isto, podem ser utilizados pacotes comerciais de análise de dados ou podem ser desenvolvidos pacotes sob medida para determinada aplicação, apenas com alteração no *software* que é executado no PC. Pensando mais além, pode-se transferir, via Internet, os dados de medidas realizadas em casa para serem analisados por um especialista que acompanhe o treinamento à distância.

Baseando-se nestes fatos é que se decidiu que o medidor desenvolvido deveria poder ser conectado a um microcomputador pessoal e que deveria realizar apenas as operações básicas da medição. Estas operações compreendem a interface

¹ Neste texto o termo paciente será utilizado para designar o indivíduo cujo percentual de gordura será medido. Isto inclui qualquer indivíduo que deseje acompanhar a evolução de seu percentual de gordura, independentemente de uma condição de necessidade de cuidados médicos.

analógica necessária ao método escolhido e a interface de comunicação com o microcomputador. As demais operações necessárias à obtenção do percentual de gordura devem ser realizadas por *software*, no microcomputador. Tais operações incluem a conversão das grandezas efetivamente medidas na grandeza final desejada, uma vez que a medição do percentual de gordura em seres humanos é sempre realizada por métodos indiretos.

1.3 ORGANIZAÇÃO DESTE VOLUME

No Capítulo 2 será realizada uma revisão bibliográfica acerca dos métodos de medição da massa magra e uma análise comparativa destes métodos, baseada nos requisitos desejados para o objetivo deste trabalho.

A seguir, no Capítulo 3, será apresentado o estudo realizado sobre a criação de um método de medição que use ultra-som de baixa frequência e conseqüentemente, de baixo custo.

No Capítulo 4, será apresentado o desenvolvimento de um medidor usando o método de bioimpedância, também conhecido por impedância bioelétrica.

No capítulo 5, comparar-se-ão os resultados obtidos em ensaios com o medidor do capítulo 4 e com um método de referência para medição de gordura.

Por fim, serão apresentadas as conclusões do trabalho.

2 MÉTODOS DE MEDIÇÃO

Neste capítulo é feita uma revisão dos métodos de medição descritos na literatura e uma análise a respeito da adequação de cada um deles aos objetivos deste trabalho. Ao fim se apresenta uma tabela resumida desta análise.

2.1 DESCRIÇÃO DOS MÉTODOS

2.1.1 Medida por Compasso Calibrado

Trata-se da medição da dobra cutânea em alguns pontos do corpo. Como boa parte da gordura humana encontra-se em camadas logo abaixo da pele, a medida da espessura dessas camadas tem grande correlação com a quantidade total de gordura do corpo e pode ser usada para estimar a massa magra. A dobra cutânea basicamente mede a espessura da pele e da camada de gordura no ponto medido.

As medidas exigem a utilização de um paquímetro especial, comumente chamado de compasso de dobras ou plicômetro. Existem vários modelos de compassos, como os de Holtain e de Harpenden, que são vistos na Figura 2-1 e na Figura 2-2, respectivamente [SIL94]. Cada modelo apresenta ligeiras variações no uso, mas todos exigem a aplicação de pressão entre 10gf/mm^2 e 90gf/mm^2 , que é garantida por molas existentes nos compassos. A necessidade de pressão dentro dos limites especificados dá-se pelo fato da deformação sofrida pela camada de gordura ser baixa apenas nessa faixa de valores, não alterando assim a medida.

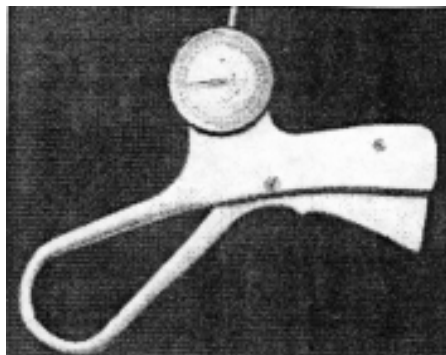


Figura 2-1 - Compasso Holtain

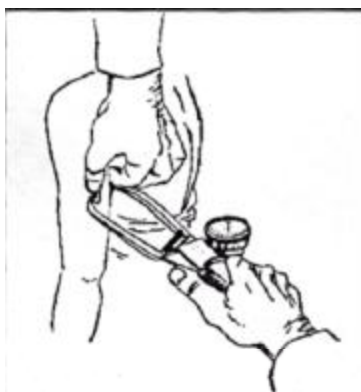


Figura 2-2 - Medida tricipital com Harpenden

O método também apresenta dificuldade de ser empregado em indivíduos de grande volume de gordura subcutânea [SLO72][MUR88]. Nesses casos, o grande tamanho da dobra torna a medição desconfortável e menos precisa.

A autocorrelação das medidas com paquímetro é baixa, ficando em torno de $-0,8$ e as equações de predição apresentam erro na faixa de $\pm 3,5\%$ [DUR67]. Assim, métodos que o usam não podem ser considerados de precisão. Existe também o problema adicional de que as equações de predição tendem a indicar valores menores que os reais para mulheres excessivamente magras [SIL94].

Existe uma certa divergência quanto aos pontos do corpo onde devem ser realizadas as medições e variadas fórmulas para obtenção da massa magra a partir desses valores. Em todos os casos verificados, todavia, inclui-se a necessidade de medidas em locais que dificultam a automedicação, como nas regiões sub-escapular ou tricipital.

Como vantagens podem ser citados o preço e portabilidade. Em geral, pode-se encontrar alguns compassos de baixa precisão por menos de R\$ 15,00. Os

compassos geralmente são mecânicos, não necessitando de alimentação elétrica, e têm o tamanho pouco maior que o de um alicate comum.

2.1.2 Pesagem Submersa

Baseia-se na medida da densidade média do indivíduo. Admitindo-se que as densidades médias da gordura e da massa magra são constantes e conhecidas, as medidas da massa e da densidade média do indivíduo podem levar à obtenção da massa magra do mesmo. Tipicamente, as premissas acerca das densidades são válidas e este tipo de medida é utilizado para obtenção de valores precisos da massa magra, sendo inclusive usado como padrão-ouro na avaliação corporal.

Behnek, Feen e Welham apud [SIL94] foram os pioneiros na utilização de tal método, que se baseia no Princípio de Arquimedes para a obtenção da densidade média do indivíduo. Para isso, toma-se a massa total do mesmo por pesagem normal e logo após se realiza uma pesagem submersa em tanque de água. Dessa forma se obtém a sua densidade média e se pode usar a Eq. 2-1, desenvolvida por BROŽEK, J. et al. apud [SIL94].

$$\%GC = 100\left(\frac{4,570}{D} - 4,1242\right) \quad \text{Eq. 2-1}$$

onde, %GC é a massa percentual de gordura corporal e D é a densidade média do indivíduo em g/cm³.

Multiplicando %GC pela massa total do paciente, obtém-se a massa de gordura corporal do mesmo. Diminuindo esse valor da massa total, obtém-se a massa magra.

Tal sistema, embora apresente boa precisão, possui uma série de inconvenientes. A necessidade de um tanque em que o indivíduo possa ser totalmente imerso (ou pelo menos até a altura do pescoço, como no caso com uso de pletismógrafo, sugerido por Garrow [GAR79]) torna o equipamento necessário obviamente não-portátil. Como a densidade da água do tanque deve ser conhecida, deve haver um controle sobre a temperatura da mesma e um sistema razoável de filtragem, que colaboram para encarecer o equipamento. Existe, ainda, o inconveniente de manter o indivíduo submerso e imóvel durante a medição.

2.1.3 Medida da Quantidade de Água Corporal (TBW, do inglês, *Total Body Water*)

É sabido que os tecidos não-adiposos apresentam em sua composição uma quantidade percentual de água razoavelmente constante e independente do conteúdo de gordura do indivíduo¹. Dessa forma, medindo-se a sua massa total de água, pode-se inferir sua massa magra [SIL94].

Para calcular a TBW, faz-se o indivíduo beber uma dose de água marcada com algum isótopo em concentração conhecida. Durante um determinado período, o marcador se espalhará pela água do mesmo, até que seja atingido o equilíbrio de sua concentração em toda a água do corpo. Esse tempo, geralmente varia de 3 a 4 horas. Se, após o equilíbrio, for tomada uma amostra de água do indivíduo, pode-se medir a concentração do marcador e calcular a sua quantidade total de água.

Tal método possui boa precisão, porém, apresenta uma série de inconvenientes. Exige a quantificação precisa da dose de água marcada que foi ingerida, da concentração do marcador nesta água e da concentração no equilíbrio; dessa forma, exige profissionais treinados e laboratório equipado. Ainda há o problema da demora de até 4 horas para realização do teste.

2.1.4 Medida da Quantidade de Potássio Corporal (TBK)

Assumindo-se que a quantidade de potássio existente nos tecidos não-adiposos seja razoavelmente constante, é possível calcular a massa magra e o conteúdo de gordura de um indivíduo também pela medida do total de seu potássio corporal [SIL94].

Como existe um isótopo natural e radioativo do potássio (^{40}K) que emite uma radiação γ de 1,46 MeV detectável e que representa uma fração constante do potássio total do corpo, a medida do TBK é facilitada. Infelizmente, a fração de ^{40}K é de apenas 0,012% do potássio corporal e cada quilograma de massa magra possui apenas 69 mmol de potássio, resultando numa radiação de baixo valor. Isto acaba por exigir detectores muito sensíveis e isolamento da radiação de fundo, o que encarece muito o equipamento e impede que ele seja portátil.

¹ A hipótese de hidratação constante da massa magra é, obviamente, inválida em indivíduos que apresentem distúrbios no equilíbrio hídrico do corpo, como indivíduos sob desidratação ou hiper-hidratação severas.

2.1.5 Medida por Raios-X

Trata-se da observação e medida das camadas de gordura através de radiografias. Pode-se empregar radiografias, preferencialmente do braço direito, ou de tomografia computadorizada. A aplicação desses métodos requer instrumentos que estão longe de ser portáteis ou baratos, bem como pessoal especializado para execução e interpretação dos resultados. Por fim ainda há o inconveniente de se expor o indivíduo à radiação.

Na Figura 2-3, vê-se, de forma esquemática, o método desenvolvido por Katch & McArdle apud [SIL94] para medição da camada de gordura e posterior predição de percentual de gordura usando o RX do braço direito.



Figura 2-3 - Medição por RX

2.1.6 Medida por ultra-som

Tem por base os mesmos princípios da medida por compasso calibrado anteriormente descrita, ou seja, supõe que as espessuras da camada adiposa subcutânea em determinados pontos do corpo têm alta correlação com a massa magra e o percentual de gordura, mas usa um feixe de ultra-som para medir as espessuras dessa camada. Embora este método exija a medida nos mesmos pontos usados no método do compasso calibrado, a automedição é facilitada pelo fato do usuário poder fazer a leitura da espessura num mostrador distante do transdutor.

A utilização do ultra-som para medir a espessura da camada adiposa é possível porque a impedância acústica da gordura ($1,34 \cdot 10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$) é diferente da apresentada pelos músculos ($1,65 \cdot 10^6 \text{ kg/m}^2\text{s}$) [SIL94] e da apresentada pelo transdutor. Tais diferenças provocam uma reflexão do feixe na interface transdutor-

gordura¹ e outra na interface gordura-músculo, permitindo que se aplique um pulso de ultra-som e meça o tempo entre os ecos nessas duas interfaces. Por isso, tal método é conhecido como pulso-eco. Como a velocidade de propagação do ultra-som na gordura é conhecida e varia pouco, pode-se calcular a distância percorrida pelo pulso a partir do tempo medido; tal distância é o dobro da espessura da camada de gordura subcutânea.

Como se precisa discriminar os ecos ocorridos nos dois lados da camada de gordura, é necessário que o pulso aplicado ao transdutor seja suficientemente estreito, de modo que os ecos não se superponham. Na prática, pulsos estreitos só podem ser obtidos usando-se transdutores de alta frequência², uma vez que dentro do pulso é necessário ter alguns períodos da onda de ultra-som [SIL94].

A necessidade de operação em alta frequência encarece os transdutores. Além disso, tais transdutores devem ser excitados em alta tensão (por exemplo, 100V de polarização no caso em [SEN00]), o que dificulta o aspecto de isolamento e segurança do usuário. Cogita-se a possibilidade do uso de transdutores de baixa frequência (na faixa dos 40kHz) para eliminar estes problemas; porém, nesse caso, não se pode usar o método de pulso-eco, e é necessário verificar a existência de algum outro modo de se obter a espessura da camada de gordura, possivelmente utilizando alguma outra propriedade da onda refletida. Um estudo a respeito dessas possibilidades será conduzido no Capítulo 3.

2.1.7 Medida por impedância bioelétrica

Observando que no corpo humano a condução de corrente dá-se basicamente pelos fluidos dos tecidos magros não-ósseos e que a condutividade dos tecidos adiposos é consideravelmente mais baixa, torna-se razoável dividir o corpo em dois compartimentos distintos: um condutor, que engloba os tecidos magros, e um compartimento de elevada resistividade, que engloba o tecido adiposo. Considerando-se razoável aproximar o compartimento condutor do corpo humano por um cilindro e considerando sua resistividade constante e uniforme, tem-se

¹ Na verdade, ocorrem reflexões nas interfaces transdutor-pele e pele-gordura. Aqui considerou-se apenas uma interface denominada transdutor-gordura para facilitar o entendimento. Isto é válido porque como a espessura da pele é muito pequena, não se consegue discriminar os ecos gerados em cada um dos lados dessa camada, parecendo que houve apenas uma reflexão.

² Para medição de gordura, são usados transdutores na faixa de 5MHz [SIL94].

$$V = \rho \cdot \frac{L^2}{R} \quad \text{Eq. 2-2}$$

onde R é a resistência medida, ρ é a resistividade média do compartimento condutor, L o seu comprimento (no caso a altura do indivíduo) e V o seu volume [ORG94][LUK86][NIH94].

A partir da obtenção do volume do compartimento condutor (por conseguinte, do volume de tecidos magros), pode-se calcular a FFM, pois a densidade dos tecidos magros é conhecida. Na prática, como as hipóteses feitas sobre a geometria e a condutividade do compartimento não são perfeitamente válidas, cria-se um parâmetro estatístico $\frac{Ht^2}{R}$ (onde Ht é a altura do indivíduo e R é a resistência medida) e se correlaciona este parâmetro com a massa magra através de, por exemplo, regressão linear [ORG94][LUK86]:

$$FFM \propto \frac{Ht^2}{R} \quad \text{Eq. 2-3}$$

O método propicia a construção de equipamentos pequenos e portáteis. A medição exige apenas a ligação de eletrodos em determinadas partes do corpo, tipicamente mãos e pés. Os equipamentos comercialmente disponíveis no mercado têm preço final variando entre R\$ 900,00 e R\$ 4.500,00 e são todos importados.

2.1.8 Medida por DEXA

Trata-se da medição da absorção de raios-X de dois níveis de energia diferentes. Com isso, pode-se obter as massas totais de gordura, músculos e ossos, de forma extremamente exata. A medição é feita em cerca de 12 minutos e requer um mínimo de cooperação do paciente, já que basta que ele fique deitado e imóvel durante a medição. Todavia, o equipamento é extremamente caro e não portátil e sua operação requer treinamento. [HEY96]

2.1.9 Medida por NIR

Baseia-se no fato de que a interação de um feixe de infravermelho próximo com os tecidos do corpo apresenta um comportamento conhecido. Os índices de absorção e reflexão do infravermelho próximo variam de acordo com o tipo de tecido, e dessa forma, podem indicar a quantidade de gordura no corpo.

Os medidores existentes que utilizam este método são baratos, portáteis e simples de operar. A medição é rápida e requer pouca contribuição do indivíduo. Pode-se realizar auto-medição, visto que tipicamente se aplica o transdutor do aparelho apenas sobre o bíceps. Todavia, a validade da medição utilizando este método para obtenção do percentual de gordura do corpo inteiro é ainda muito questionada no meio científico [HEY96]. Além disso, Mclean et al indica que a exatidão dos equipamentos comerciais baseados em NIR é mais baixa que a do compasso calibrado [MCL92].

2.2 CONCLUSÕES ACERCA DOS MÉTODOS MAIS ADEQUADOS

Com base nos estudos das seções anteriores, pode-se construir uma tabela comparativa dos métodos avaliados, como apresentado na tabela Tabela 2-1.

Analisando estes dados, verifica-se que o método de medição por bioimpedância se encaixa nos requisitos pré-determinados para o equipamento. Como já mencionado, o equipamento a ser construído para este método pode ser bastante pequeno; pode eventualmente ser alimentado por baterias, simplificando o uso e facilitando as questões de isolamento e segurança e pode apresentar um custo baixo. Além disso, a colocação de alguns eletrodos nas extremidades do corpo e leitura direta dos valores em um mostrador pode ser realizada por uma pessoa sem grande necessidade de treinamento ou habilidade nem do auxílio de outrem. Ainda deve ser considerado que tal método tem se popularizado nos últimos tempos, e que não existe nenhum equipamento de medição nacional que o utilize, de modo que uma análise mais cuidadosa a seu respeito pode trazer subsídios à indústria local para desenvolvimento de um equipamento comercial inteiramente nacional.

Verifica-se também que métodos de medição baseados no ultra-som são adequados. Os equipamentos com ultra-som tendem a ser pequenos, a sua operação é simples e existe a possibilidade de processamento automático dos dados. O problema é o custo elevado dos transdutores de alta frequência e seus condicionadores. Assim, justifica-se o estudo de novos métodos de medição baseados em transdutores de ultra-som de baixa frequência e análise dos resultados obtidos com eles.

