

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC
ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO**

RAFAEL BARTOLLETI

**DETERMINAÇÃO DA TAXA DE GORDURA EM PESSOAS ATRAVÉS DA ANÁLISE
DE COMPOSIÇÃO CORPORAL POR BIOIMPEDÂNCIA**

**SANTO ANDRÉ
2021**

RAFAEL BARTOLLETI

**DETERMINAÇÃO DA TAXA DE GORDURA EM PESSOAS ATRAVÉS DA ANÁLISE
DE COMPOSIÇÃO CORPORAL POR BIOIMPEDÂNCIA**

Trabalho de graduação III, apresentado a Universidade Federal do ABC como requisito para obtenção do título de Engenheiro de Informação.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Bender Perotoni

SANTO ANDRÉ

2021

RESUMO

Esse trabalho faz uma análise da teoria por trás da Análise de Composição Corporal por Bioimpedância (ACCB) com o objetivo de propor um circuito eletrônico que possibilite a medição de taxa de gordura corporal em humanos, utilizando método de frequência única em 50 kHz. Os componentes desse circuito proposto foram todos de baixo custo, e basicamente, é compreendido de um gerador de sinais digital AD9833 acoplado à filtros e estágios de ganho para ajuste de desempenho do seu sinal, que foi usado para controlar uma fonte de corrente de Howland. Essa fonte injetou uma corrente fixa de 50 kHz em duas cargas, o corpo dos participantes em série com um resistor de referência. Com os valores de tensão medidos sobre essas cargas com um osciloscópio, foi possível inferir os valores de resistência e reatância do corpo de cada um, que foram aplicados nas equações preditivas da literatura que relacionam massa livre de gordura com bioimpedância, altura, peso, idade e sexo em pessoas. Os resultados foram comparados à uma balança comercial que possui função de ACCB, que trouxe resultados relativamente próximos e coerentes ao do dispositivo proposto e demonstraram na pequena população do estudo que, de fato, algumas equações funcionam melhor do que outras para diferentes pessoas, e que resultados melhores dependem da escolha adequada da equação para aquele tipo de população/etnia.

ABSTRACT

This work analyses the theory behind the Bioimpedance Analysis (BIA) in order to propose an electronic circuit that would allow the measurement of body fat rate in humans, using the single-frequency method at 50 kHz. The circuit's components were all low cost, and basically comprises of a digital signal generator, the AD9833, coupled to filters and gain stages in order to adjust its signal to a desired performance, that in turn was used to control a Howland current pump. The pump provided the circuit with a fixed 50 kHz current into two loads, the participant's body and a reference resistor, both in series. With the voltage levels measured with an oscilloscope, it was possible to deduce the resistance and reactance of the body of the participants, which were applied to predictive equations from the literature that relate fat-free mass with bioimpedance, height, weight, age and sex in people. The results were compared to a commercial scale that does bioimpedance analysis and showed that the results were relatively close and coherent to the proposed device, and also showed in the small population studied that in fact, some equations work better than others for different people, and best results are achieved depending on the equation chose for that population/ethnicity.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	8
2	HIPÓTESE	10
3	OBJETIVO.....	10
4	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	11
4.1	Princípios básicos da Análise por Bioimpedância (AB)	11
4.2	Análise de Composição Corporal por Bioimpedância	12
4.3	Medindo a bioimpedância	14
4.3.1	FONTE DE CORRENTE	15
4.3.2	FONTE DE TENSÃO.....	16
4.3.3	DETECTANDO A BIOIMPEDÂNCIA	16
4.4	Boas práticas para medição de bioimpedância	17
4.4.1	SEGURANÇA DO EQUIPAMENTO.....	17
4.4.2	RECOMENDAÇÕES PARA MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA	17
5	MATERIAIS E MÉTODOS.....	18
5.1	Gerador de sinais.....	20
5.2	Filtros	23
5.2.1	FILTRO PASSA ALTA (FPA).....	23
5.2.2	FILTRO PASSA BAIXA (FPB)	24
5.2.3	FILTROS DE SEGUNDA ORDEM COM TOPOLOGIA SALLEN-KEY	25
5.3	Fonte de Corrente de Howland	27
5.4	Detector de ganho e fase AD8302	30
5.5	Amplificador operacional	32
5.6	Amplificador de instrumentação	33
5.7	Interface entre a pele e o circuito	33
5.8	Simulações e testes	34
5.9	Topologia do circuito proposto	35
6	RESULTADOS E DISCUSSÃO	38
6.1	Testes do circuito proposto	38
6.2	Resultados da Análise de Composição Corporal por Bioimpedância	43
7	CONCLUSÃO.....	48
8	REFERÊNCIAS.....	49

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama básico do circuito para ACCB proposto.....	10
Figura 2 – Representação do fluxo de corrente em meio biológico	12
Figura 3 – Modelo de compartimentos do corpo humano.....	13
Figura 4 – O vetor Z da impedância e suas partes real e imaginária	14
Figura 5 – Configuração de eletrodos na forma tetrapolar	15
Figura 6 – Detecção da diferença de fase entre o corpo e resistor de referência	16
Figura 7 – Medidas do sinal na saída do gerador de sinais XR2206	21
Figura 8 – FFT do sinal na saída do gerador de sinais XR2206	22
Figura 9 – Medidas do sinal na saída do gerador de sinais AD9833	22
Figura 10 – FFT do sinal na saída do gerador de sinais AD9833.....	23
Figura 11 – Filtro passa alta de 1º grau.....	24
Figura 12 – Filtro passa baixa de 1º grau.....	24
Figura 13 – Filtro passa baixa de 2ª ordem com topologia Sallen-Key	26
Figura 14 – Topologia clássica da fonte de corrente de Howland	28
Figura 15 – Topologia do processo de calibração da FCH.....	29
Figura 16 – Topologia do circuito usando detector de ganho e fase AD8302.....	31
Figura 17 – Eletrodo 3M 2223BRQ	34
Figura 18 – Topologia do circuito proposto no LTSpice.....	35
Figura 19 – Medidas de tensão e corrente simuladas do circuito proposto	36
Figura 20 – Diagrama de Bode simulado dos filtros	37
Figura 21 – Diagrama de blocos do circuito proposto.....	38
Figura 22 – Topologia do circuito proposto com valores medidos	39
Figura 23 – Sinal medido na saída do FPB.....	40
Figura 24 – FFT do sinal na saída do FPB com escala 20dB/div	41
Figura 25 – Balança Bioland EF912.....	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Exemplo de equações de ACCB com 50 kHz.....	14
Tabela 2 – Custo do circuito proposto	39
Tabela 3 – Medições de tensão no circuito proposto comparados à simulação	40
Tabela 4 – Teste do desempenho da FCH com resistores	42
Tabela 5 – Teste de medidas de fase da FCH	43
Tabela 6 – Resultados dos parâmetros necessários para ACCB	44
Tabela 7 – Equações de Massa Livre de Gordura usadas	46
Tabela 8 – Resultados das medições de taxa de gordura corporal.	46

1 INTRODUÇÃO

Com o crescente aumento da população mundial e da expectativa de vida principalmente em países desenvolvidos ou em fase de desenvolvimento, observa-se um constante aumento no número de doenças e condições médicas que levam a um grande impacto socioeconômico devido aos crescentes gastos com saúde.

Segundo a Organização Mundial da Saúde (2009) as principais causas de risco à saúde para mortalidade no mundo são: pressão alta (13%), tabagismo (9%), alta concentração de glicose no sangue (6%), sedentarismo (6%) e obesidade (5%), cujos fatores podem ser responsáveis por doenças do coração, diabetes e câncer. A OMS também afirma que conforme a expectativa de vida aumenta a maior parte das causas de morte passem a ser doenças crônicas e comunicáveis, e que populações estão cada vez mais sujeitas aos riscos do sedentarismo, sobrepeso e obesidade.

Esse fato vem impulsionado o desenvolvimento de novas tecnologias diagnósticas em sensores e equipamentos, visando métodos de baixo custo para permitir que uma maior parte da população tenha acesso a esses diagnósticos, tratamentos e acompanhamento médico digno, melhorando o bem estar geral e qualidade de vida das pessoas.

Um dos métodos que vem crescendo muito há alguns anos é a Análise ou Espectroscopia por Bioimpedância (KHALED et al., 2018), que vem se mostrando útil para várias áreas clínicas, entre elas: obstetrícia, monitoramento no pós operatório, cuidados com pacientes críticos, gravidez, nutrição, inflamação crônica, obesidade, ciência esportiva (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, 2019), além de hemodiálise, segundo CHERTOW et al. (1997) e DOU et al. (2011), entre outras aplicações.

Dentre essas aplicações, é interessante destacar a Análise de Composição Corporal por Bioimpedância (ACCB), que vem sendo usada para medir taxa de gordura, massa muscular, massa visceral, massa óssea e volume total de água intra/extracelular, que tem como atuação o diagnóstico e acompanhamento de pessoas com obesidade, anorexia, pacientes em hemodiálise, além de nutrição e ciência

esportiva (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, 2019). Essa informação pode ser de grande importância ao médico/nutricionista para avaliar a evolução do tratamento do paciente, e de utilidade também à atletas de alto desempenho, fisiculturistas, frequentadores de academias e outros esportes. No que diz respeito à população geral, há um desejo por esses equipamentos que informam a composição corporal por questões de interesse pessoal em saúde e/ou estética, amparado por um grande crescimento na disponibilidade desses equipamentos comerciais para finalidade não clínica até mesmo de gigantes da tecnologia como a chinesa Xiaomi. De fato, inúmeras balanças com sistema ACCB estão disponíveis com preços que variam desde R\$ 320,00¹ as mais simples, até as profissionais de mais de R\$ 9.000,00².

Embora a ACCB não seja um método tão preciso quanto o padrão de ouro desse tipo de medição, que é o exame de Absorciometria por Dupla Emissão de Raios-X ou DXA (VÖLGYI et al., 2008), há muito espaço para a Bioimpedância por ser mais barato e menos prejudicial ao corpo.

Para a ACCB é necessário determinar a impedância corporal. Isso pode ser feito ao injetar uma corrente elétrica conhecida no corpo de um indivíduo na ordem de dezenas de kHz, e comparar a tensão sobre o corpo com um valor de referência. Ao obter a impedância é possível determinar a taxa de gordura corporal com base em algumas equações preditivas obtidas empiricamente em diversos estudos, que usam informações como peso, idade e altura, bem como resistência e reatância corporais geralmente numa frequência de 50 kHz. A figura 1 mostra um diagrama básico de como um circuito de ACCB como esse funciona usando o detector de ganho e fase.

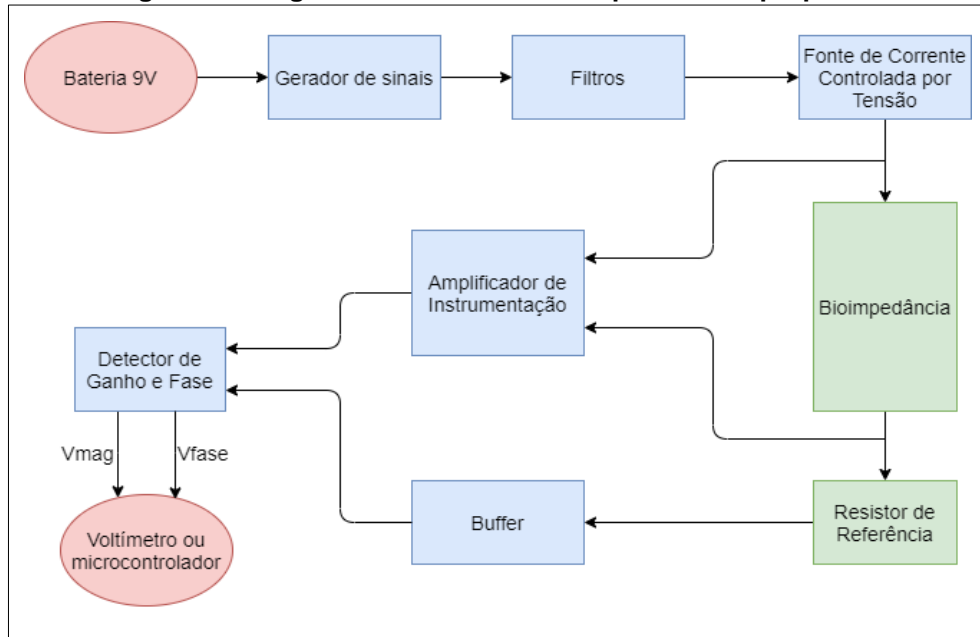
Tendo em vista esse potencial clínico e comercial, por se tratar de um dispositivo cuja natureza é não invasiva, de baixo custo e complexidade, de fácil miniaturização e operação, cujos conceitos centrais são acessíveis à um aluno de graduação em Engenharia de Informação, o autor desse trabalho decidiu fazer desse o seu tema para o Trabalho de Graduação, que focará na análise do método e proposição, construção, e

¹ <https://www.mibrasil.com.br/balanca-corporal-inteligente-de-saude-mi-body-composition-scale-2-x379-p1746>. Acesso em: jul. 2021.

² <https://www.sanny.com.br/bioimpedancia-tetrapolar-af-sanny-bia1011af>. Acesso em: jul. 2021

análise do funcionamento de um dispositivo eletrônico que permita ACCB com baixo custo, utilizando eletrônica analógica e digital, para uso pessoal e não clínico, que seja capaz de medir pelo menos: taxa gordura corporal.

Figura 1 – Diagrama básico do circuito para ACCB proposto.



Fonte: autor.

2 HIPÓTESE

É possível projetar e construir um dispositivo de Análise de Composição Corporal por Bioimpedância que informe pelo menos taxa de gordura corporal, que seja de baixo custo (até aproximadamente R\$300,00), com desempenho próximo ao de dispositivos comerciais similares, a partir de conhecimentos adquiridos na graduação em Engenharia de Informação.

3 OBJETIVO

Esse trabalho tem como objetivo fazer uma análise dos conceitos básicos sobre ACCB, também propor e construir um circuito eletrônico que permita a Análise de Composição Corporal por Bioimpedância usando eletrônica analógica e digital. A detecção da bioimpedância deve ser feita com o auxílio de um osciloscópio. Também será testado o desempenho de um detector de ganho e fase que permita mais

portabilidade nas medições. Finalmente os resultados serão comparados com medições de um dispositivo comercial similar, que servirá como padrão.

