

Mirela de Oliveira Tomazini

Desenvolvimento de canal de medida de bioimpedância multifrequencial usando STM32

São Bernardo do Campo – Brasil

2021

Mirela de Oliveira Tomazini

Desenvolvimento de canal de medida de bioimpedância multifrequencial usando STM32

Trabalho de Graduação apresentado à Universidade Federal do ABC para obtenção do título de Engenheira Biomédica.

Universidade Federal do ABC – UFABC

Engenharia Biomédica

Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas

São Bernardo do Campo – Brasil

2021



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO

Fundação Universidade Federal do ABC

Avenida dos Estados, 5001 – Bairro Santa Terezinha – Santo André – SP
CEP 09210-580 · Fone: (11) 4996-0017

FOLHA DE ASSINATURAS

Assinaturas dos membros da Banca Examinadora que avaliou e aprovou o Trabalho de Graduação da aluna MIRELA DE OLIVEIRA TOMAZINI, realizada em 26 de Novembro de 2021:

Prof. Erick Dario León Bueno de Canfargo
UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC

Prof. Daniel Papoti *
UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC

Prof. Olavo Luppi Silva *
UNIVERSIDADE FEDERAL DO ABC

* Participaram da banca de avaliação de modo remoto.



Universidade Federal do ABC

Lista de ilustrações

Figura 1 – Modelo elétrico R-C equivalente de uma célula (NOOR, 2010)	16
Figura 2 – Representação gráfica da impedância (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016)	17
Figura 3 – Técnicas de disposição dos eletrodos: (a) técnica dos dois eletrodos, (b) técnica dos quatro eletrodos. (BERA, 2014)	19
Figura 4 – Gráfico do módulo Cole-Cole e parâmetros do método (KHALIL; MOHK-TAR; IBRAHIM, 2014)	20
Figura 5 – Modelo elétrico de tecido biológico (JODAL, 2008)	20
Figura 6 – Fluxos de corrente de diferentes frequências através de um tecido (NOOR, 2010)	21
Figura 7 – (a) As correntes são injetadas por eletrodos adjacentes e as voltagens são adquiridas por outros pares de eletrodos adjacentes, (b) O outro método, onde correntes são injetadas por pares de eletrodos diametralmente opostos e a tensão é medida entre um eletrodo de referência próximo ao eletrodo que aplica a corrente e outros eletrodos (NOOR, 2010). . .	22
Figura 8 – Exemplo de arquitetura de equipamento de TIE (SANTOS, 2016) . . .	24
Figura 9 – Arquitetura proposta	29
Figura 10 – Diagrama esquemático da fonte de corrente de Howland padrão (SHEINGOLD, 1964)	30
Figura 11 – Diagrama do circuito somador (ALEXANDER; SADIKU, 2013)	31
Figura 12 – Pinagem do multiplexador 74HC4051 (SEMICONDUCTORS, 2012) . .	32
Figura 13 – Diagrama de blocos do circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para os sinais de 2 kHz e 20 kHz de frequência gerado por celular	33
Figura 14 – Diagrama de blocos do circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para o sinal de 200 kHz de frequência gerado pelo CI XR2206	33
Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito proposto para coleta dos dados no teste de comparação do multiplexador com o somador	36
Figura 16 – Esquema elétrico do Buffer	40
Figura 17 – Simulação da resposta em frequência do Buffer	40
Figura 18 – Esquema elétrico do filtro passa-alta passivo de primeira ordem	41
Figura 19 – Simulação da resposta em frequência do passa-alta passivo de primeira ordem	41
Figura 20 – Esquema elétrico do circuito com filtro passa-alta passivo de primeira ordem e adição de offset no sinal	42

Figura 21 – Simulação da resposta em frequência do passa-alta passivo de primeira ordem juntamente com a inclusão de offset	42
Figura 22 – Esquema elétrico do circuito com filtro passa-baixa passivo de primeira ordem	43
Figura 23 – Simulação da resposta em frequência do passa-baixa passivo de primeira ordem	43
Figura 24 – Esquema elétrico do circuito de condicionamento final	44
Figura 25 – Simulação da resposta em frequência do circuito de condicionamento	45
Figura 26 – Esquema elétrico da fonte simétrica	45
Figura 27 – Simulação da resposta do circuito de fonte simétrica	46
Figura 28 – Tela do osciloscópio relacionada a medição realizada entre os terminais positivo e terra da fonte simétrica.	46
Figura 29 – Tela do osciloscópio relacionada a medição realizada entre os terminais negativo e terra da fonte simétrica.	47
Figura 30 – Esquema elétrico do circuito somador	47
Figura 31 – Simulação da resposta em frequência do circuito somador	48
Figura 32 – Esquema elétrico da fonte de corrente Howland	49
Figura 33 – Simulação da resposta do da fonte de corrente Howland	49
Figura 34 – Sinal de tensão proveniente do gerador de sinais e fornecido à fonte de corrente	50
Figura 35 – Tensão medida na carga de 1 k Ω	50
Figura 36 – Tensão medida na carga de 2 k Ω	51
Figura 37 – Placas soldadas ligadas por jumpers	51
Figura 38 – Circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para os sinais de 2 kHz e 20 kHz de frequência gerado por celular	53
Figura 39 – Circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para os sinais de 200 kHz de frequência gerado por celular	54
Figura 40 – Variação da amplitude calculada em função do conjunto de dados para frequência aproximada de 2 kHz, onde diferentes curvas apresentam o valor calculado a partir de diferentes quantidades de dados de cada conjunto de medidas	57
Figura 41 – Variação da amplitude calculada em função do conjunto de dados para frequência aproximada de 20 kHz, onde diferentes curvas apresentam o valor calculado a partir de diferentes quantidades de dados de cada conjunto de medidas	57
Figura 42 – Variação da amplitude calculada em função do conjunto de dados para frequência aproximada de 200 kHz, onde diferentes curvas apresentam o valor calculado a partir de diferentes quantidades de dados de cada conjunto de medidas	58

Figura 43 – Amplitude calculada do sinal em função da frequência considerada, onde diferentes cores ilustram a utilização de diferentes quantidades de dados utilizados proveniente de cada conjunto de medidas para um sinal de aproximadamente 2 kHz	60
Figura 44 – Amplitude calculada do sinal em função da frequência considerada, onde diferentes cores ilustram a utilização de diferentes quantidades de dados utilizados proveniente de cada conjunto de medidas para um sinal de aproximadamente 20 kHz	60
Figura 45 – Amplitude calculada do sinal em função da frequência considerada, onde diferentes cores ilustram a utilização de diferentes quantidades de dados utilizados proveniente de cada conjunto de medidas para um sinal de aproximadamente 200 kHz	61
Figura 46 – Circuito proposto para coleta dos dados no presente teste utilizando a estratégia do circuito somador	64
Figura 47 – Circuito proposto para coleta dos dados no presente teste utilizando a estratégia do circuito multiplexador	65
Figura 48 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 2 kHz	78
Figura 49 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 20 kHz	79
Figura 50 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 200 kHz	79
Figura 51 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 1 MHz	79
Figura 52 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 2 kHz	80
Figura 53 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 20 kHz	80
Figura 54 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 200 kHz	81
Figura 55 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 1 MHz	81
Figura 56 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 2 kHz	82
Figura 57 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 20 kHz	82
Figura 58 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 200 kHz	82
Figura 59 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 1 MHz	83
Figura 60 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 2 kHz	83
Figura 61 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 20 kHz	84
Figura 62 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 200 kHz	84
Figura 63 – Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 1 MHz	84

Figura 64 – Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 2 kHz	85
Figura 65 – Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 20 kHz	85
Figura 66 – Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 200 kHz	86
Figura 67 – Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 1 MHz	86
Figura 68 – Simulação dos sinais de entrada com 2 kHz e 20 kHz e saída do circuito somador	87
Figura 69 – Simulação dos sinais de entrada com 20 kHz e 200 kHz e saída do circuito somador	87
Figura 70 – Simulação dos sinais de entrada com 200 kHz e 1 MHz e saída do circuito somador	87
Figura 71 – Simulação da tensão de saída da fonte Howland considerando carga de 1 k Ω e frequência de 20 kHz.	88
Figura 72 – Simulação da corrente de saída da fonte Howland considerando carga de 1 k Ω e frequência de 20 kHz.	88
Figura 73 – Simulação da tensão de saída da fonte Howland considerando carga de 2 k Ω e frequência de 20 kHz.	89
Figura 74 – Simulação da corrente de saída da fonte Howland considerando carga de 2 k Ω e frequência de 20 kHz.	89

Lista de tabelas

Tabela 1 – Compilado de frequências utilizadas em estudos anteriores de tecidos mamários	25
Tabela 2 – Relação entre a quantidade de amostras e número de ciclos utilizados com o valor de frequência de pico encontrada para os valores de diferentes frequências.	55
Tabela 3 – Relação entre a quantidade de amostras e número de ciclos utilizados com o valor de amplitude de pico calculada para os valores de diferentes frequências.	56
Tabela 4 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 2 kHz utilizando 600 amostras	62
Tabela 5 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 20 kHz utilizando 600 amostras	62
Tabela 6 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 600 amostras	62
Tabela 7 – Resultados obtidos considerando as medições realizadas com a estratégia de utilizar o circuito somador	66
Tabela 8 – Resultados obtidos considerando as medições realizadas com a estratégia de utilizar o circuito multiplexador	66
Tabela 9 – Valores de módulo e fase de impedância nominal e calculada a partir de determinada combinação em paralelo de resistor e capacitor, utilizando sinal de frequência de 200 kHz	69
Tabela 10 – Valores de módulo e fase de impedância nominal e calculada a partir de determinada combinação em paralelo de resistor e capacitor, utilizando sinal de frequência de 20 kHz	69
Tabela 11 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 2 kHz utilizando 300 amostras	90
Tabela 12 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 20 kHz utilizando 300 amostras	90
Tabela 13 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 20 kHz utilizando 60 amostras	91

Tabela 14 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 300 amostras	91
Tabela 15 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 60 amostras	91
Tabela 16 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 30 amostras	92
Tabela 17 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 6 amostras	92
Tabela 18 – Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 3 amostras	92

Lista de abreviaturas e siglas

A/D	Analógico Digital
amp-op	Amplificador operacional
BIA	Bioimpedance Analysis (Análise por Bioimpedância)
BIS	Bioimpedance Spectroscopy (Espectroscopia bioelétrica)
CDC	Center for Diseases Control and Prevention (Centro de controle e prevenção de doenças)
ECW	Extracellular Water (Fluido extracelular)
ECG	Eletrocardiograma
ICW	Intracellular Water (Fluido intracelular)
INCA	Instituto Nacional de Câncer
MF-BIA	Multi-Frequency Bioimpedance Analysis (Análise de bioimpedância de múltiplas frequências)
SF-BIA	Single-Frequency Bioimpedance Analysis (Análise de bioimpedância de frequência única)
TBW	Total Body Water (Fluido total presente no corpo)
TIE	Tomografia por Impedância Elétrica

Lista de símbolos

A	Área de superfície
C	Capacitância
f	Frequência
I	Corrente elétrica
j	$\sqrt{-1}$
L	Comprimento
R	Resistência
R_E	Resistência extracelular
R_I	Resistência em frequência infinita
V	Tensão elétrica
X_c	Reatância capacitiva
Z	Bioimpedância
θ	Fase relacionada à bioimpedância
θ_1	Fase relacionada à tensão
θ_2	Fase relacionada à corrente
ρ	Resistividade

Sumário

1	Introdução	14
1.1	Princípios biológicos da bioimpedância	15
1.2	Princípios físicos da bioimpedância	16
1.3	BIA	18
1.3.1	SF-BIA	18
1.4	BIS	19
1.5	TIE	21
1.6	Bioimpedância no câncer de mama	24
2	Objetivos	27
2.1	Objetivo geral	27
2.2	Objetivos específicos	27
3	Metodologia	28
3.1	Hardware	28
3.1.1	Projeto do circuito de condicionamento de sinal	29
3.1.2	Construção de fonte de corrente	30
3.1.3	Circuito Somador e Multiplexador	31
3.2	Software	32
3.2.1	Desenvolvimento do software de demodulação	32
3.3	Integração dos circuitos e testes de desempenho	32
3.3.1	Variação dos parâmetros do sinal	33
3.3.1.1	Variação da frequência no tempo	34
3.3.1.2	Variação da amplitude no tempo	34
3.3.1.3	Influência do número de amostras	34
3.3.1.4	Otimização dos parâmetros	34
3.3.2	Testes de parâmetros de processamento	35
3.3.2.1	Influência do número de amostras na demodulação	35
3.3.2.2	Erro percentual da amplitude em função da frequência	36
3.3.3	Comparação somador vs multiplexador	36
3.3.4	Avaliação de desempenho (medidas por segundo)	37
3.3.5	Medida da corrente e estimativa da impedância	37
4	Resultados e Discussões	39
4.1	Hardware	39
4.1.1	Projeto do circuito de condicionamento de sinal	39
4.1.1.1	Inclusão de Buffer	39

4.1.1.2	Filtro passa-alta	40
4.1.1.3	Inclusão de offset	41
4.1.1.4	Inserção de um filtro passa-baixa	42
4.1.1.5	Circuito de condicionamento final	43
4.1.2	Fonte Simétrica	45
4.1.3	Circuito Somador e Multiplexador	47
4.1.4	Fonte de corrente	48
4.2	Software	51
4.2.1	Desenvolvimento do software de demodulação	51
4.3	Integração dos circuitos e testes de desempenho	53
4.3.1	Variação dos parâmetros do sinal	53
4.3.1.1	Variação da frequência no tempo	54
4.3.1.2	Variação da amplitude no tempo	55
4.3.1.3	Influência do número de amostras	56
4.3.1.4	Otimização dos parâmetros	58
4.3.2	Testes de parâmetros de processamento	59
4.3.2.1	Influência do número de amostras na demodulação	59
4.3.2.2	Erro percentual da amplitude em função da frequência	61
4.3.3	Comparação somador vs multiplexador	64
4.3.4	Avaliação de desempenho (medidas por segundo)	67
4.3.5	Medida da corrente e estimativa da impedância	68
5	Conclusão e trabalhos futuros	70

Referências	72
------------------------------	-----------

Anexos	75
-------------------------	-----------

ANEXO A – Revisão das frequências utilizadas em outros estudos	76
---	-----------

ANEXO B – Resultados complementares	78
--	-----------

B.1	Hardware	78
B.1.1	Circuito de condicionamento de sinal	78
B.1.1.1	Inclusão de Buffer	78
B.1.1.2	Remoção da parcela DC	80
B.1.1.3	Inclusão do offset	81
B.1.1.4	Inserção de um filtro passa-baixa	83
B.1.1.5	Circuito final de condicionamento de sinal	85
B.1.2	Circuito Somador	86
B.1.3	Fonte de corrente Howland	88

B.2	Software	89
B.2.1	Integração dos circuitos e testes de desempenho	89
B.2.1.1	Testes de parâmetros de processamento	89

Resumo

A bioimpedância pode ser definida como a razão entre os valores de tensão obtida e corrente aplicada em um organismo vivo. Inúmeras características teciduais possuem relação com os valores de impedância e estudos mostram que a presença de cânceres causam a alteração desse valor. Dessa maneira, o método de análise da bioimpedância apresenta-se como uma alternativa não invasiva para a investigação da composição de tecidos e corpos e caracterização dos mesmos. Considerando a possibilidade de caracterização de tecidos através da bioimpedância, há estudos que sugerem que para a detecção de tumores malignos é necessária a aplicação de correntes com mais de uma frequência. Nesse contexto, encontra-se esse projeto, cujo objetivo foi o desenvolvimento de um canal de medida de bioimpedância multifrequencial, tendo em vista sua utilização para detecção de tumores malignos, mais especificamente o câncer de mama. Para tal, foram desenvolvidos código e hardware que, por sua vez, engloba circuitos de fonte simétrica, fonte de corrente, circuito de condicionamento de sinal, circuito somador e multiplexador para utilização com STM32 nas frequências de 20 kHz e 200 kHz. A partir dos resultados obtidos foi possível concluir que é viável realizar, aproximadamente, 428 medições de amplitude de sinal, nas frequências de 20 kHz e 200 kHz no intervalo de um segundo, para utilização no cálculo da impedância considerando a estratégia de coleta mais rápida. Além disso, também foram discutidos outros métodos mais lentos com diferentes abordagens.

Palavras-chave: bioimpedância, TIE, canal de medida multifrequencial

1 Introdução

Em 2017, o conjunto de doenças caracterizadas como câncer foi constatado ser a segunda maior causa de morte mundial, perdendo apenas para as doenças cardiovasculares. De acordo com informações do Centro de Controle e Prevenção de doenças (CDC), as taxas de morte por câncer mostraram um crescimento durante o século 20, uma vez que no começo do século menos de 100 pessoas em 100.000 morriam de câncer e, ao fim desse, esse valor mais do que dobrou, ultrapassando 200 pessoas em 100.000 (RITCHIE; ROSER, 2018).

Câncer é um nome genérico dado a um conjunto de doenças que possuem pelo menos uma característica em comum: o crescimento anormal de células de um determinado tecido. Normalmente, essas células após certo tempo começam a se espalhar para os tecidos adjacentes até chegar aos vasos sanguíneos migrando para áreas afastadas da primeira lesão, formando o que é chamado de metástase (RITCHIE; ROSER, 2018).

Dessa maneira, é possível encontrar uma grande diversidade de doenças conhecidas como câncer, cada uma possuindo suas características, agressividade distintas e tratamentos específicos. Dentro desse contexto encontra-se o câncer de mama.

Segundo o INCA, no Brasil, em 2018, foram verificados um total de 59.700 novos casos em mulheres, correspondente a aproximadamente 30% dos novos casos diagnosticados nesse gênero. Em 2017, o câncer de mama foi o que mais matou mulheres, sendo responsável pela morte de 16.1% das mulheres que vieram a óbito devido a algum tipo de câncer (INCA, 2019b).

Tendo em vista realizar o diagnóstico da doença, primeiramente é feito o exame clínico da mama, seguido de um exame de imagem como mamografia e, por último, é realizada uma biópsia para confirmação (BRASIL, 2019).

Atualmente, a realização de mamografia é recomendada pelo Ministério da Saúde para mulheres entre 50 e 69 anos, caso não existam sinais nem sintomas de câncer e para outras faixas etárias em condições específicas (INCA, 2019a).

Para a formação de imagem, a técnica de mamografia utiliza feixes de raio-X (radiação ionizante), o qual foi comprovado possuir riscos para o ser humano em altas doses. Apesar do exame de mamografia não utilizar doses altas, essa se torna uma preocupação quando uma paciente necessita realizar o exame com certa frequência, podendo se tornar por si só, a exposição a raios-x, um risco para saúde (HOLDER, 2005).

Além do interesse de um método de diagnóstico com uma segurança superior, independente da frequência de realização do exame, também há a preocupação em aspectos

como qualidade de imagem e desconforto do paciente. Segundo HOLDER (2005), outra objeção à utilização dos raios-x são sua relativa imprecisão. Além disso, o método requer a compressão da mama contra um detector causando um grande desconforto e que muitos acreditam desencorajar algumas pacientes (HOLDER, 2005).

Dentre as técnicas que não se utilizam de radiação ionizante encontram-se aquelas cujo objeto de estudo são as propriedades elétricas dos tecidos biológicos. Essas técnicas podem ser categorizadas de acordo com a fonte do sinal elétrico, sendo divididas portanto em resposta ativa e passiva. As respostas ativas ocorrem quando o tecido por si só gera um sinal devido a movimentação iônica no nível celular, como é o caso do eletrocardiograma (ECG). Já as respostas passivas são aquelas que para obtenção de um sinal elétrico do tecido, esse deve ser estimulado com um sinal diferente, externo ao corpo do paciente, como é o caso da tomografia por impedância elétrica (KHALIL; MOHKAR; IBRAHIM, 2014).

A bioimpedância é caracterizada como sendo a oposição a passagem de corrente oferecida por um tecido do corpo humano (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016). Os estudos relacionando os tecidos com suas propriedades elétricas tiveram início no século XIX. Em 1976, a primeira tomografia por impedância elétrica foi utilizada na área médica, com o objetivo de produzir imagens torácicas e os estudos na área perduram até hoje, cada vez alcançando um número maior de aplicações (NOOR, 2010) (KYLE et al., 2004).

Nesse contexto surge o interesse no trabalho do desenvolvimento de um canal multifrequencial para bioimpedância, principalmente tendo em vista buscar um método de medição de bioimpedância multifrequencial que pode auxiliar em diversas áreas da saúde apresentando-se como uma possível alternativa para auxiliar no diagnóstico de câncer de mama.

1.1 Princípios biológicos da bioimpedância

A bioimpedância é caracterizada por ser a oposição a passagem de corrente oferecida por um determinado tecido biológico presente no corpo humano e normalmente ela é representada por Z (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016) (KHALIL; MOHKAR; IBRAHIM, 2014):

$$Z = R + jX_C \quad (1.1)$$

Onde, R refere-se a uma resistência e X_C a uma reatância. Essas propriedades se dão devido a influência dos diferentes componentes de um tecido na passagem da corrente, uma vez que os tecidos animais são constituídos de diferentes elementos, dentre eles: fluidos intracelulares (ICW), membranas celulares e fluidos extracelulares (ECW). As células, por

sua vez, são formadas por um núcleo e citoplasma, cuja parcela mais expressiva do segundo é uma solução de proteínas, sais e outros químicos, se tornando, portanto, condutor elétrico (BERA, 2014).

Dessa maneira, quando aplicado um sinal elétrico a um tecido biológico será encontrado um valor de bioimpedância. Esse valor se torna extremamente complexo ao passo em que ele varia de acordo com a composição, saúde e estrutura tecidual, bem como com a frequência do sinal aplicado. Além disso, uma vez que o valor de bioimpedância está relacionado com a frequência do sinal aplicado, quando estudos são conduzidos utilizando uma maior quantidade de frequências é possível compreender melhor a natureza do tecido analisado, bem como sua anatomia e fisiologia (BERA, 2014).

Também é importante ressaltar que dentro de um mesmo tecido é possível encontrar variações nos valores de bioimpedância de dois pontos distintos devido às diferenças de composição e saúde ou até mesmo devido à diferença na direção de medição e aplicação de correntes elétricas (BERA, 2014).