Tabela 2-1 - Comparação dos métodos de medição de gordura

Método	Portabilidade	Custo	Auto-medição	Operação	Automatização	Exatidão
Compasso calibrado	Bastante portátil.	Baixo.	Muito difícil devido aos pontos onde precisa medir	Com necessidade de treinamento e habilidade manual.	Necessitaria de instrumentação complexa.	Média (adequada para método de campo)
Pesagem submersa	Não permite.	Alto.	Difícil.	Complicada, principalmente a manutenção.	Possível	Alta (usado em pesquisa)
TBW	Necessita de laboratório para medição das concentrações.	Alto.	Necessita de laboratório e pessoal especializado.	Complexa. Exige manipulação de reagentes com alta pureza e de equipamento sofisticado.	Mesmo com a automatização da medida de concentração, a ingestão da água marcada ainda seria complexa e desassistida.	Alta (usado em pesquisa)
TBK	Não permite. Os detectores são de porte e precisa de isolamento da radiação de fundo.	Muito alto.	Possível	Necessita de treinamento no uso do equipamento e no isolamento da radiação de fundo.	Possível.	Alta
Raios-X	Não permite.	Muito alto.	Precisa de pessoa com conhecimento de anatomia.	Necessita de profissional para interpretar os resultados da radiografia.	Pouco provável.	Duvidosa (poucos trabalhos publicados)
Ultra-som	Bastante portátil.	Baixo se for encontrado método para transdutor de baixa frequência.	Possível, embora exija flexibilidade do indivíduo.	Relativamente simples.	Possível e relativamente simples de implementar.	Média (adequada para método de campo)
Impedância bioelétrica	Bastante portátil.	Baixo	Possível e simples de ser efetuada.	Necessita apenas de treinamento simples sobre como conectar os eletrodos e realizar as leituras.	Simple de implementar.	Média (adequada para método de campo)
DEXA	Não permite.	Elevado	Possível	Requer treinamento para operar o equipamento.	Possível	Alta (usado em pesquisa)
NIR	Bastante portátil	Baixo	Possível e simples de ser efetuada.	Simple	Simple	Duvidosa

3 ENSAIOS COM ULTRA-SOM DE BAIXA FREQUÊNCIA

Neste capítulo são pesquisados métodos para utilização de um transdutor de ultra-som de baixa frequência para medição da espessura da camada adiposa subcutânea. Foi utilizado um par de transdutores de ultra-som para alarmes automotivos que possui as seguintes características:

- transmissor e receptor em peças distintas;
- frequência de resposta máxima igual a 40kHz;
- tensão máxima aplicável ao transmissor de 25 V_{p-p};

3.1 CONDIÇÕES DOS ENSAIOS

Para o estudo inicial foi usado, como corpo de prova, uma peça de costela bovina com camada de gordura medindo 13 mm de espessura. As demais dimensões da peça podem ser visualizadas na Figura 3-1.

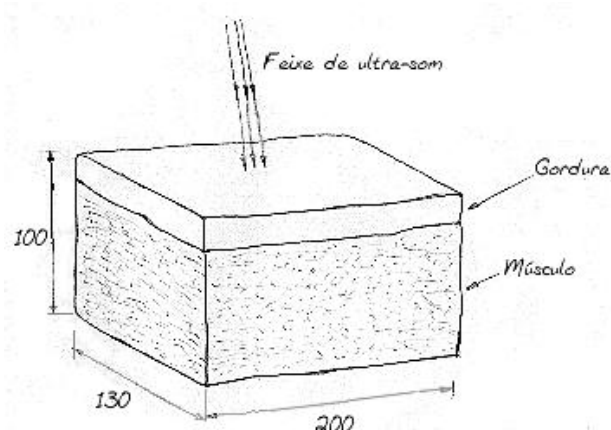


Figura 3-1 - Corpo de prova usado nos ensaios de ultra-som (dimensões em mm)

Todas as medidas foram realizadas com esta mesma peça para diminuir a quantidade de elementos variáveis na análise. Para variar a espessura da camada de gordura foi adotado o procedimento de diminuí-la pela retirada de material com estilete,

tomando o cuidado de manter constante a espessura em toda a extensão do corpo de prova.

Para excitação do transmissor de ultra-som foi utilizado um gerador de sinais com impedância de saída de 50Ω , ajustado para onda senoidal de 39,6kHz, $20v_{p-p}$ diretamente conectado aos terminais do transmissor. Por intermédio de uma chave de contato podia-se aplicar a tensão de excitação ao transmissor ao pressionar a chave.

Para aquisição de dados foi utilizado um osciloscópio digital com o canal 1 amostrando o sinal de excitação e o canal 2 diretamente ligado aos terminais do receptor do ultra-som. Ajustou-se o equipamento para disparar a aquisição das amostras dos canais 1 e 2 cada vez que a tensão no canal 1 passasse de 2v. Verificou-se que com a frequência de amostragem de 1MS/s obtinha-se uma excelente definição para os sinais de interesse (25,25 amostras por ciclo da fundamental dos sinais, o que equivale a uma amostragem até a 12ª harmônica do sinal). Assim, essa frequência foi escolhida para os ensaios.

Uma vez que transmissor e receptor estão em peças separadas e se deseja captar no receptor apenas a onda refletida no corpo de prova, é necessário que se tomem medidas para evitar a captação direta do sinal do transmissor. Para isso foi utilizado um tubo de PVC recoberto de esponja em torno do emissor e os transdutores foram fixados à sua base através de afastadores de cortiça. Com essas providências se conseguiu uma captação direta muito menor do que a da onda refletida, como se pode ver comparando o sinal da Figura 3-2 (que apresenta uma amplitude máxima de 3mV, comparável ao ruído de fundo) com o da Figura 3-3 (que apresenta um sinal com amplitude 45mV, ou seja, 15 vezes maior). Saliente-se ainda, que a Figura 3-3 apresenta o ensaio em que obteve-se a menor amplitude no sinal refletido. Na Figura 3-4, encontra-se um desenho do arranjo usado para fixar os transdutores na posição correta e diminuir o acoplamento direto entre eles.

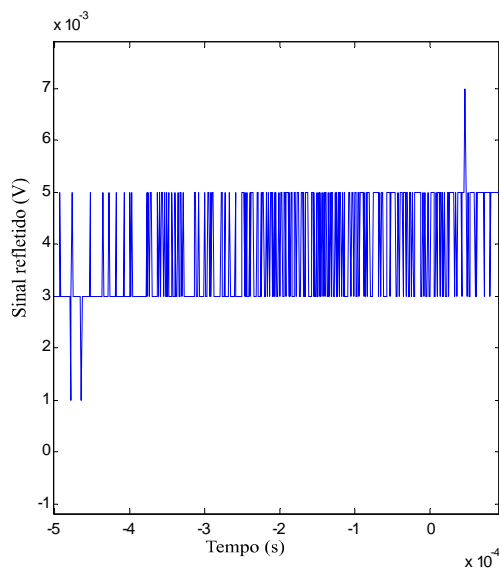


Figura 3-2 - Aquisição sem corpo de prova.

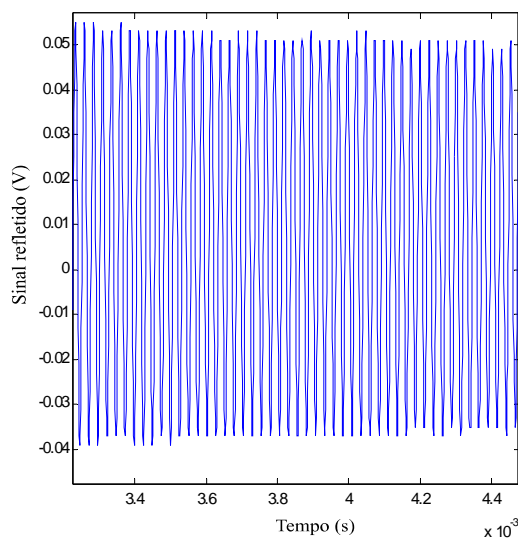


Figura 3-3 - Aquisição com corpo de prova.

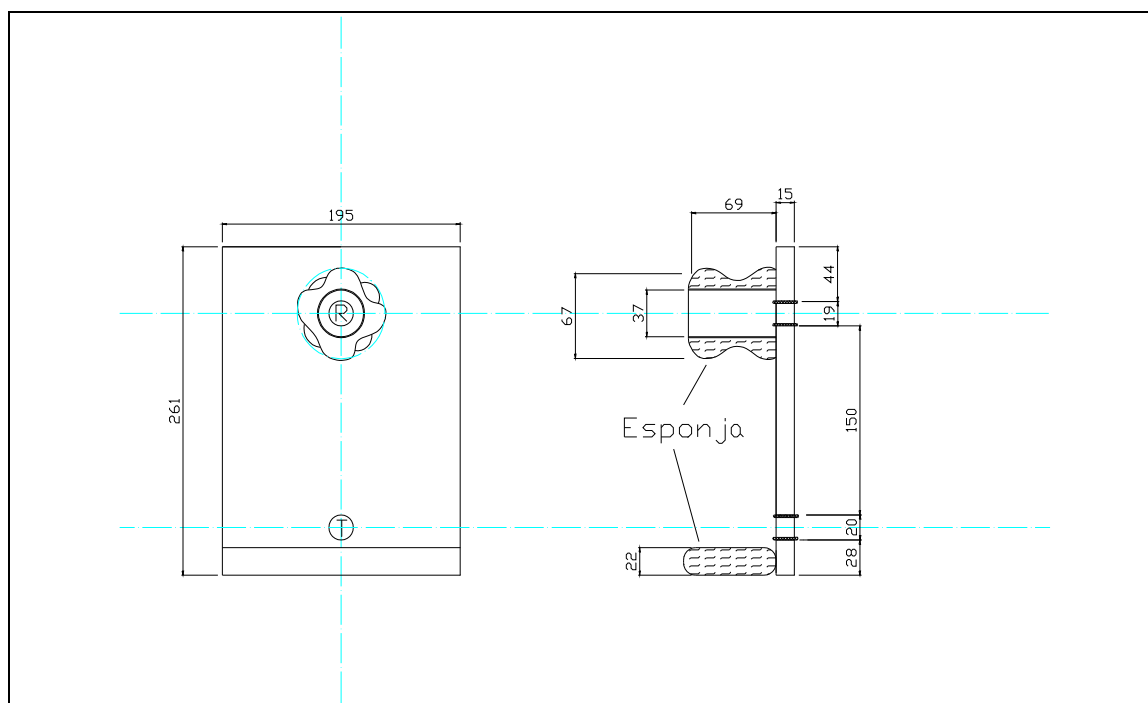


Figura 3-4 - Arranjo usado para fixação e desacoplamento dos transdutores

Para definir a distância entre os transdutores e o corpo de prova, optou-se por tentar obter a melhor captação possível do sinal refletido. A necessidade de convergência entre os eixos do transmissor e do receptor e o tamanho dos transdutores determina uma distância mínima entre eles e o corpo de prova, abaixo da qual a

tentativa de fazer os eixos convergirem aumenta muito a captação direta do sinal. Por outro lado, aumentando-se a distância, o sinal captado enfraquece devido aos fenômenos de dispersão e absorção. Assim, definiu-se experimentalmente, através da maximização do sinal refletido, que esta distância deveria ser de 60mm.

Arbitrou-se adquirir 5000 amostras para cada ensaio. Este número de amostras equivale a adquirir o intervalo dado na Eq. 3-1. Devido a limitações do osciloscópio, os dados são mostrados de 500 μ s antes do disparo de aquisição até 4,5ms após o disparo. Esta quantidade de amostras mostrou-se suficiente para as análises pretendidas.

$$\Delta t_{\text{tot}} = 5000 \cdot T_s = 5000 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad \text{Eq. 3-1}$$

3.2 DADOS OBTIDOS

Nas figuras 3-5 a 3-9, são apresentados os sinais adquiridos durante os ensaios. Para cada espessura da camada de gordura foram executadas 3 aquisições sem promover movimentação do corpo de prova entre uma aquisição e outra. Esta aquisição repetida visa identificar a inexistência de alterações no sinal devidas a condições externas. As figuras apresentam sempre as 2 primeiras aquisições obtidas para cada espessura. Observa-se que a forma do sinal se mantém praticamente inalterada entre as aquisições para mesma espessura de gordura, embora haja alterações nas amplitudes obtidas.

Na Figura 3-10, são apresentados os sinais da 1ª aquisição para cada espessura, todos numa mesma escala para facilitar a comparação.

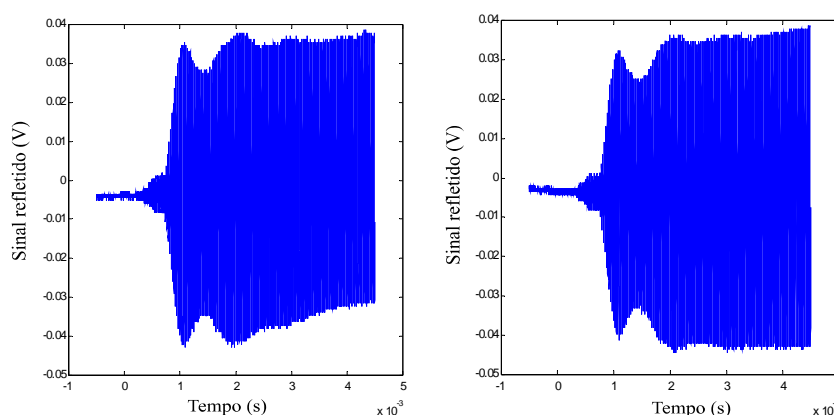


Figura 3-5 - 2 aquisições para 0 mm de espessura

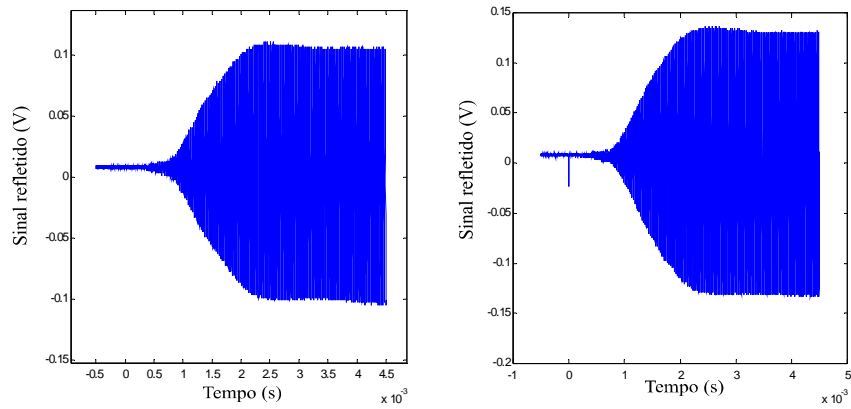


Figura 3-6 - 2 aquisições para 3mm de espessura

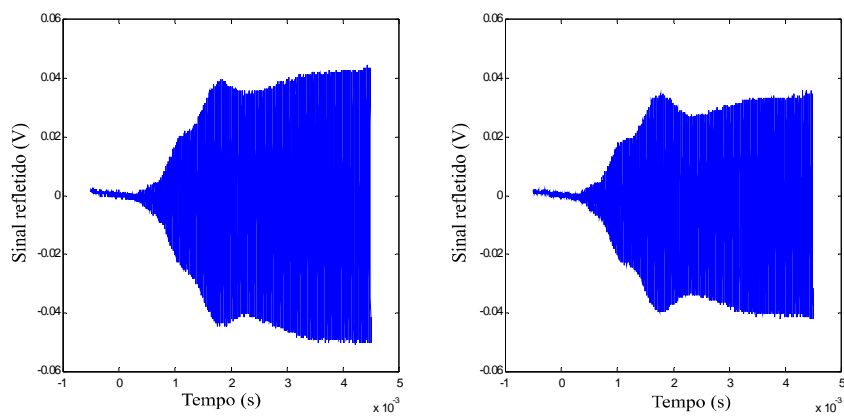


Figura 3-7 - 2 aquisições para 6mm de espessura

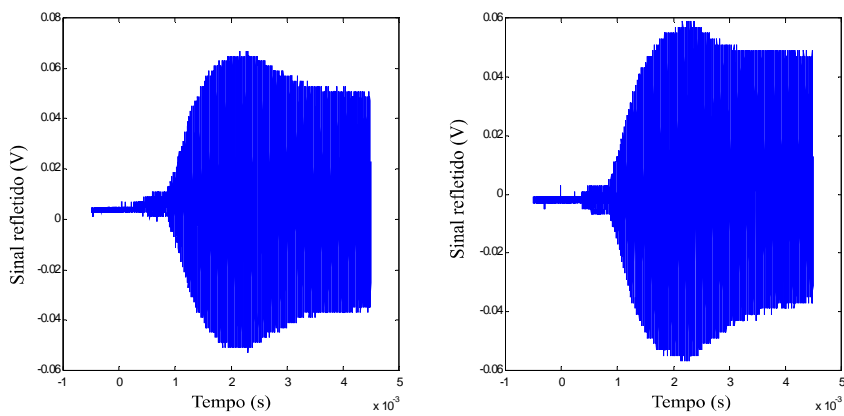


Figura 3-8 - 2 aquisições para 10mm de espessura

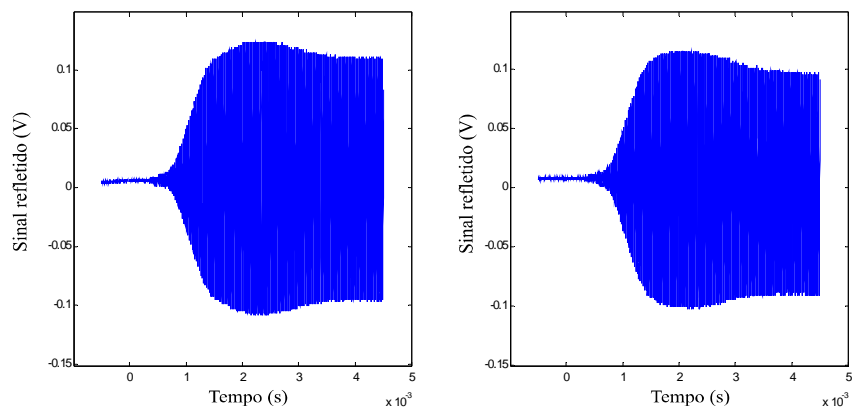


Figura 3-9 - 2 aquisições para 13mm de espessura

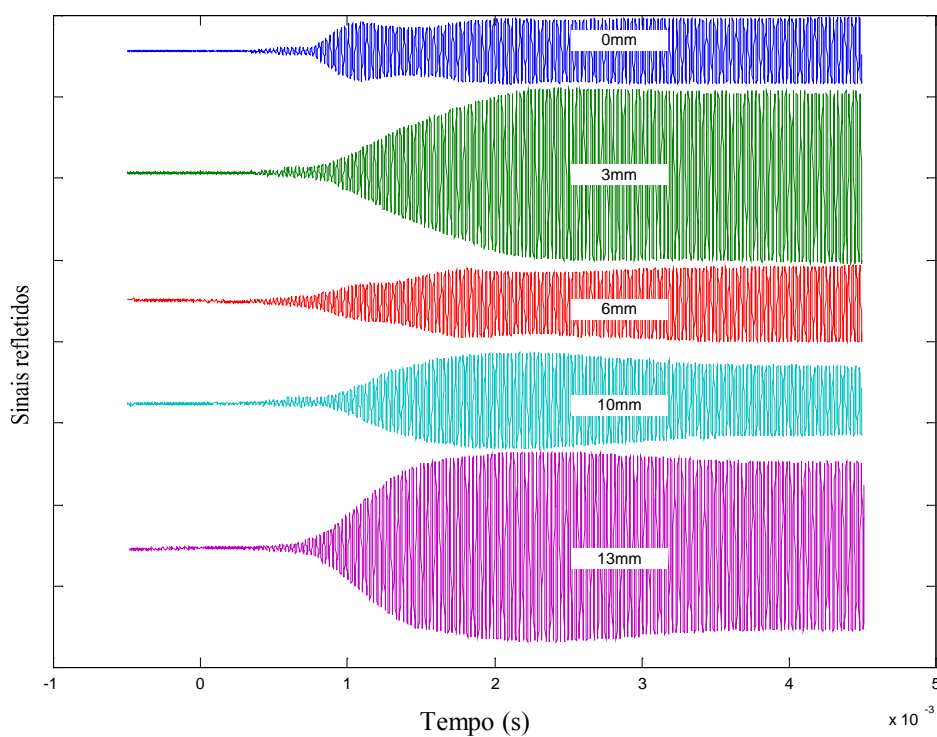


Figura 3-10 - Comparativo dos sinais obtidos

Na Tabela 3-1, encontram-se os valores RMS para vários trechos do sinais obtidos. Estes valores foram calculados pela aproximação de ordem zero das funções representadas pelos sinais, obtida a partir da definição do valor RMS conforme mostrado na Eq.3-2.