4 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

4.1 Princípios básicos da Análise por Bioimpedância (AB)

Segundo Naranjo-Hernández, Reina-Tosina e Min (2019), a análise por bioimpedância é baseada no princípio de que tecidos biológicos podem se comportar como condutores, dielétricos ou isolantes quando submetidos a um potencial elétrico. Isso ocorre devido a heterogeneidade dos tecidos, que são compostos principalmente por água, sais e células de diferentes formas e tamanhos. A condutividade de meios biológicos é diretamente proporcional à concentração de íons provenientes de sais dissolvidos. Células também possuem sais dissolvidos em água em seu interior, separadas do meio externo através de uma membrana plasmática formada principalmente por proteínas e moléculas de gordura, que funcionam como meio dielétrico.

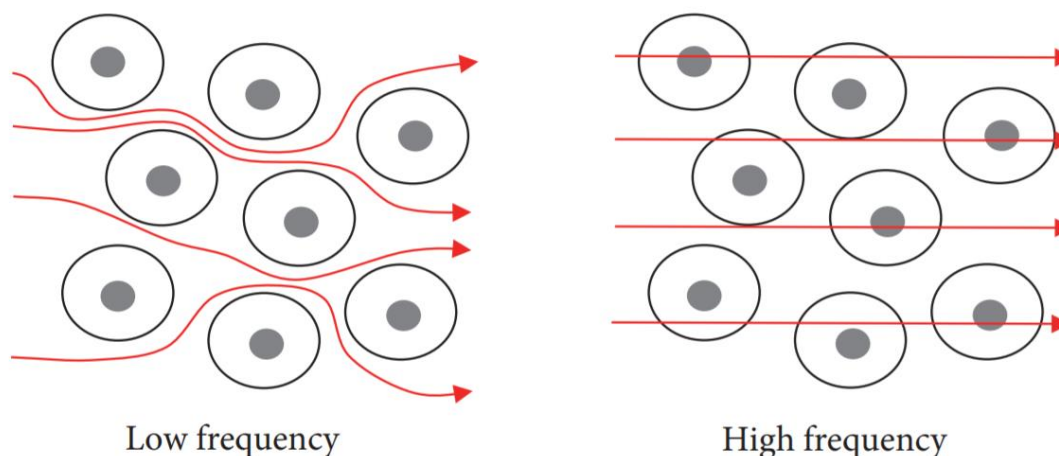
Essa associação se assemelha bastante à estrutura de um capacitor: a solução de água e íons funcionam como as placas condutoras e a membrana o meio dielétrico. De fato, esse é um modelo bastante aceito e no qual se baseiam grande parte dos estudos e dos métodos de análise por bioimpedância (AROOM et al., 2009). É possível dizer então que a componente imaginária da impedância total do corpo humano tem comportamento principalmente capacitivo (X_c) devido à presença de células, e que $Z_{bio} = R_{bio} + jX_c$.

Essa impedância Z corporal é a chamada bioimpedância (Z_{bio}). A componente R_{bio} geralmente varia com a concentração de sais no corpo (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, 2019), enquanto a componente X_c dependerá principalmente das células presentes e do seu formato, tamanho, volume, quantidade de água e concentração de íons dissolvidos, similar ao que ocorre em capacitores.

Sabe-se que a reatância capacitiva é inversamente proporcional à frequência do sinal, onde “ f ” é a frequência e “ C ” a capacitância, tem-se que: $X_c = \frac{1}{2\pi fC}$. Por essa razão

em baixas frequências a reatância torna-se mais alta, se opondo mais intensamente ao fluxo de corrente elétrica e fazendo com que em a corrente flua principalmente no espaço entre as células (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, 2019). A figura 2 ilustra a passagem de corrente pelo corpo em baixa e alta frequência.

Figura 2 – Representação do fluxo de corrente em meio biológico



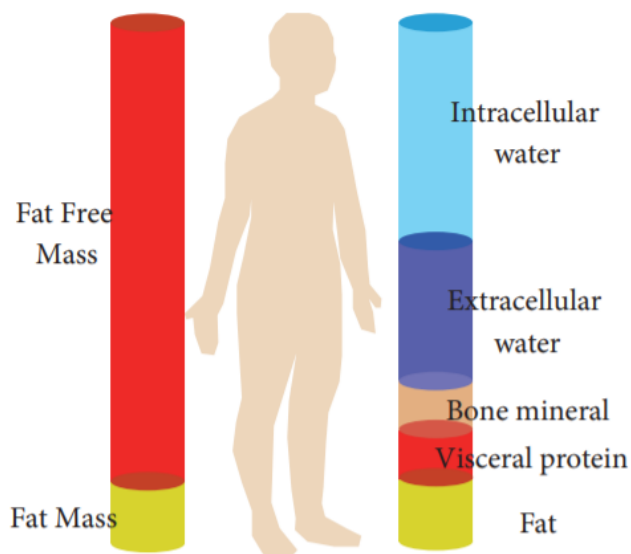
Fonte: NARANJO-HERNÁNDEZ & REINA-TOSINA & MIN, (2019), página 4.

Essa relação se mostra muito útil para entender o princípio básico do comportamento da corrente elétrica em meios biológicos, e que em conjunto ao método de compartimentalização do corpo, foi utilizada com sucesso em muitos estudos para inferir de forma empírica a relação entre a impedância com composição corporal, o que tornou viável o uso da ACCB em pessoas.

4.2 Análise de Composição Corporal por Bioimpedância

Segundo Naranjo-Hernández, Reina-Tosina e Min (2019), o corpo humano pode ser considerado um sistema de vários compartimentos, sendo o compartimento interior das células contendo água intracelular (AI) e tudo externo às células contendo então água extracelular (EA), e a água total (AT) do corpo é simplesmente $AT = AI + AE$, e a chamada massa seca (MS) compreende o restante. Outra forma de analisar a composição corporal seria massa de gordura (MG) e massa restante (MR), que é tudo aquilo que não contém gordura. A figura 3 mostra esses modelos de compartimentos do corpo humano:

Figura 3 – Modelo de compartimentos do corpo humano.



Fonte: NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, (2019), página 13.

Em geral a ACCB não funciona bem em indivíduos com características consideradas fora do normal, como deformações, membros amputados e deficiências físicas, já que as equações disponíveis na literatura que relacionam peso, altura, sexo, resistência e reatância com composição corporal, utilizam na verdade uma modelagem que assume o corpo humano como uma soma de vários cilindros, que inclui: tórax, membros inferiores e superiores para avaliação de seu volume.

Para fazer a análise de composição corporal é possível utilizar equações específicas para algumas populações ou outras mais generalizadas, e geralmente quanto mais específico maior é a precisão. Há uma gama muito grande dessas equações na literatura, algumas são voltadas para pessoas com obesidade, outras para faixas etárias específicas, enquanto algumas são mais generalistas. Na tabela 1 está um exemplo de algumas dessas equações generalizadas, provenientes de vários autores e que foram selecionadas no artigo de Naranjo-Hernández, Reina-Tosina e Min (2019), e utilizam método de frequência única (*Single Frequency Bioelectrical Impedance Analysis*) com $F = 50\text{kHz}$.

Tabela 1 – Exemplo de equações de ACCB com 50 kHz

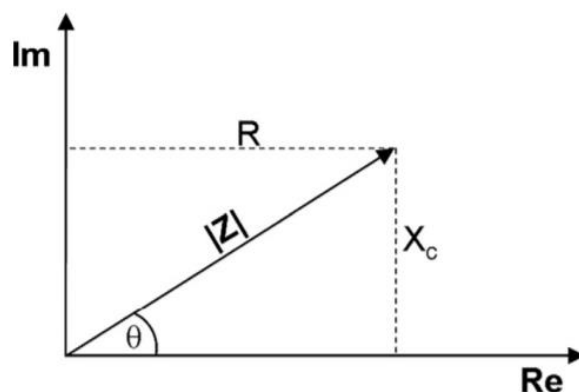
Compartimento	Equação
Água Total do Corpo	Homem: $1.02 + 0.449 \cdot \text{Altura}(\text{cm})^2 / R_{50\text{kHz}} (\text{ohm}) + 0.176 \cdot \text{Peso}(\text{kg})$
	Mulher: $3.747 + 0.45 \cdot \text{Altura}(\text{cm})^2 / R_{50\text{kHz}} (\text{ohm}) + 0.113 \cdot \text{Altura}(\text{kg})$
Água Extra Celular	Homem: $-5.22 + 0.2 \cdot \text{Altura}(\text{cm})^2 / R_{50\text{kHz}} (\text{ohm}) + 0.005 \cdot \text{Altura}(\text{cm})^2 / X_{50\text{kHz}} (\text{ohm}) + 0.08 \cdot \text{Peso}(\text{kg}) + 1.9$
	Mulher: $AE(\text{Homem}) + 1.86$
Massa Sem Gordura	Mulher: $-12.44 + 0.34 \cdot \text{Altura}(\text{cm})^2 / R_{50\text{kHz}} (\text{ohm}) + 0.1534 \cdot \text{Altura}(\text{cm}) + 0.273 \cdot \text{Peso}(\text{kg}) - 0.127 \cdot \text{Idade}(\text{anos})$
	Homem: $MSG (\text{Mulher}) + 4.56$
% de massa de gordura em relação ao peso	Mulher: $14.94 - 0.079 \cdot \text{Altura}(\text{cm})^2 / R_{50\text{kHz}} (\text{ohm}) + 0.818 \cdot \text{Peso}(\text{kg}) - 0.231 \cdot \text{Height}(\text{cm}) + 0.077 \cdot \text{Idade}(\text{anos})$
	Homem: $\text{Massa de Gordura} (\text{Homem}) - 0.064 \cdot \text{Peso}(\text{kg})$

Fonte: NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, (2019), página 14.

4.3 Medindo a bioimpedância

Impedância elétrica é uma medida da oposição de fluxo de corrente através de um meio. Esse valor pode conter um valor de resistência e outro de reatância, e pode ser representado por $Z = R + jX_c = \sqrt{R^2 + X_c^2} \angle \theta^\circ$ (figura 4).

Figura 4 – O vetor Z da impedância e suas partes real e imaginária

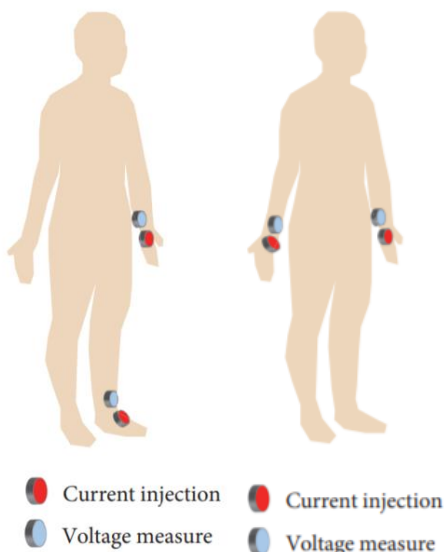


Fonte: AROOM et al., 2009, página 24.

Pela Lei de Ohm a impedância $Z = \frac{V}{I}$, onde V é a tensão e I a corrente. Assim, ao injetar um valor conhecido de corrente através desse meio, é possível medir a tensão gerada na carga, e pela Lei de Ohm, a impedância. Ao comparar a diferença de fase da corrente aplicada e dessa tensão, obtêm-se todas as informações necessárias para determinar a impedância Z bem como suas componentes real e imaginária: tensão, corrente e fase.

Quando se fala em bioimpedância, é preciso escolher em qual parte do corpo será injetada a corrente e por onde será medido o sinal. Geralmente aparelhos profissionais de ACCB utilizam configuração tetra polar, com quatro eletrodos onde 2 servem como terminais da corrente e os outros 2 para medir a tensão sobre o corpo (figura 5). Geralmente em dispositivos comerciais os eletrodos são colocados somente nos pés (principalmente no caso de balanças por permitir integrar ambas funcionalidades no mesmo equipamento), ou somente nas mãos.

Figura 5 – Configuração de eletrodos na forma tetrapolar.
Configuração global lateral à esquerda, à direita apenas nos braços.



Fonte: NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA & MIN, (2019), página 7.

4.3.1 FONTE DE CORRENTE

Para injetar um valor conhecido e fixo de corrente alternada é preciso utilizar uma fonte de corrente, a mais detalhada e utilizada em Análise por Bioimpedância (AB) é a Fonte de Corrente de Howland (YAZDANIAN; SAMANI; MAHANM, 2021), que é um tipo de fonte de corrente controlada por tensão que necessita de apenas 1 amplificador operacional, uma fonte de tensão e 4 resistores pareados. Essa fonte é tratada na seção 5.3.

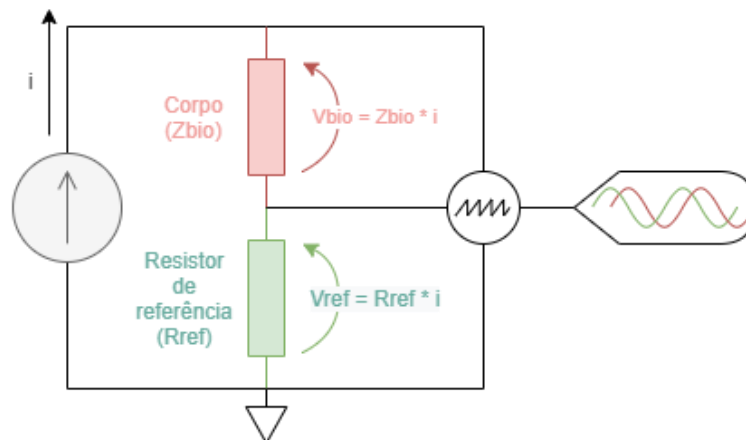
4.3.2 FONTE DE TENSÃO

Para produzir corrente alternada na saída da FCH, é necessário que a fonte de tensão que a controla seja também em corrente alternada. Por questões de segurança não é recomendado que esses dispositivos de ACCB sejam conectados na rede elétrica e sim alimentados por baterias, que produzem corrente contínua. Para gerar o sinal em corrente alternada na frequência desejada com baixo custo, é preciso então criar um circuito oscilador ou utilizar um circuito integrado (CI) comercial com essa finalidade. Circuitos osciladores convertem um sinal de corrente contínua em corrente alternada e são amplamente utilizados em eletrônica em clocks de instrumentos digitais e computadores, entre outras aplicações. Optar por um CI comercial é mais viável por oferecer maior confiabilidade, menor tamanho e por reduzir a complexidade geral do circuito, além de haver diversas opções de baixo custo.