Além disso, a análise dos valores de bioimpedância depende do modelo elétrico relacionado, um exemplo de modelo encontra-se apresentado abaixo na Figura 1

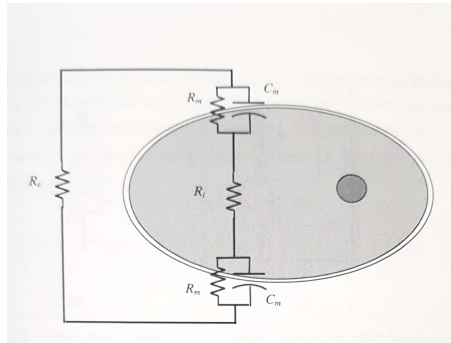


Figura 1: Modelo elétrico R-C equivalente de uma célula (NOOR, 2010)

1.2 Princípios físicos da bioimpedância

Do ponto de vista físico, uma vez que a impedância é a oposição à passagem de corrente elétrica, também é possível obter o valor dessa a partir da primeira lei de Ohm:

$$Z \angle \theta = \frac{V \angle \theta_1}{I \angle \theta_2} \quad (1.2)$$

De outra forma, a bioimpedância pode ser decomposta em uma resistência e uma reatância como apresentado anteriormente:

$$Z = R + jX_C \quad (1.3)$$

Sendo, a representação gráfica dessa equação apresentada abaixo:

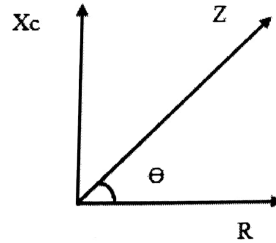


Figura 2: Representação gráfica da impedância (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016)

Portanto, o módulo da impedância pode ser encontrado pela raiz da soma dos quadrados dos valores de resistência e reatância capacitiva:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (1.4)$$

De forma similar, também utilizando relações trigonométricas, é possível encontrar o ângulo θ a partir da fórmula:

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X_C}{R} \quad (1.5)$$

Como consequência desse desenvolvimento, chega-se a outras duas variáveis de interesse: a resistência e a reatância capacitiva.

A resistência pode ser definida como a resistência de uma determinada estrutura a passagem de corrente. Em um determinado objeto essa grandeza irá variar de acordo com o comprimento (L), área de superfície (A) e resistividade (ρ) que é específica para cada material. A relação entre essas variáveis pode ser observada abaixo(JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016)(JODAL, 2008):

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (1.6)$$

A reatância capacitiva, por sua vez, apresenta-se como a oposição a variação da tensão elétrica. Em um corpo, ela irá variar de acordo com a frequência (f) e com a capacitância (C), de acordo com a relação abaixo(JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016):

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (1.7)$$

Atualmente, existem diversas técnicas que se utilizam de bioimpedância para realização de estudos a respeito da composição corpórea. Alguns desses são: BIA de frequência única, BIA de múltiplas frequências, BIS e TIE (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016).

1.3 BIA

Análise de bioimpedância (BIA) é como são denominados um conjunto de técnicas que possuem algumas características em comum. Essas técnicas se baseiam em equações empíricas da impedância ou resistência obtida a partir da aplicação de uma corrente elétrica geralmente a 50kHz entre o pulso e o tornozelo. Além disso, esse método também costuma considerar peso e altura do indivíduo. Sendo que tais equações pertencentes à essas técnicas relacionam, normalmente de forma linear, a TBW e a resistência ou impedância (MOREL, 2008).

1.3.1 SF-BIA

Uma classificação de métodos de BIA, são os SF-BIA, ou BIA de frequência única. Sabendo que a resposta em frequência da bioimpedância de determinado corpo varia dependendo da composição deste, esse método consiste na aplicação de uma corrente através do corpo humano, sendo que essa normalmente apresenta-se como uma corrente de baixa amplitude e frequência previamente estabelecida(JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016).

Normalmente, para esse método é utilizada uma corrente de 50 kHz de frequência. Porém, sabe-se que correntes com essas frequências, quando aplicadas ao corpo, não penetram completamente nas células. Dessa maneira, quando são utilizados os métodos BIA, o ICW não é passível de ser medido integralmente. Portanto, para que seja possível prever o valor de TBW com uma precisão adequada em pessoas saudáveis, esse valor é determinado a partir de uma aproximação utilizando métodos de diluição (MOREL, 2008).

Nos equipamentos que utilizam o método de SF-BIA, os eletrodos comumente são colocados na mão e no pé, porém há variações que utilizam diferentes os eletrodos em diferentes configurações como apenas nas mãos, apenas nos pés, entre outros posicionamentos (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016).

Além disso, nos BIA de frequência única, os eletrodos podem ser dispostos em duas configurações distintas principais, a técnica dos dois eletrodos e a técnica dos quatro eletrodos, ilustradas na Figura 3 (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016).

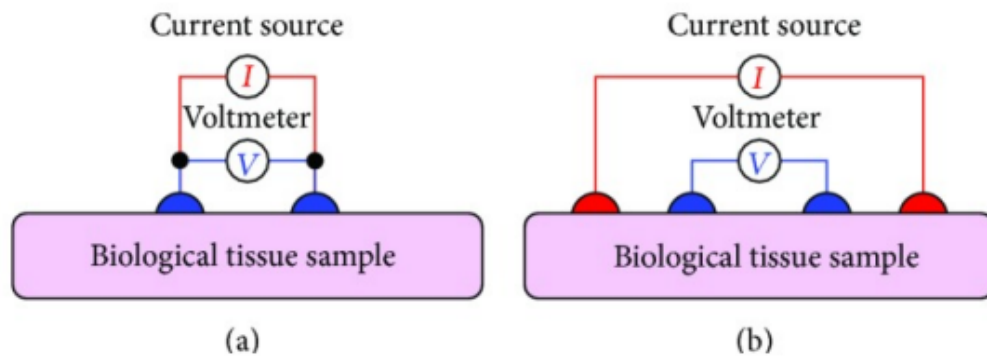


Figura 3: Técnicas de disposição dos eletrodos: (a) técnica dos dois eletrodos, (b) técnica dos quatro eletrodos. (BERA, 2014)

Como pode ser observado na Figura 3, a distinção entre os métodos consiste principalmente na diferença das funcionalidades dos eletrodos. No método dos dois eletrodos, a injeção de corrente e a medição da tensão são realizadas pelos mesmos eletrodos, funções que são separadas no segundo método. Ou seja, no método dos quatro eletrodos um par é responsável pela injeção de corrente e outro par de eletrodos é responsável pela medição de tensão. Sempre que possível a técnica preferível é a dos quatro eletrodos, visto que há uma queda de tensão na tensão medida através da técnica com dois eletrodos devido à impedância de contato (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016). (BERA, 2014)

Outra classificação de métodos de BIA, são os MF-BIA, ou BIA de múltiplas frequências. Esses métodos consistem da aplicação de correntes de amplitude iguais e frequências diversas no corpo para a realização da análise de bioimpedância. Considerando a primeira frequência normalmente utilizada a de 50 kHz, quando apenas são utilizadas duas frequências é comum que a segunda seja de 200kHz (JAGADALE; KAKADE; PATIL, 2016) (BERA, 2014).

Algumas das vantagens da utilização do BIA decorrem de ele ser um método não invasivo, seguro, rápido, de baixo custo, portátil. Além disso, os dispositivos utilizados normalmente são leves, o que contribui positivamente para a portabilidade (BERA, 2014).

1.4 BIS

A espectroscopia por bioimpedância (BIS) é como são denominadas um segundo conjunto de técnicas que possuem algumas características em comum. Tais técnicas utilizam-se de modelos elétricos que modelam os tecidos como resistências e capacitâncias e para os estudos normalmente são considerados valores medidos em uma frequência muito baixa, denominada frequência zero e a uma frequência muito alta, extrapolando a máxima frequência aplicável para uma frequência infinita criando um diagrama que é conhecido

por Cole-Cole, como o apresentado na Figura 4.

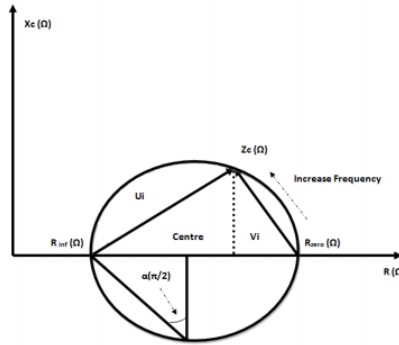


Figura 4: Gráfico do módulo Cole-Cole e parâmetros do método (KHALIL; MOHKOTAR; IBRAHIM, 2014)

Os métodos de BIS são normalmente baseados em um modelo elétrico que pode ser observado na Figura 5. O modelo aproxima o comportamento das membranas celulares à capacitores e dos líquidos intra e extracelulares a resistências. Desse modo, há dois caminhos possíveis para a corrente. Enquanto o caminho da esquerda simula a situação em que a corrente elétrica percorre os fluidos extracelulares e, portanto é modelado apenas como R_E , sendo essa a resistência extracelular apresentada no percurso. O caminho da direita simula a situação em que a corrente elétrica entra na célula, sendo modelado parte por uma capacitância C_M , proveniente da membrana celular e parte por R_I , sendo essa a resistência intracelular (MOREL, 2008) (JODAL, 2008). Uma das modelagens mais utilizadas entre as que contemplam essa interpretação encontra-se na Figura 5

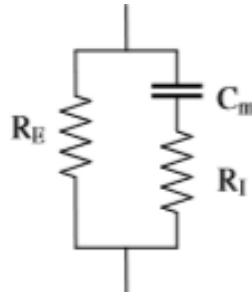


Figura 5: Modelo elétrico de tecido biológico (JODAL, 2008)

A consequência direta desse modelo é que para realização de medição da resistência do ECW a frequência utilizada deve ser baixa (inferior a 1kHz) e para medição de resistência do ICW em paralelo com ECW, a frequência utilizada deve ser alta (superior a 5MHz). Pois em baixas frequências a corrente percorreria apenas o caminho extracelular e em altas frequências, essa poderia passar através das membranas e consequentemente pelo espaço intracelular. Essas afirmações podem ser ilustradas pela Figura 6

Devido aos eletrodos utilizados, esses valores podem não chegar a valores tão extremos, nesse caso, as resistências do ECW (R_E) e do ICW(R_I) deverão ser calculadas a

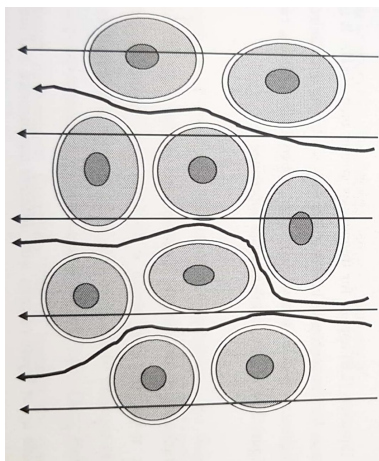


Figura 6: Fluxos de corrente de diferentes frequências através de um tecido (NOOR, 2010)

partir da extrapolação do modelo, como pode ser observado na Figura 4 (MOREL, 2008) (JODAL, 2008).

Uma vez que os métodos de BIS podem fornecer compreensão acerca de estrutura, propriedades elétricas e informações acerca da composição de certo material. Essas técnicas possuem uma grande quantidade de aplicações nas diversas áreas das ciências e tecnologias como engenharia de materiais, eletroquímica, engenharia biomédica e tantas outras (BERA, 2014).

1.5 TIE

A técnica de tomografia por impedância elétrica pode ser definida como uma técnica de tomografia que, diferentemente da tomografia convencional de raios X, para formação de imagem utiliza-se dos potenciais elétricos desenvolvidos na superfície do corpo devido a aplicação de uma corrente com parâmetros conhecidos (BERA, 2014). Sendo que a primeira utilização da TIE para aplicações médicas foi explorada em 1976 por Henderson e Webster que desenvolveram uma camara de impedância para aquisição de imagens torácicas. Desde então mais estudos foram realizados, fazendo com que a técnica alcance cada vez uma quantidade maior de áreas biomédicas (NOOR, 2010).

Dentre as informações que são relevantes para a TIE estão a condutividade e a permissividade, sendo que essas são utilizadas para aquisição de dados acerca do objeto de estudo, assim como outras técnicas previamente abordadas. Visto que o corpo possui inhomogeneidades dependendo de condições teciduais tais como anatomia, fisiologias e possíveis patologias, a partir de uma corrente conhecida as informações de potencial medidas na superfície do corpo diferem dependendo das condições apresentadas. Portanto, os potenciais observados na superfície do objeto de estudo irão variar de acordo com informações de bioimpedância internas ao objeto, sendo possível estudar a distribuição

de impedâncias internas a partir da coleta dos valores de tensão (BERA, 2014) (NOOR, 2010).

Dessa maneira, tomografia por impedância elétrica consiste em uma técnica que se utiliza de detectores normalmente equidistantes localizados na superfície do paciente, quando utilizado em aplicações médicas, cujo objetivo normalmente é a aquisição de sinais de tensão elétrica a partir da injeção de correntes elétricas. No procedimento padrão, a injeção e aquisição é repetida até que toda a estrutura de interesse tenha sido coberta. Após essa etapa, ocorre o processamento das informações adquiridas através de algoritmos de reconstrução e os dados obtidos são transformados em uma imagem (NOOR, 2010).

Portanto, assim como as outras técnicas citadas anteriormente, como BIA e BIS, a técnica de tomografia por impedância elétrica também utiliza correntes e tensões alternadas. Porém, diferente das outras técnicas, a TIE visa mapear a distribuição de propriedades elétricas internas de um corpo. Dessa maneira, o objetivo final dessa técnica é a geração de uma imagem que possua essas informações elétricas (NOOR, 2010).

No campos de estudo de TIE há dois métodos diferentes de medição, são eles: modo-I e modo-V, representados na Figura 7. No primeiro modo, é injetado no corpo uma corrente de frequência e amplitude conhecidas com o intuito de realizar a medição do módulo e fase de uma tensão resultante. Já no modo-V, uma tensão é aplicada entre dois eletrodos com o intuito de realizar a medição do módulo e fase da corrente resultante (NOOR, 2010).

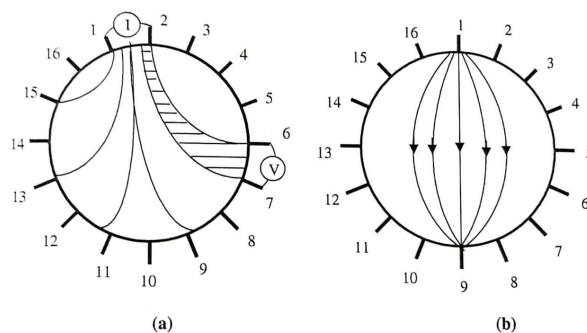


Figura 7: (a) As correntes são injetadas por eletrodos adjacentes e as voltagens são adquiridas por outros pares de eletrodos adjacentes, (b) O outro método, onde correntes são injetadas por pares de eletrodos diametralmente opostos e a tensão é medida entre um eletrodo de referência próximo ao eletrodo que aplica a corrente e outros eletrodos (NOOR, 2010).

Há a diferenciação de imagens tomográficas dependente da aplicação. Mais especificamente, as técnicas que podem ser utilizadas em TIE diferenciam-se em duas grandes categorias: imageamento estático e o imageamento dinâmico, que diz respeito a imagem gerada, mas também pode ser dividido em absoluta e diferencial à depender do tipo de aquisição realizada e ponto de referência considerado. Além disso, o imageamento

diferencial ainda pode ser subdividido entre o imageamento diferencial no tempo e o imageamento diferencial em frequência (BERA, 2014).

O imageamento estático é normalmente utilizado para análise de estruturas estáticas. Essa técnica gera uma imagem com a distribuição de impedâncias absolutas, geralmente a partir da aplicação de correntes com uma ou duas frequências diferentes. A reconstrução desse tipo de imagem tem se apresentado como um desafio na área devido a incerteza do formato corpóreo e da dificuldade de exatidão no espaçamento dos eletrodos. Uma vez que, diferentemente do imageamento diferencial, ele não utiliza um conjunto de dados de referência não há a possibilidade de fazer uma diferença dos dados para atenuação desses erros sistêmicos e de modelo (NOOR, 2010) (BERA, 2014).

O imageamento dinâmico é denominado diferencial, pois para fazer a reconstrução do mapeamento de bioimpedâncias utiliza mais de um conjunto de dados, usando, portanto, um conjunto de dados de referência em relação a um segundo conjunto de dados obtidos, cuja comparação gerará uma informação relevante. Dessa forma, esses conjuntos de dados podem ser diferenciais em relação à frequência ou ao tempo, sendo cada uma das técnicas adequada para o estudo de condições específicas (BERA, 2014).

Em suma, o imageamento dinâmico diferencial no tempo tem por objetivo produzir imagens que apresentam uma variação da estrutura estudada em função do tempo, ou seja, entre dois intervalos de tempos distintos. Enquanto o imageamento dinâmico diferencial em frequência tem por objetivo produzir imagens que apresentam uma variação da estrutura estudada em função da frequência utilizada, de forma que a imagem é dada pela diferença entre duas frequências (BERA, 2014).

Além disso, outra possibilidade de estudo dentro da TIE são as diferenças entre a TIE 2D e TIE 3D. Na primeira é entendido que a imagem gerada será uma imagem 2D, porém para isso é necessário assumir que a corrente elétrica será apenas conduzida dentro desse plano o que não acontece na realidade. Portanto, as imagens de TIE 2D possuem erros provenientes dessa suposição sabidamente falsa. Dessa maneira, é esperada que as imagens 3D possuam uma quantidade inferior de erros e contribuam mais significativamente com informações do que a primeira (BERA, 2014).

Um sistema de tomografia por impedância elétrica básico consiste de três partes principais: instrumentação, contendo o circuito de condicionamento de sinal, fonte de corrente e sistema de aquisição; computador com algoritmo de reconstrução; e o conjunto de aquisição de dados que consiste no conjunto de eletrodos em contato com o paciente (BERA, 2014) (NOOR, 2010). Um exemplo de arquitetura modular de um canal de medição com os circuitos integrados é apresentado na Figura 8.

Dentre as diversas aplicações da tomografia por impedância elétrica na área da saúde estão: detecção do câncer de mama, monitoramento de mudanças de volume no

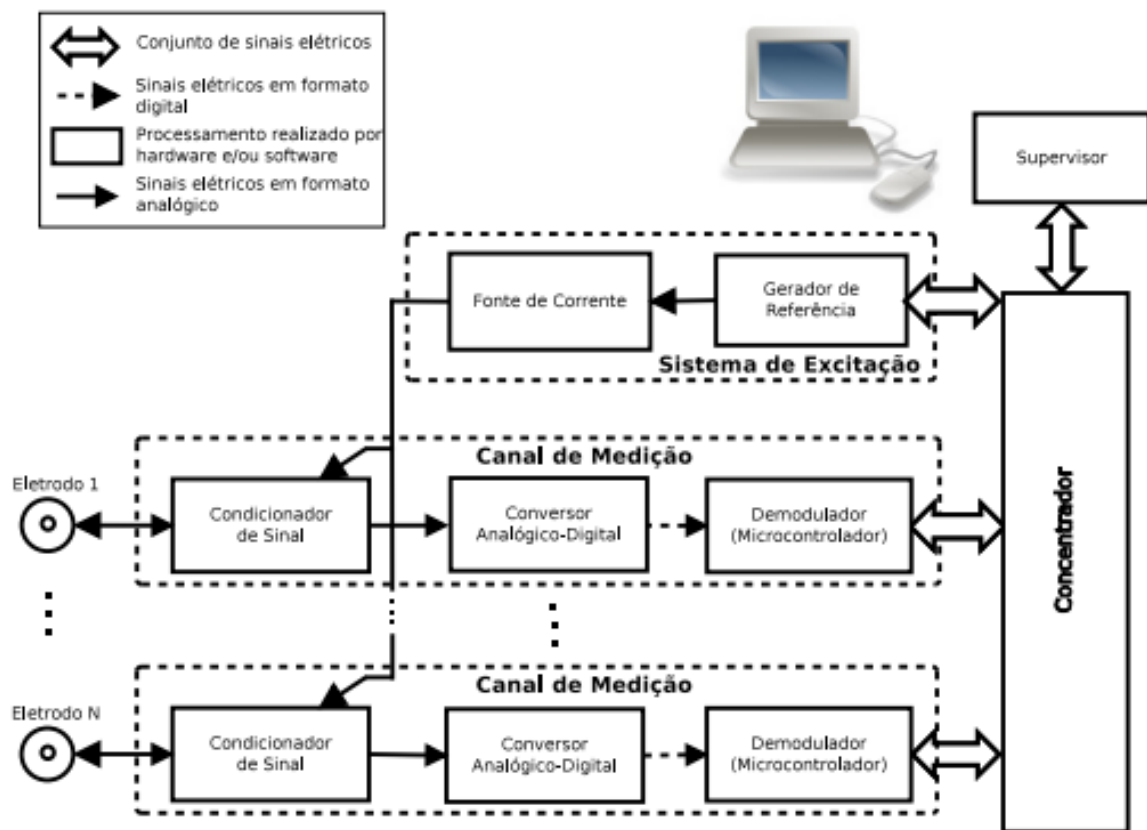


Figura 8: Exemplo de arquitetura de equipamento de TIE (SANTOS, 2016)

corpo como circulação cardíaca e diversas outras atividades fisiológicas como respiração. Além de possuir numerosas outras dentro e fora desse campo de estudo (BERA, 2014).

Tendo em vista outros métodos de diagnóstico e acompanhamento de patologias como a tomografia computadorizada por raios x, mamografia, ressonância magnética, PET (Tomografia por emissão de pósitrons), SPECT (tomografia computadorizada por emissão de fóton único) e ultrassom, a tomografia por impedância elétrica apresenta diversas vantagens. Entre essas estão o fato de a TIE ser uma tecnologia de baixo custo, portátil, rápida, com alta resolução temporal, não invasiva e não utiliza radiação para aquisição de dados. Além disso, mostra-se como um método com possibilidade de aplicação em diversas áreas como engenharia biomédica, engenharia civil, arqueologia, engenharia de materiais, entre tantos outros. Dentre as desvantagens da TIE em comparação com alguns dos métodos supracitados estão a menor resolução espacial (BERA, 2014) (NOOR, 2010).

1.6 Bioimpedância no câncer de mama

O uso da bioimpedância para estudo do tecido mamário tarda alguns anos, há registros de publicações desde o ano de 1926. É relatado, em alguns estudos, que o módulo

da impedância é menor para tumores malignos do que para os tecidos ao redor do mesmo por um fator de aproximadamente 5 a frequência de 1kHz (HOLDER, 2005).

Em outro estudo, compara-se a diferença da impedância de tumores cancerosos com outros tecidos utilizando altas frequências e um dos achados foi que a reatância capacitiva desses tumores é uma das superiores quando comparado com diversos outros tecidos saudáveis (HOLDER, 2005).

Alguns outros grupos de estudo, realizaram medidas de bioimpedância com relação a dois pontos em mamas saudáveis e com tumores, dentre os achados estão a diminuição de resistência e um aumento na capacitância, indicando a possibilidade de diferenciação dos tecidos (MORIMOTO et al., 1990) (HOLDER, 2005).

Depois da realização de uma revisão de frequências utilizadas para o estudo de bioimpedância em câncer de mama em diversos artigos, a Tabela 1 foi produzida tendo em vista ilustrar de uma melhor forma as frequências utilizadas em cada estudo bem como o contexto de pesquisa de cada um, porém caso sejam desejadas outras informações sobre eles, uma descrição um pouco mais detalhada foi feita no ANEXO A - Revisão das frequências utilizadas em outros estudos.