$$\begin{aligned}
 f_{RMS} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) \cdot dt} \cong \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=0}^{i=T/T_s} f_i^2 \cdot T_s} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T_s \sum_{i=0}^{i=T/T_s} f_i^2} = \sqrt{\frac{1}{T} \frac{T}{N} \sum_{i=0}^{i=N} f_i^2} = \\
 &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{i=N} f_i^2}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 3-2}$$

Tabela 3-1 - Valores RMS dos sinais de ultra-som

<i>Espessura do corpo de prova (mm)</i>	<i>Valor RMS no intervalo [-0,5; 1,5] ms (V_{RMS})</i>	<i>Valor RMS no intervalo [-0,5; 3] ms (V_{RMS})</i>	<i>Valor RMS no intervalo [-0,5; 4,5] ms (V_{RMS})</i>
0	13,185 . 10 ⁻³	20,307 . 10 ⁻³	23,060 . 10 ⁻³
3	18,128 . 10 ⁻³	46,889 . 10 ⁻³	56,246 . 10 ⁻³
6	9,7669 . 10 ⁻³	19,888 . 10 ⁻³	24,301 . 10 ⁻³
10	13,301 . 10 ⁻³	27,880 . 10 ⁻³	29,361 . 10 ⁻³
13	29,403 . 10 ⁻³	56,817 . 10 ⁻³	62,626 . 10 ⁻³

A verificação dos sinais da Figura 3-10 e a análise dos valores RMS da Tabela 3-1 mostram que não existe uma relação explícita entre o sinal refletido e a espessura da camada de gordura correspondente. De fato, ensaios demonstraram que fatores como distância do transdutor ao corpo de prova e ângulo do posicionamento do corpo de prova influenciam no sinal refletido tanto quanto a espessura da camada de gordura.

Em particular, pequenas alterações no posicionamento do corpo de prova podem provocar alterações substanciais no sinal refletido. Na Figura 3-11, este fato é comprovado pela apresentação dos resultados de 3 ensaios utilizando sempre o mesmo corpo de prova, com 2mm, mas retirando-o e recolocando-o, o mais precisamente possível, no mesmo local antes de cada novo ensaio. A variação observada demonstra claramente a falta de repetibilidade do processo.

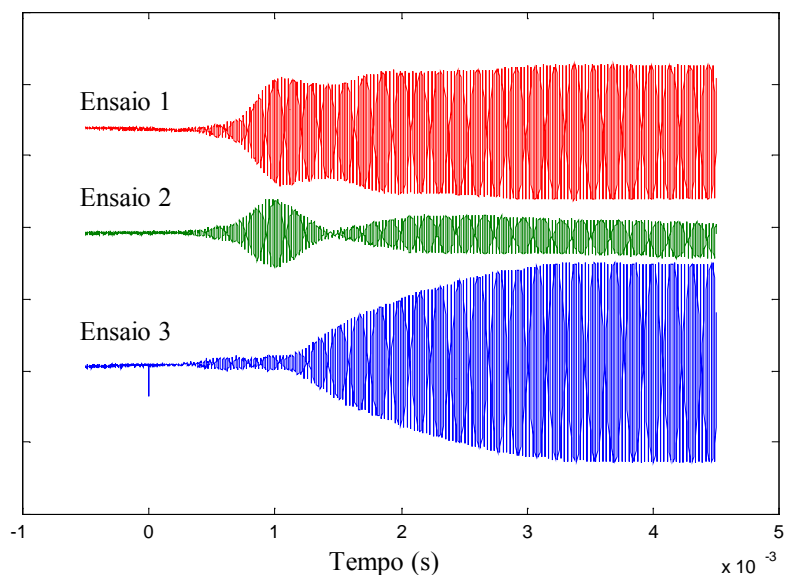


Figura 3-11 - Sinais para peça de 2mm com pequenas variações de posição

3.3 CONCLUSÕES SOBRE OS ENSAIOS

Devido à extrema sensibilidade à posição apresentada nos ensaios, concluiu-se que não há modo de utilizar estes transdutores de ultra-som para medição da espessura da camada de gordura. Esta sensibilidade, muito provavelmente, é devida ao fato de se trabalhar na zona de campo próximo do transmissor de ultra-som. A fronteira do campo próximo ao longo do eixo do transmissor fica a uma distância maior que 55cm^1 do mesmo. Isto impossibilita que se trabalhe na região de campo distante pois dificultaria a operação do equipamento sobretudo para auto-medição, devido ao tamanho das peças a serem manipuladas.

¹ A literatura não apresenta método de cálculo da distância da fronteira do campo próximo para a relação comprimento de onda / diâmetro do transdutor usada no trabalho ($\lambda \approx d$). Por isso o valor foi estimado através de determinação direta, tal como descrito em [KRA83]. O mecanismo de posicionamento construído permitia um deslocamento máximo de 55cm e, até este deslocamento, não se localizou o último máximo do sinal, indicando que a fronteira do campo próximo está além desta distância. Isto já é suficiente para obterem-se as conclusões apresentadas no parágrafo.

4 MEDIÇÃO ATRAVÉS DA BIOIMPEDÂNCIA DO INDIVÍDUO

Neste capítulo serão analisados todos os aspectos necessários ao desenvolvimento de um medidor de gordura para seres humanos usando o método de bioimpedância.

Detalha-se o método de medição e a seguir se descreve a implementação do medidor.

4.1 DETALHES DO MÉTODO

Lukaski [LUK86] apresenta a explicação teórica para a validade do método citada no Capítulo 2. Nesta explicação, considera-se que o corpo humano pode ser dividido em um compartimento condutor que engloba os tecidos magros e um compartimento de elevada resistividade que engloba o tecido adiposo. Aproximando o compartimento condutor por um cilindro chega-se a uma correlação estatística entre o parâmetro $\frac{Ht^2}{R}$ e a massa magra do indivíduo.

Outros trabalhos [HOF69][NIH94] demonstram ser correto considerar a bioimpedância relacionada diretamente com a quantidade total de água do indivíduo e não com sua massa magra. O principal argumento para isto é que a condução de corrente no corpo humano dá-se apenas através de suas soluções eletrolíticas, sendo então a medida da bioimpedância relacionada diretamente com a quantidade dessas soluções e conseqüentemente com a quantidade de água corporal. A relação da bioimpedância com a massa magra se dá pelo fato dessa última poder ser medida indiretamente através da determinação da quantidade total de água corporal¹.

Para a medida da bioimpedância, aplica-se uma corrente elétrica que percorra o corpo do indivíduo e se mede a tensão gerada. Em geral, se aplica a corrente através de eletrodos colocados no dorso da mão e do pé e se mede a tensão através de

¹ Ver Capítulo 2, seção 2.1.3.

eletrodos colocados no pulso e no tornozelo. São utilizados eletrodos separados na aplicação da corrente e na medição da tensão para diminuir os efeitos da impedância de contato dos eletrodos e a impedância da pele.

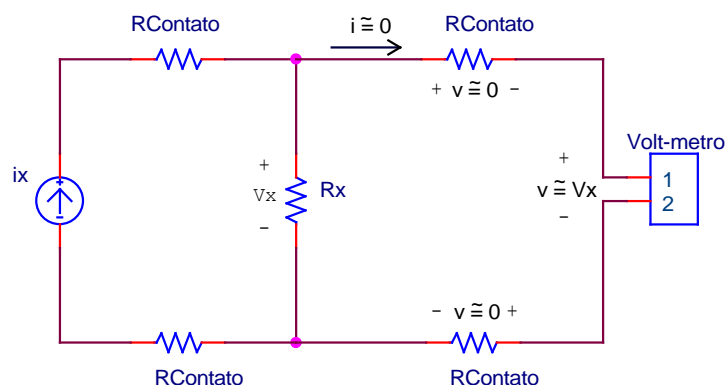


Figura 4-1 - Configuração de 4 eletrodos para diminuir efeitos de contato

Como as membranas celulares são bons isolantes, corrente DC não penetraria no interior das células e seu conteúdo não seria levado em conta nas medidas. Por outro lado, corrente AC com frequência ligeiramente elevada ($\gg 1\text{kHz}$) leva em conta o conteúdo das células através da reatância [NIH94], uma vez que a membrana, em conjunto com os conteúdos extra-celular e intra-celular, forma um capacitor. Assim, é necessário utilizar corrente alternada para as medições. A frequência de 50kHz é a que mais aparece na literatura [NIH94][ORG94][HEY96][LUK86][JAC88].

Trabalhos posteriores chamaram atenção para que a análise de bioimpedância feita como descrito nos parágrafos anteriores, chamada de bioimpedância **total**, considera de forma desproporcional as extremidades do corpo [NIH94]. Embora 46% da massa corpórea se localize no tronco, este segmento apresenta apenas 8% da impedância total. Cada membro superior, por sua vez, possui 4% da massa corpórea e 45% da impedância total [ORG94]. Estas relações de impedância se devem sobretudo às diferenças de comprimento e seção reta dos segmentos. Assim, variações na distribuição da água entre tronco e membros (características de casos de queimaduras, edema periférico, trauma múltiplo) bem como alterações na quantidade de gordura apenas do tronco tendem a invalidar a técnica da bioimpedância total.

Para melhorar a capacidade de predição nestes casos, e também para proporcionar uma avaliação do padrão de distribuição da gordura corporal¹, estes trabalhos sugerem que sejam utilizadas medidas separadas das impedâncias do tronco e dos membros. Tal modo de medição é conhecido como bioimpedância **segmental**.

4.2 O MEDIDOR

Como o método de bioimpedância segmental apresenta vantagens e um medidor deste tipo pode ser usado também na aplicação da técnica de bioimpedância total, optou-se por construir um medidor capaz de realizar as medidas para o primeiro método.

A seções seguintes descrevem detalhadamente cada etapa do medidor.

4.2.1 *Software*

Embora a análise das equações utilizadas para, a partir do valor de bioimpedância, obter o percentual de gordura esteja fora do escopo deste trabalho, os algoritmos utilizados para obtenção da impedância de cada segmento devem ser aqui analisados. De fato, a escolha destes algoritmos traz implicações nas definições da digitalização dos sinais como será visto na seção 4.2.3.1.

A amplitude da impedância de cada segmento é obtida através da relação entre a amplitude da tensão sobre o segmento e a amplitude da corrente aplicada ao paciente. Como se utilizam as resistências do braço e do tronco e a resistência e a reatância da perna [ORG94], é necessário que se identifique as fases relativas das tensões nos segmentos.

A presença de ruído nos sinais adquiridos impede a utilização de algoritmos baseados no domínio tempo para a identificação das amplitudes e fases dos sinais. Deste modo, usam-se os algoritmos baseados em interpolação da DFT [GRA83][JAI79][NEG99], apropriados para estes casos.

Especificamente, é utilizado o algoritmo descrito em [GRA83]², que une as vantagens do uso de interpolação de DFT, descritas em [JAI79], com as do uso de

¹ Foi demonstrado que a distribuição andrógina de gordura está mais diretamente associada a doenças cardiovasculares [LAP84], Mueller et al. apud [ORG94]. Por isso, é grande o interesse em poder avaliar a distribuição da gordura.

² No decorrer deste trabalho, este algoritmo será referido como Algoritmo de Grandke.

janelas, descritas em [HAR78]. As principais vantagens, de interesse para esse trabalho, apresentadas por este método são sua imunidade à presença de outros tons não relacionados harmonicamente com o de interesse e sua imunidade ao ruído branco. Estas características são desejáveis porque estarão presentes nos sinais adquiridos acoplamento de 60Hz e ruído branco de fundo.

Embora Grandke utilize originalmente 1024 amostras no seu trabalho [GRA83], Offelli & Petri [OFF90] provam que a influência do número de amostras não é decisiva para o sucesso da interpolação, desde que ela seja baseada na inversão da relação dada pela Eq. 4-1 – e o Algoritmo de Grandke é baseado nessa inversão. Nesses casos, o erro admissível vai definir o número de amostras mínimo necessário.

$$\frac{|X_w(\text{bin maior amplitude})|}{|X_w(\text{bin de segunda maior amplitude})|} = \frac{|W(1-\delta_0)|}{|W(-\delta_0)|} \quad \text{Eq. 4-1}$$

Na Eq. 4-1, $X_w(\lambda)$ é a DFT do sinal de interesse após aplicação de um determinado janelamento, $W(\lambda)$ é a DFT da seqüência de janelamento adotada, δ_0 é o desvio de freqüência procurado para a interpolação da DFT e “bin de maior amplitude” e “bin de segunda maior amplitude” são os índices dos bins da DFT X_w com as duas maiores amplitudes.

Experimentos com números de amostras baixos demonstraram que para $N = 128$ já são atingidos erros de amplitude e fase menores que 0,9% mesmo para uma relação sinal/ruído de 10dB. Estes valores de erro são razoáveis já que, considerando os propósitos a que se destina o medidor, expostos no Capítulo 1, uma exatidão de 3% é suficiente.

4.2.1.1 O algoritmo de Grandke

Nesta seção se descreve como é aplicado o Algoritmo de Grandke. Inicia-se pela aquisição de 128 amostras do sinal de interesse, com uma freqüência de amostragem tal que se adquira ao menos 20 ciclos do sinal de interesse. Segue-se pela aplicação de uma janela de Hanning e cálculo da DFT do sinal¹, designada por $X_w(\lambda)$. No espectro discreto obtido, procura-se pelos 2 bins de maior amplitude, consecutivos, próximos à 50kHz. Chamando de ℓ_0 o índice do bin de menor freqüência, o valor da

¹ Para melhor desempenho do ponto de vista computacional, pode-se aplicar a DFT ao sinal e fazer o janelamento posteriormente, por convolução.

DFT neste bin é $X_w(\ell_0)$ e no bin seguinte é $X_w(\ell_0+1)$. Nestas condições, a amplitude complexa (módulo e fase) do sinal é dada pela equação Eq.4-2.

$$A = \frac{2\pi x_m (1 - \delta_0)}{\sin(\pi\delta_0)} (1 + \delta_0) \cdot e^{-j\pi\delta_0} \cdot X_w(\ell_0) \quad \text{Eq. 4-2}$$

$$\delta_0 = \frac{2\alpha - 1}{\alpha + 1} \quad \text{Eq. 4-3}$$

$$\alpha = \frac{|X_w(\ell_0 + 1)|}{|X_w(\ell_0)|} \quad \text{Eq. 4-4}$$

De posse das fases e amplitudes dos sinais de tensão e da corrente, pode-se calcular as impedâncias associadas utilizando as equações Eq. 4-5 e Eq. 4-6.

$$|Z| = \frac{|V|}{|I|} \quad \text{Eq. 4-5}$$

$$\angle Z = \angle V - \angle I \quad \text{Eq. 4-6}$$

4.2.2 Interface Analógica

Composta dos módulos descritos a seguir, a interface analógica é responsável pela geração dos sinais de excitação e conformação dos sinais a digitalizar.

A Figura 4-2 apresenta um diagrama de blocos da interface analógica do medidor e a Figura 4-3 apresenta seu o diagrama esquemático completo, com a identificação dos módulos através de linhas tracejadas.