4.3.3 DETECTANDO A BIOIMPEDÂNCIA

É possível inferir a bioimpedância ao comparar a amplitude e fase de um sinal de referência com o sinal medido no corpo, que pode ser feito utilizando um resistor em série que compartilha a mesma corrente. Como a corrente é constante e não há atraso de fase no resistor, apenas no corpo, é possível fazer essa comparação (figura 6). Em laboratório esses sinais podem ser comparados com o uso de um osciloscópio de 2 canais e algumas funções internas.

Figura 6 – Detecção da diferença de fase entre o corpo e resistor de referência.
Supõe-se que o sinal V_{bio} foi diferenciado.



Fonte: autor.

Uma alternativa é utilizar um detector de ganho e fase (Mylott et al., 2014), que são CIs que comparam sinais em alta frequência e tem como saída valores preestabelecidos de tensão contínua que estão relacionados com a diferença de ganho e fase dos sinais, que podem então ser medidos por um voltímetro. O desempenho desse tipo de CI é mais explorado na seção 5.4.

4.4 Boas práticas para medição de bioimpedância

4.4.1 SEGURANÇA DO EQUIPAMENTO

Por se tratar de um equipamento que passa corrente elétrica diretamente em pessoas, algumas medidas de segurança devem ser tomadas para evitar qualquer tipo de risco. Primeiramente o dispositivo não será conectado à rede elétrica e será alimentado em sua totalidade por baterias. Embora seja possível desenvolver uma fonte AC/DC segura, no final das contas isso só adicionará risco e complexidade ao dispositivo final. Mesmo se conectado à bateria, os padrões de segurança internacionais da IEC 60601 devem ser seguidos, por isso a maior parte dos dispositivos injetam correntes de no máximo $1 \text{ mA}_{\text{RMS}}$ (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, 2019). Em alguns estudos como o de Mylott et al. (2014), eles foram capazes de criar dispositivos funcionais utilizando correntes baixíssimas de apenas $100 \mu\text{A}_{\text{RMS}}$. Contudo, para evitar efeitos de ruído na medição é interessante que o dispositivo de ACCB proposto nesse trabalho busque utilizar correntes um pouco maiores, por volta de $300 \mu\text{A}_{\text{RMS}}$.

4.4.2 RECOMENDAÇÕES PARA MEDIÇÃO DE BIOIMPEDÂNCIA

Embora a ACCB ser um método relativamente confiável e próximo dos valores reais na maioria dos casos, o meio em que é feita a análise é biológico e suas características de impedância podem flutuar ao longo do dia dependendo de vários fatores e da forma como é feita a medição. Segundo estudo de Alvero-Cruz, et al. (2011), alguns itens como posição do corpo, hidratação e alimentação prévia, temperatura do corpo e da pele além de atividade física recente (que causam desequilíbrio iônico) podem atrapalhar a leitura correta.

Com isso, os autores sugerem algumas medidas que podem ser adotadas para padronizar o método e melhorar qualidade geral das leituras:

- ✓ Não consumir bebidas alcoólicas durante as 8 horas que antecedem a AB.
- ✓ Não realizar exercícios físicos durante as 8 horas que antecedem a análise.
- ✓ Fazer a análise sempre no mesmo horário do dia, preferencialmente pela manhã.
- ✓ Utilizar toda superfície do eletrodo, limpando a área com álcool hidratado 70° INPM. Todavia, alguns fabricantes de eletrodos principalmente os descartáveis, desencorajam essa limpeza da área devido ao risco de irritação na pele.
- ✓ Manter o indivíduo em posição de supino por pelo menos 10 minutos para balanceamento iônico do corpo. Contudo, a maior parte dos dispositivos comerciais não permitem medição nessa posição (por exemplo as balanças).
- ✓ Levar em consideração alterações corporais como amputações, atrofias, escoliose, distrofia e obesidade, além de ferimentos na pele onde serão colocados os eletrodos.

5 MATERIAIS E MÉTODOS

Tendo em vista os objetivos desse trabalho e a revisão da literatura sobre o tema é possível determinar como tudo isso será conduzido, mas primeiramente é importante fazer uma consideração.

Dada a ampla disponibilidade de equações que relacionam bioimpedância com as características de composição corporal, e as várias formas de se obter a bioimpedância, define-se nesse trabalho como método primário para avaliação a chamada SFBIA ou *Single-Frequency Bioimpedance Analysis*, que faz uso de uma única frequência, geralmente 50 kHz. Embora o método da MFBIA (Multi-Frequency) seja útil para avaliação de gordura e outras componentes corporais como massa muscular e óssea (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN; 2019), e também quantidade de água intra/extracelular (MATTHIE, 2008), a abordagem de única

frequência em 50kHz se mostra suficiente para a medida de interesse desse trabalho: taxa de gordura corporal.

Dito isso, para fazer a ACCB em frequência única são necessários alguns componentes primários:

- a) Fonte de tensão em corrente contínua (bateria).
- b) CI oscilador.
- c) Filtros para correção do sinal do oscilador.
- d) Fonte de corrente controlada por tensão.
- e) Osciloscópio ou detector de ganho e fase AD8302.
- f) Amplificador de instrumentação.
- g) Buffer.

Além disso alguns componentes periféricos para polarização dos amplificadores e configuração geral do circuito:

- a) Resistores.
- b) Capacitores.
- c) Amplificadores operacionais.
- d) Potenciômetros.
- e) Placas perfuradas de fenolite para prototipagem de circuito.
- f) Cabos.
- g) Solda de chumbo-estanho.

O processo de ACCB inicia com a entrada de informações sobre o indivíduo: idade, altura, peso e sexo. Após essas informações serem computadas os eletrodos deverão ser colocados sob a pele na configuração global lateral (figura 5), e o circuito será então ligado. Uma fonte de alimentação em DC (bateria) será utilizada para alimentação do gerador de sinais e dos amplificadores operacionais. O sinal passa por uma série de filtros para eliminação de nível DC e harmônicas indesejadas, então alimenta a fonte de corrente controlada por tensão (FCCT) que deverá produzir em sua saída um valor eficaz de corrente de aproximadamente $300 \mu A_{RMS}$.

A corrente na saída da FCCT passará então pelo corpo do indivíduo e ao final de sua trajetória passará por um resistor em série de valor conhecido, que conectado à um buffer servirá de sinal de referência. O osciloscópio ou o detector de ganho e fase comparam a magnitude e a fase da tensão do corpo do indivíduo (sinal esse que deverá passar por um amplificador de instrumentação para diferenciar o sinal do resistor de referência e reduzir o ruído de modo comum) com a tensão do resistor de referência. O osciloscópio informa a magnitude e diferença de fase dos sinais, e no caso do detector de ganho e fase terá como saída 2 sinais em corrente contínua: V_{mag} e V_{fase} .

5.1 Gerador de sinais

Como discutido, para medir a impedância é necessária uma fonte de corrente controlada por tensão. Essa fonte de tensão que controla a FCCT deve ter algumas características para determinação da bioimpedância:

- i. Operar em corrente alternada, com sinal senoidal a uma frequência de 50 kHz, com baixa distorção harmônica.
- ii. Produzir uma amplitude suficiente para que seja possível gerar uma corrente de aproximadamente $300\mu A_{rms}$ na saída da FCCT.

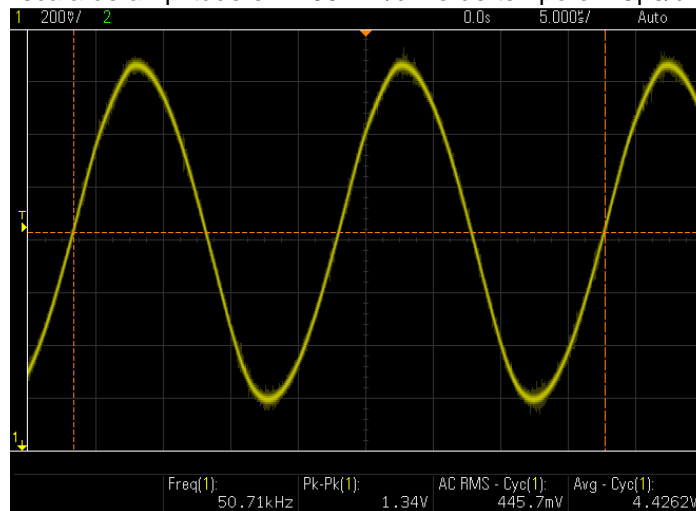
Duas opções foram escolhidas para teste, o gerador de sinais portátil e analógico XR2206 e o gerador digital AD9833. O gerador XR2206 custa aproximadamente R\$60,00 e oferece algumas propriedades interessantes como: tensão de alimentação 9 a 12 V (DC), formas de onda senoidal de até 1MHz com $3V_p$, e baixa distorção harmônica (EXAR..., 2008). As características de formas de onda e baixa distorção são consideradas essenciais para o bom funcionamento do circuito, e a alimentação de 9V a 12V traria a vantagem de permitir usar um par de baterias 9V para alimentar tanto o oscilador quanto os amplificadores. O ponto negativo é que ele não possui um regulador de tensão, dessa forma conforme cai a tensão na bateria também cai a amplitude do sinal em AC, mas é um problema que pode ser contornado com o uso de um diodo zenner. Outro ponto negativo é que a regulagem é manual feita com 2 potenciômetros, o que torna difícil configurá-lo em precisos 50 kHz.

O AD9833 é um gerador que custa apenas R\$ 20,00, que segundo a Analog Devices (2021a) tem baixa distorção harmônica, é capaz de gerar ondas senoidais, triangulares e quadradas de até 12.5 MHz, com tensão regulada (mas que infelizmente em CIs prontos essa função geralmente é retirada) e que pode ser alimentado por bateria (ou por um microcontrolador) com tensão entre 2.5 a 5.5V. Produz sinais senoidais de até $0.33V_p$ com offset de 0.3V. A desvantagem é que ele precisa que um microcontrolador seja usado em conjunto e que constantemente envie comandos para o seu funcionamento, o que eleva um pouco o custo do projeto. Contudo, o valor de um AD9833 mais um microcontrolador simples como um Arduino Nano genérico fica bem próximo do valor de um XR2206.

Ambos os geradores foram testados, primeiramente o XR2206. Ele foi conectado à uma bateria com 9.47V, configurado para forma de onda senoidal e sua saída acoplada ao osciloscópio. Foi observado um alto grau de distorção harmônica que piora com o aumento da amplitude e/ou frequência de operação, e também foi verificado um nível DC de aproximadamente +4.2V. O ganho do gerador foi ajustado de forma a apresentar a menor distorção harmônica possível, com esse valor ótimo medido em $445.7\text{ mV}_{\text{RMS}}$ como ilustrado na figura 7, sua FFT pode ser vista na figura 8.

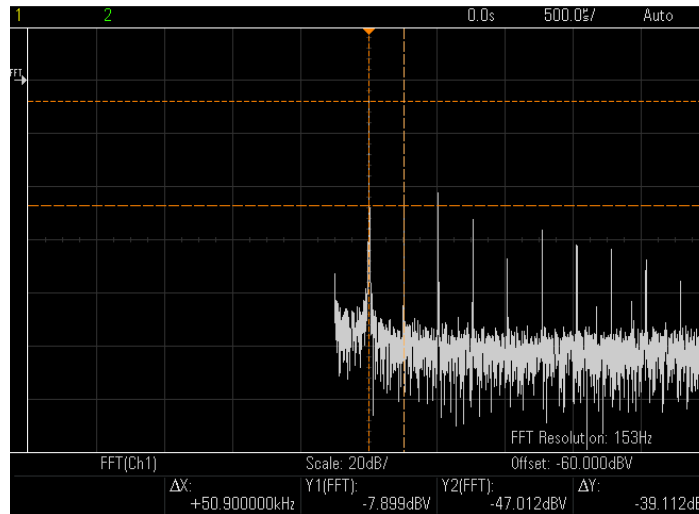
Figura 7 – Medidas do sinal na saída do gerador de sinais XR2206.

Escala de amplitude em 200 mV/div e de tempo em 5 μ s/div.



Fonte: autor.

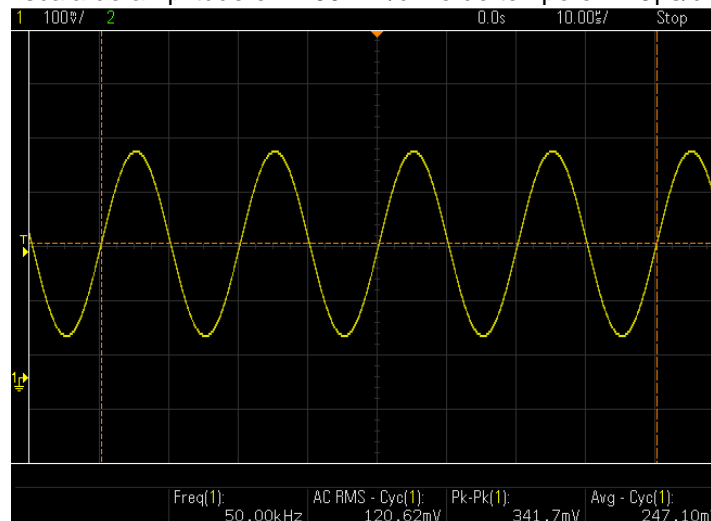
Figura 8 – FFT do sinal na saída do gerador de sinais XR2206.
Escala em 20 dB/div.



Fonte: autor.

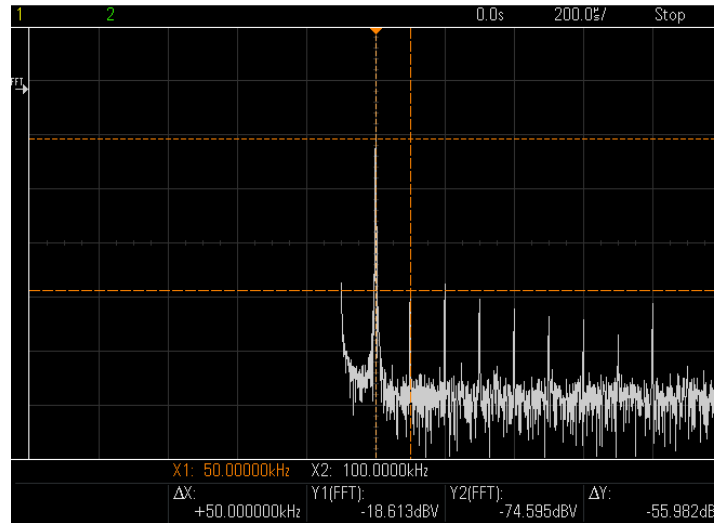
Em seguida foi testado o gerador de sinais AD9833. O CI foi conectado à um Arduino modelo Zero (de 32 bits), que por sua vez foi conectado ao computador para inserção do código usado para controlar o AD9833, que foi configurado para uma amplitude média (mais estável) com 170 mV_p e 250mV de offset, forma de onda senoidal e frequência de 50 kHz. Na saída do gerador foi observado uma distorção harmônica inferior ao XR2206, a diferença entre a amplitude da fundamental (50 kHz) e a 1ª harmônica (100 kHz) no gerador digital foi de -55.982dB e -39.112dB no analógico, como mostra o “ΔY” nas figuras 8 e 10.