Artigos	Informações				
	Freq. Mínima	Freq. Máxima	Metodologia		
(SUROWIEC et al., 1988)	20 kHz	100 MHz	Ex vivo	NA	BIS
(MORIMOTO et al., 1990)	0 Hz	200 kHz	In vivo	Invasivo	BIS
(MORIMOTO et al., 1993)	0 Hz	200 kHz	In vivo	Invasivo	BIS
(CHAUVEAU et al., 1999)	10 kHz	10 MHz	Ex vivo	NA	BIS
(JOSSINET; SCHMITT, 1999)	488 Hz	1 MHz	Ex vivo	NA	BIS
(WANG et al., 2009)	100 Hz	100 kHz	Ex vivo	NA	BIS
(TEIXEIRA; KRAUTSCHNEIDER; MONTERO-RODRÍGUEZ, 2018)	1 Hz	1 MHz	Ex vivo	NA	BIS

Tabela 1: Compilado de frequências utilizadas em estudos anteriores de tecidos mamários

Portando, para o presente trabalho decidiu-se por utilizar as frequências entre 2 kHz e 200 kHz. O primeiro fator levado em consideração para a escolha das frequências foi o levantamento dos artigos supracitados, porém como pode ser observado acima não há consenso para uma faixa específica de frequências que seja imprescindível para a determinação de câncer de mama, apenas a afirmação da necessidade do emprego de técnicas multifrequenciais. O segundo aspecto levado em conta foi a segurança do paciente, apesar dos estudos (MORIMOTO et al., 1990) e (MORIMOTO et al., 1993) utilizarem além de corrente com frequências alternadas, correntes contínuas, preferiu-se utilizar apenas correntes alternadas por se apresentarem como menos perigosas para o corpo humano. O

terceiro fator levado em conta foi a limitação de hardware disponível, para utilização de frequências da ordem de MHz necessitaríamos de um hardware com frequência de aquisição de sinal maior e que tornaria o trabalho mais caro. E, o último ponto considerado, foi o objetivo do trabalho, sendo que este é propor um canal de medida de bioimpedância multifrequencial. Após a determinação de um modo para tal, utilizar outras frequências seria questão de extrapolar os circuitos e metodologias aqui propostos para um hardware adequado para altas frequências.

2 Objetivos

2.1 Objetivo geral

Desenvolvimento de um canal de medida de bioimpedância multifrequencial para uso futuro em TIE ou bioimpedância.

2.2 Objetivos específicos

- Construção e testes de uma fonte de corrente tipo Howland ou similar;
- Aplicação de um circuito gerador de ondas em diferentes frequências;
- Desenvolvimento de um circuito de condicionamento e filtragem analógica do sinal medido;
- Projeto de um *software* para aquisição do sinal medido no STM32, e posterior cálculo da impedância para as diferentes frequências do sinal.

3 Metodologia

Existem diversas formas e estratégias para montar um canal de medição de bioimpedância. No presente trabalho, será buscado desenvolver um canal que possua três grandes partes, a primeira parte consistindo de um sistema de excitação, a segunda de um canal de medição e a terceira de um sistema supervisor geral.

A necessidade de um sistema de excitação deriva do fato da bioimpedância ser uma propriedade elétrica que apresenta resposta passiva, ou seja, só é possível ser analisada utilizando uma fonte excitatória externa. Para o desenvolvimento de um canal multifrequencial, serão considerados dois geradores de tensão de referência que enviarão seus sinais para um bloco que realizará a multiplexação do sinal ou a soma, a depender da estratégia analisada. Na sequência o sinal seguirá para uma fonte de corrente controlada por tensão, partindo para o resistor sentinela e para os eletrodos tendo em vista a aplicação do sinal no corpo de interesse.

Após a injeção dessa corrente no corpo será necessário que as respostas geradas a partir da excitação do sistema sejam medidas, de forma que deverá haver um circuito de condicionamento analógico do sinal para realização de filtragens e tratamento necessário para o envio do sinal em direção ao conversor analógico-digital e posterior demodulação.

Por fim, o supervisor monitorará as alterações no sistema de excitação e receberá os valores demodulados enviados pelo canal de medição. Portanto, a arquitetura que se pretende seguir está apresentada na Figura 9. Os itens coloridos de amarelo são aqueles sobre os quais o presente trabalho irá se dedicar.

3.1 Hardware

A metodologia para o desenvolvimento de todos os circuitos que compõe o hardware seguirá algumas fases descritas a seguir. Primeiramente, serão pensadas quais as características desejadas no circuito como: atenuação de altas ou baixas frequências, bem como os fenômenos eletrônicos conhecidos e também serão estabelecidas as classes de circuitos que fornecerão cada uma dessas características, isto é, se será um circuito passa-alta, buffer, entre outros. Em seguida, serão pesquisadas diferentes topologias para cada classe de circuito e analisadas as respostas no tempo e frequência de cada um.

Depois, serão escolhidas as topologias referentes a cada circuito que irá compor a primeira versão do hardware e as suas respostas individuais e em conjunto com os outros circuitos serão simuladas. Importante ressaltar que para a realização dessas simulações será utilizado o simulador de circuitos Multisim, cuja versão online gratuita pode ser acessada

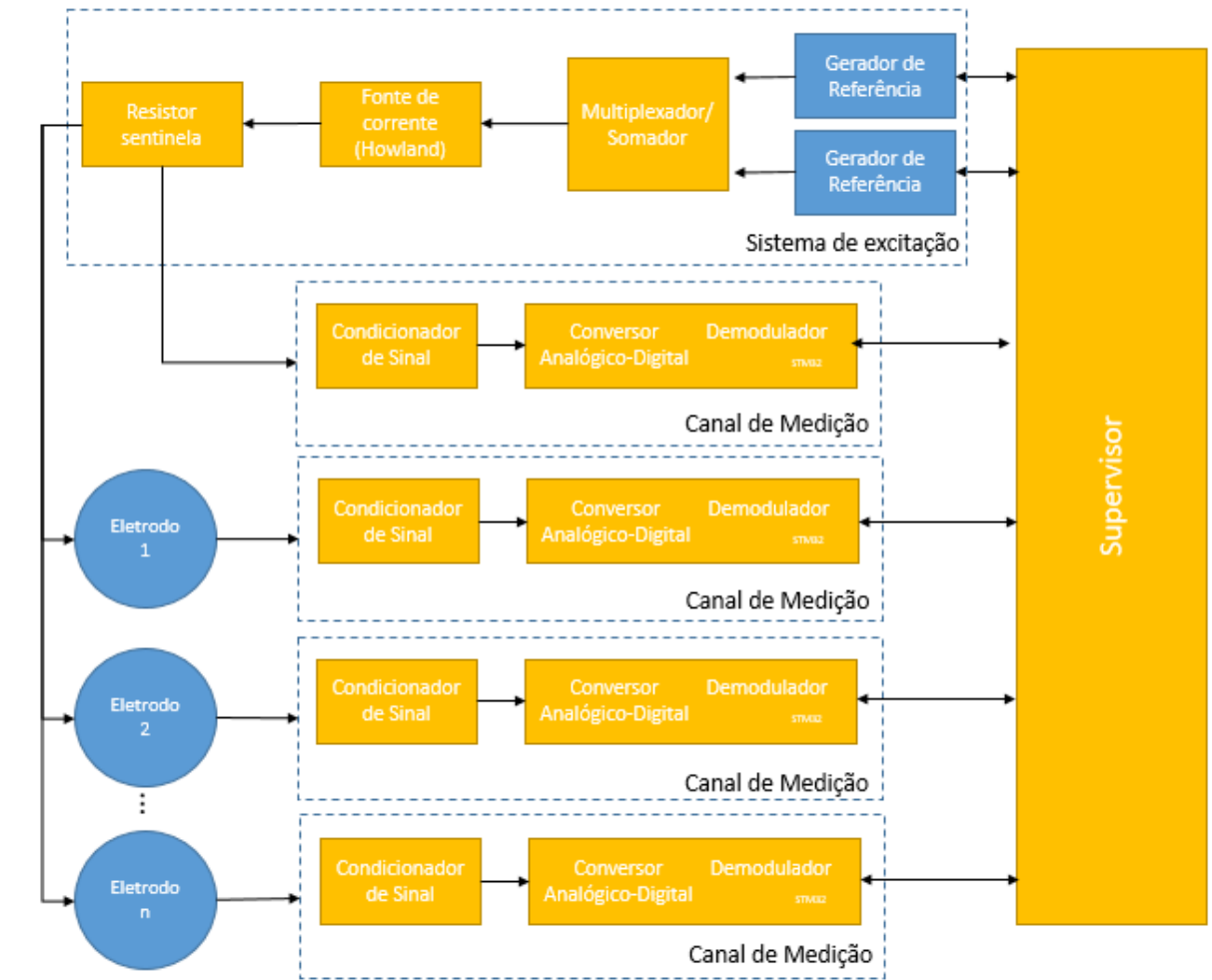


Figura 9: Arquitetura proposta

através do link <https://www.multisim.com/>.

A fase seguinte consistirá na montagem de cada um dos circuitos na protoboard e verificação dos sinais de entrada e saída de cada um. Tendo em vista não criar circuitos muito grandes e complexos na protoboard, assim que cada circuito individual for testado, será seguido para a fase final que consistirá na realização da soldagem dos componentes em placas individuais onde novamente serão realizados testes para assegurar o correto funcionamento das placas. Tão logo todos os circuitos forem soldados, a união deles será feita através de jumpers de diversos tamanhos.

3.1.1 Projeto do circuito de condicionamento de sinal

Parte do desenvolvimento desse trabalho consiste no projeto de um circuito de condicionamento de sinal. Para que esse circuito atenda às necessidades do projeto, será necessário criá-lo de forma a incluir um buffer, um circuito que remova a parcela DC do sinal, outro que realize a inclusão de um offset e, por último, outra etapa para a inserção

um filtro passa-baixa. Abaixo estão listadas as partes do circuito juntamente com uma explicação concisa da necessidade de cada uma:

- Inclusão do Buffer: O buffer, ou seguidor de tensão, consiste no uso de um amplificador operacional que amplifica com ganho unitário um sinal. Ele é utilizado para conectar uma alta impedância de entrada com uma menor impedância de saída, de forma que o circuito após o buffer idealmente não influencia o comportamento do circuito anterior ao mesmo.
- Remoção da parcela DC: Removedor DC serve para remover do sinal um deslocamento na altura. Visto que o sinal DC é um sinal idealmente constante, essa parte do circuito consistiu de um filtro passa-alta.
- Inclusão do offset: A inclusão do offset foi importante para o posterior processamento do sinal através do conversor analógico-digital presente no microcontrolador utilizado, que não é compatível com tensões negativas.
- Inserção de um filtro passa-baixa: O filtro passa-baixa tem como função ser anti-aliasing. Isto é, caso o teorema de Nyquist-Shannon não for obedecido pelo sinal, o filtro possui como objetivo limitar a máxima frequência deste à metade, ou menos da metade, da frequência de amostragem.

A fim de determinar o amplificador operacional que terá a resposta em frequência adequada para a utilização no projeto primeiramente serão analisados os datasheets e, em seguida, serão realizadas simulações de algumas opções.

3.1.2 Construção de fonte de corrente

Uma etapa seguinte do projeto será a construção de uma fonte de corrente para utilização no projeto. Foi escolhida uma fonte Howland para a utilização, sendo um exemplo dessa apresentado na Figura 10:

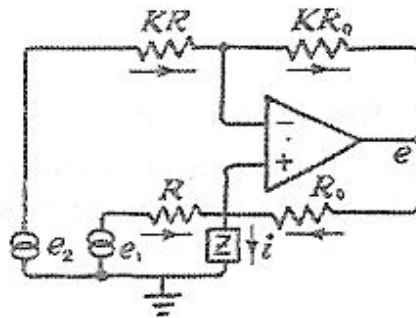


Figura 10: Diagrama esquemático da fonte de corrente de Howland padrão (SHEINGOLD, 1964)

O objetivo da construção da fonte de corrente consiste na necessidade de fixar um range de variação dessa que dependa do gerador ao qual ela está ligada, porém não dependa da carga conectada a ela.

3.1.3 Circuito Somador e Multiplexador

Uma vez que o objetivo do projeto é a construção de um canal de medição multifrequencial para bioimpedância, a decisão de como combinar duas ou mais frequências também é um tópico de extrema importância dentro da área de hardware do trabalho.

Para tanto, duas alternativas serão exploradas, a utilização de um circuito somador ou a utilização de um circuito que realize a multiplexação dos sinais. Na essência, um circuito somador é uma etapa que realiza a soma de dois ou mais sinais de tensão provenientes de geradores distintos ou canais distintos de um mesmo gerador para depois enviar o sinal à fonte de corrente para aplicação no corpo de estudo. Uma das formas com as quais é possível realizar a soma de dois ou mais sinais é através do circuito apresentado na Figura 11.

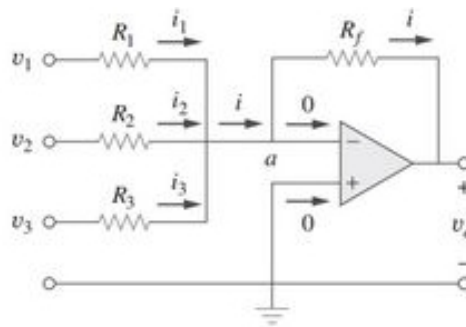


Figura 11: Diagrama do circuito somador (ALEXANDER; SADIKU, 2013)

De forma distinta, o multiplexador normalmente consiste em um circuito integrado que seleciona, nesse caso, diferentes portas analógicas para um determinado canal de saída, que para o presente trabalho seria aquele conectado à fonte de corrente. Portanto, a função do multiplexador é selecionar qual sinal de entrada deve ser transmitido à saída em cada instante distinto a depender de sinais digitais que recebe em seus outros terminais. Na Figura 12, foi adicionada informação da pinagem do componente visando elucidar o circuito de maneira mais clara

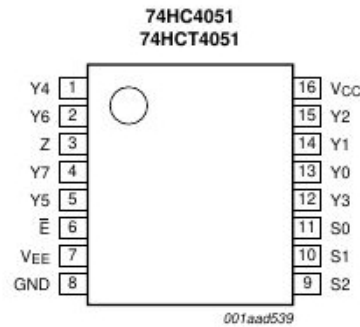


Figura 12: Pinagem do multiplexador 74HC4051 (SEMICONDUCTORS, 2012)

3.2 Software

3.2.1 Desenvolvimento do software de demodulação

De acordo com o apresentado na introdução, para formação de imagem através de TIE e de outros métodos de bioimpedância são utilizadas as informações de fase e amplitude da senoide resultante. Dessa forma, nessa etapa de demodulação o objetivo será extrair a amplitude para o posterior processamento de acordo com a técnica escolhida.

Tendo em vista a realização dessa quarta etapa, foi optado pela utilização do microcontrolador STM32 (STM32F103). Ao longo do desenvolvimento dos circuitos, determinações de frequências e observações dos dados de interesse, o microcontrolador mais adequado será selecionado.

Visando demodular o sinal, o código será desenvolvido em algumas etapas. Na primeira etapa serão observados fatores relativos a aquisição de sinais analógicos com o STM32 e as configurações necessárias para tal. Em seguida, as possibilidades para realizar a demodulação do sinal serão analisadas e a transformada discreta de Fourier será estudada e implementada para extração das informações de amplitude do sinal. As etapas seguintes consistirão de uma revisão sistemática analisando quais parâmetros necessitam de ajuste.

3.3 Integração dos circuitos e testes de desempenho

A última fase do desenvolvimento do projeto consistirá na integração dos circuitos e realização de testes de desempenho, nessa etapa serão desenvolvidos quatro principais testes que objetivam a análise do funcionamento do canal como um todo e realização de testes de precisão. Também nessa fase, conforme surja a necessidade de alterações ou a oportunidade de melhora, as mudanças serão implementadas e testadas.

3.3.1 Variação dos parâmetros do sinal

O primeiro conjunto de testes será realizado tendo em vista alguns objetivos, entre eles realizar verificação e quantificação quanto a variação da frequência e amplitude do sinal, testar o código de procura de frequências implementado, observar como esses parâmetros variam em função da quantidade de amostras utilizadas na transformada discreta de Fourier e definir a faixa de procura mais adequada para ser implementada no código final em função da frequência utilizada bem como quantidade de amostras necessárias para um bom resultado.

O diagrama de blocos do circuito que será utilizado para realização desse teste nas frequências de 2 kHz e 20 kHz encontra-se na Figura 13 , enquanto que o circuito que será utilizado para realizar o teste em 200 kHz está representado na Figura 14 . A diferença entre eles trata-se apenas da adição de um circuito passa-alta anterior ao circuito de condicionamento de sinal do segundo que será necessário devido à natureza do sinal de saída do gerador de sinais baseado no CI XR2206 cujo sinal possui componente DC. Uma vez que para os sinais de 2 kHz e 20 kHz será utilizado o celular com o aplicativo Function Generator para gerar o sinal, que não apresenta o sinal DC somado, para essas frequências não haverá a necessidade de adição do passa-alta.



Figura 13: Diagrama de blocos do circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para os sinais de 2 kHz e 20 kHz de frequência gerado por celular



Figura 14: Diagrama de blocos do circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para o sinal de 200 kHz de frequência gerado pelo CI XR2206

Primeiramente, uma função receberá todos um conjunto de dados adquiridos pelo STM32, a quantidade de amostras exata de cada conjunto dependerá de limitações de desempenho do microcontrolador, mas também será prezado que a quantidade de amostras adquiridos representem aquisições de ciclos completos para todas as frequências estudadas.

Além desse conjunto de dados, a função receberá outros argumentos similares com aqueles que a função responsável para realizar o cálculo da amplitude no código principal recebe e possuirá uma rotina que realizará o cálculo da amplitude de um sinal de determinada frequência utilizando diversas quantidades de amostras dos conjuntos de dados adquiridos.

Para cada conjunto de dados o programa irá apresentar o valor de amplitude calculada seguida da frequência na qual o valor de amplitude foi calculado para uma determinada quantidade de amostras, seguida de um conjunto de dados similar, porém utilizando outra quantidade de amostras do mesmo conjunto de dados e assim por diante. Cada linha corresponderá a um conjunto de dados adquirido. E, espera-se selecionar de três a dez diferentes pares de valores por linha considerando diferentes quantidades de amostras de um mesmo conjunto de dados.

Ao fim do teste, existirão 100 linhas de dados para análise.

3.3.1.1 Variação da frequência no tempo

Esse teste utilizará os dados obtidos para análise do valor médio e variação da frequência dos sinais. Para tal, será realizada a média dos cem valores coletados considerando uma determinada frequência e número de amostras utilizadas para cálculo da transformada de Fourier discreta.

3.3.1.2 Variação da amplitude no tempo

O presente teste irá utilizar os cem valores coletados considerando uma determinada frequência para análise do valor médio e variação da amplitude dos sinais, para isso são considerados a quantidade de amostras consideradas e é realizada a transformada discreta de Fourier.

3.3.1.3 Influência do número de amostras

Esse teste irá utilizar os dados obtidos para plotar um gráfico de linhas, do valor de amplitude medido em função da coleta realizada, onde cada linha representará a utilização de uma diferente quantidade de dados para realização dos cálculos. Nesse teste, as amostras de diferentes curvas que se encontrarem na mesma linha paralela ao eixo y representam um mesmo conjunto de dados, a diferença entre as curvas consiste em qual a quantidade de amostras desse conjunto foi utilizado para realização dos cálculos.

3.3.1.4 Otimização dos parâmetros

Esse teste irá utilizar os dados obtidos através dos resultados dos testes anteriores para entender o efeito da utilização de uma quantidade maior ou menor de dados de um conjunto nos resultados de amplitude calculada do sinal.

3.3.2 Testes de parâmetros de processamento

O objetivo desse teste era plotar o sinal no domínio da frequência e analisar a largura dos picos tendo em vista definir a faixa de procura do pico, comparar os resultados apresentados a partir da transformada de Fourier, buscando possíveis erros de implementação, além de realizar um estudo de erros supondo uma determinação incorreta da frequência de pico.

Para implementação dos códigos utilizados relacionados a transformada discreta de Fourier, serão implementados os resultados apresentados em (LATHI, 2007) separando as componentes reais das imaginárias utilizando a fórmula de Euler. Abaixo estão representadas a equação inicial retirada do (LATHI, 2007) e a fórmula Euler, respectivamente.

$$\sum_{n=0}^{m-1} x[n] e^{-j*n*2*\pi*k/m} \quad (3.1)$$

Sendo que, n representa o índice da medida, m é o tamanho do conjunto de medidas, j é um número complexo e k é um índice relacionado a transformada que pode ter valores entre 0 e o índice do último dado.

$$e^{-jx} = \cos(x) - j\sin(x) \quad (3.2)$$

Os circuitos que serão utilizados para aquisição tratam-se dos mesmos circuitos a serem utilizados para o primeiro conjunto de testes representado nas Figuras 13 e 14. Enquanto que os resultados apresentados deverão ter duas diferenças principais em relação ao primeiro: a primeira delas é que a amplitude do sinal será calculada a partir de um conjunto de dados e sempre com a mesma quantidade de amostras, após conclusão de qual quantidade de amostrar deve ser utilizada. Portanto, para cada conjunto de dados, e conseqüentemente linha de resultado, será apresentado apenas um par de amplitude calculada e frequência. A segunda diferença é que após a apresentação desses valores, serão impressos na tela os valores de dados adquiridos e utilizados para aquele cálculo.

Além disso, a quantidade de amostras que será utilizada para esse teste será determinada pelos resultados de média e desvio padrão dos sinais, bem como observação de tendências e precisão relacionada ao número de amostras coletadas, resultados que serão obtidos a partir do primeiro conjunto de testes, além disso, apenas serão coletadas dez linhas de informação, cada uma delas relacionada com um conjunto de dados distinto.

3.3.2.1 Influência do número de amostras na demodulação

Na primeira etapa do teste, os valores de dados serão utilizados no ambiente Jupyter Notebook para realização de um gráfico da amplitude em função da frequência. Com esse

teste espera-se comparar os resultados tendo como base diferentes quantidades de amostras para entender o formato das ondas geradas para aprimorar o método de procura de pico do software desenvolvido, a partir da alteração da faixa de procura.

3.3.2.2 Erro percentual da amplitude em função da frequência

Na segunda etapa do teste, será realizado um cálculo para quantificação do erro percentual na amplitude calculada a depender de um erro na frequência e aprimorar o método de procura de pico de amplitude do software desenvolvido, a partir da alteração do passo utilizado na procura.

3.3.3 Comparação somador vs multiplexador

O terceiro teste consistirá em um teste de performance. Após considerar todas as características demonstradas e discutidas nos testes anteriores para realização de ajustes no software e após realizar a integração de todos os circuitos do hardware o presente teste será realizado tendo em vista investigar os resultados obtidos.

O objetivo do teste, além de verificar o funcionamento e integração do software e hardware, consistirá na análise dos tempos de aquisição e processamento, além da avaliação do funcionamento do conjunto com os circuitos somador e multiplexador e simulação de condições de medição usando conjunto de cargas capacitivas e resistivas.

Primeiramente serão escolhidos os sinais de frequência e amplitude apropriadas. Além disso, uma vez que o objetivo será a realização de um teste inicial de desempenho, optou-se por, em um primeiro momento, realizar associações simples tendo em vista diminuir ao máximo os erros relacionados com a incerteza dos valores de componentes.