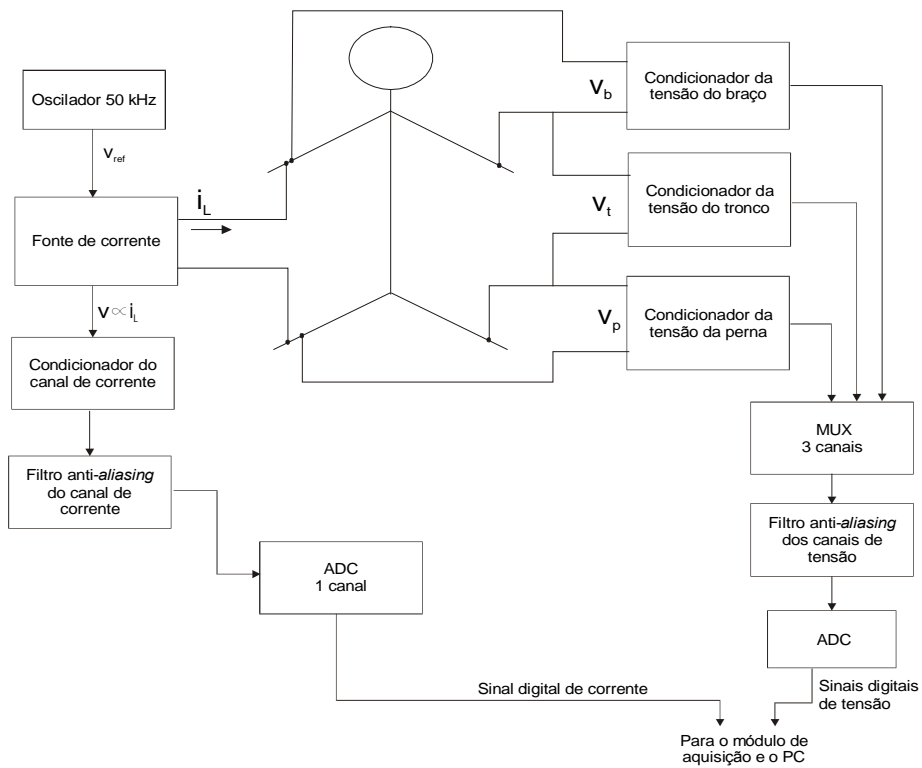


Figura 4-2 - Diagrama de blocos da interface analógica

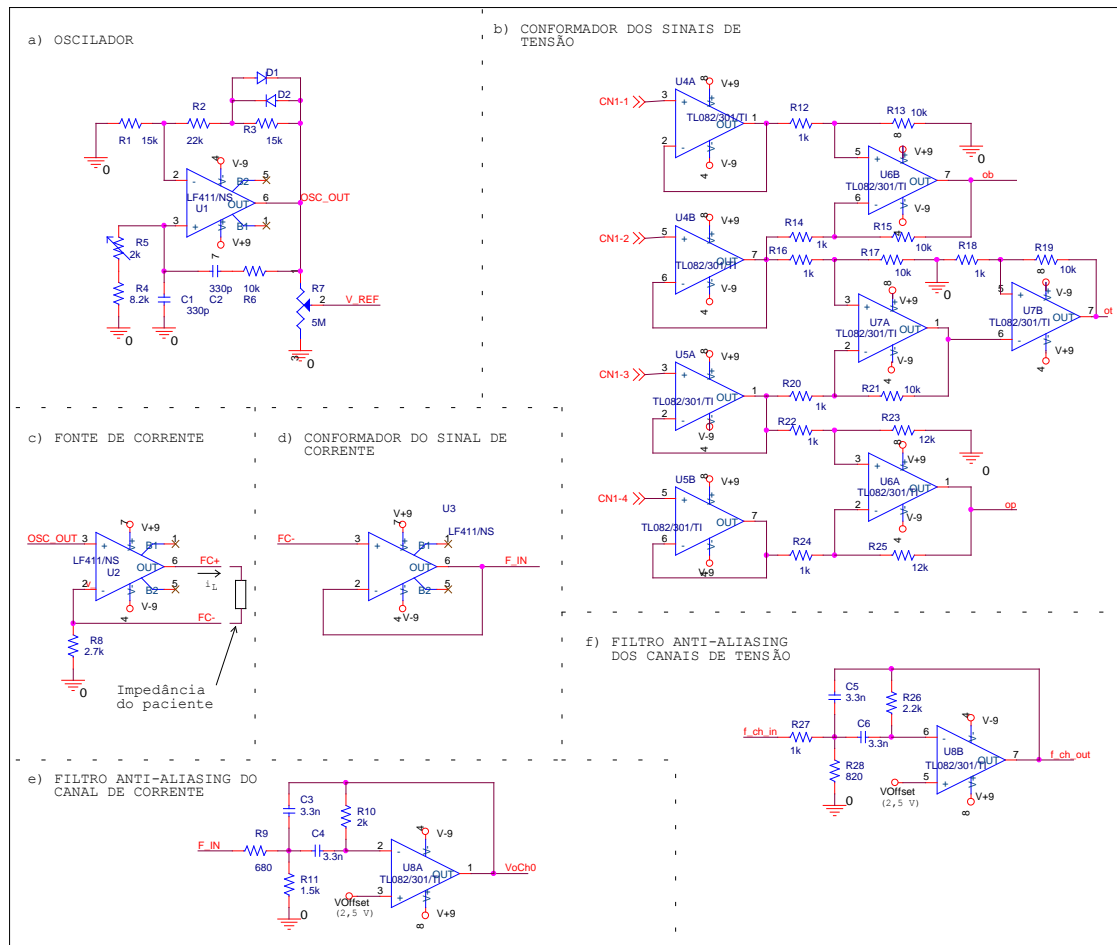


Figura 4-3 - Diagrama esquemático da interface analógica

4.2.2.1 Fonte de corrente

Conforme detalhado na Seção 4.1, a medida da bioimpedância é feita com a aplicação de uma corrente alternada no corpo do indivíduo. A amplitude e a frequência desta corrente devem ser mantidas durante a medição, assim, torna-se necessária a construção de uma fonte de corrente para o medidor.

A literatura referente ao assunto indica o uso de correntes com amplitudes variadas: 141 μ A [HOF69], 500 μ A [ORG94] e 800 μ A [LUK86][NIH94][JAC88]. Embora o valor de 800 μ A apareça em maior número de trabalhos, a única razão para isso é que os trabalhos mais recentes se baseiam no valor usado por [LUK86]. Levando isso em conta e considerando que amplitude menor diminui a tensão máxima necessária e, conseqüentemente, a potência gasta pelo medidor; que valores menores são mais seguros para o paciente; que com 141 μ A geram-se tensões muito baixas sobre o segmento do tronco, comparáveis ao ruído de fundo, impedindo a medição em modo segmental, e que [ORG94] obteve medidas em modo segmental sem problemas de ruído excessivo com a amplitude de 500 μ A, optou-se por construir o equipamento para operar em 500 μ A.

Quanto à frequência da corrente aplicada, optou-se por utilizar 50kHz. Esta escolha se deve ao compromisso entre complexidade de projeto (que aumenta para frequências maiores) e eficácia de medição (que diminui para frequências mais baixas¹). Além disso, 50kHz tem se tornado padrão para a análise de bioimpedância, de modo que todas as equações de predição de %GC dependentes da frequência foram desenvolvidas para este valor. [NIH94][ORG94][HEY96][LUK86][JAC88]

Definida a amplitude desejada para a corrente, deve-se estimar a máxima tensão necessária, em função da impedância máxima de carga esperada para a fonte. No caso do medidor, a impedância de carga é a impedância do indivíduo acrescida das impedâncias de contato dos eletrodos e da impedância da pele. Não foram encontrados dados a respeito das impedâncias de contato e da impedância da pele na literatura. Foram realizadas medidas em 6 adultos para estimar a ordem de grandeza da impedância de carga esperada. Estas medidas indicaram um valor máximo de 1,1 k Ω . Considerando-se que a amostra é pequena demais para permitir generalização, postulou-

¹ Ver seção 4.1.

se razoável especificar a fonte de corrente para 3 vezes a maior impedância de carga obtida, ou seja, para $3,3k\Omega$.

Para a topologia da fonte de corrente, foi escolhida a da Figura 4-4 [SED98] devido à sua simplicidade, baixo consumo e convenientes modos de falha.

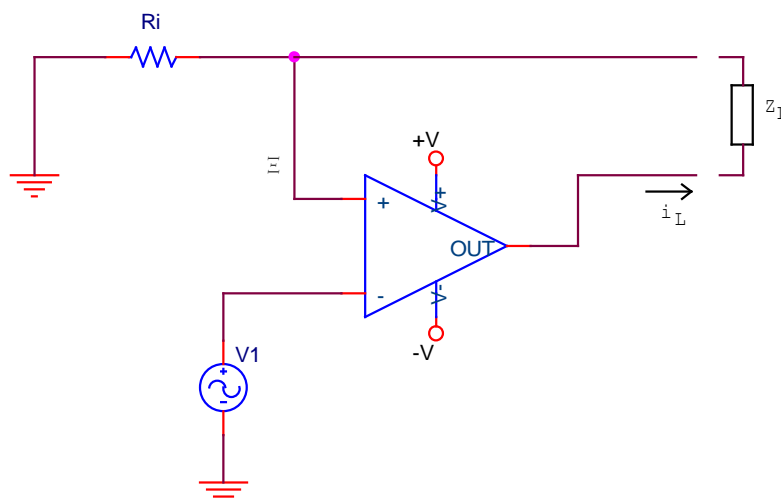


Figura 4-4 - Topologia da fonte de corrente

Uma vez que a corrente será aplicada sobre o indivíduo, é importante que a fonte de corrente possua modos de falha que não façam surgir correntes elevadas nele. A topologia apresentada na Figura 4-4 apresenta como principais modos de falha a ruptura em R_i , a interrupção de um dos contatos com Z_L , a perda de realimentação por ruptura no ponto Ξ e curto em R_i . Ruptura em R_i ou num dos contatos com Z_L simplesmente faz a corrente cessar. Ruptura em Ξ faz a saída do operacional saturar e a corrente no indivíduo será limitada por R_i ¹ em um valor menor que $\frac{V_{sat.A.O.}}{R_i}$, que deverá estar dentro de limites de segurança pela escolha conveniente de valores $V_{sat.A.O.}$ e R_i . O curto em R_i é o único modo de falha inconveniente, pois faz com que a corrente no indivíduo alcance $\frac{V_{sat.A.O.}}{Z_L}$, que pode ser prejudicial. Para minimizar este problema, pode-se usar 2 resistores em série no lugar de R_i .

Além disso, deve ser tomado cuidado com relação à alimentação do operacional usado, bem como com a de todos os circuitos que entram em contato com o

¹ A corrente também é limitada pela proteção de sobrecorrente da saída do operacional. Esta limitação, porém, será em valor acima de 20mA, que já causa desconforto ao paciente, devendo ser evitada.

paciente, para que não ocorram sobre-tensões prejudiciais. A alimentação deve ser feita preferencialmente por bateria. No caso de utilização de fonte ligada à rede elétrica, deve-se garantir isolamento galvânico adequado.

Nesta topologia, a corrente de saída (i_L) é dada pela Eq. 4-7.

$$i_L = \frac{v_{Ref} + V_{OS}}{R_i} + I_{B-} \cong \frac{v_{Ref}}{R_i} \quad \text{Eq. 4-7}$$

Arbitrou-se utilizar v_{Ref} com amplitude de 1,35V, de modo a garantir uma baixa influência da V_{OS} do operacional (aproximadamente 0,04% de erro¹). Nestas condições, a excursão máxima necessária na saída do operacional é dada pela Eq. 4-8.

$$\Delta V = V_{\Xi} + I_L Z_{Lmax} = 1,35 + 1,65 = 3,00V \quad \text{Eq. 4-8}$$

Na Figura 4-5, está apresentada uma análise da dependência da tensão de alimentação e da temperatura. Observa-se que o erro resultante na corrente devido a esses fatores é inferior a 2,2 ppm.

Na Figura 4-6, está uma análise de dependência da carga da fonte de corrente, para a faixa de cargas esperadas. Como pode ser verificado, O erro devido a esse fator é inferior a 24 ppm.

Simulações adicionais demonstraram que não ocorrem diferenças significativas na corrente de regime permanente quando se varia a reatância capacitiva da carga. A introdução da componente reativa, todavia influencia no tempo de estabilização da corrente, indicando que a medição da tensão não deve ser imediata à aplicação da corrente.

¹ Considera-se aqui $V_{OS} = 0,5$ mV, que é o valor máximo para o operacional a ser usado na fonte de corrente (LF 411). Cabe salientar que a influência de I_{B-} (≤ 50 pA) é desprezível ($\leq 0,1$ ppm).

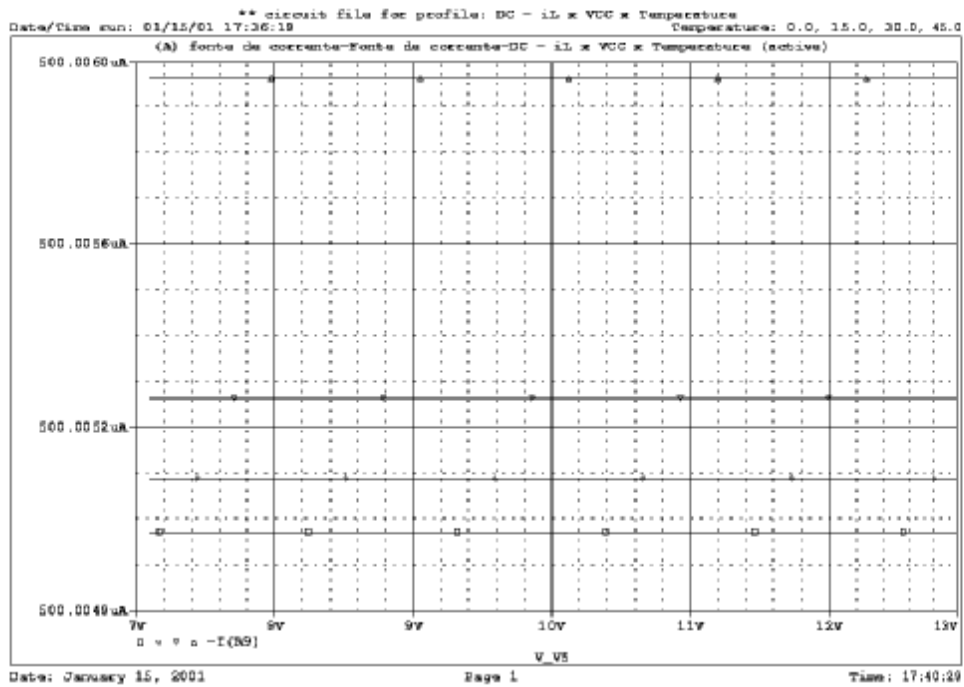


Figura 4-5 - Dependência da tensão de alimentação e da temperatura ($R_L = 1k\Omega$)

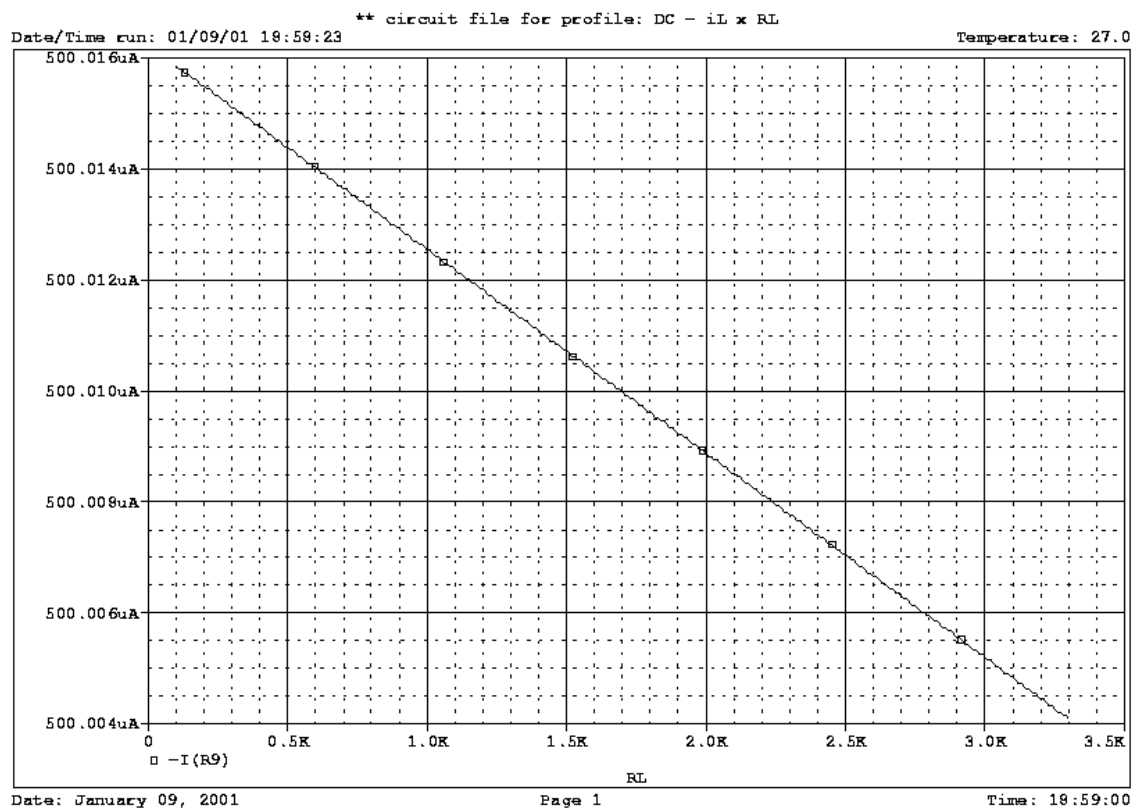


Figura 4-6 - Dependência da carga para a fonte de corrente proposta

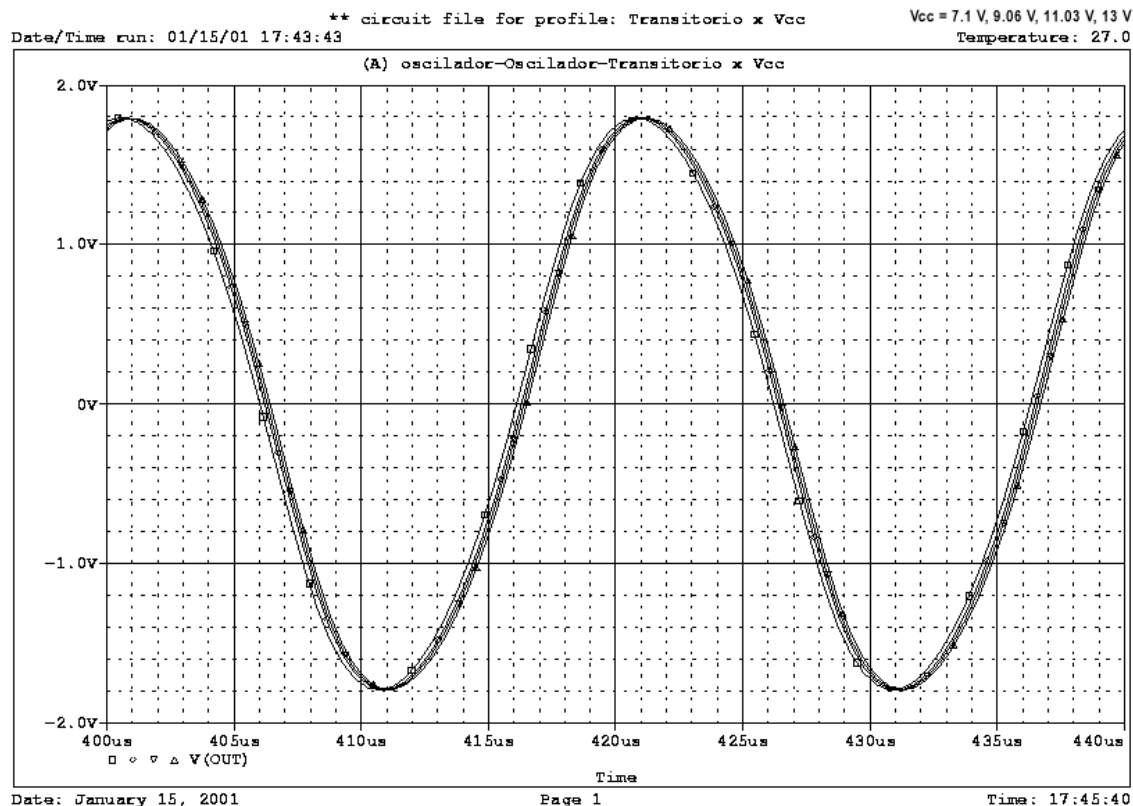
4.2.2.2 Oscilador

Este módulo é responsável por produzir uma tensão senoidal com amplitude e frequência estáveis para aplicar à entrada de referência (v_{Ref}) da fonte de corrente, gerando assim uma corrente alternada para aplicar sobre o indivíduo.