Figura 9 – Medidas do sinal na saída do gerador de sinais AD9833.
Escala de amplitude em 100 mV/div e de tempo em 10μs/div.



Fonte: autor.

Figura 10 – FFT do sinal na saída do gerador de sinais AD9833.
Escala em 20 dBV/div.



Fonte: autor.

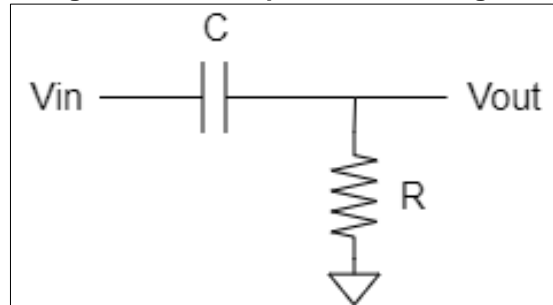
Esses testes preliminares mostram uma vantagem do AD9833 frente ao XR2206. Embora a tensão de saída do XR2206 seja quase 4 vezes maior que a saída do AD9833, a qualidade da forma de onda é inferior (exigindo mais filtros), e a frequência de operação do CI digital é muito mais precisa e regulada pelo código, além de ser mais estável. No CI analógico a frequência varia em até ± 100 Hz da média e o digital até ± 10 Hz. Outra vantagem do AD9833 é que sua tensão pode ser regulada diretamente pelo microcontrolador reduzindo a complexidade do circuito. Tendo tudo isso em vista, decidiu-se que o AD9833 é a melhor opção de gerador de sinais para esse projeto.

5.2 Filtros

5.2.1 FILTRO PASSA ALTA (FPA)

Para corrigir a distorção harmônica dos filtros e elevar a amplitude do sinal até o nível desejado (discutido na seção 5.9), é preciso usar filtros passa baixa e proporcionar um certo ganho ao circuito. Porém, o sinal de ambos geradores possui nível DC que além de indesejado pode causar *clipping* do sinal após um estágio de ganho, e por essa razão é necessário usar capacitor de acoplamento, ou alternativamente um filtro passa alta, antes de qualquer ganho no circuito. A figura 11 mostra a configuração de um FPA, sem buffer.

Figura 11 – Filtro passa alta de 1º grau



Fonte: autor.

Nessa configuração de 1º grau há uma atenuação de 20dB/década e corte em DC. Na frequência de corte há uma atenuação de -3 dB e pode ser calculada por

$$F_{C(FPA)} = \frac{1}{2\pi RC}$$

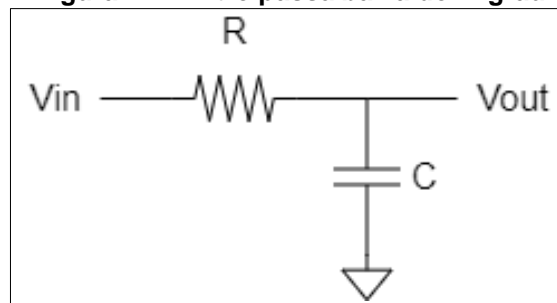
É interessante projetar um circuito que produza corte bem abaixo dos 50 kHz para reduzir atenuação indesejável, mantendo a corrente de operação na ordem de poucos mA, o que em geral é considerado uma boa prática no projeto de circuitos eletrônicos.

5.2.2 FILTRO PASSA BAIXA (FPB)

Para eliminar os efeitos da distorção harmônica é preciso de um FPB, que é ilustrado na figura 12. Assim como o FPA, possui uma frequência de corte para um FPB

$$\text{de } 1^{\text{a}} \text{ ordem em } F_{C(FPB)} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Figura 12 – Filtro passa baixa de 1º grau



Fonte: autor.

Dependendo do nível de distorção um filtro de 1ª ordem cuja atenuação é de -20dB/década pode não ser suficiente para reduzir a Distorção Harmônica Total (DHT) a

níveis aceitáveis, sendo necessário a implementação de um filtro de grau superior, que pode ser feito de duas formas:

- i. Cascadeando filtros de primeira ordem. Essa abordagem embora funcional não é considerada boa prática e exige alguns cuidados já que a frequência de corte é desviada. Outra consideração importante é que a atenuação na F_c nesse tipo de implementação é bastante elevada
- ii. Filtros com topologia Sallen-Key (SK). Essa topologia de filtros de 2ª ordem é ativa e possui ganho interno, mais vantajosa por apresentar menor atenuação em F_c comparado à um filtro passivo. É possível atingir qualquer ordem de filtro desejada associando filtros de 2ª ordem com de 1ª ordem

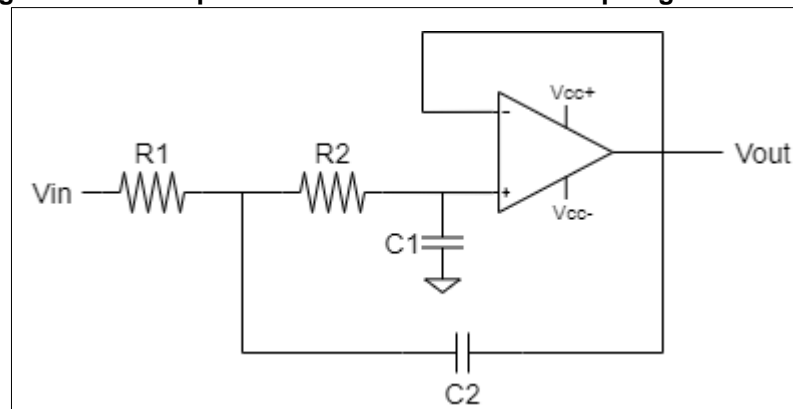
5.2.3 FILTROS DE SEGUNDA ORDEM COM TOPOLOGIA SALLEN-KEY

Esse tipo de filtro ativo de 2ª ordem é amplamente utilizado e sua configuração para um filtro do tipo passa baixa é demonstrado na figura 13. Essa topologia produz vários tipos de filtros de segunda ordem cada um com suas vantagens e desvantagens, com os tipos mais comuns e suas características sendo:

- a. Butterworth: essa configuração apresenta uma banda passante plana com boa resposta ao impulso, produzindo uma atenuação de -3dB em F_c , atenuação de -40dB/década e é amplamente utilizada em sinais de áudio por não possuir *ripples* (ondulações) na banda passante, assim não distorcem o sinal desejado. Também não apresenta *ripples* na banda de rejeição.
- b. Chebyshev: nesse filtro a transição para a banda de rejeição é mais acentuada (possui mais atenuação), porém apresenta *ripples* na banda passante, onde o pico geralmente se encontra à esquerda de F_c (numa frequência inferior), e a quantidade de ripples é dada por $2/n$, onde n é par e é a ordem do filtro. Esse tipo de filtro é recomendado quando a essas ondulações não afetam negativamente o sinal desejado.

- c. Inverse Chebyshev: é de fato o inverso de Chebyshev, apresentando ripples na banda de rejeição e planitude na banda passante. Apresenta assim boa resposta ao impulso
- d. Elliptic: apresenta a maior atenuação de todas as opções apresentadas, porém possui *ripples* em ambas as bandas passante e de rejeição
- e. Bessel: possui a menor atenuação de todas as opções, mas não apresenta ripples e a relação fase/frequência é linear, excelente para ondas não senoidais.

Figura 13 – Filtro passa baixa de 2ª ordem com topologia Sallen-Key



Fonte: autor.

Com isso é possível afirmar que para essa aplicação as melhores opções de configuração são Butterworth e Chebyshev. Esse último, porém, apresenta maior atenuação para uma mesma ordem de filtro se comparado a um Butterworth e não provoca *ripples* na banda de rejeição, contudo seu ganho interno pode introduzir distorção dependendo da qualidade do AO. Os *ripples* da banda passante não são um problema por se tratar de uma onda senoidal de frequência única de 50 kHz, independentemente de onde esse *ripple* se apresenta ele irá apenas amplificar esse sinal.

Tendo o tipo de filtro selecionado, é importante antes de projetá-lo fazer algumas considerações quanto a qual estágio do filtro virá primeiro, e do dimensionamento dos resistores e capacitores.

Tipicamente os designs de FPB usando topologia Sallen-Key são feitos cascadeando estágios de menor para maior fator Q (menor ganho interno para maior ganho interno), para proporcionar maior alcance dinâmico do sinal e evitar problemas com *slew-rate* e polarização dos amplificadores. Uma exceção a essa regra são projetos em que o sinal inicial tem baixa amplitude, que é o caso desse projeto. O fator Q determina a amplitude e largura do pico do *ripple* na banda passante, e é associado ao ganho interno e também ao tipo de filtro, por exemplo um filtro passa baixa Chebyshev 3dB possui $Q = 1.3$ em F_c .

Do ponto de vista dos componentes a serem escolhidos existem 3 abordagens: baixa potência, baixo ruído e alcance dinâmico do sinal. Essas opções são feitas através da relação R/C. Quando o amplificador operacional utilizado é de baixa potência ou quando a fonte não é capaz de fornecer correntes elevadas, deve-se utilizar resistores maiores para evitar que a corrente de saída do estágio anterior seja superior àquela capaz de ser fornecida. Resistências menores são escolhidas por elevar a corrente de operação em aplicações em que o sinal é pequeno.

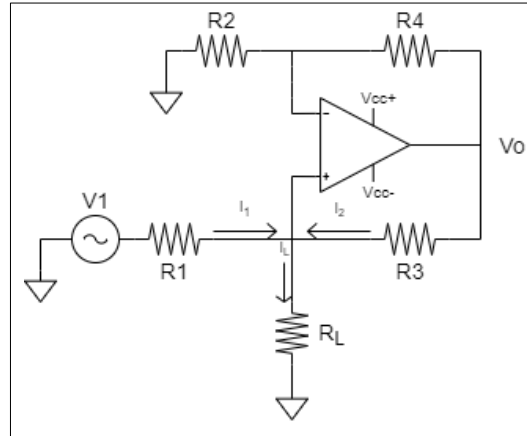
Em geral para o design dos circuitos de teste é mais interessante selecionar resistores de forma a manter a corrente na ordem de 1 a 10 mA (quando possível) para reduzir os efeitos de ruído sem saturar a corrente de saída do amplificador operacional.

5.3 Fonte de Corrente de Howland

Para permitir uma corrente constante independente da impedância da carga (bioimpedância do usuário) gerando segurança e previsibilidade da tensão de referência, se faz necessário esse tipo de estágio. A FCCT mais utilizada em dispositivos de ACCB é a Fonte de Corrente de Howland (YAZDANIAN; SAMANI; MAHANM, 2021).

Em sua configuração mais básica a FCH é um circuito composto por 1 amplificador operacional, 4 resistores (desconsiderando a carga R_L) e uma fonte de tensão, como ilustrado na figura 14.

Figura 14 – Topologia clássica da fonte de corrente de Howland



Fonte: autor.

O desempenho desse tipo de fonte está diretamente relacionado ao casamento das resistências $R_1=R_3$ e $R_2=R_4$ pois $I_L = I_1 + I_2$, sendo $I_1 = \frac{V_1 - V_+}{R_1}$ e $I_2 = \frac{V_o - V_+}{R_3}$ e que $V_o = \left(\frac{R_4}{R_2} + 1\right) V_L$. Como: $V_+ = V_- = V_L$, se $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$ temos que $I_L = \frac{V_1}{R_1}$.

Assim para fazer com que a corrente I_L independa da resistência R_L é preciso que essas resistências sejam iguais. Claro que essa corrente tem um limite, ela não pode entregar mais potência na saída (carga) do que ela recebe na entrada pela lei de conservação de energia e conseqüentemente pela Lei de Kirchoff das Correntes (KCL). Sendo assim, a tensão máxima sem causar queda e/ou distorção da corrente será aproximadamente V_1 .

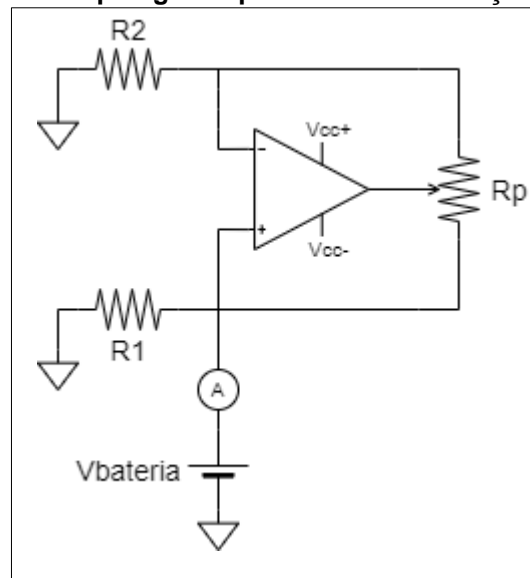
Assim, é necessário projetar uma FCH para fornecer uma corrente que suporte uma variação limitada na carga até 4 k Ω , que deve ser suficiente para esse método de ACCB em 50 kHz. Outro ponto importante é atentar-se ao limite da corrente de saída da fonte V_1 que vem de um amplificador operacional.

Para construção desse circuito é necessário o casamento das impedâncias usando 2 potenciômetros, um para casar R_3 com R_1 e outro para R_4 com R_2 , mas que pode ser problemático por ser difícil fazer com que essas 2 resistências sejam quase

idênticas utilizando instrumentos de medida comuns, e variações mínimas entre essas resistências podem afetar o desempenho da FCH. Existe uma outra abordagem para o mesmo problema que viabiliza o projeto da fonte utilizando apenas 1 potenciômetro e que facilita a calibração da fonte. Da mesma forma: $I_L = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_L}{R_o}$ onde R_o é a resistência de saída vista pela carga R_L dada por $R_o = \frac{R_3}{\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_4}{R_2}}$.

Para fazer com que I_L seja independente de R_L é preciso que $R_o \rightarrow \infty$, para isso deve-se satisfazer a condição $\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}$. Dessa forma é possível montar uma FCH usando apenas 1 potenciômetro para as resistências R_3 e R_4 se feito um processo de calibração, como visto na figura 15.