O circuito para realização do teste consistirá na associação de todos os circuitos descritos no presente trabalho, uma vez que um dos objetivos é também testar a integração, um diagrama de blocos que exemplifica como as ligações serão feitas, encontra-se na Figura 15

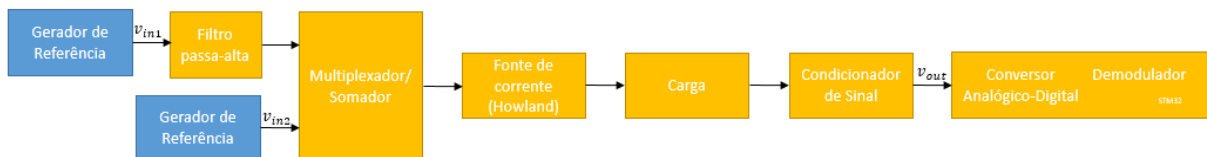


Figura 15: Diagrama de blocos do circuito proposto para coleta dos dados no teste de comparação do multiplexador com o somador

Assim, o teste será iniciado considerando o circuito somador para associação de dois sinais com diferentes frequências, para cada situação de interesse serão adquiridos 5

conjuntos de valores de amplitude e frequência para análise, sendo que em cada conjunto a quantidade de amostras se manterá a mesma que será determinada pela realização dos testes anteriores. A primeira carga de $1\text{ k}\Omega$ será utilizada com o intuito de estimar o valor da amplitude da corrente aplicada pela fonte de corrente para que seja possível desenvolver o cálculo da impedância para as outras três cargas.

Em seguida, será considerado o circuito multiplexador para associação de dois sinais com diferentes frequências. Assim como para o somador, para cada situação serão adquiridos 5 conjuntos de valores de amplitude e frequência para análise e a primeira carga utilizada, de $1\text{ k}\Omega$, terá como objetivo a realização da estimativa do valor de amplitude de corrente.

Por último, serão realizados os cálculos da amplitude de impedância para cada uma das cargas nas diferentes frequências e os dados serão organizados e apresentados sistematicamente no capítulo de resultados.

3.3.4 Avaliação de desempenho (medidas por segundo)

Esse teste consistirá em um teste de performance que visa analisar qual o tempo de aquisição mínimo dos dados considerando os resultados que serão obtidos nos testes anteriores. Será avaliada e utilizada a quantidade de amostras mínima possível para aquisição dos dados, caso seja verificado que uma das estratégias possua um tempo de processamento menor - de utilização do somador ou do multiplexador - esse teste irá considerá-la, além de realizar a aquisição em apenas nas frequências pré-determinadas do sinal, não realizando a procura da frequência na qual ocorre o pico do sinal em cada aquisição.

O circuito utilizado para aquisição desse teste é similar àquele utilizado no teste anterior e representado na Figura 15 e os resultados serão apresentados com o horário de cálculo do sinal contendo informação de hora, minuto, segundo e centésimo seguido do valor de amplitude do sinal calculada considerando o sinal com maior frequência, seguido pelo valor de amplitude do sinal calculada referente ao sinal de menor frequência. Então, serão contabilizadas quantos sinais foram medidos em 1 segundo com o auxílio de um programa de planilha eletrônica.

3.3.5 Medida da corrente e estimativa da impedância

O último teste consistirá em um segundo teste de performance que visa coletar também os dados de corrente para que o microcontrolador realize os cálculos de módulo e fase da impedância. Para esse teste, mantidos os parâmetros de frequência de amostragem já utilizado. A estratégia utilizada será a do somador e a procura de picos não será realizada tendo em vista optar por uma maior rapidez. Além disso, tendo em vista que apenas

estarão disponíveis dois geradores, serão escolhidos sinais de duas frequências para estudo, priorizando a utilização de frequências mais altas.

O circuito utilizado para a aquisição dos dados referente a esse teste é similar aos circuitos anteriores, apenas contendo um circuito de condicionamento a mais para aquisição do dado referente ao resistor sentinela para estimativa contínua da corrente. Os resultados apresentados contarão com o valor do módulo da impedância em 200 kHz, seguido pelo valor calculado de fase da impedância em 200 kHz, o valor do módulo da impedância em 20 kHz e o valor calculado de fase da impedância em 20 kHz para uma determinada associação em paralelo de resistor e capacitor.

4 Resultados e Discussões

4.1 Hardware

O desenvolvimento de todos os sub circuitos do Hardware foi realizado em quatro etapas. Na primeira, os circuitos foram estudados e simulações foram realizadas para verificar qual o tipo de filtro e associação de componentes apresentava a resposta desejada, nesse primeiro momento softwares de simulação foram utilizados exaustivamente e as simulações obtidas encontram-se apresentadas abaixo ou no Anexo respectivo, buscou-se padronizar para todos os Diagramas de Bode a utilização da escala dB no eixo das coordenadas. Em seguida, os circuitos foram montados em protoboard e seu funcionamento foi testado. Então, foi necessário soldar cada placa realizando o teste do funcionamento de cada uma novamente, essa fase foi importante para que os circuitos fossem montados e individualizados para buscar diminuir interferências, erros e mal-contatos relativos ao uso da protoboard além de buscar facilitar o isolamento de erros e entendimento de cada estágio.

O desenvolvimento do hardware se deu sempre utilizando componentes de fácil acesso, resistores com precisão de 5% e capacitores com precisão mais baixa, de 10 %. Além disso, para auxiliar na realização da montagem foram utilizados um Multímetro Minipa ET 1002 e um Mini Osciloscópio Digital DSO150.

4.1.1 Projeto do circuito de condicionamento de sinal

4.1.1.1 Inclusão de Buffer

O primeiro item do circuito de condicionamento de sinal é um Buffer ou, como também é conhecido, seguidor de tensão. Como apresentado anteriormente esse circuito é utilizado quando uma alta impedância de entrada é buscada. O diagrama do circuito simulado pode ser observado na Figura 16, as simulações em 2 kHz, 20 kHz, 200 kHz e 1 MHz podem ser vistas nas Figuras 48, 49, 50 e 51 respectivamente. E, na Figura 17, é possível ver a resposta em frequência do circuito apresentado.

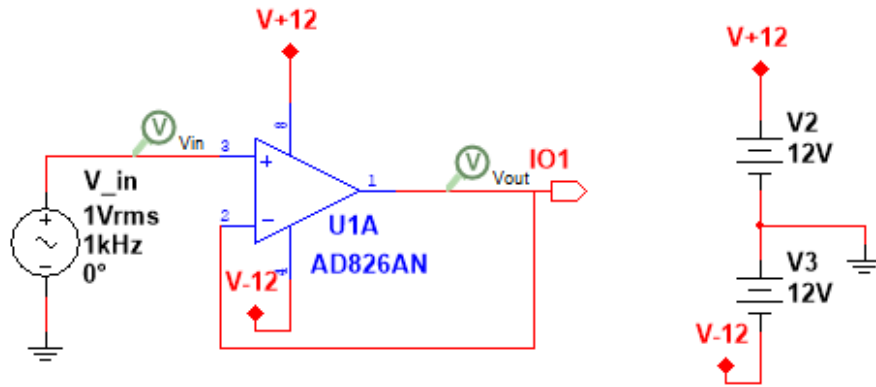


Figura 16: Esquema elétrico do Buffer

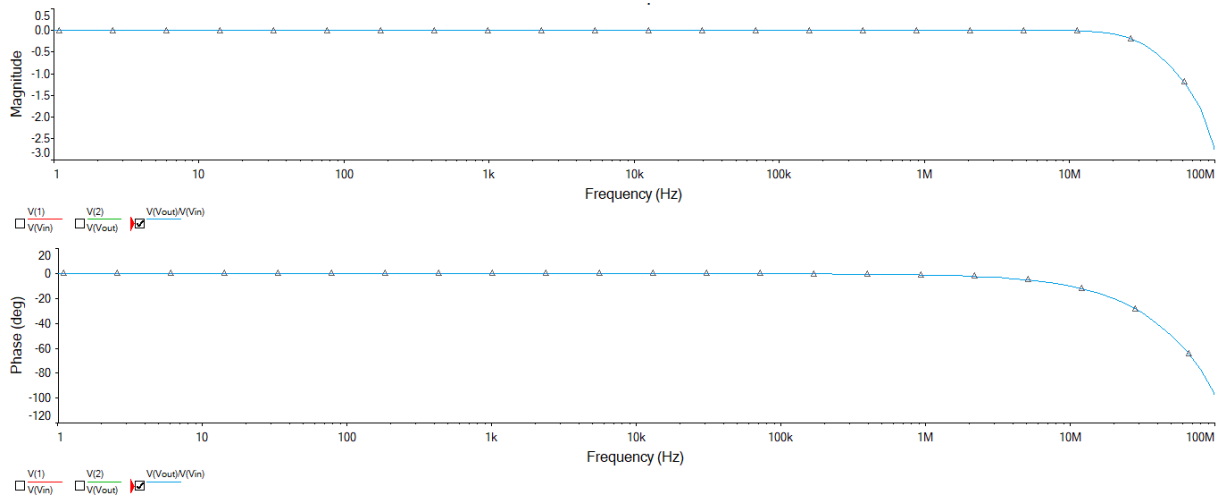


Figura 17: Simulação da resposta em frequência do Buffer

4.1.1.2 Filtro passa-alta

O segundo item do circuito de condicionamento de sinal é o filtro passa alta. Como exposto anteriormente esse circuito é utilizado para remover baixas frequências. Tendo em vista que a frequência mais baixa que se optou por utilizar nesse projeto é de 2 kHz, o filtro deve atenuar frequências abaixo desse valor, como a frequência de rede (60 Hz) e parcela DC, além de manter os sinais com frequência igual ou superior a 1 kHz inalterados. Dentre os diversos filtros encontrados, optou-se por focar as no filtro passa-alta passivo de primeira ordem, conforme pode ser observado na Figura 18. A resposta em frequência desse circuito, por sua vez, pode ser observada na Figura 19.

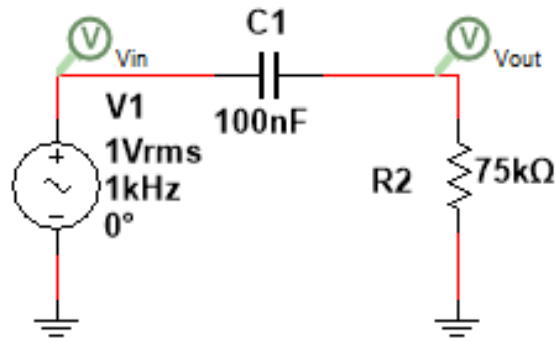


Figura 18: Esquema elétrico do filtro passa-alta passivo de primeira ordem

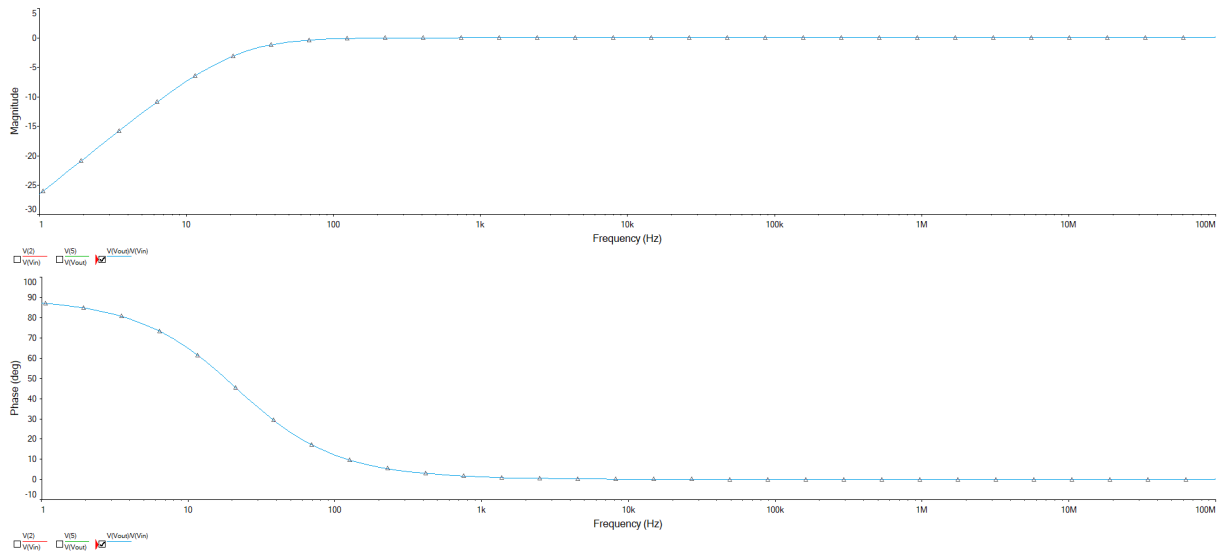


Figura 19: Simulação da resposta em frequência do passa-alta passivo de primeira ordem

4.1.1.3 Inclusão de offset

O terceiro item do circuito de condicionamento de sinal é a inclusão de offset. Como exposto anteriormente esse circuito é utilizado para adicionar um offset no sinal, visto que o microcontrolador que será utilizado posteriormente não mede tensões negativas, de acordo com as suas especificações. Dessa forma, o circuito deve ser pensado de forma a manter o formato, porém realizando um deslocamento no sinal no eixo y (inserindo offset). Dentre os diversos circuitos encontrados, optou-se por focar em um circuito que fosse um circuito passa-alta e realizasse a inclusão de offset, conforme pode ser observado na Figura 20.

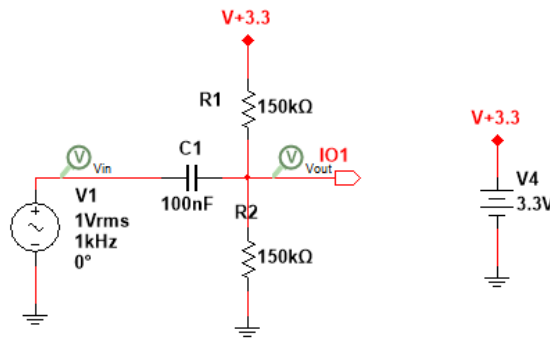


Figura 20: Esquema elétrico do circuito com filtro passa-alta passivo de primeira ordem e adição de offset no sinal

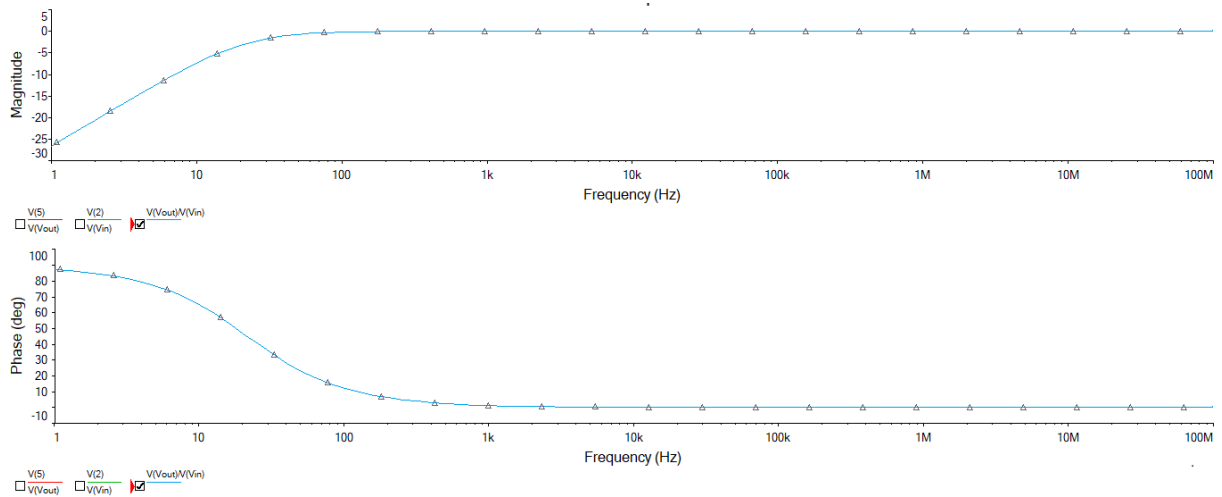


Figura 21: Simulação da resposta em frequência do passa-alta passivo de primeira ordem juntamente com a inclusão de offset

Como é possível observar na Figura 21 a resposta em frequência ficou bastante similar ao circuito anterior, visto que não foi adicionado nenhum componente que alterasse a resposta em frequência, não realizando a adição de polos nem de zeros ao sistema. Além disso, realizando a análise de pequenos sinais, os resistores encontram-se em paralelo, resultando no valor de resistor equivalente ao considerado para a criação do circuito passa-alta sem a inclusão de offset.

4.1.1.4 Inserção de um filtro passa-baixa

O quarto item do circuito de condicionamento de sinal é um filtro passa-baixa. Como exposto anteriormente, esse circuito é utilizado para remover as altas frequências presentes no sinal. Essa etapa no condicionamento é fundamental para a posterior aquisição dos dados, visto que ela visa limitar o espectro do sinal tendo em vista extinguir ou diminuir

expressivamente o efeito de aliasing. Dentre os diversos circuitos encontrados que poderiam realizar essa função, optou-se por focar em um circuito que fosse um circuito passa-baixa passivo, conforme pode ser observado na Figura 22.

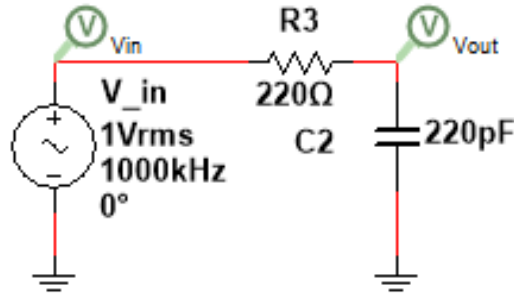


Figura 22: Esquema elétrico do circuito com filtro passa-baixa passivo de primeira ordem

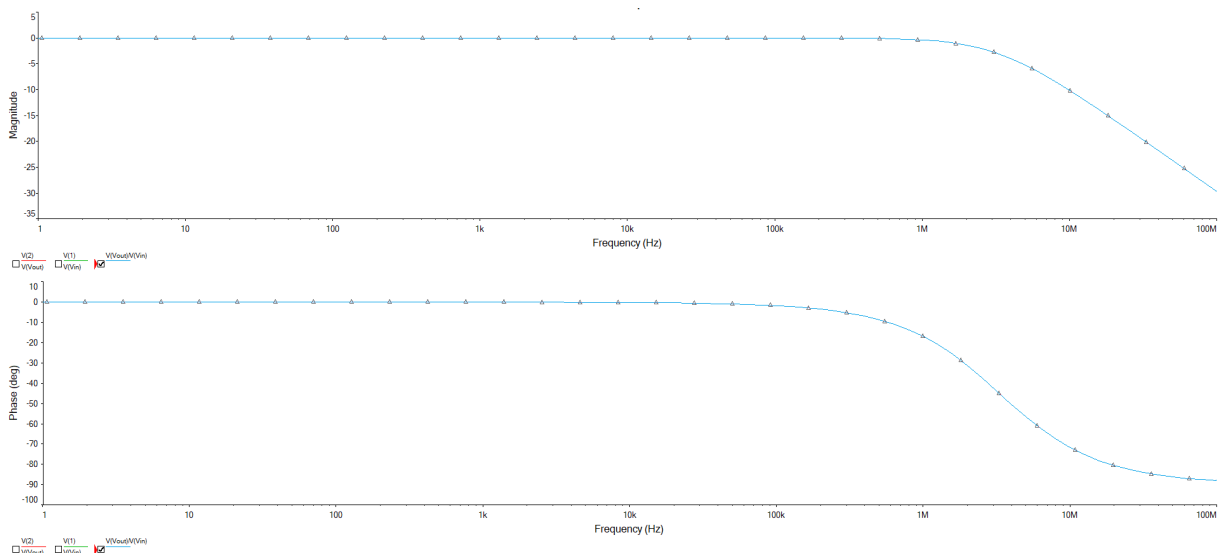


Figura 23: Simulação da resposta em frequência do passa-baixa passivo de primeira ordem

4.1.1.5 Circuito de condicionamento final

Após a determinação de todos os estágios que iriam compor o circuito de condicionamento final, esses foram combinados de forma a criar um circuito único, ao fim do qual o sinal deveria sair com as características desejadas. Durante a síntese do circuito observou-se que devido às características dos circuitos, como impedância de entrada e saída e para evitar o carregamento foi necessário adicionar um buffer entre os estágios de passa-alta com inclusão de offset e passa-baixa.

Outro ponto considerado, foi a informação referente ao máximo valor de impedância externa permitida pelo STM32 visando um erro inferior a 1/4 do valor do bit menos

significativo, a partir de uma resolução de 12 bits, que deve respeitar a Equação 1 presente no datasheet e representada abaixo (STMICROELECTRONICS, 2015):

$$R_{AIN} < \frac{T_S}{f_{ADC} * C_{ADC} * \ln(2^{N+2})} - R_{ADC} \quad (4.1)$$

Sendo que T_S representa a quantidade de ciclos, f_{ADC} refere-se a frequência do clock do ADC, C_{ADC} é um valor pré-determinado referente a um capacitor interno descrito no datasheet, N refere-se ao número de bits e R_{ADC} é um valor pré-determinado referente a um resistor interno descrito no datasheet. Para o caso considerado, temos T_S igual a 7.5, f_{ADC} igual a 12 MHz, C_{ADC} de 8 pF N de 12 bits e R_{ADC} equivalente a 1 k Ω , resultando em uma impedância externa máxima de aproximadamente 7 k Ω .

Além disso, ao final do circuito também foram adicionados dois diodos responsáveis por realizar a proteção da entrada do microcontrolador, visto que com o dispositivo escolhido os valores do sinal de entrada devem estar contidos no intervalo entre 0 e 3.3 V. O diagrama do circuito pode ser visto na Figura 24, enquanto que a simulação realizada da resposta de frequência do circuito pode ser observada na Figura 25. As demais simulações realizadas podem ser verificadas no anexo correspondente.