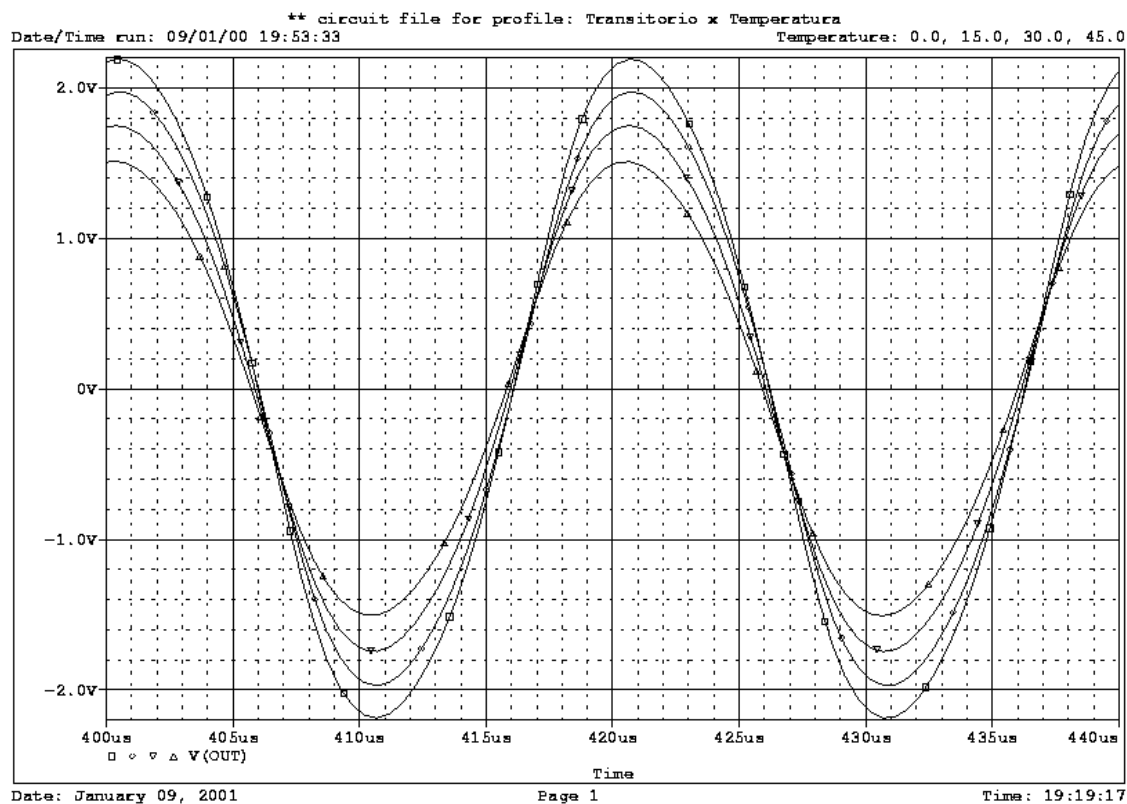
Escolheu-se o oscilador tipo Ponte de Wien¹ [MAL87] por não necessitar de componentes indutivos, ser facilmente construído, sem necessidade de intensas calibrações, e por ter uma frequência do sinal de saída razoavelmente estável em relação a variações da temperatura e da tensão de alimentação. Optou-se por fazer o controle de ganho pela utilização de diodos em anti-paralelo. O controle da amplitude de saída foi feito por um simples divisor resistivo, aproveitando-se a característica de elevada impedância de entrada da fonte de corrente, que representa a carga para o oscilador.

A Figura 4-7 apresenta uma análise por simulação em Pspice da estabilidade do circuito em relação a variações da alimentação e da temperatura. Observa-se que há uma excelente estabilidade relativa a variações da tensão de alimentação. Já as variações na temperatura se refletem em grande alteração na amplitude do sinal. Uma vez que a amplitude da tensão da saída — e, por conseguinte, a corrente aplicada ao paciente — varia aproximadamente 1,1% a cada grau Celsius, torna-se necessário saber qual corrente está sendo efetivamente aplicada no momento da medição, seja por medida direta, seja por medida indireta. Isto, todavia, não representa custo adicional, uma vez que já é necessário adquirir o sinal de corrente para obter as fases das impedâncias.

¹ Ver Figura 4-3 (a).



(a)



(b)

Figura 4-7 - Análise da estabilidade do oscilador
 a) à variação da tensão de alimentação
 b) à variação de temperatura

4.2.2.3 Canal de aquisição da corrente aplicada ao paciente (i_L)

A aquisição do sinal de corrente é necessária para que se possa identificar a fase das impedâncias dos segmentos. Além disso, a variação da amplitude da tensão na saída do oscilador devida a variações de temperatura exige que se adquira esse sinal para se saber a amplitude da corrente efetivamente aplicada ao paciente.

Com o objetivo de simplificar o circuito, optou-se por obter o sinal de corrente de modo indireto, adquirindo a tensão sobre o resistor R_8 ¹. Esta tensão está em fase com i_L e suas amplitudes estão relacionadas pela Eq. 4-9, onde R_{iCh0} é a resistência de entrada do circuito adicionado para medição da tensão.

$$i_L \cong \frac{v_-}{R_8 // R_{iCh0}} = \frac{v_-}{R_8} \left(1 + \frac{R_8}{R_{iCh0}} \right) \quad \text{Eq. 4-9}$$

Já que é interessante que este circuito de medição não influencie muito no ajuste de i_L baseado em V_{Ref} e R_8 , precisa-se ter $R_{iCh0} \gg R_8$, e assim a relação acima se simplifica, tomando a forma da Eq. 4-10.

$$i_L \cong \frac{v_-}{R_8} \quad \text{Eq. 4-10}$$

Posto que os ADCs necessitam de níveis de tensão específicos, é necessário um circuito de conformação do sinal v_- para estes níveis. Os conversores propostos neste trabalho trabalham com uma faixa de aquisição de 0V a 5V, de modo que é interessante uma amplificação de aproximadamente 1,5. Como interessa adquirir também os semi-ciclos negativos dos sinais, é necessário que estes sofram um deslocamento de zero para próximo de 2,5V. A exigência $R_{iCh0} \gg R_8$, nos leva a necessidade de um buffer de tensão na entrada do amplificador. Optou-se por implementar o ganho e deslocamento de zero necessários no filtro anti-aliasing do canal. O esquemático do circuito de conformação está na Figura 4-3, nas partes identificadas como “conformador do sinal de corrente” e “filtro anti-aliasing do canal de corrente”.

¹ Ver Figura 4-3 (c).

Simulações do circuito, apresentadas na Figura 4-8, demonstram que ele apresenta erros de amplitude inferiores a 5 ppm e 9 ppm para variações da alimentação e da temperatura, respectivamente.

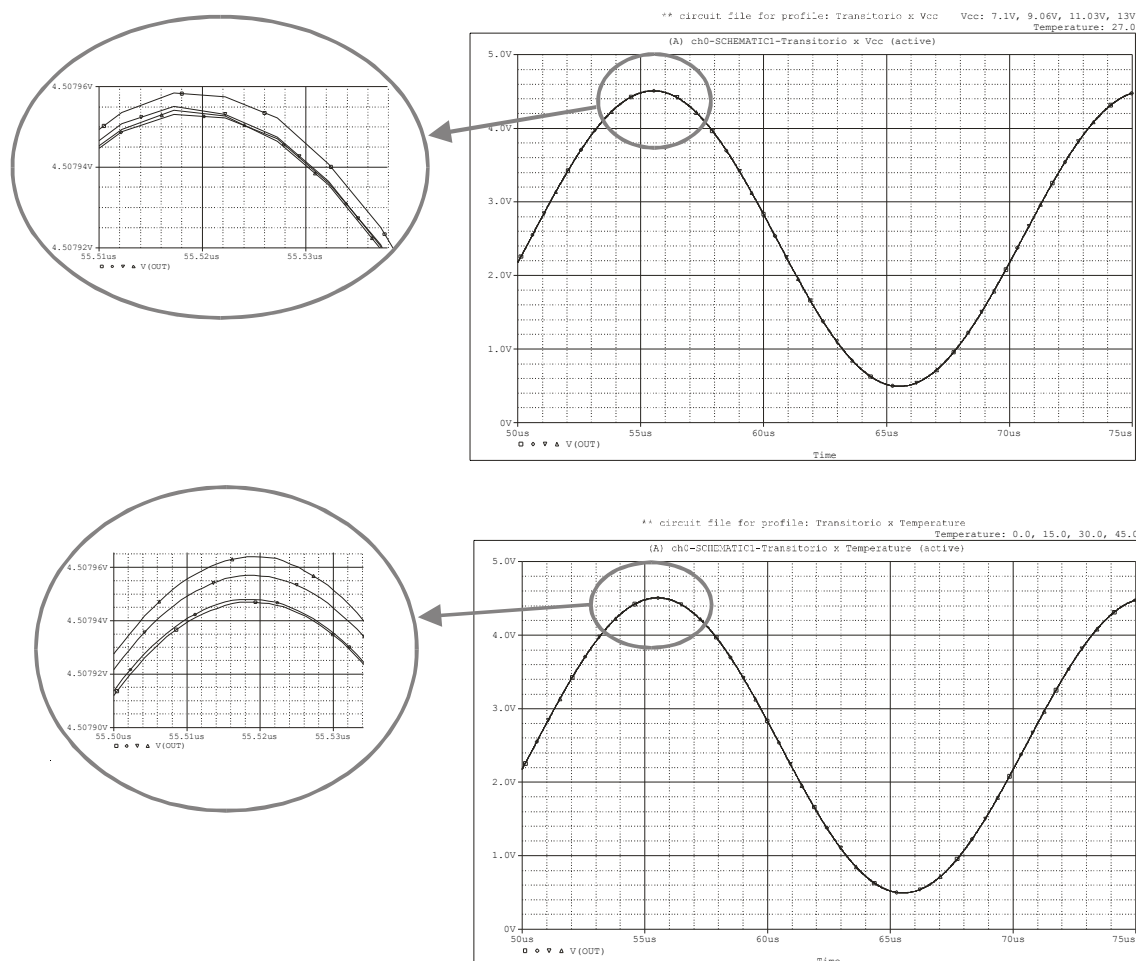


Figura 4-8 - Sensibilidade do canal de medição de corrente a variações de alimentação e temperatura

Embora o circuito apresente um desvio de fase de $8,64^\circ$, como se observa na Figura 4-9, as variações no desvio, devidas a variações na tensão de alimentação e na temperatura são inferiores a 209 ppm. O desvio constante não prejudica a medição, pois pode ser considerado nos cálculos subsequentes, de modo a eliminar sua influência. Na produção em série, este desvio de fase (bem como os desvios de fase dos canais de medição de tensão e filtros a serem vistos nas próximas seções) pode variar com as variações de componentes. Para resolver este problema, propõe-se que seja realizada uma calibração de cada medidor ao fim de sua montagem. Esta calibração pode ser realizada automaticamente, bastando realizar uma medição sobre um circuito de

impedância conhecida e estável e ajustar os parâmetros do software para corrigir os erros de fase e amplitude verificados. Este processo corrige também os erros de ganho que irão ocorrer ao se produzir em escala com resistores que apresentam tolerância em seu valor.

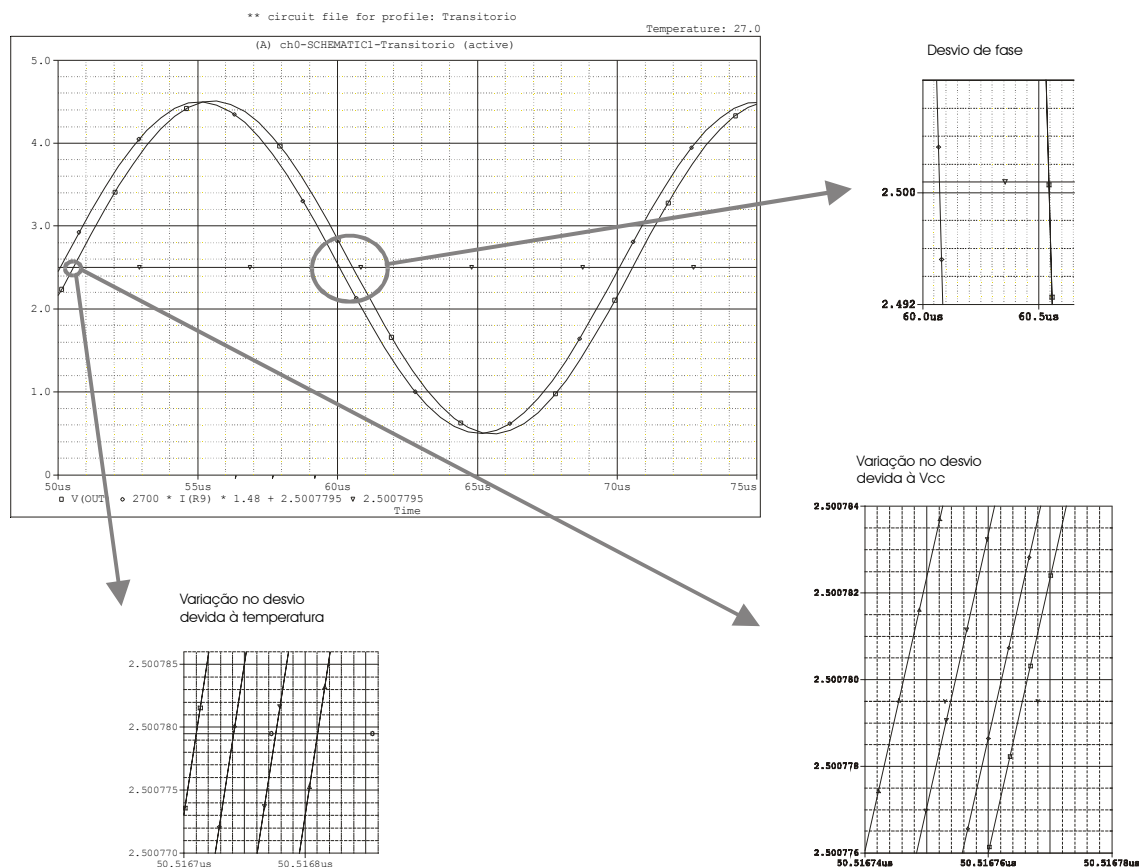


Figura 4-9 - Desvio de fase no canal de medição de corrente

4.2.2.4 Canais de aquisição das tensões sobre os segmentos do corpo

Cada segmento do corpo usado no método da bioimpedância segmental (braço, tronco e perna) gera uma tensão proporcional à sua impedância, uma vez que estes segmentos estão associados em série [ORG94]. Estas tensões variam de pessoa para pessoa, e as amplitudes mínimas e máximas esperadas estão listadas na Tabela 4-1.

Novamente, é necessário que os sinais sejam amplificados e acrescidos de um nível DC para permitir sua aquisição na faixa [0V, 5V]. Com o objetivo de minimizar o número de operacionais utilizados (e, por conseguinte, o consumo do medidor), optou-se por utilizar *buffers* de tensão seguidos de amplificadores

diferenciais¹, ao invés de 1 amplificador de instrumentação completo para cada canal. Os ganhos de cada canal foram projetados para os valores listados na coluna “ganho no amplificador do canal” da Tabela 4-1. Estes ganhos foram calculados de modo que se tenha uma tensão de saída próxima ao limite dos ADCs quando a impedância do segmento estiver próxima ao máximo esperado.

Como a frequência de operação é relativamente elevada (50kHz), é necessário escolher amplificadores operacionais que apresentem resposta em frequência e *slew-rate* adequados. O operacional escolhido (TL082) apresenta, em 50kHz, ganho a malha aberta de 40dB, rejeição de modo-comum de 80dB e *slew-rate* de 8V/ μ s. Simulações e testes demonstraram que este operacional pode ser usado sem comprometer a qualidade da resposta esperada em configurações diferenciais com ganhos de tensão realimentada até perto de 50. Acima deste valor, o sinal de saída se distorce.

Uma vez que o canal do tronco deve ter ganho 100, ele não pode ser implementado com um único operacional. Optou-se por dividir o ganho entre um operacional em configuração diferencial de ganho 10 e outro em configuração inversora de ganho -10.

A adição do nível DC foi deixada para ser realizada junto ao filtro anti-*aliasing*, de modo que se possa usar um passa-faixa, melhorando a imunidade a ruído.

Estes circuitos de amplificação introduzem um deslocamento de fase em cada canal que deve ser considerado nos cálculos subseqüentes em que a fase do sinal seja importante. Os deslocamentos para cada canal, apurados por simulação, encontram-se listados na Tabela 4-1.

Tabela 4-1 - Amplitudes mínimas e máximas esperadas e ganho do amplificador para cada segmento

<i>Segmento</i>	<i>Tensão mínima (mV)</i>	<i>Tensão máxima (mV)</i>	<i>Ganho no amplificador do segmento</i>	<i>Deslocamento de fase causado pelo amplificador</i>
Braço	49,363	221,63	10	15°
Tronco	5,5500	24,925	100	36°
Perna	62,055	184,71	12	19°

¹ Ver Figura 4-3 (b).

Um resumo dos erros máximos na medição de amplitude em cada canal, apurados por simulação, pode ser visto na Tabela 4-2. O erro da medição de fase da perna é inferior a 260 ppm. Os cálculos foram feitos levando em conta os amplificadores e o filtro anti-aliasing; não foram considerados, todavia os efeitos do desbalanceamento dos resistores usados no circuito.

Tabela 4-2 - Erros de medição de amplitude em cada canal

<i>Variável</i>	<i>Erros</i>		
	<i>Braço</i>	<i>Tronco</i>	<i>Perna</i>
Resistência de contato (1Ω a 1kΩ)	25 ppm	245 ppm	1 ppm
Tensão de alimentação (7,1V a 13V)	2 ppm	5 ppm	5 ppm
Temperatura (0°C a 45°C)	10 ppm	10 ppm	4 ppm

4.2.3 Interface com PC

Na interface com o computador onde serão executadas as análises dos sinais, é necessário definir as características da conversão dos sinais de tensão e corrente para formato digital e definir a maneira como os dados digitalizados serão transferidos para o computador.