Figura 15 – Topologia do processo de calibração da FCH



Fonte: autor.

Para esse processo é preciso retirar a fonte V_1 e aterrar essa parte do circuito, conectar um amperímetro entre $V_{bateria}$ e a saída da FCH. Então deve-se regular o potenciômetro R_p até que a corrente no amperímetro seja zero, implicando que a resistência vista pela bateria tende a infinito.

Em resumo, com essa estrutura simplificada basta determinar a corrente de operação desejada – que em equipamentos de ACCB não é recomendado ultrapassar 1mA (NARANJO-HERNÁNDEZ; REINA-TOSINA; MIN, 2019) – e dimensionar R_1 com

base na escolha. Escolher um resistor R_2 de valor próximo e fazer o procedimento de calibração com um potenciômetro.

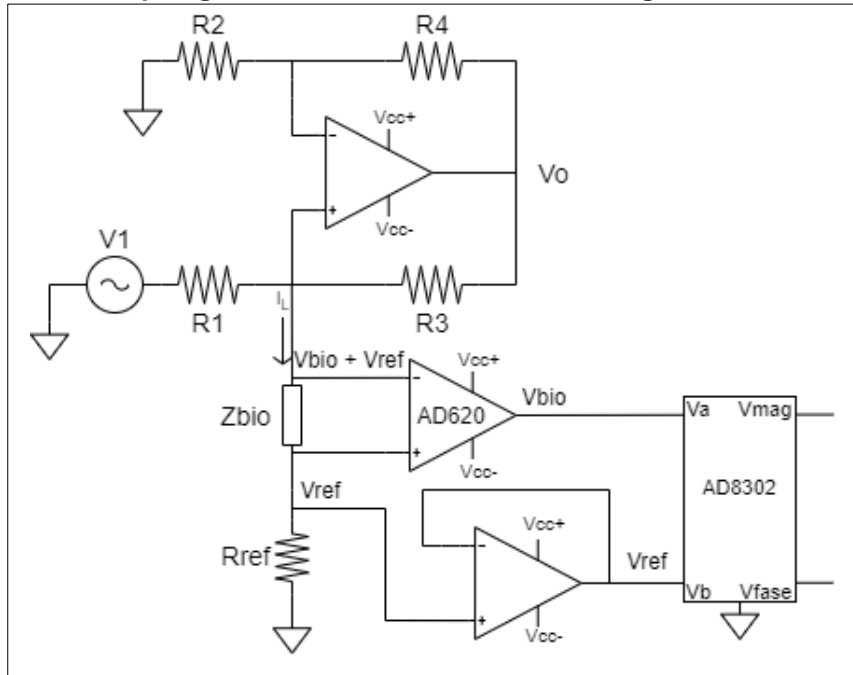
5.4 Detector de ganho e fase AD8302

A estratégia escolhida para determinar a bioimpedância Z_{bio} é comparar a tensão V_{bio} com uma tensão conhecida V_{ref} . Como a FCH produz um valor fixo de corrente alternada que independe da carga, pode-se separar essa carga em 2 impedâncias Z_{bio} e R_{ref} , e utilizar um detector de ganho e fase. Segundo o *datasheet* do AD8302 fornecido pela Analog Devices (2021b), ele tem como entrada sinais AC, entre -60 dBm e 0 dBm (50Ω). A relação entre a magnitude e fase do AD8302 também é dada no *datasheet* do fabricante, que informa que as saídas fornecem medidas de precisão, com erros de no máximo 0.5dB de para ganhos de até ± 30 dB em uma escala de 30mV/dB, e a diferença de fase pode ser detectada entre 0° e 180° numa escala de 10mV/grau e erro de 1° .

Suas 2 saídas V_{mag} e V_{fase} são sinais DC centrados em aproximadamente 0,9V que variam de 0 a 1,8V, que podem ser facilmente lidas por um voltímetro, sendo $V_{mag} = \Delta V = V_b - V_a = \pm 30 \frac{mV}{dB}$ e $V_{fase} = \Delta\varphi = \pm \frac{10mV}{grau}$ (ANALOG..., 2021b).

Considerando a corrente $I_{howland}$ fixa, V_{ref} também será fixo independente da tensão V_{bio} , bastando comparar ambas e usar a lei de Ohm determinar R_{bio} e X_{cbio} . Para acoplar os sinais ao AD8302 é preciso isolar a corrente I_L usando um buffer acoplado a R_{ref} e um amplificador de instrumentação à Z_{bio} . A figura 16 ilustra essa configuração.

Figura 16 – Topologia do circuito usando detector de ganho e fase AD8302



Fonte: autor.

O uso desse tipo de detector seria um grande diferencial para o projeto, por permitir leituras sem a necessidade de um osciloscópio. Infelizmente testes preliminares mostraram que o desempenho do detector em 50 kHz deixou a desejar, as leituras de ganho mostraram erros de até 2dB ou aproximadamente 26% (muito além dos 0.5 dB de erro como informado no datasheet), e as leituras de fase bastante inconsistentes. Existem três hipóteses para isso, uma é que em 50 kHz o desempenho não seja tão bom quanto em altas frequências (o CI funciona até 2.7 GHz), o que não foi possível verificar. Outra hipótese é que os chips adquiridos possam ser falsificados, o que não é incomum. A última hipótese é que esses CIs tenham algum resistor ou capacitor que poderia estar impondo uma frequência mínima de operação, o que também não foi possível verificar. Três *chips* foram testados e o que melhor funcionou (mesmo assim apresentando erros de até 1.4 dB) foi um CI emprestado.

Outro problema de usar esse detector é que a corrente de operação sofre uma pequena queda de até 5% quando o circuito foi testado em pessoas, o que é explorado com mais detalhes na seção 6.1. Se somadas as imprecisões de ganho, fase e queda na corrente as medidas poderiam ficar muito fora da realidade, e por essa razão foi decidido não utilizar o detector AD8302.

5.5 Amplificador operacional

Para fazer uma manipulação de sinais em corrente alternada é importante escolher um amplificador operacional que atenda aos requisitos do projeto, dentre eles os mais importantes são: slew-rate, tensão máxima de operação, corrente máxima de operação, nível de distorção harmônica e ruído. Foram escolhidos alguns AOs para a fase inicial de testes, mas em especial o TL072 devido ao seu baixo custo, ampla disponibilidade no mercado e por atender aos requisitos necessários segundo seu *datasheet* (TEXAS..., 2021). Como a amplitude do sinal na saída do gerador era bastante inferior da necessária para alimentar a FCH (que precisava suportar 4 k Ω com 300 μ A_{RMS}) ganhos de pelos menos 10 vezes seriam necessários. Infelizmente esses amplificadores de baixo custo não tiveram o desempenho esperado causando muita distorção no sinal, mesmo em pequenos ganhos de 5 vezes e utilizando filtros passa baixa para compensação não foi possível controlar a DH, o próprio ganho dos amplificadores causava distorção superior a qualquer configuração e ordem de filtro testado, que variou de 1º até 5º grau.

Os problemas de desempenho com amplificadores operacionais provavelmente foram a maior dificuldade encontrada durante o projeto, por consumir muito tempo e por bater diretamente de frente com um dos objetivos principais: baixo custo. Contudo, a única solução seria usar um AO mais caro e de alto desempenho, e o escolhido foi o AD823 que custa aproximadamente R\$50,00, mas que solucionou todos os problemas relacionados à distorção introduzida por ganho e tornou possível a manipulação adequada do sinal do gerador. Provavelmente esse amplificador tem desempenho que excede os requisitos, e algum modelo no meio termo entre ambos fosse suficiente, mas devido às limitações de tempo e recursos não foi considerado viável importar vários modelos de custo crescente, considerando custo do frete internacional e também demora com as entregas devido à pandemia do Covid-19.

Segundo o *datasheet* fornecido pela Analog Devices (2021c), o AD823 é um CI duplo, que suporta até 16 MHz, opera com até ± 18 V de alimentação, corrente de saída de 15 mA, *slew-rate* de 22 V/ μ s, baixo ruído em 50 kHz, baixa distorção harmônica, que tem como principais aplicações: instrumentação de precisão alimentada por bateria,

filtros ativos, e instrumentação médica. Na prática, o amplificador superou todas as expectativas durante os testes.

5.6 Amplificador de instrumentação

O amplificador de instrumentação executa dois importantes papéis: extrai apenas a tensão V_{bio} e proporciona excelente rejeição ao ruído de modo comum. O corpo humano é repleto de cargas na forma de íons que estão em constante movimento em quase todas as direções, que produzem altos níveis de ruído que tornam impossível a leitura do sinal V_{bio} sem esse tipo de amplificador. Outra fonte no ruído no corpo que pode atrapalhar a leitura do sinal é o ruído presente na rede elétrica em 60 Hz que se acopla ao corpo e aos circuitos. O dispositivo escolhido para essa aplicação é o AD620 (ANALOG..., 2021d), que pode ser encontrado no mercado por aproximadamente R\$20,00.

5.7 Interface entre a pele e o circuito

Uma das formas de se acoplar o circuito ao corpo é através de dois contatos metálicos, pode ser segurando-os com as mãos como no estudo de Mylott et al. (2014), ou como nas balanças em que a pessoa pisa sobre eles. Esse método com apenas dois eletrodos possui uma desvantagem: a injeção corrente e a medição ocorrem no mesmo eletrodo. O problema disso é que o amplificador de instrumentação irá diferenciar tanto o sinal $V_{bio} + V_{ref}$ como o sinal $V_{contato}$, que é a tensão sobre a impedância produzida pela interface pele-eletrodo ($Z_{contato}$). Testes preliminares mostraram que, principalmente quando segurados com as mãos essa tensão $V_{contato}$ flutua, provavelmente pela evaporação do suor presente nas mãos o que altera a permissividade elétrica do ar e condutividade do contato, e por sua vez a impedância. Outro problema é que essa impedância $Z_{contato}$ varia de pessoa para pessoa (algumas pessoas tem pele mais grossa ou mais seca) e teria que ser descontado um valor médio, o que não é ideal. Algumas balanças de SFBIA como a Xiaomi Mi Body Composition 2 usam quatro eletrodos nos pés (dois em cada), provavelmente para contornar esse problema.

Outra abordagem possível – que geralmente é usada em equipamentos médicos e profissionais – é o uso de eletrodos para monitorização descartáveis, como os de eletrocardiograma. Além da impedância do contato não flutuar, é possível aplicar os 4 eletrodos em qualquer parte do corpo, de forma que 2 passem a corrente e 2 sejam acoplados ao amplificador de instrumentação, como na figura 5. Como praticamente não entra corrente no AI, a tensão V_{contato} acaba sendo ignorada gerando medidas mais precisas. Além disso, permitem injeção de corrente nos locais do corpo mais comuns: entre os metatarsos de um dos pés, e entre os metacarpos da mão e região dorsal pulso (configuração global lateral).

Tendo tudo isso em vista decidiu-se usar eletrodos descartáveis. O modelo escolhido foi o 3M 2223BRQ (figura 17), que custa aproximadamente R\$35,00 um pacote com 50 unidades.

Figura 17 – Eletrodo 3M 2223BRQ



Fonte: autor.

5.8 Simulações e testes

Para simulação dos circuitos foi utilizado o LTspice versão XVII em conjunto com montagem de protótipos em placas de circuito perfuradas, já que o comportamento real de um circuito sempre irá desviar do simulador, além do fato de que a biblioteca de componentes do simulador pode não conter os componentes usados sendo necessário selecionar algum operacional similar para a simulação, que pode divergir na prática.

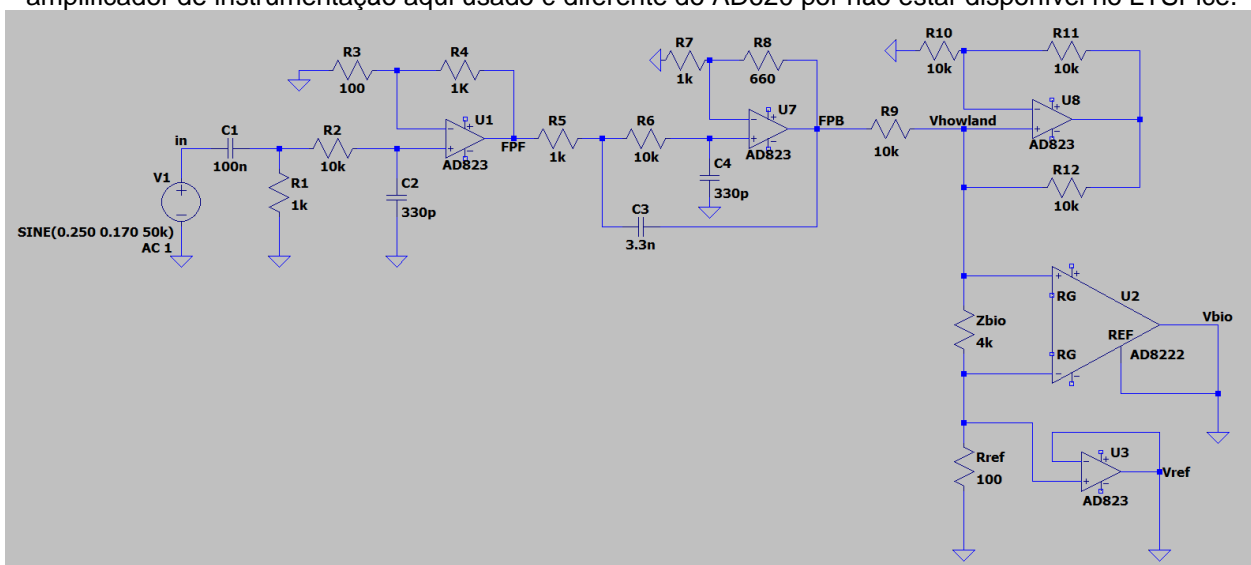
Para leitura dos circuitos de teste montados foi usado um osciloscópio digital Keysight modelo EDUX1002A de 2 canais, 50 MHz e 1GSa/s.

5.9 Topologia do circuito proposto

Tendo em vista a teoria por trás da Análise de Composição Corporal por Bioimpedância explorada na seção 4, e os métodos e materiais escolhidos para projeto do circuito eletrônico presente na seção 5.1 a 5.8, foi projetado e simulado um circuito como ilustrado na figura 18, as medidas do circuito estão ilustradas na figura 19 e a resposta em frequência na figura 20.

Figura 18 – Topologia do circuito proposto no LTSpice.