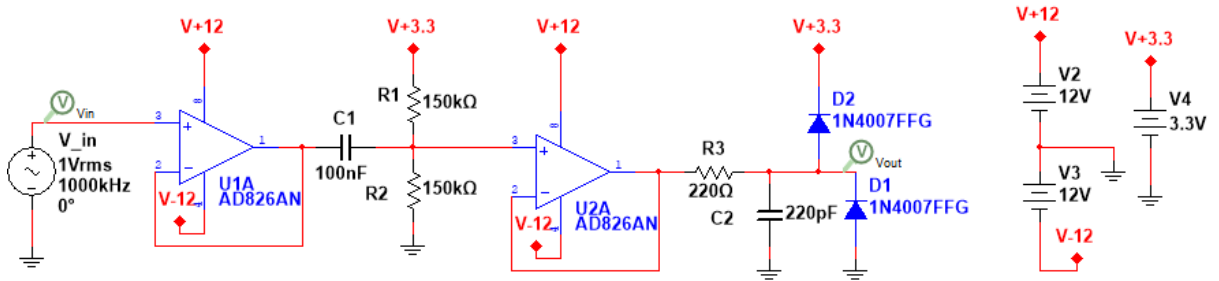


Figura 24: Esquema elétrico do circuito de condicionamento final

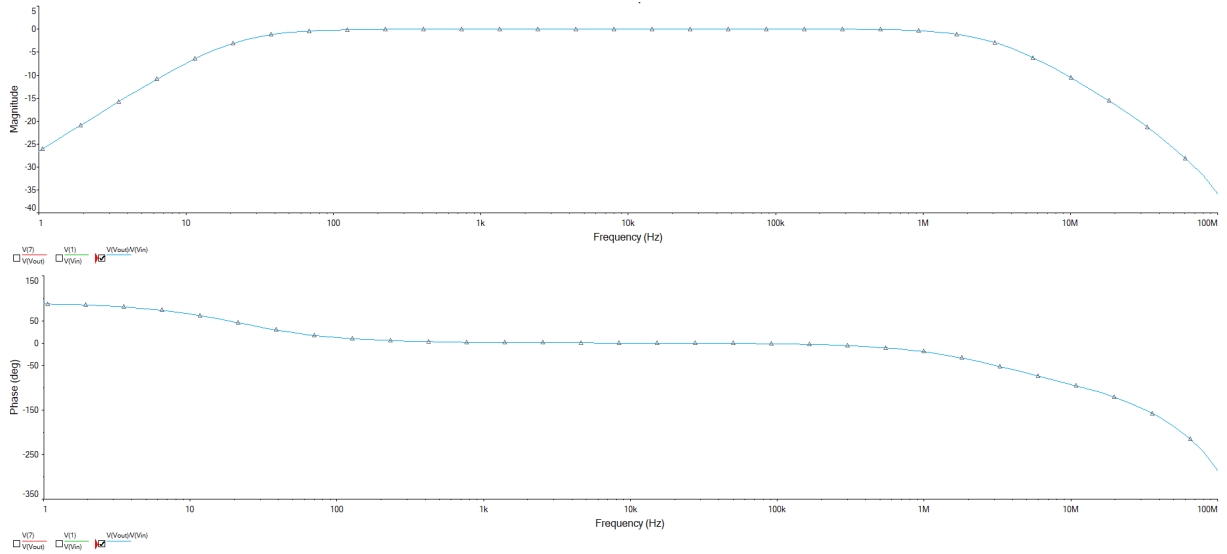


Figura 25: Simulação da resposta em frequência do circuito de condicionamento

4.1.2 Fonte Simétrica

Além dos circuitos citados, notou-se a necessidade da criação de uma fonte simétrica que fosse responsável pela alimentação dos componentes ativos dos circuitos. O diagrama elétrico da fonte simétrica pode ser consultado na Figura 26. Tendo em vista verificar se a fonte apresentaria a resposta esperada, realizou-se a simulação das saídas no domínio tempo, apresentada na Figura 27.

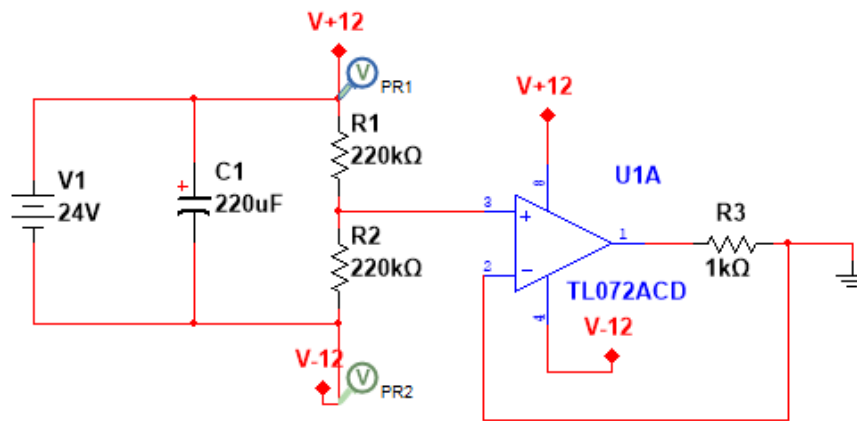


Figura 26: Esquema elétrico da fonte simétrica

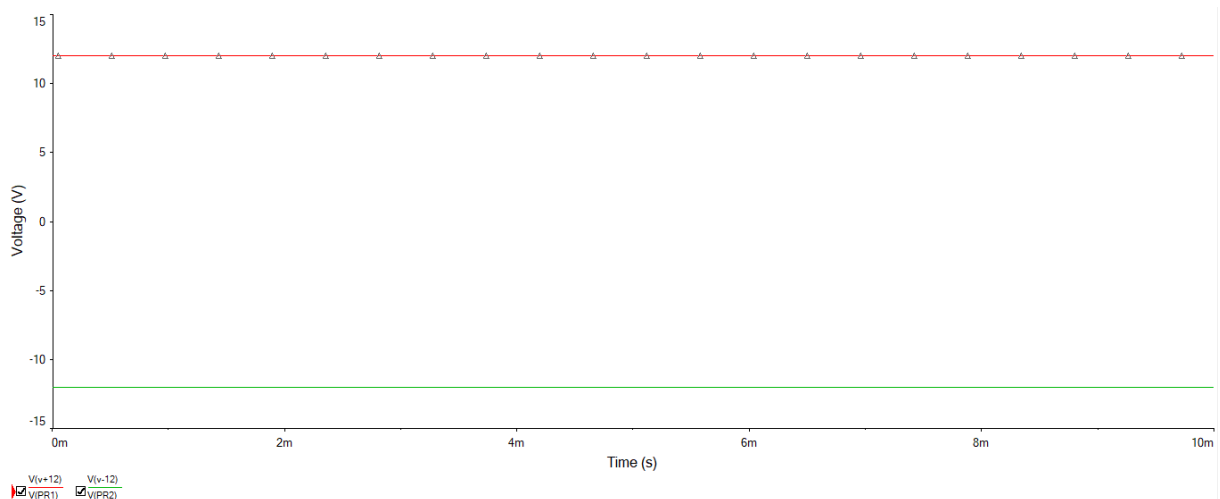


Figura 27: Simulação da resposta do circuito de fonte simétrica

Depois de soldar a fonte simétrica, com um multímetro o osciloscópio foram realizadas medições, conforme pode ser observado na Figura 28 e Figura 29, sendo que a primeira medição foi realizada entre o positivo da fonte e o terra e a segunda entre o negativo da fonte e o terra. De forma que o resultado obtido no osciloscópio, juntamente com o observado no multímetro, corroboram o correto funcionamento do circuito.

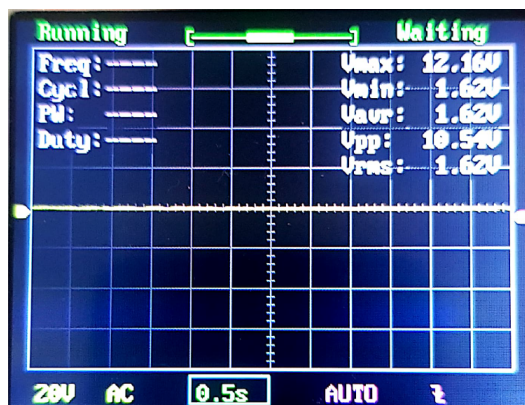


Figura 28: Tela do osciloscópio relacionada a medição realizada entre os terminais positivo e terra da fonte simétrica.

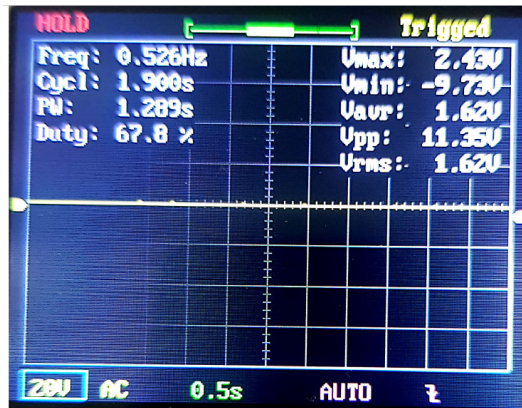


Figura 29: Tela do osciloscópio relacionada a medição realizada entre os terminais negativo e terra da fonte simétrica.

4.1.3 Circuito Somador e Multiplexador

Tendo em vista a realização de um canal de medida multifrequencial, um dos interesses presentes é a forma de utilização de múltiplas frequências. Dentre as formas possíveis estão a utilização de um circuito somador, que realizaria a soma dos sinais para aplicação no eletrodo.

À vista disso, foi criado o circuito somador apresentado no diagrama da Figura 30. Tendo em vista que é empregado um amplificador operacional, é importante conhecer as limitações em altas frequências impostas pelo dispositivo. Assim, a resposta em frequência do circuito somador pode ser analisada na Figura 31. Além disso, na seção correspondente dos Anexos, é possível observar simulações realizadas combinando sinais com diversas frequências na entrada do somador e suas saídas correspondentes.

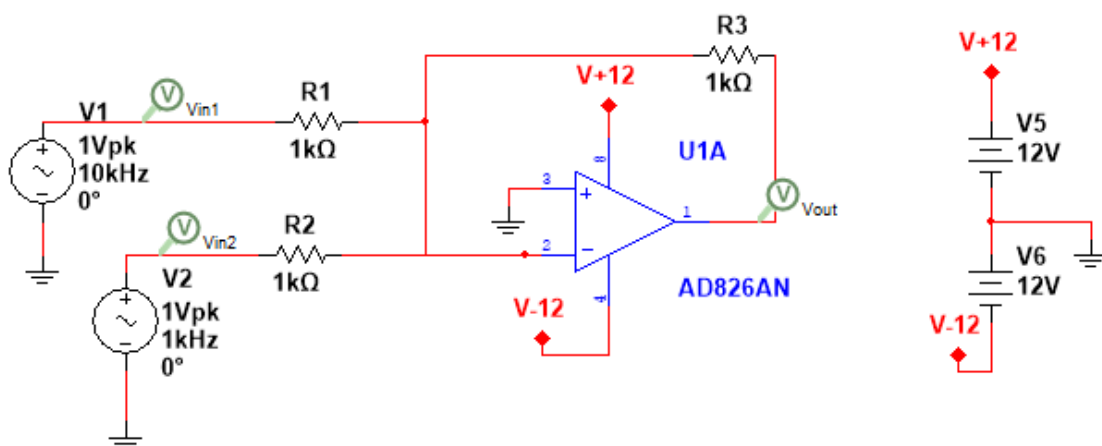


Figura 30: Esquema elétrico do circuito somador

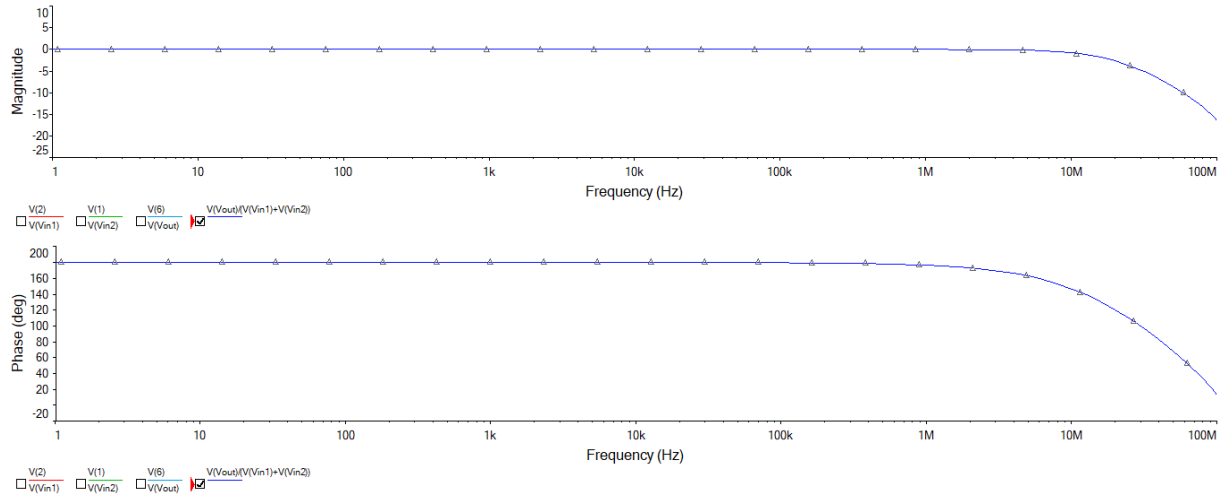


Figura 31: Simulação da resposta em frequência do circuito somador

4.1.4 Fonte de corrente

Uma vez que o modo utilizado no canal é modo-I, isto é, modo em que é inserida uma corrente entre os eletrodos e é feita a medição de tensão, conforme descrito na Introdução, outro circuito importante é o circuito de fonte de corrente. A fonte de corrente é responsável pela criação de uma corrente previamente determinada e independente da carga, a partir de um sinal de tensão de entrada.

Existem diversas topologias de fonte de corrente, algumas utilizando combinações de transistores e outras fazendo uso de amplificadores operacionais. O tipo de fonte escolhida foi a fonte Howland com 5 resistores, conforme pode ser observado no diagrama apresentado na Figura 32. A simulação da resposta e frequência desse circuito pode ser consultado na Figura 33.

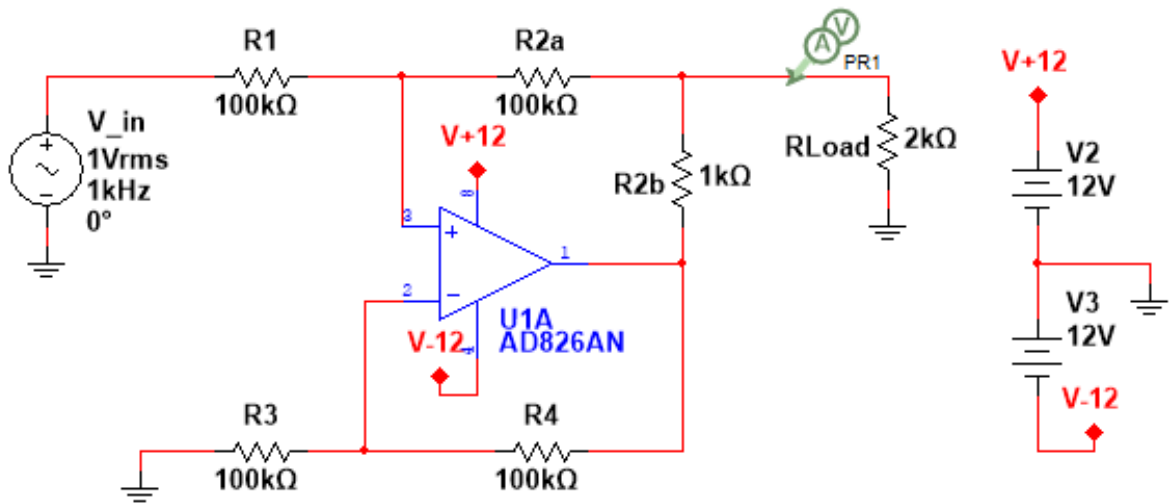


Figura 32: Esquema elétrico da fonte de corrente Howland

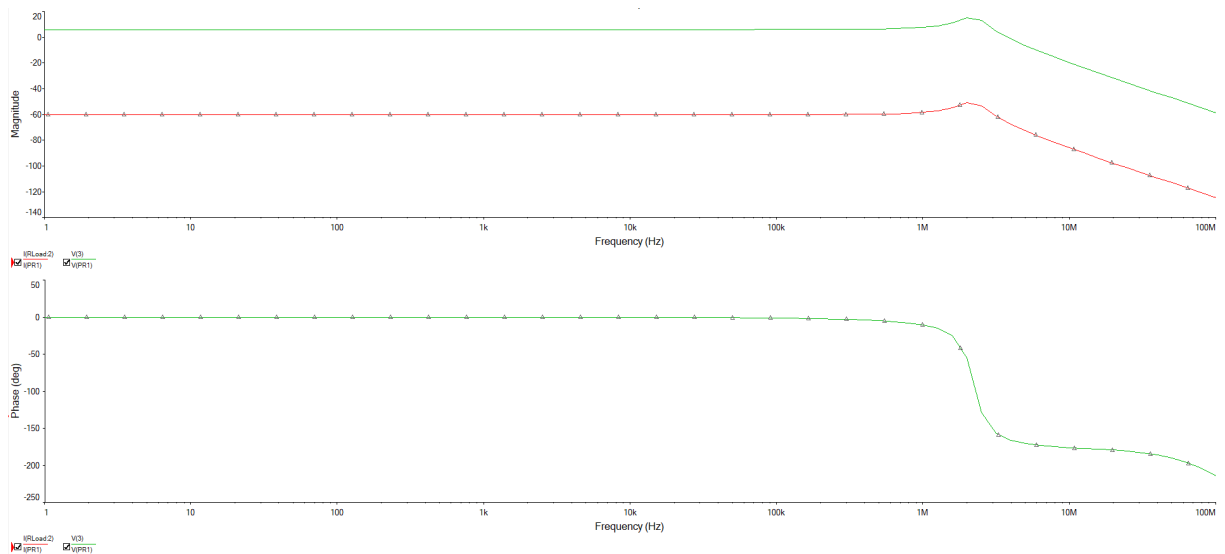


Figura 33: Simulação da resposta do da fonte de corrente Howland

Após a realização da solda da fonte simétrica, o circuito foi alimentado com tensão DC e aplicou-se uma tensão AC de entrada através de um gerador de sinais baseado no CI XR2206. Em seguida, foram realizadas medidas do sinal proveniente do gerador de sinais que pode ser observado na Figura 34. E, para atestar o funcionamento do circuito, primeiro foi acoplada uma carga de 1 kΩ e apresentado o sinal na Figura 35 e então, uma carga de 2 kΩ e apresentado o sinal na Figura 36. Visto que, a fonte de corrente deve

manter a corrente constante independente da carga, era esperado que dobrando o valor da carga a tensão também dobrasse, o que se confirmou nos testes.

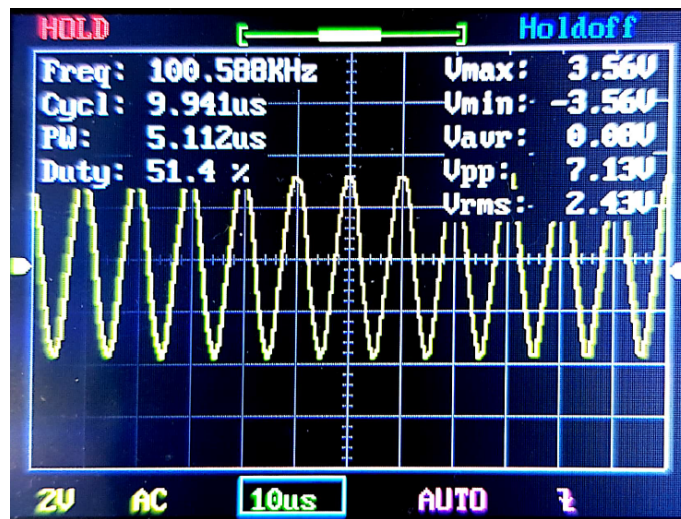


Figura 34: Sinal de tensão proveniente do gerador de sinais e fornecido à fonte de corrente

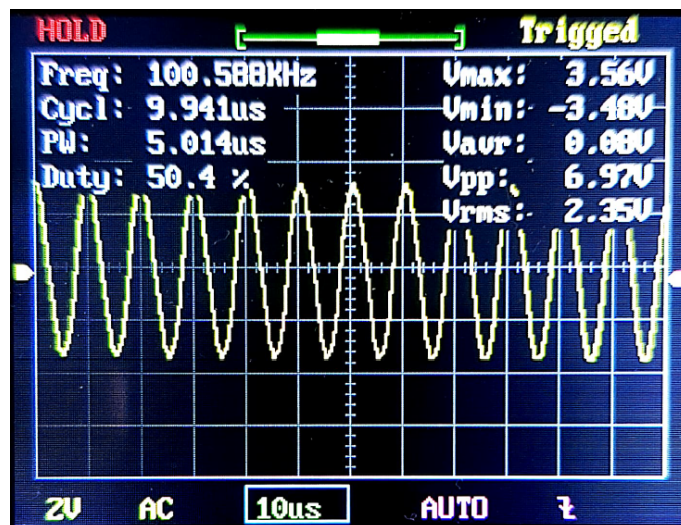
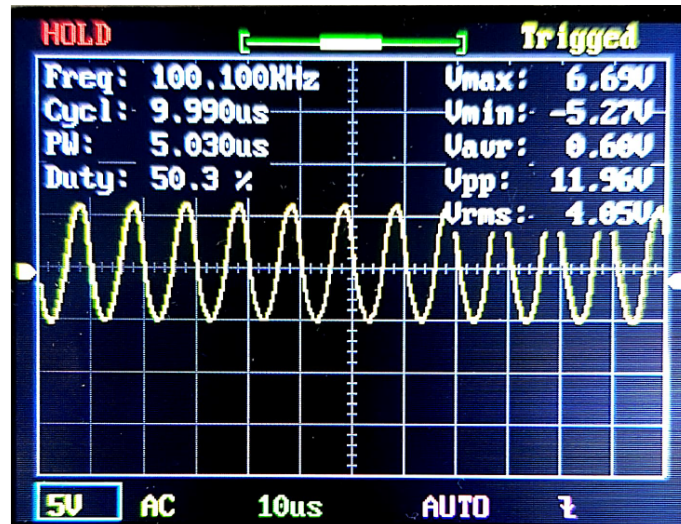


Figura 35: Tensão medida na carga de 1 k Ω

Figura 36: Tensão medida na carga de 2 k Ω

A Figura 37 apresenta uma imagem do hardware montado com a estratégia do somador.

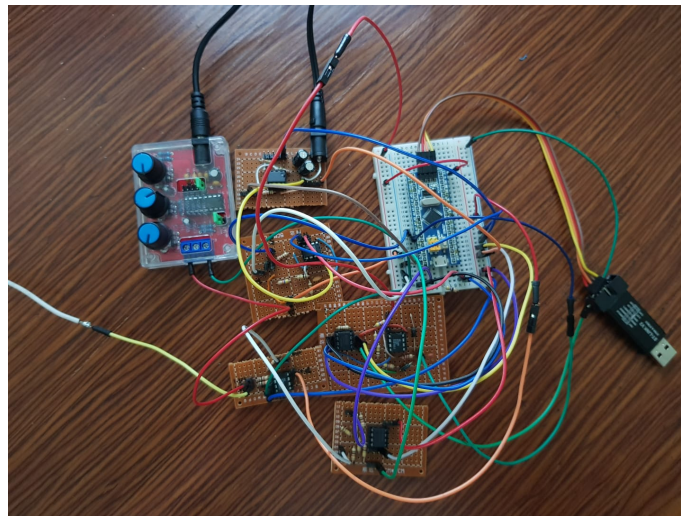


Figura 37: Placas soldadas ligadas por jumpers

4.2 Software

4.2.1 Desenvolvimento do software de demodulação

O projeto do software foi primeiramente dividido em 3 arquivos, um deles tratando-se do arquivo principal a partir do qual deveriam surgir todos os comandos e chamadas de funções principais, o segundo relacionado aos tópicos de configurações do ADC e o terceiro relacionado a transformada discreta de Fourier.

Dentre os requisitos do projeto, foi observada a necessidade que fosse possível escolher diferentes taxas de amostragem para aquisição do sinal e foram organizados três vetores de valores para que a taxa de aquisição fosse escolhida através do vetor `DT_FS`. Escolhendo, por exemplo o índice 2, esse corresponde a uma taxa de aquisição de 600 kHz e os valores presentes nos vetores `DT_PRE` e `DT_SMPR` de mesmo índice são utilizados nas estruturas switch-case para configuração do ADC. Além disso, no arquivo do ADC ainda é possível configurar e habilitar o DMA, é criada uma interrupção para realização de transferência de dados e é configurada a forma como a transferência de dados pelo DMA ocorre.