4.2.3.1 Digitalização dos sinais

Para a digitalização é necessário definir-se a frequência de amostragem desejada, o número de bits para que se obtenha a precisão desejada e as características do filtro anti-aliasing.

Para escolha da frequência de amostragem F_s , deve-se levar em conta que:

1. O critério de Nyquist exige $F_s > 2f_0$, onde f_0 é a frequência do sinal de interesse, 50kHz.
2. Quanto maior F_s , menos restritivo pode ser o filtro anti-aliasing.
3. A necessidade de amostrar pelo menos 20 ciclos do sinal de interesse unida à opção por trabalhar com 128 amostras feita na seção 4.2.1.1 implica

$$F_s < \frac{N}{20} f_0 = 320kSa / s$$

Assim, optou-se por fazer $F_s = 300\text{kSa/s}$, de modo que dispõe-se de aproximadamente 21 ciclos do sinal e, já que $F_s \cong 6.f_0$, o filtro anti-aliasing pode ser pouco restritivo.

Para definição do número de bits utilizado na digitalização do sinal, deve-se levar em conta o erro máximo admissível e as possibilidades apresentadas pelos ADCs. É importante lembrar ainda que se a onda amostrada tiver, pico-a-pico, N níveis de resolução, a amplitude de pico terá $N/2$ níveis. Como os ADCs mais simples são capazes de conversões em 8 bits, o que representa um erro de quantização de aproximadamente 0,7825% da amplitude de pico, é razoável optar pela aquisição com esta exatidão.

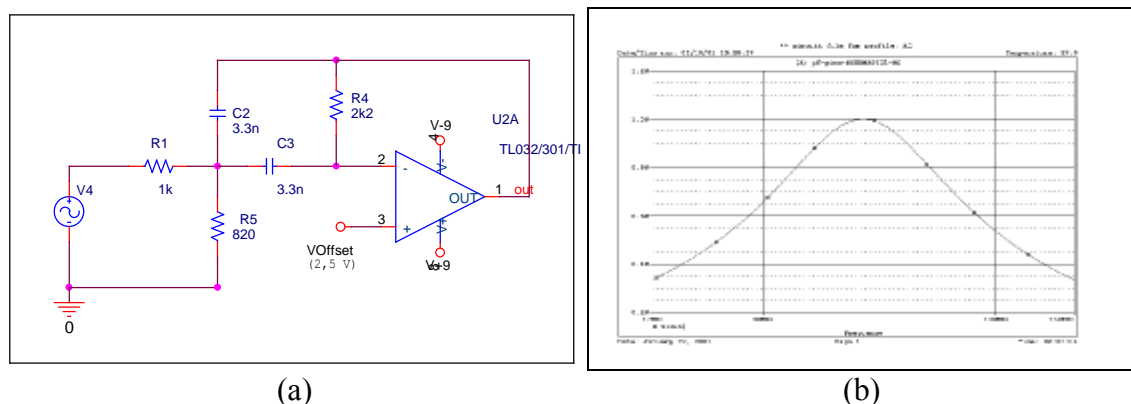
Com esse número de bits e os ganhos de canais estabelecidos na seção 4.2.2.4, a resolução em ohms para cada canal é dada pela Tabela 4-3.

Tabela 4-3 - Resolução em ohms para cada canal

<i>Segmento</i>	<i>Resolução (Ω)</i>
Braço	1,95
Tronco	0,19
Perna	1,63

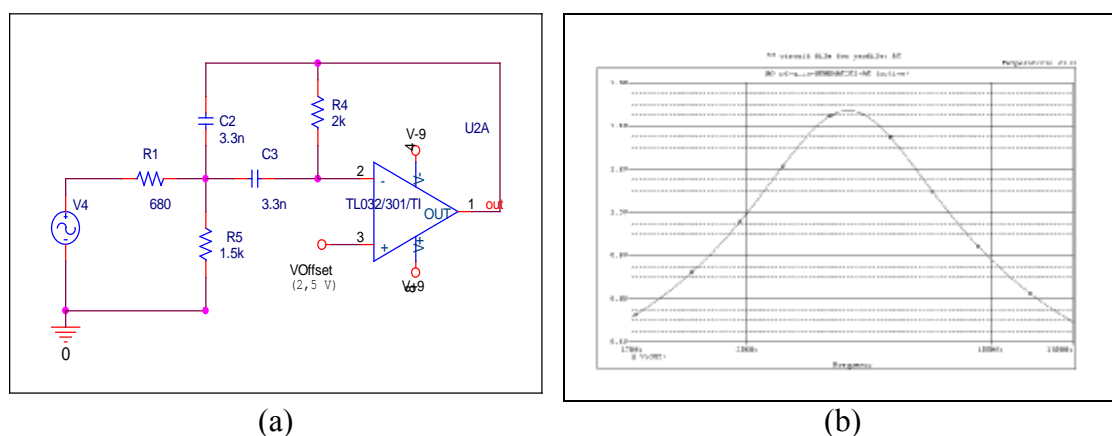
Com relação à escolha dos ADCs, eles devem possuir as seguintes características: frequência de amostragem de 300kSa/s, resolução de 8 bits e intervalo de tensão de entrada de 0 a 5V. Uma possível escolha é o ADC08234.

Como os sinais de interesse neste trabalho possuem uma frequência única, obtém-se melhor precisão utilizando um filtro passa-faixa para anti-aliasing. Para os canais de tensão, foi implementado o filtro ativo de ordem 2 apresentado na Figura 4-10 e para o canal de corrente o da Figura 4-11. Ambos garantem uma atenuação de 9,54 dB em $F_s/2$ e um erro inferior a 0,17% se a frequência do oscilador variar 2% do valor nominal, sendo, portanto, satisfatórios para o medidor.



(a) (b)

Figura 4-10 - Filtro anti-aliasing dos canais de tensão
 a) Implementação
 b) Resposta em frequência



(a) (b)

Figura 4-11 - Filtro anti-aliasing do canal de corrente
 a) Implementação
 b) Resposta em frequência

4.2.3.2 Transferência de dados ao PC

A escolha do método de transferência dos dados ao computador não é fator determinante no projeto do medidor já que existem várias soluções possíveis sem que nenhuma delas apresente vantagens excepcionais sobre as demais. Além disso, no caso de se desejar implementar o medidor em um único circuito integrado, alguns pontos podem exigir troca de paradigma. Sendo assim, apenas serão discutidos os requisitos para a transferência.

O primeiro requisito a ser discutido na transferência de dados é o isolamento elétrico entre o computador e o medidor. Já que o medidor estará em contato direto com o indivíduo e o computador tipicamente está ligado à rede elétrica, é prudente que se execute um isolamento elétrico entre eles. Como o custo de isolamento por linha é

elevado, este requisito impõe a necessidade de uso de poucas linhas de comunicação entre PC e medidor, direcionando a interface para alguma de tipo serial.

O segundo requisito diz respeito ao acionamento dos ADCs. Devido à velocidade de comunicação elevada imposta pela alta taxa de amostragem necessária, aliada à necessidade de uma comunicação do tipo serial, não se pode acionar os ADCs diretamente do PC. Torna-se necessária alguma inteligência no medidor de modo que ele possa iniciar a aquisição, aguardar sua finalização e transmitir os dados ao PC. Dispondo-se de interfaces rápidas como USB, pode-se fazer a transmissão de cada amostra diretamente ao PC, prescindindo assim de memória na placa. Como esta interface apresentaria um custo elevado para implementação do medidor em um único circuito integrado e é a única disponível em PCs, no momento, capaz de atingir velocidade necessária para transmissão por amostra, sugere-se que seja tomada a abordagem de utilizar uma interface mais lenta como a serial RS232 e, ao mesmo tempo, dotar o medidor de memória para permitir o casamento das diferentes taxas de amostragem e transferência.

A título de verificação, foi implementado um módulo para memorização das amostras e interfaceamento com PC via RS232, utilizando apenas um FPGA (FLEX10K10 [ALT01]) e um circuito de isolamento baseado em 2 optoacopladores. Testes exaustivos demonstraram que o módulo funciona a contento para velocidades de transferência de até 9600bps. Há previsão para que se adicione o gerenciamento dos ADCs neste módulo sem a inclusão de mais componentes, já que o FPGA possui pinos e lógica livres suficientes para controlar um ADC paralelo ou serial de 8 bits. O diagrama esquemático deste módulo encontra-se no ANEXO I.

5 AVALIAÇÃO DO PROTÓTIPO DE MEDIDOR POR BIOIMPEDÂNCIA

Com o objetivo de avaliar a adequação do medidor proposto, sua precisão, exatidão, facilidade de operação e custo foram analisados.

5.1 PRECISÃO E EXATIDÃO

Nesta avaliação, foram realizados ensaios com modelos de paciente baseados em componentes (resistores e capacitores) e com pacientes reais.

5.1.1 Ensaios com componentes

Uma vez que o medidor proposto estima o percentual de gordura através da medição direta da impedância do indivíduo, é razoável que se deseje, em um primeiro momento, avaliar a capacidade de medição desta grandeza.

Nesta seção, são avaliadas características como precisão, alcance e repetibilidade da medição de impedâncias. Para tanto, são usados modelos simples de um indivíduo, consistindo de resistores para os segmentos do braço e tronco e um RC paralelo para o segmento da perna, como na Figura 5-1. Os valores dos componentes foram sempre aferidos ao início de cada tomada de valor com o medidor. O valor da impedância equivalente para o segmento da perna foi calculado a partir dos valores dos componentes, usando as equações Eq. 5-1 a Eq. 5-3. Para avaliação da reatância do capacitor foi considerada a frequência de 50kHz.

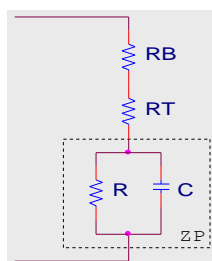


Figura 5-1- Modelo de indivíduo

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot C} \cong \frac{3,1831 \cdot 10^{-6}}{C} \quad \text{Eq. 5-1}$$

$$R_{peq} = \frac{R \cdot X_c^2}{R^2 + X_c^2} \quad \text{Eq. 5-2}$$

$$X_{peq} = \frac{R^2 \cdot X_c}{R^2 + X_c^2} \quad \text{Eq. 5-3}$$

Como instrumento padrão, utilizou-se um multímetro 3 ½ dígitos, classe 1%. Durante as medidas, foram utilizadas as escalas de resistência 200Ω e 2kΩ e as escalas de capacitância 2nF e 20nF.

Para a aquisição dos sinais de tensão e corrente, devido a dificuldades técnicas, ao invés dos ADCs, foi utilizado um osciloscópio digital de 12 bits de precisão a uma taxa de 1MSa/s. Como no instrumento proposto deve-se operar a 300kSa/s, com 8 bits de precisão, os dados adquiridos passaram por um pré-processamento para redução da taxa e redução da precisão de conversão. Todavia, devido à taxa de amostragem não ser um múltiplo da pretendida para o medidor, a sua redução introduz um erro tipo *jitter* de até 0,33333μs, o que representa 10% do período de amostragem. Sempre que necessário avaliar a influência do *jitter*, foram realizados cálculos adicionais usando a taxa de 500kSa/s.

Para cada segmento, foram realizadas medições com 4 valores de impedância, cobrindo todo o intervalo de medição proposto. As impedâncias dos demais segmentos foram mantidas constantes. Para cada valor da impedância do segmento, foram realizadas 3 medições. Os dados obtidos nestes ensaios se encontram nas Tabelas 5-1 a 5-4.

Estão marcados, nestas tabelas, em células mais escuras, os valores de erros percentuais máximos. Observa-se que os erros nos canais do braço e do tronco e na parte resistiva da perna são aceitáveis. Para a reatância da perna, todavia, se obtém um erro percentual elevado para valores baixos desta grandeza. Isto se deve principalmente à resolução finita do ADC, que, como visto na Seção 4.2.3.1, não consegue diferenciar impedâncias menores que 1,6276Ω. Avaliações desta grandeza usando redução da taxa de amostragem para 500kSa/s, de modo a eliminar a influência do *jitter*, levaram a erros máximos semelhantes.

Tabela 5-1 - Medições no canal do braço

<i>Resistência no medidor padrão</i>	<i>Resistência no medidor em aferição</i>	<i>Erro percentual</i>	<i>Erro em percentual do fundo de escala (F.E. = 443,26Ω)</i>
99	98,6979	-0,3052%	-0,0682%
99	98,9239	-0,0769%	-0,0172%
99	99,1924	0,1943%	0,0434%
198,6	197,397	-0,6054%	-0,2712%
198,6	197,303	-0,6527%	-0,2924%
198,6	197,323	-0,6429%	-0,2880%
349	349,126	0,0364%	0,0286%
349	351,581	0,7398%	0,5825%
349	349,406	0,1166%	0,0918%
438	439,420	0,3244%	0,3205%
438	439,733	0,3957%	0,3910%
438	440,235	0,5104%	0,5043%

Tabela 5-2 - Medições no canal do tronco

<i>Resistência no medidor padrão</i>	<i>Resistência no medidor em aferição</i>	<i>Erro percentual</i>	<i>Erro em percentual do fundo de escala (F.E. = 49,85Ω)</i>
12,0	12,0675	0,5623%	0,1354%
12,0	12,0729	0,6072%	0,1462%
12,0	11,9627	-0,3112%	-0,0749%
26,4	26,6719	1,0299%	0,5454%
26,4	26,7033	1,1488%	0,6084%
26,4	26,6815	1,0664%	0,5648%
39,5	39,6569	0,3973%	0,3148%
39,5	39,9507	1,1411%	0,9042%
39,5	40,5529	2,6656%	2,1122%
48,8	49,1957	0,8109%	0,7938%
48,8	49,4222	1,2750%	1,2482%
48,8	49,8738	2,2003%	2,1540%

Tabela 5-3 - Medições no canal da perna – Resistência ($X_p=0$)

<i>Resistência no medidor padrão</i>	<i>Resistência no medidor em aferição</i>	<i>Erro percentual</i>	<i>Erro em percentual do fundo de escala (F.E. = 369,42Ω)</i>
123	123,809	0,6577%	0,2190%
123	124,327	1,0793%	0,3594%
123	123,799	0,6501%	0,2165%
264	266,335	0,8846%	0,6321%
264	265,815	0,6878%	0,4915%
264	268,236	1,6046%	1,1467%
319	323,148	1,3005%	1,1230%
319	323,183	1,3113%	1,1323%
319	322,735	1,1710%	1,0112%
368	369,838	0,4995%	0,4976%
368	371,393	0,9220%	0,9185%
368	373,620	1,5272%	1,5213%

Tabela 5-4 - Medições no canal da perna – Reatância

<i>Reatância calculada a partir do medidor padrão</i>	<i>Reatância no medidor em aferição</i>	<i>Erro percentual</i>	<i>Erro em percentual do fundo de escala (F.E. = 369,42Ω)</i>
0	1,5765	--	0,4268%
0	-1,3066	--	-0,3537%
0	0,44441	--	0,1203%
-13,4980	-15,7255	16,5028%	-0,6030%
-13,4980	-14,0479	4,0743%	-0,1489%
-13,4980	-13,2026	-2,1882%	0,0800%
-39,8736	-40,8030	2,3309%	0,2516%
-39,8736	-40,0990	0,5654%	0,0610%
-39,8736	-39,4670	-1,0197%	-0,1101%
-58,2741	-57,9390	-0,5750%	-0,0907%
-58,2741	-56,0800	-3,7651%	-0,5939%
-58,2741	-57,1120	-1,9942%	-0,3146%

5.1.2 Ensaio com indivíduos

É de interesse se comparar os percentuais de gordura obtidos com o medidor proposto com os obtidos por um método de referência de medição de gordura. Como as equações de predição para quaisquer métodos apresentam erros intrínsecos e são diferentes entre si, não é possível simplesmente comparar os valores obtidos por cada método para estabelecer a validade do novo, já que é esperado que haja diferenças nesses valores. Nesses casos, é adequado se avaliar a concordância entre eles da maneira proposta por Bland & Altman [BLA86].

A análise de Bland-Altman baseia-se na comparação da diferença entre os valores medidos pelo novo método e pelo comumente usado com a média desses valores. Ou seja, para cada medição realizada no ensaio, obtêm-se os valores N_i , pelo novo método proposto, e C_i , pelo método comumente utilizado. Calcula-se a média desses valores (M_i) conforme a Eq. 5-4 e a diferença entre eles (d_i) conforme a Eq. 5-5. São realizadas medições sobre vários indivíduos, obtendo-se uma série de valores M_i e d_i . Calcula-se então a média (\bar{d}) e o desvio padrão (s) dos valores d_i . Considera-se como limites de concordância entre os métodos (em dois desvios padrão), os valores $\bar{d} - 2s$ e $\bar{d} + 2s$. Quanto menores estes dois valores, mais os dois medidores concordam. Esta análise é apropriada para casos em que não se tem um método de elevada precisão para medir a grandeza de interesse, que possa ser utilizado como padrão em um processo normal de aferição [BLA86][BLA95].

$$M_i = \frac{N_i + C_i}{2} \quad \text{Eq. 5-4}$$

$$d_i = N_i - C_i \quad \text{Eq. 5-5}$$

Uma análise semelhante é proposta no mesmo trabalho [BLA86] para avaliar a repetibilidade do novo método de medida. Neste caso, faz-se duas medições com o novo método em cada indivíduo e realiza-se a avaliação da mesma forma descrita no parágrafo anterior, exceto por usar a segunda medida obtida pelo novo método no lugar da medida obtida com o método já conhecido.