Os fios de alimentação e as fontes 9V foram retirados para facilitar a visualização do circuito, e o amplificador de instrumentação aqui usado é diferente do AD620 por não estar disponível no LTSPice.



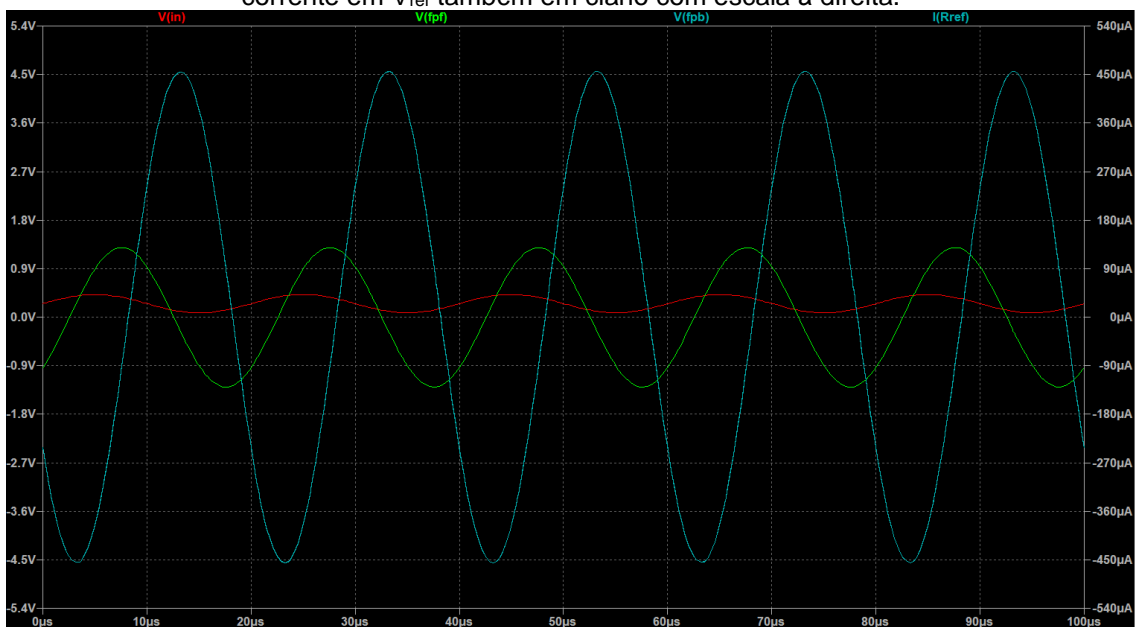
Fonte: autor

Nesse circuito alimentado por 2 fontes que polarizam os amplificadores com +9V e -9V, o sinal sai do gerador de funções AD9833 com $V = 0.170V_p$ em 50 kHz com +0.25V de offset que passa por um filtro passa faixa para filtrar o nível DC centrado em $F_{CFPA} \approx 1$ kHz e um FPB com $F_{CFPB} \approx 50$ kHz, que começa a filtrar o sinal e ajuda a conter o surgimento de novas harmônicas com o ganho $A_{FPF} = 11$ do estágio, a saída tem a tag “FPF” com $V_{FPF} = 1.611 V_{RMS}$. Em seguida o sinal passa por um segundo estágio de filtros e ganho, nesse caso foi implementado um FPB de 2ª ordem com topologia Sallen-Key do tipo Butterworth com $F_c = 50$ kHz e ganho $A_{FPB} = 1.66$, a saída

tem $V_{FPB} = 3.085 V_{RMS}$ e tag "FPB". Foi configurada uma Fonte de Corrente de Howland com corrente de saída $I_{howland} = \frac{V_{FPB}}{10 k\Omega} = 308.5 \mu A_{RMS}$. Finalmente a corrente passa por um resistor que simula uma impedância de $4k\Omega$ que representa $Z_{bio} + Z_{contatos}$ e um resistor de carga R_{ref} de 100Ω . Um amplificador de instrumentação foi acoplado à Z_{bio} para diferenciação do sinal e redução de ruído de modo comum, e um amplificador operacional acoplado à R_{ref} configurado como *Buffer* (seguidor de tensão). Outra necessidade desse amplificador de instrumentação e *buffer* é isolar o sinal. O objetivo de ter um resistor de referência depois da corrente passar pelo corpo do indivíduo (Z_{bio}), é medir precisamente qual era a corrente que passou por ambos, já que $I_{Z_{bio}} = I_{R_{ref}}$, o que permite através da lei de Ohm inferir a impedância Z_{bio} quando medida a tensão sobre essa carga, além de permitir avaliar se há algum tipo de fuga de corrente do corpo para o meio quando montado o circuito.

Figura 19 – Medidas de tensão e corrente simuladas do circuito proposto.

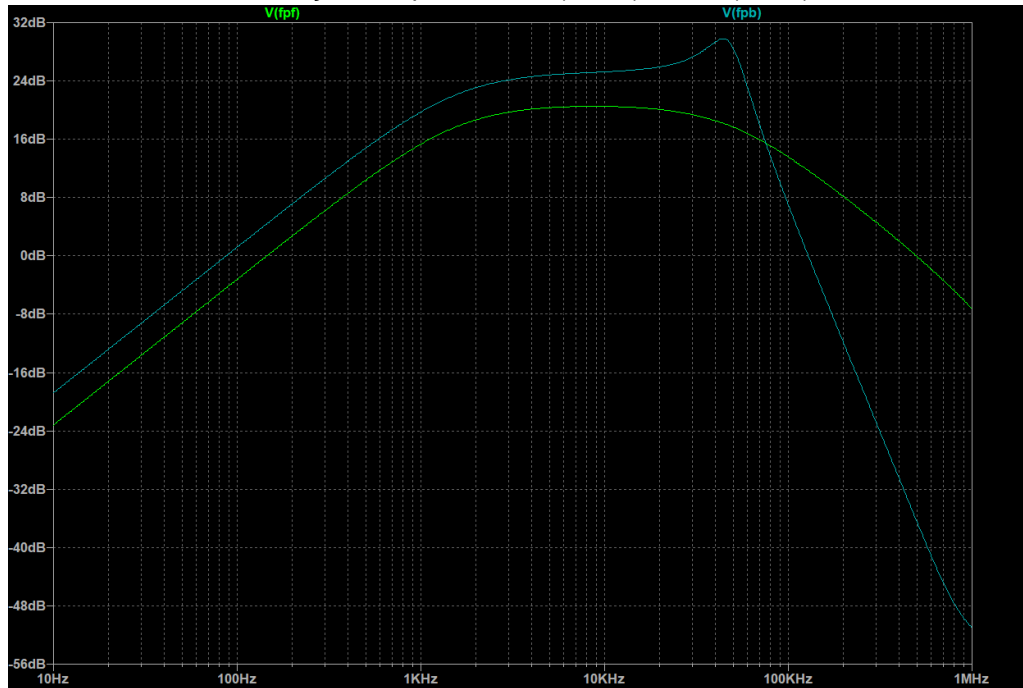
Medidas de tensão de V_{in} (vermelho), V_{FPF} (verde) e V_{FPB} em ciano com escala à esquerda. Medida de corrente em V_{ref} também em ciano com escala à direita.



Fonte: autor.

Figura 20 – Diagrama de Bode simulado dos filtros.

Simulação nos pontos FPF (verde) e FPB (ciano)



Fonte: autor.

Embora esses amplificadores suportem tensões de pico de até 8V (considerando 9V de alimentação -1V de *headroom*) quando comparados aos 4.5V máximo do circuito simulado, o que permitiria uma corrente I_{howland} de quase o dobro da projetada, baterias apresentam queda de tensão conforme sua energia é convertida no circuito o que faria com que, com o tempo, houvesse problemas de *clipping* do sinal. De fato, da forma que está, as baterias nessa configuração estão consumindo aproximadamente 500mW cada uma, que segundo o *datasheet* do fabricante (DURACELL) da Duracell MN1604 modelo 6LP3146 de 9V, com esse consumo a tensão cai para 5.5V em pouco mais de 4 horas, que é um tempo considerado razoável para testes e utilização do circuito sem ter de substituí-las com muita frequência. Como já foi abordado, estudos foram capazes de medir a impedância corporal sem problemas utilizando 100 μA_{RMS} (Mylott et al., 2014), mas esse trabalho foi projetado para 300 μA_{RMS} para aumentar a relação sinal/ruído e ter leituras com mais qualidade.

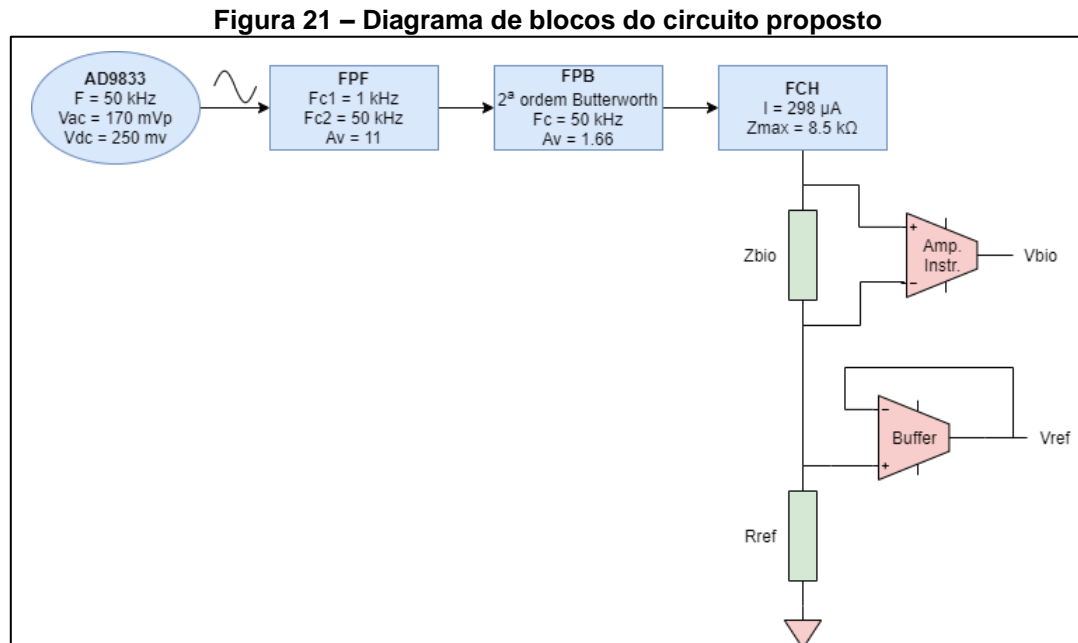
A simulação ocorreu bem o que indica que o circuito montado deve funcionar de forma similar. Na prática há muitas variáveis: resistores e capacitores não têm valor ideal, baterias tem resistência interna, amplificadores operacionais introduzem ruído e

distorção, capacitâncias parasitas induzem correntes indesejadas para várias partes do circuito, sem falar do ruído do tipo AWGN e do sistema elétrico que se acopla ao corpo humano e ao circuito. Por essa razão o circuito será testado extensivamente na seção 6.1 de resultados para atestar seu desempenho antes de realizar as medidas em pessoas.

6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

6.1 Testes do circuito proposto

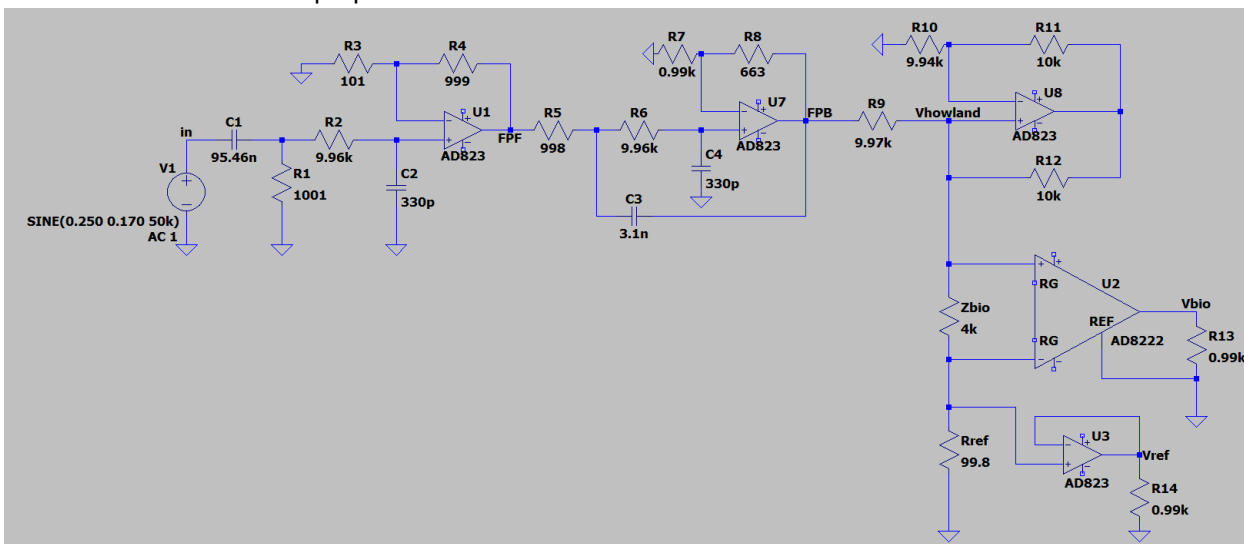
Foi montado um circuito como na seção 5.8 em placa de circuito perfurada, seguindo os métodos explorados na seção 5. A figura 21 mostra um diagrama de como funciona o circuito e a figura 22 mostra a topologia no LTSpice com os valores dos componentes utilizados medidos em multímetro digital. Além desses componentes, 2 capacitores cerâmicos (C5 e C6) de 1nF foram colocados em paralelo com 2 capacitores eletrolíticos (C7 e C8) de 10 μ F como acoplamento entre a alimentação DC dos amplificadores e o “terra” do circuito, que ajudam a eliminar oscilações. A tabela 2 contém os componentes utilizados no circuito com preços em reais.



Fonte: autor.

Figura 22 – Topologia do circuito proposto com valores medidos.

Os valores dos capacitores C2 e C4 não puderam ser medidos com precisão por terem valores muito pequenos e foram assumidos seus valores nominais.



Fonte: autor.