No arquivo com extensão `.h` relacionado a implementação da transformada discreta de Fourier, uma das funções implementadas é aquela que calcula a média dos valores de um determinado valor. A implementação dessa função foi importante pois, uma vez que o sinal recebido possui um offset adicionado pelo hardware do circuito de condicionamento de sinal é necessário realizar essa subtração através do software.

Também foi implementada uma função que calcula a DFT de um sinal em uma determinada frequência, essa função recebe como argumentos o vetor de dados coletados, a frequência na qual deseja-se realizar o cálculo, a frequência de aquisição do sinal, a média de valores do sinal, um fator `z` e um parâmetro relacionado a quantidade de amostras consecutivas que se deseja usar do conjunto de dados para realizar o cálculo. O fator `z` refere-se a utilização de zero-padding, que consiste basicamente na adição de certa quantidade de zeros (ou dados nulos) ao fim do conjunto de dados que possui domínio no tempo tendo em vista aumentar a densidade de amostras da DFT, buscando um melhor resultado. (HILBERT, 2013)

Ainda no arquivo relacionado às implementações de funções ligadas a DFT, foram criadas duas funções de procura de pico de sinal, em uma delas a procura é realizada a partir de 40000 kHz de distância do suposto pico, porém visando um menor número de iterações possível, a primeira pesquisa possui um intervalo maior e as pesquisas subsequentes visam restringir cada vez mais a frequência onde o intervalo de procura e os passos são diminuídos até atingir uma precisão suficiente boa para a aplicação.

Dessa maneira, após a inicialização do dispositivo, a primeira informação que é recebida são as definições registradas no código principal, são incluídas as duas bibliotecas, realiza-se a configuração do ADC, inicialização do serial e, em seguida código entra no loop principal. O código então recebe configurações do DMA para início da coleta e o valor de uma variável é alterada para habilitação da coleta. Quando o Buffer completa-se com valores de dados adquiridos, surge uma interrupção que pausa a aquisição para realização do processamento dos dados. O sistema também possui uma variável de `flag_inicial` que guarda se essa é a primeira aquisição após a inicialização, caso seja, a procura dos picos é realizada de maneira mais ampla, enquanto que para as procuras de picos seguintes são

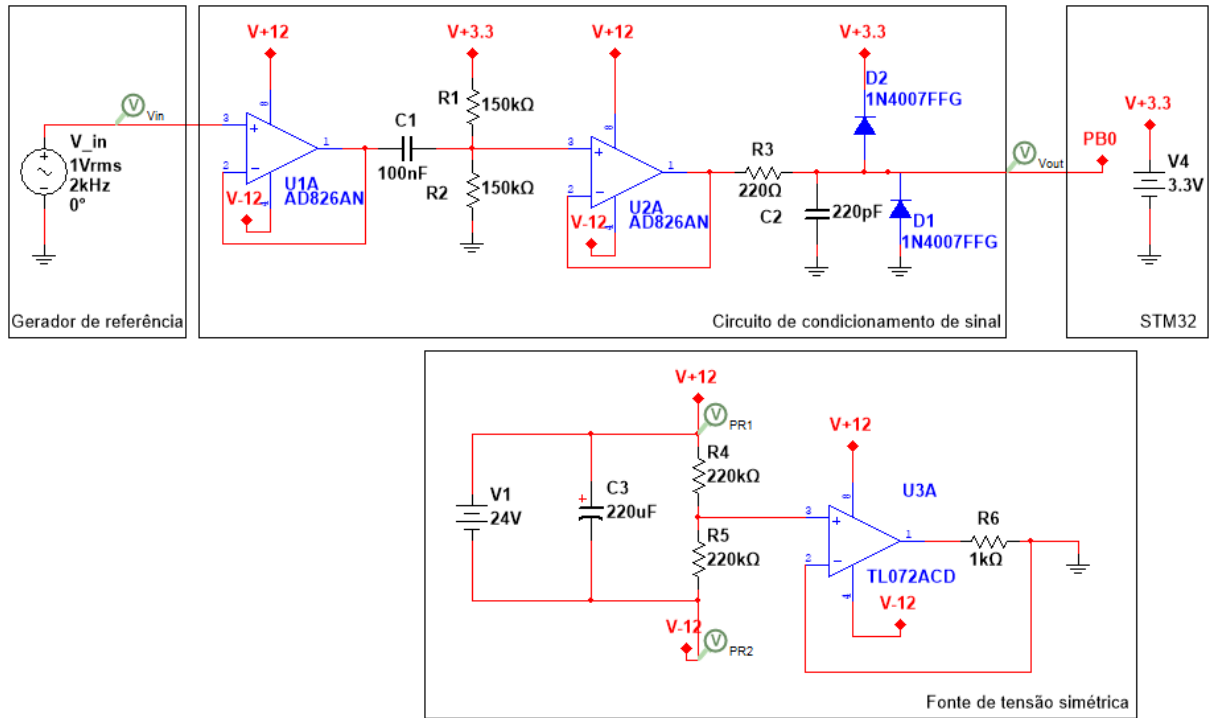


Figura 38: Circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para os sinais de 2 kHz e 20 kHz de frequência gerado por celular

observados uma menor quantidade de frequências nas adjacências.

4.3 Integração dos circuitos e testes de desempenho

Primeiramente, importante ressaltar que seria inviável apresentar todo o conjunto de dados adquiridos a partir dos testes realizados no corpo desse projeto ou em seus anexos. Ao invés disso, optou-se por selecionar os resultados mais significativos e relacionados com o objetivo de cada teste para apresentação no presente trabalho e, o código utilizado, bem como os conjuntos de dados em sua totalidade podem ser consultados no github a seguir <https://github.com/mirelatomazini/Repositorio-TG-Mirela> na seção de testes.

4.3.1 Variação dos parâmetros do sinal

Para realização desse primeiro conjunto de testes, o circuito utilizado para os sinais de frequências de 2kHz e 20 kHz está descrito na Figura 38 e o circuito utilizado para os sinais de frequência aproximada de 200 kHz está descrito na Figura 39.

Tendo em vista que a frequência de aquisição escolhida foi de 600 kHz, para o sinal de 200 kHz, em cada ciclo completo eram adquiridos 3 amostras, dessa forma, para essa frequência foram utilizados 3, 30, 60, 300, 600, 3000 e 6000 amostras para análise.

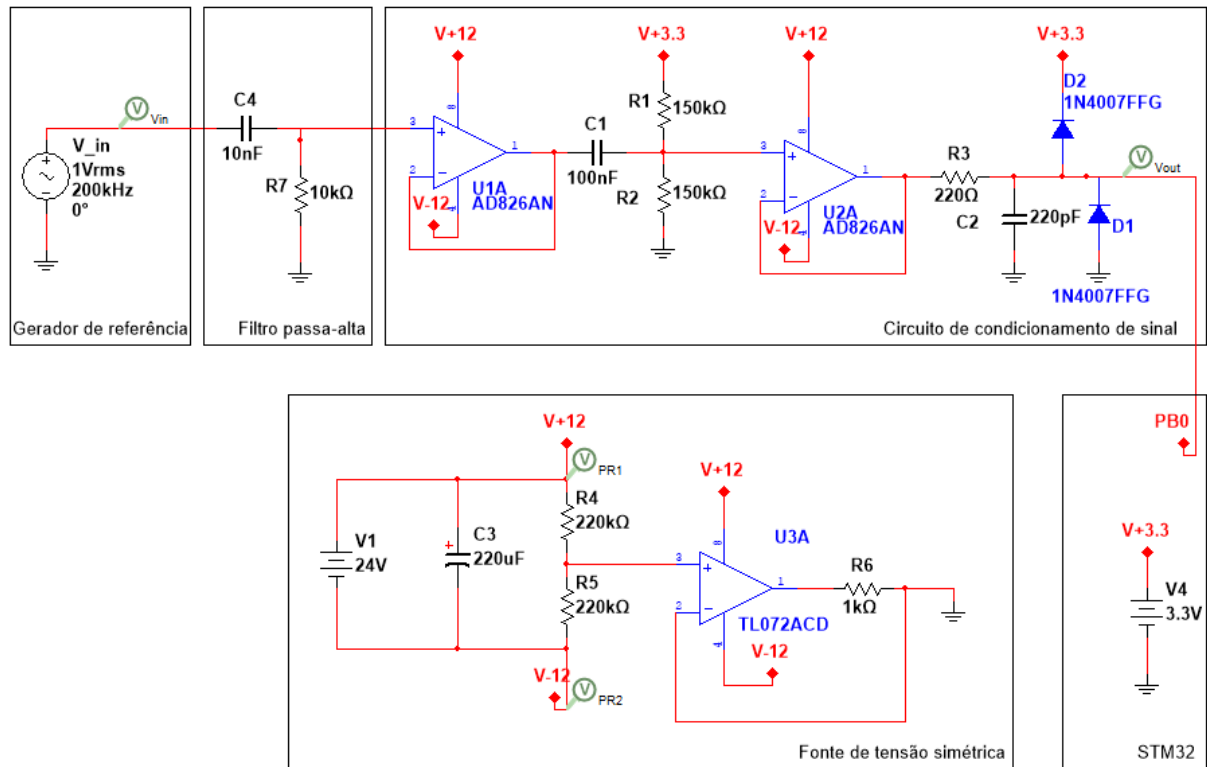


Figura 39: Circuito proposto para coleta dos dados no primeiro conjunto de testes para os sinais de 200 kHz de frequência gerado por celular

Para o sinal de 20 kHz cada ciclo possui 30 amostras, dessa maneira, como a partir de 3 amostras não era possível realizar a observação de um ciclo completo, optou-se por retirar essa medida e realizar apenas as medições com as demais quantidade de amostras. Por último, para o sinal com 2 kHz, um ciclo possui 300 amostras utilizando a frequência de aquisição supracitada, seguindo o princípio anterior de exclusão dos valores de amostras com os quais não fosse possível adquirir um ciclo completo, foi preferido retirar da análise todos os conjuntos de dados que utilizassem menos de 300 amostras.

Havia sido estabelecido que seriam coletados 100 conjuntos de dados para que fosse possível realizar análises relacionadas a média, desvio padrão e a própria variação do sinal no tempo, dessa forma, importante ressaltar que nesse teste cada conjunto de dados foi adquirido e processado em aproximadamente 22 segundos, a coleta de todos os conjuntos de dados relacionados a cada frequência determinada foi de aproximadamente 37 minutos. Portanto, importante considerar que nesse teste está sendo observada uma janela de tempo específica do sinal.

4.3.1.1 Variação da frequência no tempo

Um dos primeiros objetivos com esse teste era a análise da variação da frequência dos sinais. A Tabela 2 relaciona a quantidade de ciclos adquiridos com o valor médio

da frequência e desvio padrão da medida para cada uma das frequências estudadas. A partir desses dados é possível perceber que as frequências medidas para os valores de aproximadamente 2 kHz e 20 kHz possuem um valor de desvio padrão baixo, sugerindo que, caso o gerador de sinais utilizado - nesse caso tratando-se de um celular - esteja aplicando a frequência descrita, o circuito de condicionamento e aquisição do sinal apresenta bom funcionamento, com uma boa precisão.

Para o conjunto de dados adquiridos a partir de um sinal de aproximadamente 200 kHz apresentado na Tabela 2 foi observado um maior valor de desvio padrão. Esse aumento do desvio padrão aparenta ter como causa a alteração da frequência do sinal gerado pelo gerador de onda analógico montado a partir do CI XR2206 que possui certa variação associada uma vez que para todos os números de ciclos utilizados, o valor se mantém quase constante e, caso o erro fosse associado a quantidade de ciclos, deveria ser possível observar que com a utilização de mais ciclos, o resultado apresentaria maior precisão, conforme percebido para os resultados relacionados às outras duas frequências analisadas.

Importante ressaltar que com os cálculos de desvio padrão apenas está sendo analisada a precisão dos dados. A acurácia, por sua vez, não está sendo avaliada, uma vez que os instrumentos de medidas utilizados possuíam também uma precisão baixa, não permitindo esse tipo de avaliação.

Número de amostras	Número de ciclos (200 kHz)	Freq. média (em 200 kHz) (Hz)	Desvio Padrão (em 200 kHz) (Hz)	Número de ciclos (20 kHz)	Freq. média (em 20 kHz) (Hz)	Desvio Padrão (em 20 kHz) (Hz)	Número de ciclos (2 kHz)	Freq. média (em 2 kHz) (Hz)	Desvio Padrão (em 2 kHz) (Hz)
6000	2000	197950	121	200	19999	0,47	20	2000	0,65
3000	1000	197950	121	100	19999	0,47	10	2000	2,06
600	200	197950	121	20	19998	4,16	2	1999	4,96
300	100	197952	120	10	19998	4,76	1	1999	5,04
60	20	197942	126	2	19998	5,01	-	-	-
30	10	197948	132	1	19998	5,01	-	-	-
3	1	197949	127	-	-	-	-	-	-

Tabela 2: Relação entre a quantidade de amostras e número de ciclos utilizados com o valor de frequência de pico encontrada para os valores de diferentes frequências.

4.3.1.2 Variação da amplitude no tempo

Em seguida, partiu-se para o segundo objetivo que tratava-se da análise da variação da amplitude, uma vez que esse parâmetro é um dos mais relevantes para o trabalho, pois é utilizando a amplitude que será realizado o cálculo da bioimpedância. Tendo em

vista apresentar um panorama geral quanto aos dados adquiridos, bem como realizado anteriormente, os valores de amplitude média e desvio padrão para cada frequência e conjunto de dados foram dispostos na Tabela 3.

Número de amostras	Número de ciclos (200 kHz)	Ampl. média (em 200 kHz) (V)	Desvio Padrão (em 200 kHz) (V)	Número de ciclos (20 kHz)	Ampl. média (em 20 kHz) (V)	Desvio Padrão (em 20 kHz) (V)	Número de ciclos (2 kHz)	Ampl. média (em 2 kHz) (V)	Desvio Padrão (em 2 kHz) (V)
6000	2000	1,4447	0,0142	200	1,0488	0,0005	20	1,0596	0,0004
3000	1000	1,4622	0,0040	100	1,0489	0,0006	10	1,0597	0,0005
600	200	1,4650	0,0038	20	1,0490	0,0013	2	1,0602	0,0009
300	100	1,4651	0,0042	10	1,0490	0,0016	1	1,0603	0,0013
60	20	1,4639	0,0286	2	1,0497	0,0037	-	-	-
30	10	1,4670	0,0433	1	1,0501	0,0053	-	-	-
3	1	1,4696	0,0519	-	-	-	-	-	-

Tabela 3: Relação entre a quantidade de amostras e número de ciclos utilizados com o valor de amplitude de pico calculada para os valores de diferentes frequências.

A partir dos dados apresentados acima é possível perceber que, para os dados de amplitude os valores de desvio padrão foram bastante satisfatórios, uma vez que se mostraram bastante baixos, o que era esperado visto que as condições de aquisição de todos os dados foi mantida o mais idêntica quanto possível, sem nenhuma alteração no hardware e software desde o início até o fim da coleta.

4.3.1.3 Influência do número de amostras

Para complementar a análise das tabelas também foram plotados gráficos de todas as amplitudes calculadas em cada uma das 100 aquisições considerando a quantidade de amostras utilizadas para tal. Os gráficos podem ser verificados nas Figuras 40, 41 e 42 apresentadas a seguir.



Figura 40: Variação da amplitude calculada em função do conjunto de dados para frequência aproximada de 2 kHz, onde diferentes curvas apresentam o valor calculado a partir de diferentes quantidades de dados de cada conjunto de medidas

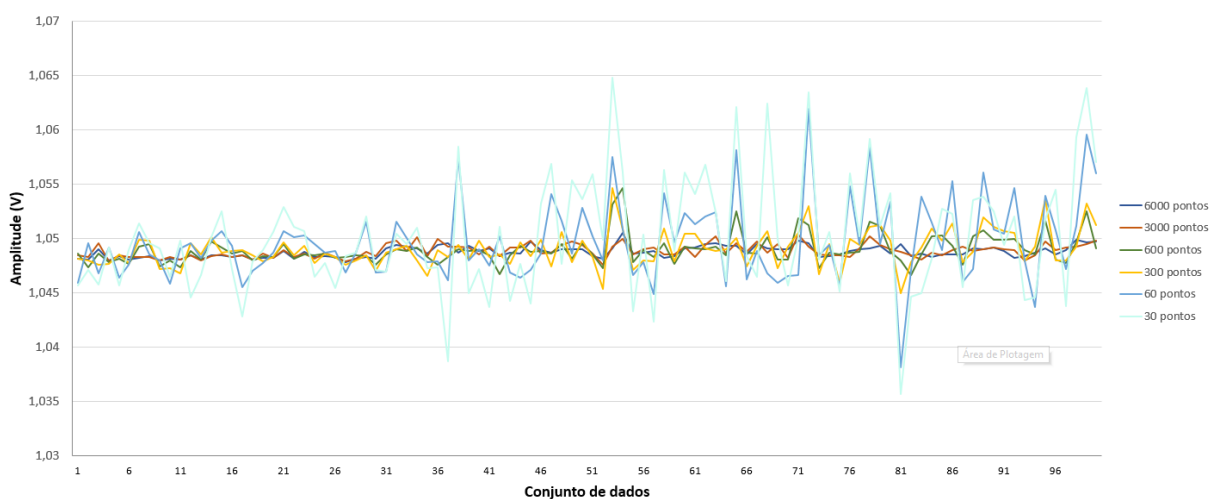


Figura 41: Variação da amplitude calculada em função do conjunto de dados para frequência aproximada de 20 kHz, onde diferentes curvas apresentam o valor calculado a partir de diferentes quantidades de dados de cada conjunto de medidas

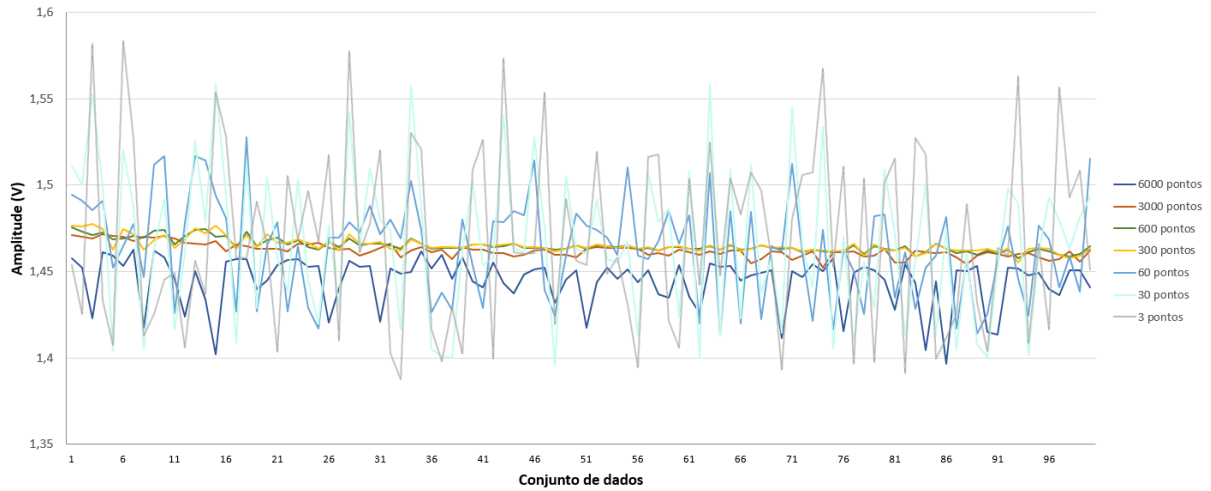


Figura 42: Variação da amplitude calculada em função do conjunto de dados para frequência aproximada de 200 kHz, onde diferentes curvas apresentam o valor calculado a partir de diferentes quantidades de dados de cada conjunto de medidas

Analisando os gráficos em conjunto com as tabelas é possível perceber que não há uma tendência de aumento nem diminuição em nenhuma das curvas, sugerindo que o algoritmo implementado no código de procura da frequência de pico está atuando adequadamente em cada uma das frequências, a cada ciclo verificando qual é a frequência de pico e ajustando-se para realizar o cálculo de uma componente da transformada discreta de Fourier em determinada frequência de interesse.

4.3.1.4 Otimização dos parâmetros

A partir do presente teste, utilizando os dados acima de todos os testes anteriores, também é possível verificar que com uma maior quantidade de amostras/ciclos adquiridos a precisão do cálculo da amplitude é maior com exceção para o sinal de 2000 kHz de frequência utilizando 6000 amostras, para esse caso imagina-se que o sinal tenha apresentado um pico demasiadamente estreito no domínio das frequências a partir do cálculo da transformada de Fourier, o que fez com que diferenças pequenas na frequência gerassem grandes erros no cálculo da amplitude, além de que nessa frequência o passo utilizado para a procura inicial foi de 10 Hz e não de 1 Hz como nos sinais com as demais frequências, de maneira que o pico estando estreito e a distância entre dois valores ser relativamente grande para esse contexto, há grande chances da escolha de uma frequência divergente da real, causando alterações no valor calculado de amplitude.

Outro objetivo desse teste era a análise da quantidade de amostras com a qual seria interessante realizar a aquisição dos dados. Tendo em vista que as medidas que possuem uma precisão inferior, de acordo com os dados obtidos, estão relacionadas com o sinal de frequência de 200 kHz, foi percebido que para essa frequência a quantidade de amostras

que fornecia uma maior precisão para o valor de amplitude calculada era de 600 amostras. Foram analisadas as outras frequências e foi percebido que o desempenho em todas elas eram satisfatórias, de forma que o valor de 600 amostras foi fixado para realização dos testes seguintes.

4.3.2 Testes de parâmetros de processamento

Para realização desse segundo conjunto de testes, os circuitos utilizados foram os mesmos que aqueles para o primeiro teste, dessa forma eles podem ser consultados nas Figuras 38 e 39.

Uma vez que no primeiro conjunto de testes foi determinado que seriam coletados conjuntos de dados compostos por 600 amostras medida de cada, essa alteração foi implementada. Para esse teste foram apresentados os pares de resultados de amplitude calculada do sinal seguida pela frequência encontrada utilizando diversas quantidades de valores de um mesmo conjunto de dados, foram adquiridas as mesmas quantidades de amostras para todas as frequências priorizando a não alteração do software durante as aquisições, mas os valores que não respeitam o princípio estabelecido de presença de ao menos um ciclo completo, foram ignorados na análise. Ao final da linha também foram impressos os 600 valores adquiridos.

Importante pontuar que nesse teste para as frequências de 2 kHz e 20 kHz cada conjunto de dados foi adquirido e processado em aproximadamente 2 segundos, a coleta de todos os conjuntos de dados relacionados a cada frequência determinada foi de aproximadamente 20 segundos. Enquanto que, para 200 kHz, cada conjunto de dados foi adquirido e processado em aproximadamente 4 segundos e a coleta de todos os conjuntos de dados relacionada com a frequência de 200 kHz foi de aproximadamente 40 segundos.

4.3.2.1 Influência do número de amostras na demodulação

Dentre os objetivos desse teste estava a análise gráfica da amplitude do sinal de cada uma das frequências aproximadas (2 kHz, 20 kHz e 200 kHz) no domínio das frequências. Para tal, foram plotados gráficos que estão representados nas Figuras 43, 44 e 45.