Escolheu-se como medição de referência a bioimpedância total, realizada por bioimpedanciômetro comercial, conforme executada na Escola Superior de Educação Física da UFRGS. As equações de predição utilizadas foram a Eq. 5-7 para homens e a Eq. 5-8 para mulheres, fornecendo a massa magra dos indivíduos, desenvolvidas por Lohman [HEY96]. Dos valores de massa magra, foram obtidos os %GC por aplicação da Eq. 5-6.

$$\%GC = \left(1 - \frac{FFM}{P}\right) \cdot 100 \quad \text{Eq. 5-6}$$

Foram obtidos os percentuais de gordura corporal de 5 voluntários (3 mulheres e 2 homens), com idades entre 18 e 24 anos, usando os dois métodos. Os participantes foram previamente informados, de forma detalhada, sobre os objetivos e procedimentos do ensaio e deram seus consentimentos informados para participação.

$$FFM = 0,485 \cdot \frac{H^2}{R} + 0,338 \cdot P + 5,32 \quad \text{Eq. 5-7}$$

$$FFM = 0,476 \cdot \frac{H^2}{R} + 0,295 \cdot P + 5,49 \quad \text{Eq. 5-8}$$

FFM = Massa magra; P = peso em kg; H = altura em cm;
R_x = Resistência em ohms;

5.1.2.1 Comparação %GC_{segmental} x %GC_{referência}

Os valores de percentual de gordura para o medidor proposto foram calculados a partir das massas de gordura obtidas pela aplicação das equações de

predição para bioimpedância segmental: Eq. 5-9 para homens e Eq. 5-10 para mulheres [ORG94].

$$FFM = P - (0,7368P - 0,4082H + 0,1170I + 0,0393R_B + 0,5110R_T + 0,0654R_p - 0,2560X_p - 4,2422) \quad \text{Eq. 5-9}$$

$$FFM = P - (0,7395P - 0,3327H + 0,0846I + 0,0480R_B + 0,2705R_T + 0,0384R_p - 0,1219X_p - 5,9150) \quad \text{Eq. 5-10}$$

FFM = Massa magra; P = peso em kg; H = altura em cm; I = idade em anos; R_X = Resistência do segmento em ohms; X_X = Reatância capacitiva do segmento em ohms.

Na Tabela 5-5, encontram-se os dados obtidos no ensaio e os resultados da análise de Bland-Altman aplicada a estes dados. A análise dos limites de concordância entre os métodos, em dois desvios padrão, demonstra que o medidor proposto, quando usado no método de bioimpedância segmental, pode dar indicações de valores de 4,2 pontos percentuais abaixo do medidor de referência até 8,7 pontos percentuais acima do medidor de referência.

Estes limites são elevados, indicando uma baixa concordância entre os dois métodos para obtenção do %GC. Observe-se, todavia, que isso não significa necessariamente que o medidor proposto seja inadequado. A discordância pode estar sendo originada por inadequação das equações Eq. 5-9 e Eq. 5-10 para a amostra utilizada no estudo.

Para averiguar esta possibilidade, deve-se eliminar a influência das equações de predição, utilizando um mesmo conjunto de equações sobre valores obtidos com os dois medidores. Esta avaliação não pode ser feita usando as equações de Organ¹ [ORG94], já que o medidor de referência usado não é capaz de tomar de modo eficiente as impedâncias do tronco e da perna. Resta, então, a possibilidade de utilizar as equações para bioimpedância total e a de comparar diretamente os valores de

¹ Bioimpedância segmental.

impedância do braço obtidos com os dois medidores, embora este segundo teste não seja conclusivo.

Tabela 5-5 - Análise de Bland-Altman para bioimpedância segmental

Paciente	Referência	Proposto	média	diferença
1	27,1	29,1	28,1	2,0
2	20,0	21,6	20,8	1,6
3	29,2	34,8	32,0	5,6
4	15,7	20,4	18,1	4,7
5	16,1	13,5	14,8	-2,6
média:				2,3
desvio padrão:				3,2
Limites de concordância (2s):				-4,2
				8,7

5.1.2.2 Comparação %GC_{total} x %GC_{referência}

Para a comparação utilizando as equações para bioimpedância total, deve-se obter este valor com o medidor de referência e com um dos canais do medidor proposto, com o devido ajuste de ganho. Feito isto, procede-se à análise de Bland-Altman sobre os valores de %GC obtidos para cada um dos medidores. Os dados utilizados e os resultados obtidos estão na Tabela 5-6.

Tabela 5-6 - Análise de Bland-Altman para bioimpedância total

Paciente	Referência	Proposto	média	Diferença
1	27,1	30,0	28,6	2,9
2	20,0	21,3	20,7	1,3
3	29,2	30,0	29,6	0,8
4	15,7	15,9	15,8	0,2
5	16,1	15,7	15,9	-0,4
média:				1,0
desvio padrão:				1,3
Limites de concordância (2s):				-1,6
				3,5

Nesse caso se observa que os limites de concordância em 2 desvios padrão são de 1,6 pontos percentuais abaixo do medidor de referência e 3,5 pontos percentuais acima. De acordo com Heyward e Stolarczyk [HEY96], tais limites podem ser considerados como excelente concordância para medição de percentual de gordura, indicando a plena possibilidade de utilização do medidor proposto para utilização em medida de bioimpedância total.

5.1.2.3 Comparação dos valores de impedância

A comparação da impedância do braço (parte resistiva, que é a de interesse) obtida pelo medidor proposto com a obtida pelo medidor de referência leva a conclusão de que há excelente concordância nestes valores também. Os limites de concordância para este caso são de $8,2\Omega$ abaixo e $7,2\Omega$ acima. Os dados e análises realizadas estão resumidos na Tabela 5-7.

Como as impedâncias dos segmentos do tronco e perna não podem ser avaliadas corretamente com o medidor de referência, não se pode fazer a mesma análise realizada para o braço. Assim, as diferenças entre os %GC obtidos por bioimpedância total de referência e bioimpedância segmental podem se dever a problemas nos demais canais ou nas equações. A única indicação de que as equações sejam a fonte do erro é o fato de que os ensaios com componentes realizados na Seção 5.1.1 não apresentam erros nos demais canais que justifiquem tamanha discrepância nos valores de %GC.

Tabela 5-7 - Análise de Bland-Altman para valores de impedância do braço

Paciente	Referência	Proposto	média	diferença
1	283	286	285	3
2	269	263	266	-6
3	246	246	246	0
4	391	392	392	1
média:				-0,5
desvio padrão:				3,9
Limites de concordância:				-8,2
				7,2

5.1.2.4 Análise de repetibilidade do medidor proposto

A análise de repetibilidade do medidor proposto foi conduzida conforme sugerido por Bland & Altman [BLA86]. Os dados estão apresentados na Tabela 5-8 e na Tabela 5-9. Observam-se coeficientes de repetibilidade (2 desvios padrão das diferenças entre as medidas) de 1,8 pontos percentuais para %GC por bioimpedância segmental, o que é considerado inadequado, e 0,2 pontos percentuais para as %GC por bioimpedância total, o que classifica o medidor neste modo de operação como excelente equipamento de campo [HEY96].

Tabela 5-8 - Análise de repetibilidade para %GC por bioimpedância total

Paciente	Medida1	Medida2	média	diferença
1	30,0	30,1	30,1	-0,1
2	21,3	21,4	21,4	-0,1
3	30,0	30,0	30,0	0,0
4	15,9	16,1	16,0	-0,2
5	15,7	15,8	15,8	-0,1
soma dos quadrados das diferenças:				0,1
desvio padrão das diferenças:				0,1
Coeficiente de repetibilidade:				0,2

Tabela 5-9 - Análise de repetibilidade para %GC por bioimpedância segmental

Paciente	Medida1	Medida2	média	diferença
1	29,1	30,4	29,8	-1,3
2	21,6	21,9	21,8	-0,3
3	34,8	35,8	35,3	-1,0
4	20,4	19,9	20,2	0,5
5	13,5	14,4	14,0	-0,9
soma dos quadrados das diferenças:				3,8
desvio padrão das diferenças:				0,9
Coeficiente de repetibilidade:				1,8

5.2 FACILIDADE DE OPERAÇÃO

Solicitou-se aos voluntários que avaliassem a dificuldade de operação do medidor se tivessem de operá-lo sozinhos para auto-medição. Todos consideraram que, implementado um programa único para cálculo dos valores finais e melhorada a identificação dos cabos de ligação a eletrodos, a operação é extremamente simples e pode-se medir o próprio %GC sem auxílio de outra pessoa.

Mesmo com a implementação de um programa único, deve-se salientar que para realizar as medições, o usuário deve ser capaz de realizar operações básicas em um microcomputador.

5.3 CUSTO DO MEDIDOR

O custo de matéria-prima para o medidor, excluindo gabinete, é de aproximadamente R\$ 181,30. Dividido da seguinte forma entre os módulos:

- Interface analógica: R\$ 25,58
- Módulo de digitalização: R\$ 155,72

Considerando um custo de mão-de-obra para montagem de aproximadamente R\$25,00 por unidade e um custo de gabinete plástico de R\$10,00 por

unidade, chega-se a um valor final de R\$ 216,00. Tal custo é perfeitamente aceitável e permite comercialização de um sistema completo (composto por medidor, computador e impressora) a preços ligeiramente mais baixos que os dos medidores hoje no mercado.

Para permitir comparações de valores no futuro, decidiu-se referenciar aqui o preço médio de um aparelho de televisão 14 polegadas, a cores. Tais aparelhos, na época de desenvolvimento deste trabalho, apresentam preço médio de R\$ 381,22. O valor médio foi obtido a partir da tomada de preços de 9 modelos de aparelho, escolhidos ao acaso, em lojas também escolhidas ao acaso.

6 CONCLUSÃO

A revisão bibliográfica dos métodos de medição de composição corporal mostra a potencialidade de utilização do ultra-som e da análise de bioimpedância para a construção de medidores com as características propostas neste trabalho. O uso de ultra-som fica condicionado, todavia, à utilização de transdutores de baixa frequência para que o custo do equipamento não se torne elevado.

A análise da possibilidade de utilização de um tipo específico de transdutor de ultra-som que opera em 40kHz mostrou-se infrutífera devido à falta de repetibilidade nas medições causada sobretudo por sensibilidade ao posicionamento dos transdutores em relação ao paciente.

Verificações preliminares demonstraram a real possibilidade de utilização da análise de bioimpedância. A apresentação e validação da metodologia de projeto de um medidor de bioimpedância foram conduzidas levando a resultados parcialmente satisfatórios.

Os ensaios realizados com um protótipo de medidor de bioimpedância que pode ser usado para avaliações por segmentos (bioimpedância segmental) e do corpo inteiro (bioimpedância total) demonstraram sua adequação na medida do percentual de gordura de indivíduos. Os ensaios com indivíduos demonstraram que a utilização do medidor em avaliações do %GC por bioimpedância segmental leva a erros inaceitáveis. Estes erros indicam uma provável inadequação das equações de predição usadas no ensaio, sendo necessária a obtenção de equações mais adequadas. A utilização do medidor para avaliações do %GC por bioimpedância total, por outro lado, mostrou-se plenamente aceitável, com limites de concordância com bioimpedanciômetro comercial de 3,5 pontos percentuais abaixo a 1,6 pontos percentuais acima.

Com relação à repetibilidade, o medidor apresenta comportamento semelhante ao da concordância com o de referência. Quando usado no modo segmental, apresenta coeficiente de repetibilidade de 1,8 pontos percentuais; sendo, portanto, classificado como inadequado. Usando-o em medidas de bioimpedância total, por outro

lado, obtêm-se coeficientes de repetibilidade de 0,2 pontos percentuais, o que o classifica como excelente equipamento de campo.

Uma vez que a digitalização dos dados foi realizada por osciloscópio e não foram preparados programas específicos para cálculos das impedâncias e dos %GC para o protótipo, sua operação não pode ser considerada simples. Contudo, a montagem de uma placa de aquisição dedicada e a elaboração de um programa único para os cálculos tornaria a operação do medidor extremamente simples. A maior necessidade de treinamento é com relação ao posicionamento dos eletrodos e das recomendações para evitar falsa medida. Os voluntários que participaram dos ensaios consideraram os procedimentos simples de serem executados, mesmo que a própria pessoa faça a medição.

O custo final do medidor também é adequado às propostas. Pode-se comercializar o equipamento final incluindo microcomputador e impressora por preços semelhantes ou até ligeiramente menores que os de medidores atualmente no mercado. Se for considerado que os interessados no equipamento já podem possuir computador e impressora, fica ainda mais evidente a vantagem econômica do medidor proposto.

Em síntese, o medidor proposto, em modo de bioimpedância total, adequa-se ao uso desejado. Apresenta baixo custo, possibilidade de automedicação, operação simples, elevada automatização e não é invasivo. Possui precisão e exatidão dentro dos limites aceitáveis para o tipo de medida. Já em modo de bioimpedância segmental, mais estudos devem ser realizados para se obter equações de predição mais adequadas e para melhorar a precisão do equipamento quando operado nesse modo.

BIBLIOGRAFIA

- [ALT01] ALTERA CORPORATION. **FLEX 10K Embedded Programmable Logic Device Family**. San Jose, 2001. 128 p.
- [BLA86] BLAND, J. M.; ALTMAN, D. G. Statistical methods for assessing agreement between two methods of clinical measurement. **Lancet**, v. 8, p. 1870-1875, 1986.
- [BLA95] BLAND, J. M.; ALTMAN, D. G. Comparing methods of measurement: why plotting difference against standard method is misleading. **Lancet**, 346, p. 1085-1087, 1995.
- [DUR67] DURNIN, D. A. W.; RAHAMAN, M. M. The assessment of the amount of fat in the human body from measurements of skin fold thickness. **Br. J. Nutr.**, v. 21, p. 681-689, 1967.
- [GAR79] GARROW, J. S. et al. A new method for measuring body density of obese adults.. **Br. J. Nutr.**, v. 42, p.173-183, 1979.
- [GRA83] GRANDKE, T. Interpolation algorithms for discrete Fourier Transforms of weighted signals. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. IM-32, n. 2, p. 350-355, Jun. 1983.
- [HAR78] HARRIS, F. J. On the use of windows for harmonic analysis with Discrete Fourier Transform. **Proceedings of the IEEE**, v. 66, n. 1, p. 51-83, Jan. 1978.
- [HEY96] HEYWARD, V. H.; STOLARCZYK, L. M. **Applied Body Composition Assessment**. Champaign: Human Kinetics, 1996. 220p. Cap. 1: Body Composition Basics; Cap. 3: Bioelectrical Impedance Method; Cap. 8: Body Composition and Ethnicity.
- [HOF69] HOFFER, E. C. et al. Correlation of whole-body impedance with total body water volume. **J. App. Physiol.**, v. 27, n. 4, p. 531-534, 1969.

- [JAC88] JACKSON, A. S. et al. Reliability and validity of bioelectrical impedance in determining body composition. **J. App. Physiol.**, v. 64, n. 2, p. 529-534, 1988.
- [JAI79] JAIN, K. V. et al. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. IM-28, n. 2, p. 113-122, Jun. 1979.
- [KRA83] KRAUTKRÄMER, J.; KRAUTKRÄMER, H. **Ultrasonic Testing of Materials**. 3a ed. Berlin: Springer-Verlag, 1983. 667p.
- [LAP84] LAPIDUS, L. et al. Distribution of adipose tissue and risk of cardiovascular disease and death: a 12 year follow up of participants in the population study of women in Gothenburg, Sweden. **Br. Med. J.**, v. 289, p. 1257-1261, 1984.
- [LUK86] LUKASKI, H. C. et al. Validation of tetrapolar bioelectrical impedance method to assess human body composition. **J. App. Physiol.**, v. 60, n. 4, p. 1327-1332, 1986.
- [MAL87] MALVINO, A. P. **Eletrônica**. São Paulo: Mcgraw-Hill, 1987. 2v.
- [MCL92] MCLEAN, C et al. Validity of Futrex-5000 for Body Composition. **Medicine and Exercise in Sports**, v. 2, n. 2, p. 253-257, 1992.
- [MUR88] MURRAY, S. J.; SHEPARD, R. J. Possible anthropometric alternatives to skinfold measurements. **Human Biol.**, v. 60, p. 273-282, 1988.
- [NEG99] NEGREIROS, M.; CARRO, L. Caracterização de sinais usando FFT. In: SEMINÁRIO INTERNO DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENG. ELÉTRICA, 1999, Porto Alegre. **SIDI 99**. Porto Alegre, 1999. p. 44-47.
- [NIH94] Bioelectrical impedance analysis in body composition measurement. NIH Technol Assess Statement Online 1994 December 12-14. Disponível na Internet. <http://text.nlm.nih.gov/nih/ta/www/15.html> em 14 mar. 2001.
- [OFF90] OFFELLI, C.; PETRI, D. Interpolation techniques for real-time multifrequency waveform analysis. **IEEE Transactions on**

Instrumentation and Measurement, v. 39, n. 1, p. 106-111. Feb. 1990.

- [ORG94] ORGAN, L. W. et al. Segmental bioelectrical impedance analysis: theory and application of a new technique. **J. App. Physiol.**, v. 77, n.1, p. 98-112, 1994.
- [SED98] SEDRA, A. S.;SMITH, K.C. **Microelectronic circuits**. 4a ed. New York: Oxford University Press, 1998. 1237p.
- [SEI85] SEIDELL, J. C. et al. Fat distribution of overweight persons in relation to morbidity and subjective health. **Int. J. Obes.**, v. 9, 363-374, 1985.
Abstract
- [SEN00] SENSANT CORPORATION. **1MHz-6Mhz Ultrasound transducers**. San Jose, 2000. 2 p.
- [SIL94] SILVA, R. A. G. P. **Equipamento de ultra-som para medida de espessura de tecido adiposo subcutâneo**. Campinas, 1994. 155 f.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica), UNICAMP, Campinas, 1994.
- [SLO72] SLOAN, A. W.; SHAPIRO, M. A comparison of skinfold measurements with three standard calipers. **Human Biol.**, v. 44, p. 29-36, 1972.

I ANEXO I

Neste anexo encontram-se informações a respeito do módulo de memorização e interfaceamento com o PC desenvolvido para verificação de viabilidade da solução proposta neste trabalho. O módulo consiste apenas de um FPGA e circuitos de isolamento para as linhas de comunicação serial com o PC.

O módulo realiza as funções de comunicação com o PC via interface serial 232, a 9600 baud, 8 bits de dados, sem paridade, 1 *stop* bit; memorização dos valores amostrados em *Embedded Array Blocks* do FPGA e controle de um conjunto de 2 ADCs seriais do tipo ADC 08134. O controle dos ADCs pode realizar conversões em até 350 kSa/s, desde que os ADCs conectados sejam capazes de tal taxa.

A Figura I-1 apresenta o diagrama esquemático da parte de controle do módulo e a Figura I-2 apresenta o diagrama elétrico da parte responsável pelo isolamento elétrico na comunicação com o PC.

A Listagem I-1 apresenta o texto VHDL usado para controle geral módulo, incluindo o gerenciamento dos ADCs.

A Listagem I-2 apresenta o texto VHDL usado para definição de uma entidade de recebimento de bytes via RS232.

A Listagem I-3 apresenta o texto VHDL usado para definição de uma entidade de envio de bytes (1 por vez) via RS232.