Tabela 2 – Custo do circuito proposto

Componentes	Quantidade	Valor (R\$)	Total (R\$)
Resistores 1%	12	0,10	1,40
Potenciômetro	1	1,00	1,00
Capacitores cerâmicos 5%	6	0,20	1,20
Capacitores eletrolíticos 5%	2	0,30	0,60
Placa perfurada para circuito	1	5,00	5,00
Socket para amplificador operacional	3	1,00	3,00
Arduino Nano	1	31,90	31,90
AD823ANZ	2	52,00	104,00
AD620AN	1	22,00	22,00
Outros custos	1	5,00	5,00
Custo total do circuito proposto			175,10

Fonte: autor.

Foram feitas medições de tensão no circuito nos mesmos pontos da simulação da seção 5.6, do sinal de entrada, da saída do filtro passa faixa e da saída do filtro passa baixa, expressos na tabela 3. As medições tiveram valores dentro do esperado e sua pequena variação pode ser atribuída à valores não nominais dos componentes.

Tabela 3 – Medições de tensão no circuito proposto comparados à simulação

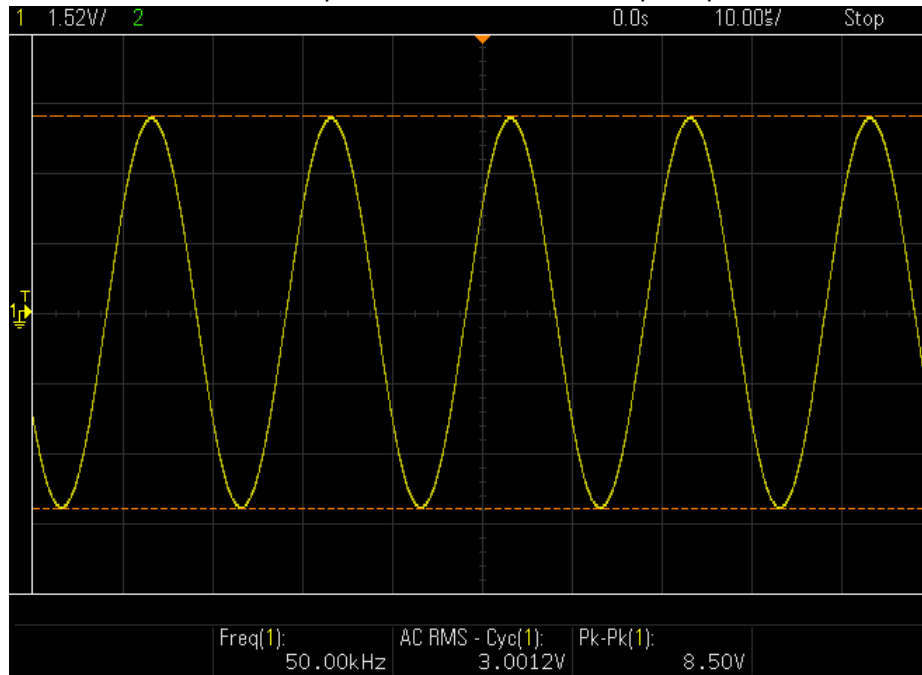
Local do circuito	Valor simulado (mV _{RMS})	Valor medido (mV _{RMS})	Valor medido/ Valor simulado
Vin	120.21	120.62	+0.341%
FPF	913.73	903.92	-1.073%
FPB	3216.9	3008.8	-6.469%

Fonte: autor.

As figuras 23 e 24 mostram os valores medidos do sinal em e FPB, bem como a FFT do sinal para aferição visual da distorção harmônica. Embora o sinal na saída de FPB contenha harmônicas, essas têm pelo menos 60 dBv a menos do que o sinal na fundamental (50 kHz), ou 1000 vezes menor, e foi considerado satisfatório.

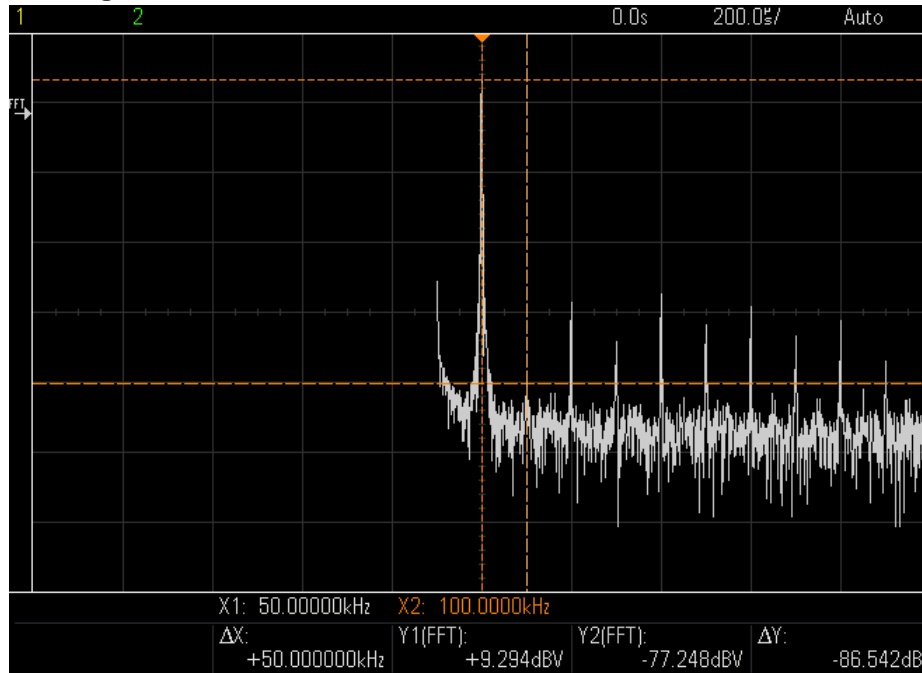
Figura 23 – Sinal medido na saída do FPB.

Escala de amplitude em 1.52V/div e tempo 10µs/div



Fonte: autor.

Figura 24 – FFT do sinal na saída do FPB com escala 20dB/div



Fonte: autor.

O desempenho da Fonte de Corrente de Howland foi avaliado usando valores crescentes de resistências no lugar de Z_{bio} , e por fim foi usado um potenciômetro para aferir qual a resistência máxima que a fonte suporta antes de introduzir distorções. Essa observação foi feita visualmente com auxílio da função FFT do osciloscópio, quando picos nas harmônicas aumentavam subitamente indicava o limite. Também seria verificado quando a tensão começa a cair, mas as distorções ocorreram antes. Nesse teste foram usados os 2 canais do osciloscópio, um deles medindo a tensão na saída do amplificador de instrumentação (V_{bio}) e do buffer (V_{ref}).

O teste tem como objetivo avaliar se há queda de corrente com a variação da resistência, qual é a resistência máxima que a fonte suporta, e qual é a fase introduzida pelo amplificador de instrumentação conforme varia-se o valor de Z_{bio} quando comparado à R_{ref} . Esse último dado é de suma importância quando os testes em pessoas começarem. Os valores do teste estão expressos na tabela 4.

Tabela 4 – Teste do desempenho da FCH com resistores

Z_{bio} (Ω)	V_{bio} (mV _{RMS})	V_{ref} (mV _{RMS})	Fase	$I_{howland}$ (μ A _{RMS})
99.5	29.999	29.827	-5.2°	298.8677
201	60.415	29.815	-5.4°	298.7475
220	66.383	29.812	-5.4°	298.7174
1008	303.1	29.822	-5.7°	298.8176
2190	657.75	29.830	-5.9°	298.8978
4690	1400.7	29.84	-6.3°	298.998
8530 (máx)	2.5374	29.836	-6.7°	298.9579

Fonte: autor.

A corrente de operação $I_{howland}$ calculada pela lei de Ohm usando V_{ref} e considerando uma resistência R_{ref} fixa medida em 99.8Ω teve desvio padrão de $\sigma = 103.97nA$ e variância de $\sigma^2 = 10.81nA$, e seus máximos e mínimos não correspondem necessariamente aos valores mínimos e máximos de resistência total. Essa variação mínima da corrente pode ser considerada como variação natural na medição de V_{ref} , causada por ruído e por imprecisões do osciloscópio. Conclui-se que a Fonte de Corrente de Howland configurada e calibrada como na seção 5.3 funciona como esperado, e até o limite aproximado de $8.5 k\Omega$ a corrente se mantém praticamente a mesma demonstrando amplo alcance dinâmico. Ademais, considerando que a impedância no corpo não deve ultrapassar os $2k\Omega$ e que a impedância do contato entre os adesivos de eletrocardiograma e a pele ($V_{contato}$) raramente ultrapassa $1k\Omega$ em $50 kHz$, é possível afirmar que a FCH deve suportar os testes em pessoas com ampla folga.

Quanto aos valores de fase observa-se uma tendência: quanto maior a resistência Z_{bio} , maior a diferença de fase quando comparado ao sinal em R_{ref} . Esses valores serão comparados a impedância Z_{bio} do corpo dos indivíduos testados e tomado em consideração quando computado o valor de fase para cálculo da resistência e reatância interna.

Para avaliar o desempenho do circuito quanto à variação de fase, um teste similar foi feito com uso de resistores e capacitores em série no lugar de Z_{bio} , e os resultados desse teste estão expressos na tabela 5. A coluna “fase compensada” é a medida da fase somada um valor compensação devido ao atraso de fase provocado pelo amplificador de instrumentação, e é o valor a ser considerado. Observa-se que as

medidas de fase ficaram muito próximas da teoria, porém subestimadas em alguns décimos de grau.

Tabela 5 – Teste de medidas de fase da FCH

R (Ω)	C (nF)	V_{bio} (mV _{RMS})	V_{ref} (mV _{RMS})	Fase calculada	Fase medida	Valor de compensação	Fase compensada
1002	10.85	315.616	29.843	-16.32°	-21.7°	5.7°	-16.0°
1002	45.48	299.795	29.834	-4.00°	-9.4°	5.7°	-3.7°
502	10.85	177.765	29.826	-30.30°	-35.7°	5.5°	-30.2°
502	101.5	147.05	29.817	-3.57°	-8.9°	5.5°	-3.4°

Fonte: autor.

6.2 Resultados da Análise de Composição Corporal por Bioimpedância

Os testes foram conduzidos em 6 adultos, todos saudáveis. As medições foram feitas seguindo as recomendações para medição presentes na seção 4.4 com a diferença de que os participantes eram solicitados a ficarem sentados. Foram colocados 4 eletrodos de eletrocardiograma modelo 3M 2223BRQ do lado direito do corpo seguindo a configuração global lateral (figura 5), com 2 nos pés entre o 4º e 5º metatarso e outros 2 na região dorsal da mão e pulso. Garras do tipo “jacaré” foram conectadas aos eletrodos e ao circuito que foi então ligado. A duas pontas de prova do osciloscópio foram conectadas nas saídas do amplificador de instrumentação e buffer, que mediam a tensão RMS V_{bio} e V_{ref} , bem como a fase entre elas. Com os valores de V_{ref} e R_{ref} (99.8 Ω) foi possível determinar a corrente, e com os valores de fase e V_{bio} foi possível determinar a parte real e imaginária da impedância que são necessárias nos cálculos de taxa de gordura corporal. Logo após o teste, o indivíduo fazia as medições em uma balança comercial de ACCB modelo Bioland EF912 (figura 25).

Figura 25 – Balança Bioland EF912



Fonte: autor.

Informações como altura, peso, idade e sexo também foram computados, a impedância foi calculada e aplicada em 4 equações para determinação da taxa de gordura corporal encontradas na literatura. Infelizmente a única equação brasileira é muito específica feita num estudo com homens jovens militares e não foi usada, enquanto as outras são mais generalistas, mas de estudos feitos no exterior. Mesmo assim, as medidas trouxeram resultados interessantes quando comparados com a balança Bioland. A tabela 6 contém informações dos participantes, valores medidos de V_{ref} , V_{bio} e fase, e valores calculados de resistência, reatância e corrente. Foi somado $+5.6^\circ$ aos valores de fase medidos para compensar o atraso do amplificador de instrumentação.

Tabela 6 – Resultados dos parâmetros necessários para ACCB

Participante	Altura (cm)	Peso (kg)	Idade	Sexo	V_{ref} (mV)	V_{bio} (mV)	Corrente (μA)	Fase ($^\circ$)	R (Ω)	X_c (Ω)
1	160	63.3	25	F	28.828	171.79	288.858	-6.2	591.24	64.23
2	169	65.3	25	M	29.087	138.59	291.453	-4.2	474.24	34.83
3	169	65.9	25	M	29.760	149.08	298.196	-7.9	495.21	68.72
4	172	68	26	M	29.51	155.58	295.891	-7.2	522.12	65.03
5	173	89.8	61	M	28.465	106.29	285.220	-7.3	369.93	47.35
6	171	66.8	58	F	29.615	166.35	296.744	-7.4	555.92	72.20

Fonte: autor.

Observou-se uma queda na corrente que chegou a $20\mu A$ quando testado em pessoas, diferente do que aconteceu quando testado com resistores e capacitores.

Existem algumas hipóteses que podem explicar esse fenômeno. De antemão é possível afirmar que não é um problema de saturação da Fonte de Corrente de Howland já que a tensão máxima V_{howland} observada – que é a soma das tensões V_{bio} , V_{ref} e $V_{\text{contatato}}$ – não ultrapassou os 800 mV quando medido no ponto V_{howland} (figura 22), que é bem abaixo do limite de aproximadamente 2.5 V observado na seção 6.1.

A hipótese é que essas perdas estão acontecendo para o meio e para o terra. Quando os pés das pessoas estavam no chão verificou-se uma queda de tensão e subsequente queda de corrente medida em até $7\mu\text{A}$ no resistor de referência, mesmo em pisos de cerâmica ou de madeira. Por essa razão que os testes não foram feitos em pé como na balança e sim numa cadeira, pois a queda na corrente era aparentemente menor. Esse é um ponto positivo das balanças, por terem contatos nos pés evitam fuga de corrente para o terra. Em contrapartida é mais um ponto contra o detector de ganho e fase AD8302, já que para inferir a impedância seria necessária uma corrente fixa.

Outra observação foi a quantidade de ruído presente em R_{ref} , que não possui amplificador de instrumentação, apenas um amplificador operacional configurado como seguidor de tensão. As medidas no osciloscópio tiveram de ser feitas com a função “médias”, com pelo menos 32 delas para medida adequada de tensão V_{ref} , e 512 para medida de fase entre V_{ref} e V_{bio} . Caso o AD8302 tivesse sido usado, ou alguma outra forma de detecção, usar um amplificador de instrumentação em R_{ref} seria altamente recomendado.