Uma das primeiras características que podem ser observadas a partir dessas figuras é que quanto maior a quantidade de amostras utilizadas, mais estreito é o pico do sinal e, portanto, um erro pequeno na localização da frequência de interesse causa um grande impacto no cálculo da amplitude aumentando seu erro.

Além disso, é possível observar que a utilização de apenas um ciclo com qualquer uma das frequências utilizadas aparenta nunca ser a melhor alternativa, visto que o valor da frequência apresenta-se muito deslocada em relação às outras medidas.

Dessa forma, o estudo dos gráficos sugere que o interessante seria realizar um balanço entre precisão na localização da frequência e cálculo consequente cálculo da amplitude e largura do pico da amplitude do sinal.

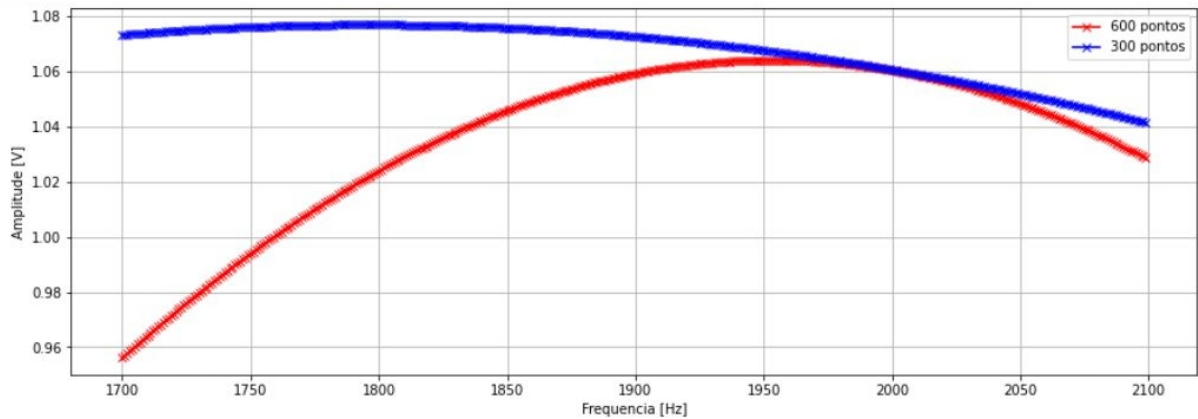


Figura 43: Amplitude calculada do sinal em função da frequência considerada, onde diferentes cores ilustram a utilização de diferentes quantidades de dados utilizados proveniente de cada conjunto de medidas para um sinal de aproximadamente 2 kHz

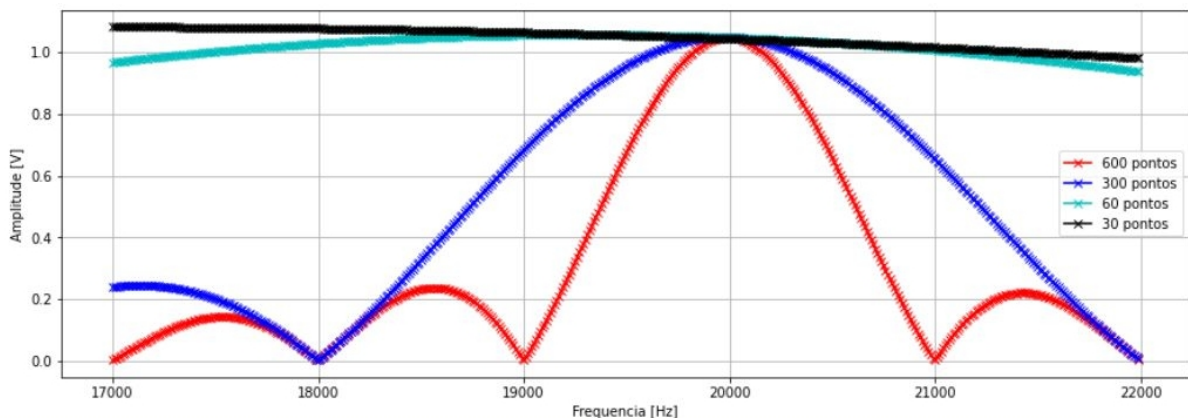


Figura 44: Amplitude calculada do sinal em função da frequência considerada, onde diferentes cores ilustram a utilização de diferentes quantidades de dados utilizados proveniente de cada conjunto de medidas para um sinal de aproximadamente 20 kHz

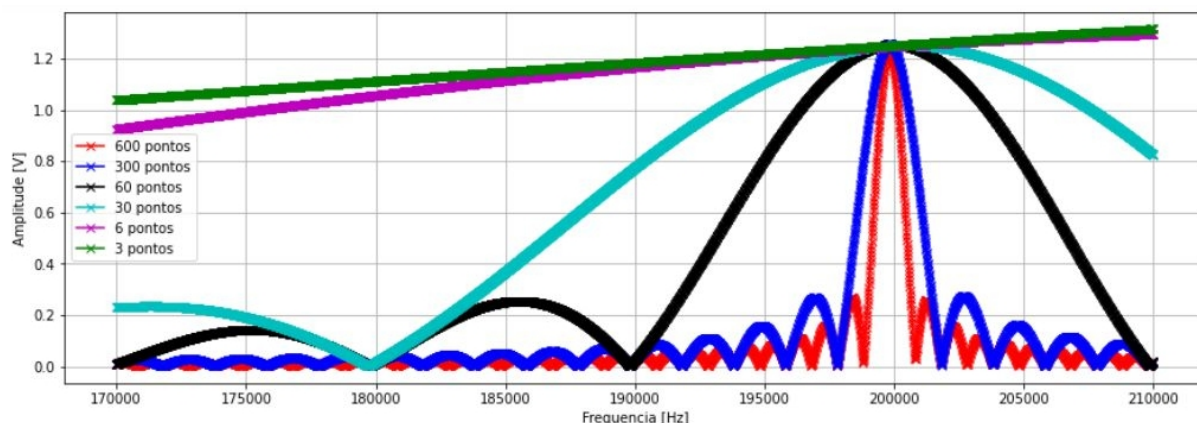


Figura 45: Amplitude calculada do sinal em função da frequência considerada, onde diferentes cores ilustram a utilização de diferentes quantidades de dados utilizados proveniente de cada conjunto de medidas para um sinal de aproximadamente 200 kHz

4.3.2.2 Erro percentual da amplitude em função da frequência

Tendo em vista analisar com uma maior objetividade qual seria a faixa de erro aceitável e a faixa de procura do sinal a ser implementada em cada caso, primeiro foi pesquisado qual seria a precisão do microcontrolador utilizado. De acordo com a Tabela 48 do datasheet, o erro máximo relacionada a medida é de 2 unidades relacionadas ao bit menos significativo. Considerando que as entradas analógicas são compatíveis com valores entre 0 V e 3,3 V, é possível dizer que nos 12 bits é armazenado um valor de até 3,3 V, de forma que a incerteza na medida resulta em aproximadamente 1,6 mV. (STMICROELECTRONICS, 2015).

Para que o erro gerado a partir do desvio em relação a frequência correta fosse inferior a imprecisão do microcontrolador e considerando um sinal que possui um valor máximo de pico a pico de 3,3 V (ou seja, 1,65 V de amplitude), foi escolhido que os erros provenientes de imprecisas localizações da frequência de pico deveriam ser inferiores a 0,1%.

Tendo sido determinado que a quantidade de amostras utilizadas seriam 600 para todas as frequências, abaixo encontram-se descritos nas Tabelas 4, 5 e 6 faixas de valores que apresentam a distância da frequência do valor de pico e o erro percentual causado.

Assim, observa-se que para aquisição de sinais de 2 kHz de frequência com aquisição de 600 kHz e 600 amostras adquiridas, a faixa máxima de erro deve ser de 24 Hz. Enquanto que, para sinais de 20 kHz de frequência com aquisição de 600 kHz e 600 amostras adquiridas, a faixa máxima de erro deve ser de 7 Hz em relação a frequência correta. E, por último, para sinais de 200 kHz de frequência com aquisição de 600 kHz e 600 amostras adquiridas, a distância máxima entre a frequência correta e a frequência analisada deve

ser de 7 Hz.

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
4 Hz	0,003%
8 Hz	0,011%
12 Hz	0,024%
16 Hz	0,043%
20 Hz	0,066%
24 Hz	0,095%
28 Hz	0,129%
35 Hz	0,168%
36 Hz	0,212%

Tabela 4: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 2 kHz utilizando 600 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
1 Hz	0,021%
2 Hz	0,074%
3 Hz	0,161%
4 Hz	0,280%
5 Hz	0,432%
6 Hz	0,617%
7 Hz	0,834%
8 Hz	1,084%
9 Hz	1,366%

Tabela 5: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 20 kHz utilizando 600 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
1 Hz	0,016%
2 Hz	0,065%
3 Hz	0,146%
4 Hz	0,260%
5 Hz	0,407%
6 Hz	0,586%
7 Hz	0,797%
8 Hz	1,040%
9 Hz	1,316%

Tabela 6: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 600 amostras

No anexo referente aos resultados complementares, podem ser consultadas outras tabelas similares às apresentadas acima apresentando o valor de erro percentual em função de um erro na frequência para os mesmos conjuntos de dados, porém variando a quantidade de amostras utilizadas.

Para os sinais com frequências de 2 kHz e 20 kHz que possuíam 300 e 30 amostras por ciclo adquirido, respectivamente, foram realizadas, também através desse teste, estudos de downsampling através do qual foi possível perceber que para as duas frequências supracitadas essa técnica poderia ser utilizada.

A visualização desses resultados podem ser consultados graficamente através dos arquivos em Python localizados no github na pasta relacionada com esse teste. Em suma, para um sinal com frequência de 2 kHz, adquirido com frequência de 600 kHz, 300 amostras (ou 1 senoide completa) os valores de frequência variam de 1750 Hz a 2250 Hz e a amplitude entre 1,060 V a 1,095 V, enquanto que mantendo todos os parâmetros e apenas dobrando o número de amostras coletadas, ou seja utilizando 600 amostras (ou 2 senoides completas) os valores de frequência variam entre 1940 e 3060 e a os valores de amplitude calculada permanece entre 1,060 V e 1,070 V. Quando é realizado o downsampling do último sinal considerando um fator de dois, o que consequentemente reduz a taxa de aquisição para 300 kHz e a quantidade de amostras a serem analisadas também para 300, os valores apresentados são idêntico àqueles considerando os 600 amostras. Buscando um valor alto de downsampling para análise, escolheu-se arbitrariamente o fator de 5, resultando em uma taxa de aquisição de 120 kHz com 120 amostras para análise, que também apresentou um valor muito próximo ao valor calculado com 600 amostras e mais preciso que aquele utilizando 300 amostras de apenas um ciclo.

Por sua vez, para um sinal com frequência de 20 kHz, adquirido com frequência de 600 kHz, 300 amostras (ou 10 senoides completas) os valores de frequência variaram de 19970 a 20030 e a amplitude entre 1,048 V a 1,051 V, enquanto que mantendo todos os parâmetros e apenas dobrando o número de amostras coletadas, ou seja utilizando 600 amostras (ou 20 senoides completas) os valores de frequência variam entre 19990 Hz e 20010 e a os valores de amplitude calculada apresentaram-se entre 1,048 V e 1,051 V. Realizando o downsampling com fator de 2 os resultados mostraram-se bastante similares àqueles relacionados com a análise utilizando as 600 amostras, porém com o downsampling de 5 os valores começaram a mostrar divergências.

Os resultados sugerem que exista um nível até o qual seja interessante realizar o downsampling que supostamente varia com a quantidade de amostras adquiridas por ciclo para um determinado sinal. Porém, uma vez testes não foram aprofundados para realização de análises mais detalhadas, apenas é possível sugerir que seja uma técnica interessante e que deve ser mais desenvolvida para aplicações futuras, visto que o maior limitador para realização de uma aplicação mais rápida seja a quantidade de amostras a

ser analisada. Por último, ainda nesse tema, é importante verificar se após o downsampling o sinal ainda respeite o teorema de Nyquist-Shannon.

4.3.3 Comparação somador vs multiplexador

Para realização desse teste, os circuitos utilizados foram aqueles representados nas Figuras 46 e 47 referente as estratégias utilizando circuito somador e multiplexador, respectivamente.

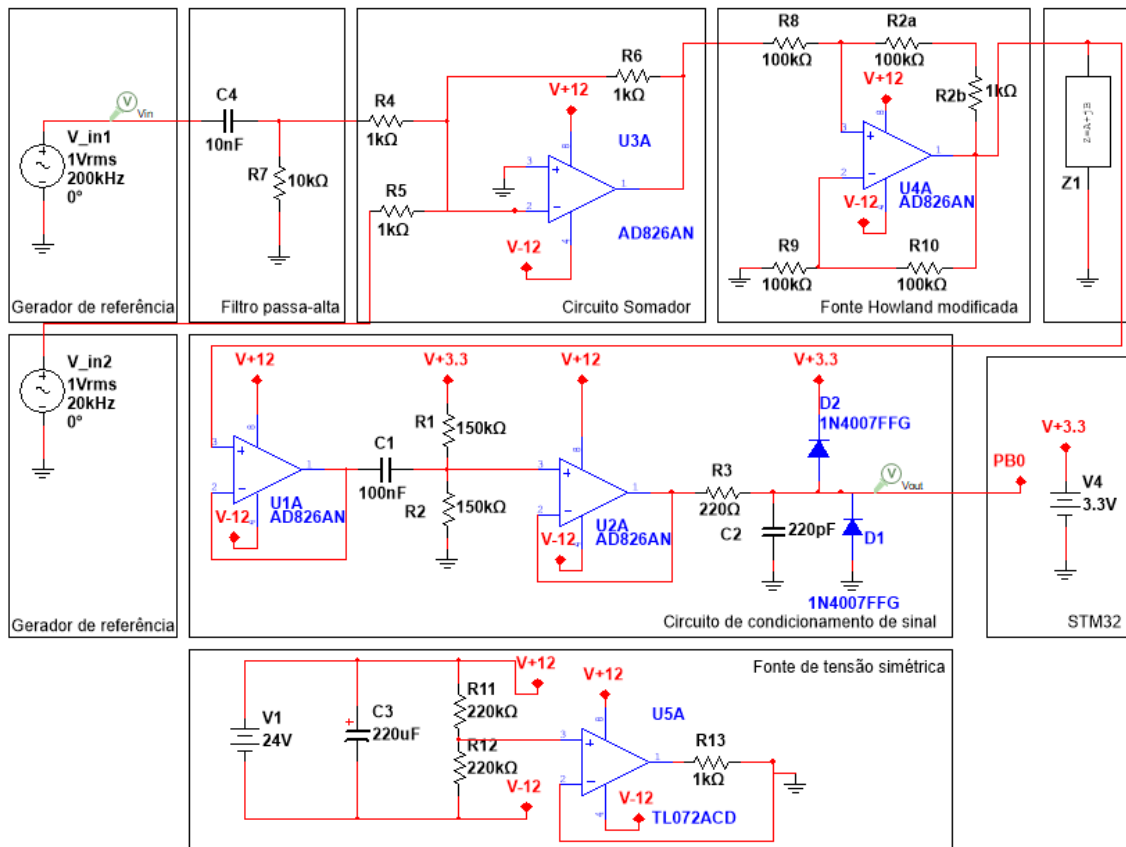


Figura 46: Circuito proposto para coleta dos dados no presente teste utilizando a estratégia do circuito somador

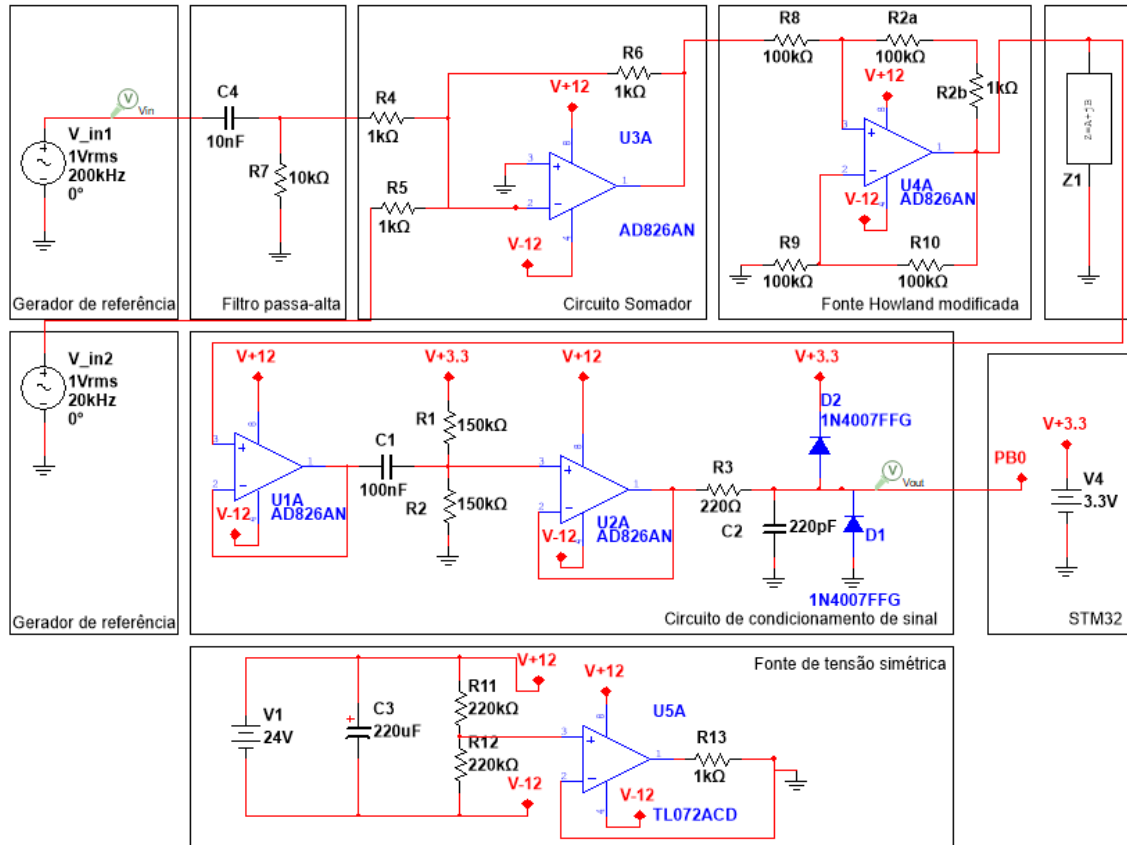


Figura 47: Circuito proposto para coleta dos dados no presente teste utilizando a estratégia do circuito multiplexador

Uma vez que no primeiro conjunto de testes foi determinado que seriam coletados conjuntos de dados compostos por 600 amostras cada, essa alteração foi implementada para esse teste. Além disso, ainda utilizando os resultados do primeiro conjunto de testes, a faixa de procura dos sinais foi realizada considerando 2 desvios padrão relacionados ao valor de frequência. E, considerando os resultados do segundo conjunto de testes, o passo entre as medidas implementado para procura de pico foi de 5 Hz nas frequências de 20 kHz e 200 kHz. Nesse teste foi desconsiderado o valor de 2 kHz de frequência, pois o maior interesse relacionado a essa frequência estava relacionado a impossibilidade de geração de valores superiores a 20 kHz no celular, como foi utilizado juntamente com o celular, um gerador que possibilitava a geração de sinais com frequências maiores, nesse teste a frequência mais baixa foi desconsiderada.

Como dados de saída desse teste foram apresentados um par de resultados de amplitude calculada do sinal seguida pela frequência de pico encontrada e, ao final da linha também foram impressos os 600 valores adquiridos.

Para que fosse possível realizar uma melhor análise dos resultados, optou-se por primeiramente realizar o cálculo do valor de impedância para cada conjunto de resistores

e capacitores utilizados, os quais serão apresentados a seguir, utilizando como base as equações apresentadas abaixo de associação em paralelo e fórmula da reatância capacitiva, respectivamente:

$$Z^{-1} = R^{-1} - j * X_C^{-1} \quad (4.2)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.3)$$

Cargas	Frequência	$ Z_{nominal} $	$ I $	$ V_{adquirida} $	$ Z_{calculada} $
680 Ω	20 kHz	680 Ω	0,545 mA	0,372 V	682 Ω
680 Ω	200 kHz	680 Ω	0,689 mA	0,473 V	687 Ω
680 Ω em paralelo com 1 nF	20 kHz	678 Ω	0,545 mA	0,372 V	682 Ω
680 Ω em paralelo com 1 nF	200 kHz	517 Ω	0,689 mA	0,395 V	573 Ω
680 Ω em paralelo com 10 nF	20 kHz	517 Ω	0,545 mA	0,281 V	516 Ω
680 Ω em paralelo com 10 nF	200 kHz	79 Ω	0,689 mA	0,067 V	97 Ω
1 k Ω em paralelo com 1 nF	20 kHz	992 Ω	0,545 mA	0,543 V	996 Ω
1 k Ω em paralelo com 1 nF	200 kHz	623 Ω	0,689 mA	0,494 V	717 Ω
1 k Ω em paralelo com 10 nF	20 kHz	623 Ω	0,545 mA	0,336 V	617 Ω
1 k Ω em paralelo com 10 nF	200 kHz	79 Ω	0,689 mA	0,067 V	97 Ω

Tabela 7: Resultados obtidos considerando as medições realizadas com a estratégia de utilizar o circuito somador

Cargas	Frequência	$ Z_{nominal} $	$ I $	$ V_{adquirida} $	$ Z_{calculada} $
680 Ω	20 kHz	680 Ω	0,528 mA	0,362 V	684 Ω
680 Ω	200 kHz	680 Ω	1,032 mA	0,708 V	680 Ω
680 Ω em paralelo com 1 nF	20 kHz	678 Ω	0,528 mA	0,360 V	681 Ω
680 Ω em paralelo com 1 nF	200 kHz	517 Ω	1,032 mA	0,580 V	562 Ω
680 Ω em paralelo com 10 nF	20 kHz	517 Ω	0,528 mA	0,272 V	516 Ω
680 Ω em paralelo com 10 nF	200 kHz	79 Ω	1,032 mA	0,093 V	90 Ω
1 k Ω em paralelo com 1 nF	20 kHz	992 Ω	0,528 mA	0,525 V	994 Ω
1 k Ω em paralelo com 1 nF	200 kHz	623 Ω	1,032 mA	0,742 V	720 Ω
1 k Ω em paralelo com 10 nF	20 kHz	623 Ω	0,528 mA	0,283 V	535 Ω
1 k Ω em paralelo com 10 nF	200 kHz	79 Ω	1,032 mA	0,094 V	91 Ω

Tabela 8: Resultados obtidos considerando as medições realizadas com a estratégia de utilizar o circuito multiplexador

A partir do teste de desempenho foi possível verificar que o módulo de impedância calculada na maioria dos casos apresenta valores próximos àqueles nominais, porém não foram realizados mais cálculos para tentar quantificar o erro, pois a diferença entre o valor calculado e nominal não necessariamente implica em erro, visto que como não estão

disponíveis, no contexto de pandemia, instrumentos que meçam com acurácia os valores exatos dos componentes, a diferença entre os valores de impedância nominal e calculada pode ser resultado da faixa de tolerância do componente.