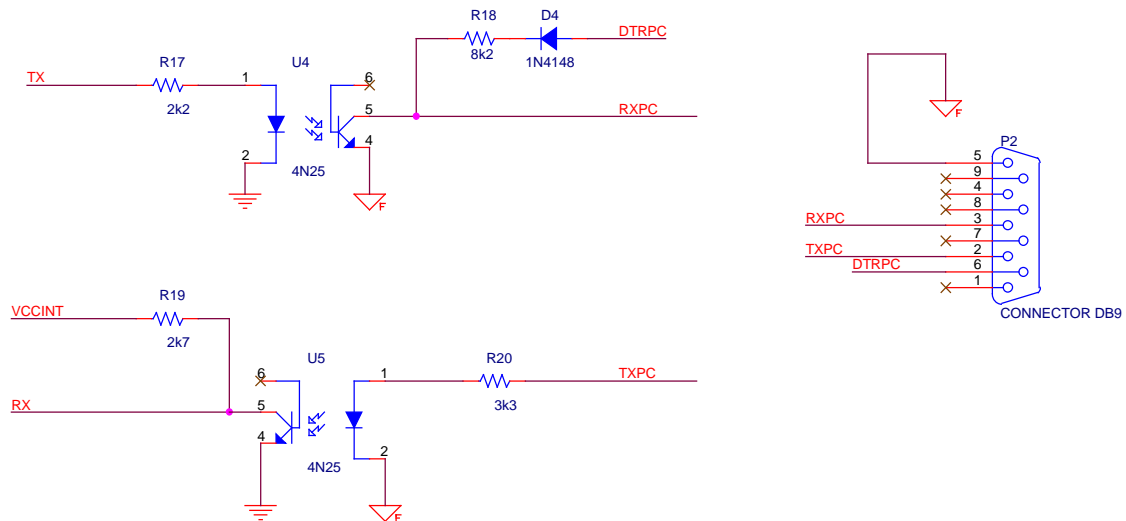


Figura I-2 – Diagrama elétrico: isolamento elétrico na comunicação com PC

Listagem I-2 - texto VHDL do controle

```
-- controle.vhd
-- Espera pela indicação de canal recebida pela serial
-- (através de pulso em RI). O canal estará indicado em
-- RX_data
-- Armazena um vetor de amostras do canal em questão e da
-- referência nas memórias.
-- Envia cada uma das amostras pela serial.

ENTITY Controle IS
PORT(
    RI:In bit;
    RX_Data: In bit_vector (7 downto 0);

    Busy: in bit;
    Send: out bit;
    TX_data: out bit_vector (7 downto 0);

    clk_out: out bit;
    dta_DO: in bit;
    dta_CS: out bit;
    dta_DI: out bit;
    ref_DO: in bit;
    ref_CS: out bit;

    we: out bit;
    address: out integer range 0 to 127;
    dta_q: in bit_vector (7 downto 0);
    dta_data: out bit_vector (7 downto 0);
    ref_data: out bit_vector (7 downto 0);
    ref_q: in bit_vector (7 downto 0);

    st_waiting: out bit;
    st_sampling: out bit;
    st_transmitting: out bit;

    Reset: in bit;
    Clk: in bit
);
END controle;

architecture a of controle is
    signal add: integer range 0 to 127;
begin
```

```

address <= add;

PROCESS(clk, reset)
  TYPE STATE_TYPE IS (T_10, T_20, T_30, T_40, T_50, T_60,
T_70, T_80, T_90, T_100,
T_110, T_120, T_130, T_140, T_150, T_160,
T_170, T_180, T_190,
S_10, S_20, S_30, S_40, T_21, T_29, T_31, T_39,
T_41, T_49,
T_51, T_59, T_61, T_62, T_68, T_69, T_71, T_79,
T_81, T_89,
T_91, T_99, T_101, T_109, T_111, T_119, T_121,
T_129,
T_131, T_139, T_141, T_149);

  VARIABLE state: STATE_TYPE;
  VARIABLE canal : bit_vector (7 downto 0);
BEGIN
  IF reset = '1' THEN
    state := T_10;
    clk_out <= '1';
    dta_CS <= '1';
    ref_CS <= '1';
    dta_DI <= '1';
    Send <= '0';
    add <= 0;
    st_waiting <= '1';
    st_sampling <= '0';
    st_transmiting <= '0';

  ELSIF (clk'EVENT AND clk = '1' ) THEN
    CASE state IS
      when T_10 => -- Wait send signal HI
        if RI = '1' then
          state := T_20;
          st_waiting <= '0';
          st_sampling <= '1';
          canal := RX_Data;
          dta_di <= '1'; -- start bit 134.
        end if;

      when T_20 =>
        state := T_21;
        dta_cs <= '0';
        clk_out <= '0';
      when T_21 =>
        state := T_29;
      when T_29 =>
        state := T_30;
        clk_out <= '1';

      when T_30 =>
        state := T_31;
        dta_di <= '1'; -- SGL 134.
        clk_out <= '0';
      when T_31 =>
        state := T_39;
      when T_39 =>
        state := T_40;
        clk_out <= '1';

      when T_40 =>
        state := T_41;
        dta_di <= canal(0);
        clk_out <= '0';
      when T_41 =>
        state := T_49;
      when T_49 =>
        state := T_50;
        clk_out <= '1';

      when T_50 =>
        state := T_51;
        dta_di <= canal(1);
        clk_out <= '0';
      when T_51 =>
        state := T_59;

```



```
when T_59 =>
  state := T_60;
  clk_out <= '1';

when T_60 =>
  state := T_61;
  dta_di <= '1';
  clk_out <= '0';
when T_61 =>
  state := T_62;
when T_62 =>
  state := T_68;
  clk_out <= '1';
when T_68 =>
  state := T_69;
  clk_out <= '0';
when T_69 =>
  state := T_70;

when T_70 =>
  state := T_71;
  clk_out <= '1';
when T_71 =>
  state := T_79;
  clk_out <= '0';
when T_79 =>
  state := T_80;

when T_80 =>
  state := T_81;
  dta_data(7) <= dta_DO;
  ref_data(7) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_81 =>
  state := T_89;
  clk_out <= '0';
when T_89 =>
  state := T_90;

when T_90 =>
  state := T_91;
  dta_data(6) <= dta_DO;
  ref_data(6) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_91 =>
  state := T_99;
  clk_out <= '0';
when T_99 =>
  state := T_100;

when T_100 =>
  state := T_101;
  dta_data(5) <= dta_DO;
  ref_data(5) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_101 =>
  state := T_109;
  clk_out <= '0';
when T_109 =>
  state := T_110;

when T_110 =>
  state := T_111;
  dta_data(4) <= dta_DO;
  ref_data(4) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_111 =>
  state := T_119;
  clk_out <= '0';
when T_119 =>
  state := T_120;

when T_120 =>
  state := T_121;
  dta_data(3) <= dta_DO;
  ref_data(3) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
```

```

when T_121 =>
  state := T_129;
  clk_out <= '0';
when T_129 =>
  state := T_130;

when T_130 =>
  state := T_131;
  dta_data(2) <= dta_DO;
  ref_data(2) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_131 =>
  state := T_139;
  clk_out <= '0';
when T_139 =>
  state := T_140;

when T_140 =>
  state := T_141;
  dta_data(1) <= dta_DO;
  ref_data(1) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_141 =>
  state := T_149;
  clk_out <= '0';
when T_149 =>
  state := T_150;

when T_150 =>
  state := T_160;
  dta_data(0) <= dta_DO;
  ref_data(0) <= ref_DO;
  clk_out <= '1';
when T_160 =>      -- Escrita na RAM
  state := T_170;
  we <= '1'; -- Grava dados nas memórias;
  dta_CS <= '1'; -- Desabilita chip;
  clk_out <= '0';
when T_170 =>
  state := T_180;
  we <= '0';

when T_180 =>
  state := T_190;
  add <= add + 1;
  clk_out <= '1';      -- Para resetar o AD
when T_190 =>
  clk_out <= '0';
  if add = 0 then
    state := S_10; -- Terminou amostragem, transmita
dados.
    st_sampling <= '0';
    st_transmiting <= '1';
  else
    state := T_20; -- Próxima amostra.
  end if;
when S_10 =>
  state := S_20;
  TX_data <= dta_q;
  -- TX_Data <= RX_Data;
when S_20 =>
  send <= '1';
  if busy = '1' then
    state := S_30;
  end if;
when S_30 => -- wait dta byte sending.
  send <= '0';
  if busy = '0' then
    state := S_40;
    add <= add + 1;
  end if;
when S_40 =>
  if add /= 0 then
    state := S_20; -- Proximo byte;
  else
    state := T_10; -- Fim de dados; espera novo
comando.

```

```
        st_transmitting <= '0';  
        st_waiting <= '1';  
    end if;  
end case;  
end if;  
END PROCESS;  
end a;
```

Listagem I-3 - VHDL da entidade de recebimento RS232

```

-- Objeto para recepção serial RS 232
-- Deve-se ajustar o clock para 8 vezes a baudrate do
sinal serial (76800 para 9600bps).

-- Cada vez que recebe um startbit em RX inicia o processo
de recepcao;
-- Ao fim da recepção, põe o dado em DATA_OUT e gera um
pulso de 1 Tclk em RI;
-- O dado em Data_Out estará válido a partir da descida do
pulso.

entity RXD IS
PORT (
  -- Controle:
  reset  : in bit;
  clk    : in bit;

  -- Recepcao
  Data_out : out  bit_vector(7 downto 0);
  RI       : outbit;
  RX       :in  bit
);
END RXD;

ARCHITECTURE a OF RXD IS
TYPE STATER_TYPE IS (R_10, R_20, R_30, R_40, R_50, R_60,
R_70);
SIGNAL state : STATER_TYPE;

  CONSTANT TEMPO      : integer:= 8 - 1; -- menos 1 devido
ao estado onde amostra.
  CONSTANT MEIO_TEMPO: integer:=(TEMPO+1)/2 - 1;

SIGNAL pdatain : bit_vector(7 downto 0);
SIGNAL i       : integer range 0 to 15;
SIGNAL bi      : integer range 0 to 7;

begin
Rec: Process(clk, reset)
BEGIN
  IF reset = '1' THEN
    state <= R_10;
  ELSIF (clk'EVENT AND clk = '1' ) THEN
    CASE state IS
      when R_10 => -- Wait startbit
        pdatain<= x"00";
        if RX = '0' then
          state <= R_20;
          bi <= 0;
          i <= 0;
        end if;
      when R_20 => -- Wait 1/2 bit time
        i <= i + 1;
        if i = MEIO_TEMPO then
          state <= R_30;
          i <= 0;
        end if;
      when R_30 => -- Wait bit time
        i <= i + 1;
        if i = TEMPO - 1 then
          state <= R_40;
          pdatain(0)<=pdatain(1); pdatain(1)<=pdatain(2);
          pdatain(2)<=pdatain(3);
          pdatain(3)<=pdatain(4); pdatain(4)<=pdatain(5);
          pdatain(5)<=pdatain(6);
          pdatain(6)<=pdatain(7);
        end if;
      when R_40 => -- Get RX bit
        pdatain(7) <= RX;
        if bi < 7 then
          state <= R_30;
          bi <= bi + 1;
          i <= 0;
        else

```

```
        state <= R_50;
    end if;
    when R_50=>
        State <= R_60;
        Data_Out <= pdatain;
    when R_60=>
        State <= R_70;
        RI <= '1'; -- Pulso indicando que recebeu bit
    when R_70 =>
        State <= R_10;
        RI <= '0';
    END CASE;
END IF;
END PROCESS;

end a;
```

Listagem I-4 - VHDL da entidade de envio RS232

```

-- Objeto para transmissão serial RS 232
-- Deve-se ajustar o clock para 8 vezes a baudrate do
sinal serial (76800 para 9600bps).

-- Cada vez que recebe um pulso em SEND, envia o dado de
DATA_IN pelo TX.
-- O pulso em Send é assíncrono.
-- Durante o envio do dado é sinalizado BUSY=HI.

entity TXD IS
PORT (
    -- Controle:
    reset : in bit;
    clk   : in bit;

    -- Transmissao:
    Data_in : in bit_vector(7 downto 0);
    Send    : in bit;
    Busy    : outbit:='0';
    TX      : outbit:='1'
);
end TXD;

ARCHITECTURE a OF TXD IS
    CONSTANT TEMPO : integer:= 8 - 1; -- menos 1 devido
ao estado onde amostra.
    CONSTANT MEIO_TEMPO: integer:=(TEMPO+1)/2 - 1;
begin
    Trans: Process(Clk, reset)
        TYPE STATE_TYPE IS (T_10, T_20, T_30, T_40, T_50, T_60);
        VARIABLE state: STATE_TYPE;
        VARIABLE pdata: bit_vector(7 downto 0);
        VARIABLE i : integer range 0 to 15;
        VARIABLE bi : integer range 0 to 7;
    begin
        IF reset = '1' THEN
            state := T_10;
            Busy <= '0';
            TX<='1';

        ELSIF (Clk'EVENT AND Clk = '1') THEN
            CASE state IS
                when T_10 => -- Wait send signal HI
                    if Send = '1' then
                        state := T_20;
                        busy <= '1';
                        pdata := data_in;
                    end if;
                when T_20 =>
                    if send = '0' then
                        state := T_30;
                        i:=0;
                    end if;
                when T_30 => -- Send start bit and wait bit time.
                    TX <= '0'; -- start bit;
                    if i /= TEMPO then
                        i := i + 1;
                    else
                        state := T_40;
                        i := 0;
                        bi := 0;
                    end if;
                when T_40 => -- Send Bit bi and wait bit time
                    TX <= pdata(bi);
                    if i /= TEMPO-1 then
                        i := i + 1;
                    else
                        state := T_50;
                        i := 0;
                    end if;
                when T_50 => -- verify if there are more bits to
send
                    if bi /= 7 then
                        state := T_40;

```

```
        bi := bi + 1;
    else
        state := T_60;
        bi := 0;
    end if;
when T_60 => -- Send stop bit
    TX <= '1';
    if i /= TEMPO + 1 then
        i := i + 1;
    else
        state := T_10;
        busy <= '0';
        i := 0;
    end if;
END CASE;
END IF;
END PROCESS;
end a;
```

II ANEXO II

Neste anexo encontram-se as listagens das funções criadas no Matlab para a obtenção das impedâncias a partir dos sinais de tensão e corrente digitalizados. Estas funções implementam o algoritmo de Grandke, fazem a redução do número de bits e da frequência de amostragem do sinal e calculam a impedância em módulo e fase.

A função da Listagem II-1 apresenta a função responsável por fazer a redução do número de bits e da frequência dos sinais de tensão e corrente para 8 bits e 300kSa/s; aplicar um janelamento de Hanning aos vetores de amostras de tensão e corrente, conforme exigido pelo algoritmo de Grandke; calcular a impedância, a partir das amplitudes complexas dos sinais, levando em conta os valores de ganho total (ganho na medição de tensão e de corrente) do canal de medição e de desvio de fase total no canal de medição (novamente, na tensão e na corrente).

A função da Listagem II-2 apresenta a função que aplica a parte de interpolação do algoritmo de Grandke a um vetor de amostras do sinal que foi submetido previamente a um janelamento tipo Hanning.

A função da Listagem II-3 apresenta uma função que carrega um vetor de dados de um arquivo em formato CSV com tempos na linha 1 e valores medidos na linha 2. Este formato é utilizado pelo osciloscópio digital utilizado na aquisição dos dados.

Listagem II-1 - Função CalcZ_300k

```
function y=CalcZ_300k(ArqCorrente, ArqTensao, Av,
DesvioCanal)
% CalcZ_300k('ArqCorrente.csv', 'ArqTensao.csv',
GanhoTensao, DesvioDeFase)
% Calcula a impedância de segmento via algoritmo de
%Grandke,
% considerando os sinais nos arquivos passados como
%parametro.
% Os arquivos devem conter 1000 amostras @ 1MSa/s.
% Esta função:
% Faz o downsampling para 300kSa/s.
% Faz arredondamento para 8 bits.
% Considera
% R8 = 2,67k;
```



```

Fs = 300e3; FreqFactor = 1e6 / Fs;
N = 128;
BitFactor = 255 / 5;
w = hanning(N)';

% Calculo da corrente
csv = loadcsv(ArqCorrente);
for i = 1:N, x(i) = csv(2,round(FreqFactor*i)); end;
%arredondamento de quantizacao
x = floor(BitFactor * x); x = x / BitFactor;
xw = x .* w;
Xw = fft(xw);
il_Grandke = Grandke(Xw,N);
il = il_Grandke(2) / 2670; % 2670 é o valor de R8.

% Calculo da tensao e impedancia
csv = loadcsv(ArqTensao);
for i = 1:N, x(i) = csv(2,round(FreqFactor*i)); end;
%arredondamento de quantizacao
x = floor(BitFactor * x); x = x / BitFactor;
xw = x .* w;
Xw = fft(xw);
v_Grandke = Grandke(Xw,N);
v = v_Grandke(2);
Mod = v_Grandke(2) / il / Av;
Fas = v_Grandke(3) - il_Grandke(3) - DesvioCanal;

y = Mod * exp(j * Fas);

```

Listagem II-2 - função Grandke

```

function y = Grandke(Xw,N)
% Grandke(Xw, N) calculates the Grandke interpolation of
FFT for
% the strongest frequency.
% It receives the vector of FFT samples and calculates
the vector:
% d0 (freq deviation),
% 2*abs(A)/N (amplitude),
% angle(A) (phase in rad).
%
% Xw must be the FFT of a Hanning weighted sequence.
%

%% Luciano G. Moreira

l0 = find( abs(Xw(2:N)) == max(abs(Xw(2:N))) );
l0 = l0(1);
if abs(Xw(l0-1)) > abs(Xw(l0+1))
l0=l0-1;
end;

alfa = abs(Xw(l0+1)) / abs(Xw(l0));
d0 = (2*alfa - 1) / (alfa+1);

A = (2*pi*d0*(1-d0)*(1+d0)*exp(-i*pi*d0)*Xw(l0)) /
sin(pi*d0);
amp = 2 * abs(A) / N;
fase = angle(A);

y = [d0, amp, fase];

```

Listagem II-3 - função loadcsv

```

function x =loadcsv(NomeArq)
% x = LoadCSV ('NomeArq.csv')
% carrega o arquivo NomeArq.csv (normalmente adquirido do
Osciloscópio) para um vetor com tempos na
% linha 1 e valores na linha 2. x é um vetor de 2 linhas
por nro_amostras colunas.

%% Luciano G. Moreira

```

```
Arq = fopen(NomeArq, 'r');  
x = fscanf(Arq, '%f,%f', [2, inf]);  
fclose(Arq);
```