Com esses dados foram feitas as medidas de taxa de gordura corporal e comparadas com as medidas da balança Bioland (tabela 8), usando as equações da tabela 7 que foram encontradas na literatura. Essas equações foram selecionadas por terem sido feitas com 50 kHz e configuração de eletrodos tetrapolar ou global lateral. A tabela 8 também contém uma média entre as equações e o erro relativo da média comparado com a balança. Todas essas equações retornam valor de MLG (Massa Livre de Gordura), para determinar a taxa basta fazer: $\frac{\text{Peso} - \text{MLG}}{\text{Peso}}$.

Tabela 7 – Equações de Massa Livre de Gordura usadas

Equação	Autor e ano	Equação (Massa Livre de Gordura em Kg)	Observações
A	DEURENBERG et al. 1991	Mulher: $-12.44 + 0.34 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.1534 \cdot \text{Altura} + 0.273 \cdot \text{Peso} - 0.127 \cdot \text{Idade} - 0.064 \cdot \text{Peso}$ Homem: $-12.44 + 0.34 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.1534 \cdot \text{Altura} + 0.273 \cdot \text{Peso} - 0.127 \cdot \text{Idade} - 0.064 \cdot \text{Peso} + 4.56$	Estudo Britânico clássico com 827 homens e mulheres de 7 a 83 anos. Equações indicadas para maiores de 16 anos
B	SUN et al. 2003	Mulher: $-9.53 + 0.69(\text{Altura}^2/R) + 0.17 \cdot \text{Peso} + 0.02 \cdot R$ Homem: $-10.68 + 0.65 (\text{Altura}^2/R) + 0.26 \cdot \text{Peso} + 0.02 \cdot R$	Estudo americano feito com 669 homens e 944 mulheres de 12 a 94 anos de idade
C	MACIAS et al. 2007	Mulher ou homem: $0.7374 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.1763 \cdot \text{Peso} - 0.1773 \cdot \text{Idade} + 0.1198 \cdot X_c - 2.4658$	Estudo mexicano com 155 homens e mulheres de 20 a 50 anos de idade
D	KYLE et al. 2001	Mulher: $-4.104 + 0.518 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.231 \cdot \text{Peso} + 0.130 \cdot X_c$ Homem: $-4.104 + 0.518 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.231 \cdot \text{Peso} + 0.130 \cdot X_c + 4.229$	Estudo com 202 homens e 141 mulheres de 22 a 94 anos
E	RUSH, E. C. & CHANDU, V. & PLANK, L. D 2006	Mulher: $0.456 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.127 \cdot \text{Peso} + 0.0746 \cdot X_c + 5.959$ Homem: $0.382 \cdot \text{Altura}^2/R + 0.167 \cdot \text{Peso} + 0.320 \cdot \text{Altura} - 36.382$	Estudo feito com imigrantes indianos na Nova Zelândia com 110 homens e 101 mulheres de 20 a 60 anos

Tabela 8 – Resultados das medições de taxa de gordura corporal.

Participante	Bioland (%)	A (%)	B (%)	C (%)	D (%)	E (%)	Média (%)	Erro relativo da média (%)
1	31.8	35.34	32.18	30.67	34.76	39.13	34.41	8.05
2	19.5	18.57	15.88	18.54	22.00	20.97	19.19	-5.19
3	19.1	20.38	18.29	15.81	17.82	23.01	19.06	1.42
4	18.6	22.01	20.19	19.87	21.12	24.03	21.45	15.73
5	26.2	29.89	19.05	24.35	23.20	27.72	24.85	-3.6
6	28.3	36.31	26.29	30.44	28.20	34.41	31.13	9.43
ρ (Pearson)		0.9536	0.8597	0.9488	0.9149	0.9551	0.9609	-

Fonte: autor.

Algumas considerações qualitativas podem ser feitas quanto aos resultados das equações com as medidas da balança Bioland. As equações de Deurenberg et al. (1991) e Rush et al. (2006) superestimaram a taxa de gordura das mulheres de forma

excessiva comparado com os dados da balança. A de Sun et al. (2003) foi a que teve a menor correlação com a medição da Bioland, subestimando ou superestimando sem grande distinção. A de Macias et al. (2007) teve boa correlação de Pearson com $\rho_C = 0.9488$ e apresentou resultados mais próximos em geral, apenas a taxa do participante 3 chama a atenção. A equação de Kyle et al. (2001) teve a segunda pior correlação com $\rho_D = 0.9149$, mas resultados relativamente próximos em geral, com o único dado que chama mais a atenção do participante 3. Quando se observa a média, que teve o maior coeficiente de correlação de Person $\rho_{\text{media}} = 0.9604$, fica claro que as equações superestimaram um pouco as medidas das mulheres e que um possível *outlier* seria o participante 4, mas de forma geral as medidas foram satisfatórias e ficaram próximas da balança Bioland.

Contudo, considerações quantitativas devem ser tomadas com cautela. Primeiramente não existe “melhor ou pior”, essa comparação entre equações, circuito e balança serve apenas como um parâmetro e não é conclusiva em favor dos valores da balança ou do dispositivo proposto, o objetivo de compará-los é ter uma ideia se os resultados do circuito fazem algum sentido ou não. Isso porque existem diferenças e incertezas entre os métodos, o circuito proposto analisa a bioimpedância de corpo inteiro enquanto a balança apenas nas pernas e determina a do corpo de acordo com algum algoritmo proprietário. O método de ACCB de forma geral também não é o mais preciso, por isso existem tantas equações não só as 5 usadas nesse trabalho, quanto mais específico para um tipo de população/etnia, melhores serão os resultados. E claro a amostra é pequena, com $n=6$, possíveis *outliers* são difíceis de identificar e causam grande impacto nos resultados.

O que pode ser dito apesar da amostra pequena é que de fato algumas equações se encaixam melhor para esse grupo de pessoas. A equação de Macias et al. (2007) que foi feita com mexicanos foi a que se encaixou melhor nesse grupo por ter apresentado resultados mais próximos da balança e boa correlação de Pearson. O resultado das equações de Rush et al. (2006) mesmo que mais lineares – superestimando os resultados de todos os participantes sem distinção – o fez de forma até excessiva porque não é razoável estimar tão alto a taxa de gordura das 2 mulheres

participantes que não têm sobrepeso. Novamente, é importante ressaltar que os resultados quantitativos são de certa forma, inconclusivos, à menos que todos os participantes tivessem se submetido ao exame DXA, padrão ouro para composição corporal.

Os resultados que não são inconclusivos são os da Fonte de Corrente de Howland, que teve desempenho excelente para todos os valores de resistência testados e que manteve sua corrente fixa, com desvio padrão de apenas 103.97nA quando testada com resistores. Com uma corrente tão estável, é possível determinar uma impedância Z_{RC} com as medidas de V_{RC} e V_{ref} com bastante confiança, o que sugere que as medições de bioimpedância corporal também sejam confiáveis.

7 CONCLUSÃO

A análise de composição corporal por bioimpedância é um método imperfeito, mas que pode trazer bons resultados para a maioria das pessoas com um circuito robusto e o uso de equações específicas voltados à etnia e biotipo do indivíduo sendo testado, e ocupa um espaço importante nesse meio devido à sua baixa complexidade, baixíssimo custo comparado à uma máquina de DXA, e baixo risco ao usuário.

O circuito proposto usando gerador de sinais AD9833, Fonte de Corrente de Howland e resistor de referência demonstrou excelente desempenho quando testado com resistores e capacitores, e mostram o potencial dessa topologia. Seu uso em seres humanos teve resultados próximos de um dispositivo comercial, porém inconclusivos quanto à sua precisão real. Algumas coisas podem ser aprimoradas, como o uso de um amplificador de instrumentação em R_{ref} no lugar do *buffer* para redução de ruído introduzido pelo corpo, e um estudo mais aprofundado pode ser feito sobre outros métodos de detecção que tornem o dispositivo mais acessível e permita a detecção de Z_{bio} sem o uso de um osciloscópio, o que de fato tornaria o dispositivo proposto num método portátil e de baixo custo, e não um método de uso laboratorial.

Embora inconclusivas as medidas de precisão do circuito, os resultados do dispositivo proposto em comparação com a balança Bioland servem como parâmetro, e tiveram resultados relativamente próximos dentro da pequena população do estudo. A

principal contribuição desse trabalho fica na análise qualitativa das aplicações e conceitos necessários para ACCB, e também da topologia do circuito proposto: como detectar a bioimpedância corporal em osciloscópio, partindo do uso de um gerador de sinais de baixo custo, que alimenta uma fonte de corrente controlada por tensão, que por sua vez permite uma corrente segura e controlada passe pelo corpo de um indivíduo e por um resistor de referência, que quando tem seus sinais V_{bio} e V_{ref} comparados permitem a detecção da bioimpedância Z_{bio} usando a lei de Ohm.

Assim, pode-se afirmar que foi possível construir o circuito de ACCB com componentes de baixo custo e foi possível fazer a detecção de taxa de gordura corporal com uso de um osciloscópio, cujo desempenho foi próximo ao de um dispositivo comercial similar.

8 REFERÊNCIAS

Organização Mundial da Saúde. **Global Health Risks: Mortality and burden of disease attributable to selected major risks**. Geneva: OMS, 2009. Disponível em: https://apps.who.int/iris/bitstream/handle/10665/44203/9789241563871_eng.pdf?sequence=1&isAllowed=y. Acesso em: jul. 2021.

KHALED, D. A.; NOVAS, N.; GAZQUEZ, J. A.; MANZANO-AGUGLIARO, F. Dielectric and Bioimpedance Research Studies: A Scientometric Approach Using the Scopus Database. **Publications**, vol. 6, n. 1, Jan. 2018.

NARANJO-HERNÁNDEZ, D.; REINA-TOSINA, J.; MIN, M. (2019). Fundamentals, Recent Advances, and Future Challenges in Bioimpedance Devices for Healthcare Applications. **Journal of Sensors**, vol. 2019, Article ID 9210258, Jul 2019.

CHERTOW, G. M. et al. (1997). Bioimpedance norms for the hemodialysis population. **Kidney International**, vol. 52, n. 6, p. 1617-1621, Dec. 1997.

DOU Y. et al. Comparison of bioimpedance methods for estimating total body water and intracellular water changes during hemodialysis. **Nephrology Dialysis Transplantation**, vol. 26, n.10, p. 3319-3324, Oct. 2011.

Völgyi, E. et al. Assessing body composition with DXA and bioimpedance: effects of obesity, physical activity, and age. **Obesity**, vol. 16, n. 3, p. 700–705, Mar. 2008.

AROOM, K. R. et al. Bioimpedance analysis: a guide to simple design and implementation. The **Journal of Surgical Research**, vol. 153, n.1, p. 23–30, May 2009.

YAZDANIAN, H.; SAMANI, M. M.; MAHANM, A. Characteristics of the Howland current source for bioelectric impedance measurements systems. In: 2013 20th Iranian Conference on Biomedical Engineering (ICBME), 20., Dec 2013, Tehran. **Anais [...]**. Tehran: University of Tehran, 2013, p. 189-193. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6782216>. Acesso em: Jul. 2021.

MYLOTT, E.; KUTSCHERA, E.; WIDENHORN, R. Bioelectrical impedance analysis as a laboratory activity: At the interface of physics and the body. **American Journal of Physics**, vol. 82, n. 5, p. 521-528, May 2014.

ALVERO-CRUZ, J. R. L. et al. La bioimpedancia eléctrica como método de estimación de la composición corporal, normas prácticas de utilización. **Revista Andaluza de Medicina Del Deporte**, vol. 4, n. 4, p. 167–174, Oct. 2011.

MATTHIE, J. R. Bioimpedance measurements of human body composition: critical analysis and outlook. **Expert Review of Medical Devices**, vol. 5, n. 2, p. 239-261, Mar. 2008.

EXAR CORPORATION. **XR-2206 Monolithic Function Generator**. Datasheet. Feb. 2008. Disponível em: https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206_104_020808.pdf. Acesso em: jul. 2021.

ANALOG DEVICES INCORPORATED. **AD9833 Datasheet and Product Info**. AD9833 Low Power, 12.65 mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator. c2021. Disponível em: <https://www.analog.com/en/products/ad9833.html#product-overview>. Acesso em: jul. 2021a.

ANALOG DEVICES INCORPORATED. **AD8302 Datasheet and Product Info**. AD8302 LF–2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector. c2021. Disponível em: <https://www.analog.com/en/products/ad8302.html#product-overview>. Acesso em: jul. 2021b.

TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. **TL072 data sheet, product information and support**. TL072 Dual Low-Noise JFET-Input General-Purpose Operational Amplifier. c2021. Disponível em: <https://www.ti.com/product/TL072>. Acesso em: jul. 2021.

ANALOG DEVICES INCORPORATED. **AD823 Datasheet and Product Info**. AD823 16 MHz, Rail-to-Rail FET Input Dual Amplifier. c2021. Disponível em: <https://www.analog.com/en/products/ad823.html>. Acesso em: jul. 2021.

ANALOG DEVICES INCORPORATED. **AD620 Datasheet and Product Info**. AD620 Low Drift, Low Power Instrumentation Amp with Set Gains of 1 to 10000. c2021. Disponível em: <https://www.analog.com/en/products/ad620.html>. Acesso em: jul. 2021d.

DURACELL. **MN1604 6LP3146**. Disponível em: https://d2ei442zrkqy2u.cloudfront.net/wp-content/uploads/2016/03/MN1604_6LP3146_US_CT1.pdf. Acesso em: jul. 2021.

SUN, S. S. et al. Development of bioelectrical impedance analysis prediction equations for body composition with the use of a multicomponent model for use in epidemiologic surveys. **The American Journal of Clinical Nutrition**, vol. 77, n. 2, p. 331-340, Feb. 2003.

DEURENBERG, P. et al. Sex and age specific prediction formulas for estimating body composition from bioelectrical impedance: a cross-validation study. **International Journal of Obesity**, vol. 15, n. 1, p. 17-25, Jan. 1991.

MACIAS, N. et al. Fat measurement by bioelectrical impedance and air displacement plethysmography: a cross-validation study to design bioelectrical impedance equations in Mexican adults. **Nutrition Journal**, vol. 6, n. 18, Aug. 2007.

RUSH, E. C.; CHANDU, V.; PLANK, L. D. Prediction of fat-free mass by bioimpedance analysis in migrant Asian Indian men and women: a cross validation study. **International Journal of Obesity**, v. 30, n. 7, p. 1125-31, Jul. 2006.

KYLE U.G. et al. Single prediction equation for bioelectrical impedance analysis in adults aged 20--94 years. **Nutrition**, vol. 17 n.3, p. 248-253, Mar. 2001.