Nesse teste, para as frequências de dados utilizadas (20 kHz e 200 kHz) cada conjunto de dados foi adquirido e processado, retornando o par de frequência localizada e amplitude do sinal calculada para ambas as frequências em aproximadamente 11 segundos, como foram adquiridos 5 conjuntos de dados para cada circuito, a aquisição de cada conjunto de dados durou pouco menos de 1 minuto. Além disso, o circuito somador aparenta ser discretamente mais rápido que aquele com o circuito multiplexador. Assim, caso fosse utilizado um mesmo microcontrolador STM32 com as configurações apresentadas acima, para realizar tanto a coleta e processamento do valor de corrente e tensão para obtenção de cada valor de impedância, o tempo para o cálculo de dois valores de bioimpedância, considerando as duas frequências, com uma mesma carga seria de 22 segundos.

4.3.4 Avaliação de desempenho (medidas por segundo)

Os circuitos utilizados para a realização desse teste são os mesmos que aqueles utilizados para realização do teste anterior de comparação do desempenho do somador e multiplexador e podem ser observados nas Figuras 46 e 47 referente as estratégias utilizando circuito somador e multiplexador, respectivamente.

Assim como foi considerado para o teste anterior, nesse teste foi desconsiderado o valor de 2 kHz de frequência, sendo utilizados sinais com valores de frequência de 20 kHz e 200 kHz. Além disso, como esse teste possuiu como objetivo a verificação do tempo de aquisição mínimo, o software apenas realizou a procura da frequência durante a inicialização, nas outras iterações, foi assumido que a frequência de pico se mantivesse constante. Além do que, foram utilizadas apenas 60 amostras que correspondem a 2 ciclos do sinal de 20 kHz e 20 ciclos do sinal de 200 kHz. A justificativa da escolha de 2 ciclos se deu com base nos resultados do primeiro conjunto de testes que sugere que há um erro maior considerando apenas 1 ciclo.

Priorizando a velocidade, ainda foi escolhido o circuito somador para integrar o teste, uma vez que ele apenas necessita realizar metade das coletas de sinal quando comparado com o circuito multiplexador nas mesmas condições. Ademais, foi realizado um downsampling de 6 para o cálculo da amplitude do sinal de 20 kHz de frequência para que fossem considerados 5 amostras de cada ciclo apenas e, para o cálculo da amplitude do sinal de 200 kHz de frequência foram considerados apenas os 6 primeiros amostras que se referem a dois ciclos do sinal, com 3 amostras em cada.

Por último, importante ressaltar que a média do conjunto de dados não foi calculada para subtração do offset inserido com o hardware, ao invés disso, assumiu-se que os

componentes utilizados possuem os valores ideais, realizando um offset de aproximadamente igual a 1,7 V, valor que foi inserido manualmente como média dos sinais.

Como dados de saída desse teste foram apresentados o valor de amplitude calculado para o sinal com frequência de 200 kHz seguido pelo valor de amplitude calculado para o sinal com frequência de 20 kHz.

Os dados coletados foram inseridos no LibreOffice Calc e foi isolado aproximadamente 1 segundo de medição que resultou em 428 linhas de resultados, de forma que, utilizando as condições bastante específicas descritas acima foi possível realizar o cálculo de amplitude do sinal 428 vezes em um segundo para duas frequências.

4.3.5 Medida da corrente e estimativa da impedância

De forma similar como realizado nos testes anteriores, nesse teste foi desconsiderado o valor de 2 kHz de frequência, sendo utilizados apenas os sinais com valores de frequência de 20 kHz e 200 kHz. Além do que, como o teste tinha interesse em tentar buscar um tempo pequeno de aquisição foram utilizados a estratégia do circuito somador e não foi implementada no código a procura de picos a cada coleta, mas apenas na inicialização do programa, assumindo que a frequência de pico se mantivesse constante durante toda a coleta. Além disso, tentando obter um bom resultado, foram utilizadas um maior número de amostras (1200 amostras) que correspondem a 40 ciclos do sinal de 20 kHz e 400 ciclos do sinal de 200 kHz.

Por fim, importante ressaltar que a média do conjunto de dados foi calculada para subtração do offset, não tendo sido mantida a estratégia do teste anterior de estimativa de valor médio, uma vez que os valores dos capacitores possuem uma incerteza de até 10% e os valores de resistências possuem uma incerteza de até 5%. Enquanto que, a frequência de amostragem permaneceu fixa em 600 kHz durante todos os diferentes testes.

Como dados de saída desse teste foram apresentados o valor de módulo da impedância em 200 kHz, fase da impedância em 200 kHz, módulo da impedância em 20 kHz e fase da impedância em 200 kHz. Os dados obtidos estão apresentados nas Tabelas 9 e 10

Os resultados apresentados acima demonstram uma boa perspectiva em termos da medição do módulo da impedância, visto que com exceção de alguns outliers a maioria dos erros são inferiores a 10%. Porém, as fases que surgiram ainda deverão ser estudadas para uma melhor compressão de sua origem e desenvolvimento de estratégias através das quais seja possível minimizá-lo através de adequação do hardware ou calibração do canal.

Resistência (Ω)	Capacitância (pF)	Módulo Z nominal (em 200 kHz) (Ω)	Fase Z nominal (em 200 kHz) (graus)	Módulo Z calculado (em 200 kHz) (Ω)	Fase Z calculado (em 200 kHz) (graus)	Erro do módulo Z (%)
1000	470	861	-30,6	705,8	-30,9	18,0
1000	330	924	-22,5	760,5	-34,6	17,7
1000	150	983	-10,7	906,4	-44,6	7,8
680	470	631	-21,9	573,7	-46,9	9,1
680	330	654	-15,7	604,0	-49,6	7,7
680	180	672	-8,7	636,2	-54,0	5,3
1000	4700	167	-80,4	187,1	-11,7	12,1
1000	2350	321	-71,3	308,0	-13,9	4,1
1000	1000	623	-51,5	517,0	-21,2	17,0
680	10000	84	-83,3	92,8	-9,3	9,9
680	4700	164	-76,0	184,3	-15,5	12,4
680	2350	303	-63,5	311,8	-25,4	2,9
1000	0	1000	0	981,5	-50,2	1,9
680	0	680	0	695,9	-64,5	2,3

Tabela 9: Valores de módulo e fase de impedância nominal e calculada a partir de determinada combinação em paralelo de resistor e capacitor, utilizando sinal de frequência de 200 kHz

Resistência (Ω)	Capacitância (pF)	Módulo Z nominal (em 200 kHz) (Ω)	Fase Z nominal (em 200 kHz) (graus)	Módulo Z calculado (em 200 kHz) (Ω)	Fase Z calculado (em 200 kHz) (graus)	Erro do módulo Z (%)
1000	470	998	-3,4	1037,9	-179,1	4,0
1000	330	999	-2,4	1024,4	-179,8	2,5
1000	150	1000	-1,1	1018,6	-180,0	1,9
680	470	679	-2,3	700,2	-180,0	3,1
680	330	680	-1,6	698,4	-180,5	2,7
680	180	680	-0,9	707,1	-179,5	4,0
1000	4700	861	-30,6	918,6	-157,3	6,7
1000	2350	959	-16,4	1010,6	-169,5	5,4
1000	1000	992	-7,2	1040,5	-176,7	4,9
680	10000	517	-40,5	554,2	-143,6	7,2
680	4700	631	-21,9	643,4	-164,7	2,0
680	2350	667	-11,4	637,5	-173,5	4,4
1000	0	1000	0	1032,4	-180,5	3,2
680	0	680	0	696,4	-179,8	2,4

Tabela 10: Valores de módulo e fase de impedância nominal e calculada a partir de determinada combinação em paralelo de resistor e capacitor, utilizando sinal de frequência de 20 kHz

5 Conclusão e trabalhos futuros

Por fim, é possível obter diversas conclusões a respeito da realização do projeto. Primeiramente, é possível concluir que a fonte de corrente Howland modificada, construída e testada atendeu às expectativas referente ao seu funcionamento.

À respeito dos geradores de ondas aplicados, aquele que apresentou um melhor funcionamento foi o do celular, porém com a limitação de não gerar sinais com frequências acima de 20 kHz enquanto que o gerador baseado no CI XR2206 apresentou instabilidade na frequência de geração do sinal, porém apresentou o fator positivo de ser capaz de gerar ondas senoidais de até 1 MHz de frequência.

Também concluiu-se que o circuito de condicionamento de sinal apresentou-se adequado para a realização da aquisição dos sinais conforme determinado no espectro de frequências de 2 kHz a 200 kHz com as tensões de 0,5 a 1,2 V de pico. Bem como foi possível perceber que o circuito de condicionamento funciona da maneira esperada, limitando os valores de tensão e frequência do sinal conforme estipulado acima, tanto para sinais não multifrequenciais, como para sinais multifrequenciais processados a partir da estratégia de utilização de somador quanto de multiplexador.

Outra conclusão obtida a partir do presente trabalho consiste na atestação da possibilidade da utilização do STM32 para amostrar ondas de até 200 kHz utilizando a frequência de amostragem de 600 kHz.

Por último, a partir dos resultados obtidos é possível inferir que o somador e multiplexador apresentam resultados similares quanto a amplitude passível de ser calculada, porém como não é possível ter certeza quando a acurácia de nenhuma das estratégias tendo em vista a ausência de um osciloscópio com especificações adequadas para tal, no período de desenvolvimento do projeto, durante a pandemia.

Para trabalhos futuros, seria interessante a explorar os motivos que causaram um diferença tão grande em termos da fase calculada, buscando estratégias para minimizar o erro ou mesmo utilizar uma estratégia de calibração do sistema.

Além disso, outro fato observado através dos testes que pode ser futuramente explorado para buscar uma implementação mais eficiente é o fato de que com uma menor quantidade de amostras adquiridas, o erro gerado no cálculo da amplitude do sinal a partir de uma incorreta localização do pico da frequência aparenta ser menor, podendo abrir outras oportunidades quanto ao modo de desenvolvimento dos softwares de projetos futuros.

Outro assunto que o presente trabalho não se aprofundou, apesar de mostrar

resultados iniciais promissores, é a realização do downsampling para sinais com frequência baixa e que, portanto, possuem muitas amostras por ciclo, com a frequência utilizada de 600 kHz. O desenvolvimento de estudos mais aprofundados nesse assunto tem possibilidade de contribuir para aquisições mais rápidas, visto que uma das etapas que mais demandam de tempo no presente projeto é a realização do cálculo da transformada de Fourier discreta.

Ademais, talvez seria interessante adicionar um amplificador operacional com função de amplificação antes da entrada do sinal na placa de condicionamento através do qual fosse possível ajustar a tensão para que fique o mais bem localizada entre 0 e 3,3 V, tanto fazendo amplificação quanto atenuação do sinal quando necessário para uma maior precisão da medida, pois com valores de impedâncias muito altos, a amplitude do sinal pico a pico pode superar os 3,3 V que é possível ler com o microcontrolador utilizado.

Por fim, é extremamente recomendado que em trabalhos futuros o gerador de onda seja substituído por um gerador que não apresente uma variação significativa de frequência no tempo, uma possibilidade é a utilização de um sintetizador de sinais que utilize o método de síntese digital direta, o sintetizador DDS, que possui uma melhor precisão e possibilita a realização de ajustes mais finos.

Referências

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentos de Circuitos Elétricos com Aplicações*. 5. ed. Porto Alegre: Grupo A, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 31.
- BERA, T. K. Bioelectrical impedance methods for noninvasive health monitoring: A review. *Journal Of Medical Engineering*, v. 2014, n. 1, p. 1–28, 2014. Citado 7 vezes nas páginas 2, 16, 19, 21, 22, 23 e 24.
- BRASIL. *Ministério da Saúde. Câncer de mama: sintomas, tratamentos, causas e prevenção*. 2019. Disponível em: <<http://www.saude.gov.br/saude-de-a-z/cancer-de-mama>>. Acesso em: 05 dez 2019. Citado na página 14.
- CHAUVEAU, N. et al. Ex vivo discrimination between normal and pathological tissues in human breast surgical biopsies using bioimpedance spectroscopy. *Annals of the New York Academy of Sciences*, v. 873, p. 42–50, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 77.
- HILBERT, S. *FFT Zero Padding*. 2013. Disponível em: <<https://www.bitweenie.com/listings/fft-zero-padding/>>. Acesso em: 11 nov 2021. Citado na página 52.
- HOLDER, D. S. *ELECTRICAL IMPEDANCE TOMOGRAPHY Methods, History and Applications*. 1. ed. London: Institute of Physics Publishing Bristol and Philadelphia, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 14, 15 e 25.
- HOPE, T. A.; ILES, S. E. Technology review: The use of electrical impedance scanning in the detection of breast cancer. *Breast Cancer Res*, v. 6, n. 2, p. 69–74, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 77.
- INCA. *Confira as recomendações do Ministério da Saúde para o rastreamento do câncer de mama*. 2019. Disponível em: <<https://www.inca.gov.br/noticias/confira-recomendacoes-do-ministerio-da-saude-para-o-rastreamento-do-cancer-de-mama>>. Acesso em: 20 nov 2019. Citado na página 14.
- INCA. *Estatísticas de câncer*. 2019. Disponível em: <<https://www.inca.gov.br/numeros-de-cancer>>. Acesso em: 11 nov 2019. Citado na página 14.
- JAGADALE, A.; KAKADE, S.; PATIL, S. *Development of Eletronic system for Bioimpedance Analysis*. 1. ed. Saarbrucken: LAP Lambert Academic Publishing, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 2, 15, 17, 18 e 19.
- JODAL, L. Electrical theory behind the measurement of body fluids with bioimpedance spectroscopy (bis). 2008. Citado 4 vezes nas páginas 2, 17, 20 e 21.
- JOSSINET, J.; SCHMITT, M. A review of parameters for the bioelectrical characterization of breast tissue. *Ann N Y Acad Sci*, v. 873, p. 30–41, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 77.
- KHALIL, S.; MOHKOTAR, M.; IBRAHIM, F. The theory and fundamentals of bioimpedance analysis in clinical status monitoring and diagnosis of diseases. *Sensors*, v. 14, n. 6, p. 10895–10928, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 2, 15 e 20.

- KYLE, U. G. et al. Bioelectrical impedance analysis - part i: review of principles and methods. *Clinical Nutrition*, v. 23, n. 5, p. 1226–1243, 2004. Citado na página 15.
- LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2. ed. São Paulo: Artmed Editora S.A., 2007. Citado na página 35.
- MOREL, M. Y. J. H. Body fluid volumes measurements by impedance: A review of bioimpedance spectroscopy (bis) and bioimpedance analysis (bia) methods. *Medical Engineering & Physics*, v. 30, n. 10, p. 1257–1269, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 18, 20 e 21.
- MORIMOTO, T. et al. A study of the electrical bio-impedance of tumors. *Journal of Investigative Surgery*, v. 6, p. 1501–1506, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 76.
- MORIMOTO, T. et al. Measurement of the electrical bio-impedance of breast tumors. *European Surgical Research*, v. 22, p. 86–92, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 76.
- NOOR, J. *Electrical Impedance Tomography - A Low Frequency Approach*. 1. ed. Saarbrücken: LAP Lambert Academic Publishing, 2010. Citado 7 vezes nas páginas 2, 15, 16, 21, 22, 23 e 24.
- RITCHIE, H.; ROSER, M. *Causes of death*. 2018. Disponível em: <<https://ourworldindata.org/causes-of-death>>. Acesso em: 11 nov 2019. Citado na página 14.
- SANTOS, A. L. dos. *ARQUITETURA DE AQUISIÇÃO DE SINAIS PARA TOMOGRAFIA POR IMPEDÂNCIA ELÉTRICA*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 24.
- SARODE, G. S. et al. Role of bioimpedance in cancer detection: A brief review. *International Journal of Dental Science and Research*, v. 3, n. 1, p. 15–21, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 77.
- SEMICONDUCTORS, N. 74hc4051; 74hct4051 - 8-channel analog multiplexer/demultiplexer. *Data Sheet*, p. 1–31, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 32.
- SHEINGOLD, D. H. Impedance & admittance transformations. *The Lightning Empiricist*, v. 12, n. 1, p. 1–8, 1964. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 30.
- STMICROELECTRONICS. Medium-density performance line arm-based 32-bit mcu with 64 or 128 kb flash, usb, can, 7 timers, 2 adcs, 9 com. interfaces. *Data Sheet*, p. 1–117, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 61.
- SUROWIEC, A. J. et al. Dielectric properties of breast carcinoma and the surrounding tissues. *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, v. 35, n. 4, p. 257–263, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 76.
- TEIXEIRA, V. S.; KRAUTSCHNEIDER, W.; MONTERO-RODRÍGUEZ, J. J. Bioimpedance spectroscopy for characterization of healthy and cancerous tissues. *2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, p. 147–151, 2018. Citado na página 25.

WANG, K. et al. Electrical impedance scanning in breast tumor imaging: correlation with the growth pattern of lesion. *Chinese Medical Journal*, v. 122, n. 13, p. 1501–1506, 2009. Citado na página 25.

Anexos

ANEXO A – Revisão das frequências utilizadas em outros estudos

A área relacionada com as propriedades elétricas dos tecidos começou a se apresentar como um campo de interesse e possível experimentação no século XIX. Desde então cada vez mais esses estudos foram conduzidos permitindo que no início do século XXI fosse possível encontrar revistas científicas que, em determinados anos, apenas versaram sobre o assunto. (HOPE; ILES, 2004)

Após conduzidos estudos *in vitro* provou-se que as propriedades elétricas do tecido, como a impedância, variam significativamente dependendo se o tecido está vivo ou morto. Além de ter sido notado que as mudanças na impedância variam em função do tempo decorrido desde a morte celular, uma vez que diversos eventos biológicos ocorrem em cascata durante o processo de morte, dentre eles, a mudança na permeabilidade da membrana celular. Portanto, tendo em vista obter o máximo de informação sobre tecidos vivos, as medidas de impedância devem ser realizadas *in vivo* ou quase instantaneamente após a morte, após poucos minutos. (HOPE; ILES, 2004)

As propriedades elétricas dos tumores mamários começaram a ser estudadas em 1926. Apesar dos diferentes resultados, os pesquisadores concordaram que as propriedades de tecidos mamários saudáveis e tumores diferiam entre si. No primeiro estudo encontrou-se uma alta permissividade do tumor em relação ao tecido saudável em 20 kHz sendo as frequências utilizadas de 20 kHz a 100 MHz. Em 1988, um grupo de estudo utilizou frequências de 20 kHz a 100 MHz para estudar as propriedades elétricas do carcinoma mamário e tecidos circundantes *in vitro*. (SUROWIEC et al., 1988) (HOPE; ILES, 2004) (SARODE et al., 2016)

Outro grupo de estudo que se empenhou em investigar as propriedades elétricas do tecido mamário foi liderado por Morimoto. Nesses trabalhos foram utilizadas frequências entre 0 e 200 kHz para estudar a bioimpedância do tecido. Os estudos foram realizados através da inserção de eletrodos coaxiais em forma de agulha no tumor. Dessa forma era inserida uma pequena corrente e a tensão desenvolvida era medida, em seguida era calculada a bioimpedância e utilizando um modelo elétrico eram encontrados valores para R_e , R_i e C_m . (MORIMOTO et al., 1990) (MORIMOTO et al., 1993)

Jossinet e Schmitt realizaram uma pesquisa sobre os parâmetros para a caracterização elétrica do tecido mamário em 1999. Nesse estudo, foram coletados pelos autores um conjunto de dados acerca do tecido mamário recém extraído, portanto, assim como alguns estudos supracitados, esse estudo também foi conduzido *in vitro*. A partir deste chegaram

a conclusão de que nenhum dos parâmetros utilizados era capaz de caracterizar o tecido em apenas uma frequência. Sendo que esse trabalho foi conduzido com 12 frequências entre 488 Hz e 1 MHz. (JOSSINET; SCHMITT, 1999) (SARODE et al., 2016)

Também em 1999, Chauveau e colegas verificaram experimentalmente a diferença entre tecidos normais, carcinomas e tecidos circundantes destes. O estudo foi realizado ex vivo e utilizou-se de frequências de 10kHz a 10MHz. (CHAUVEAU et al., 1999)

Apesar de os valores de frequências utilizados não serem consensuais nos estudos apresentados, há um consenso quanto a necessidade da utilização de diversas frequências para caracterização do tecido mamário e detecção de câncer. (HOPE; ILES, 2004) (SARODE et al., 2016)

ANEXO B – Resultados complementares

B.1 Hardware

Nas próximas subseções serão apresentados os resultados de simulações realizadas com cada circuito no Multisim, com ênfase nas simulações de transiente de cada circuito montado que colaboraram para a criação das topologias e tomada de decisão referente aos estágios de cada circuito.

B.1.1 Circuito de condicionamento de sinal

B.1.1.1 Inclusão de Buffer

Tendo em vista verificar o comportamento do buffer em diferentes frequências, foram realizadas simulações da tensão de saída no domínio tempo. Na Figura 48 pode ser vista a simulação com sinal de entrada de 2 kHz, já na Figura 49 pode ser analisada a simulação com sinal de entrada com frequência de 20 kHz. Na Figura 50, por sua vez, pode ser vista a simulação considerando um sinal de entrada de 200 kHz. E, por último, na Figura 51 é apresentada a simulação feita com sinal de entrada com frequência de 1 MHz. Os períodos de tempo analisados foram escolhidos arbitrariamente, levando em consideração um período através do qual fosse possível verificar parâmetros como amplitude, frequência e fase dos sinais

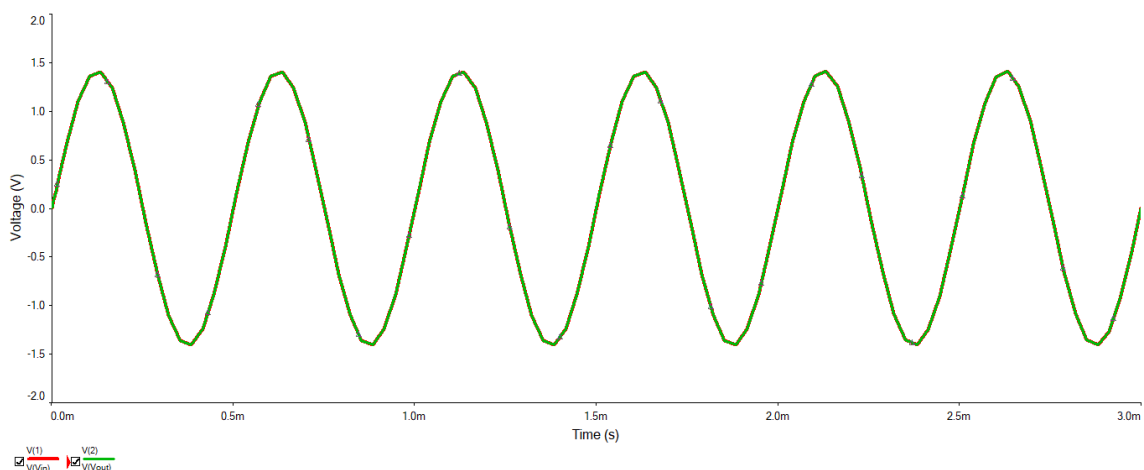


Figura 48: Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 2 kHz

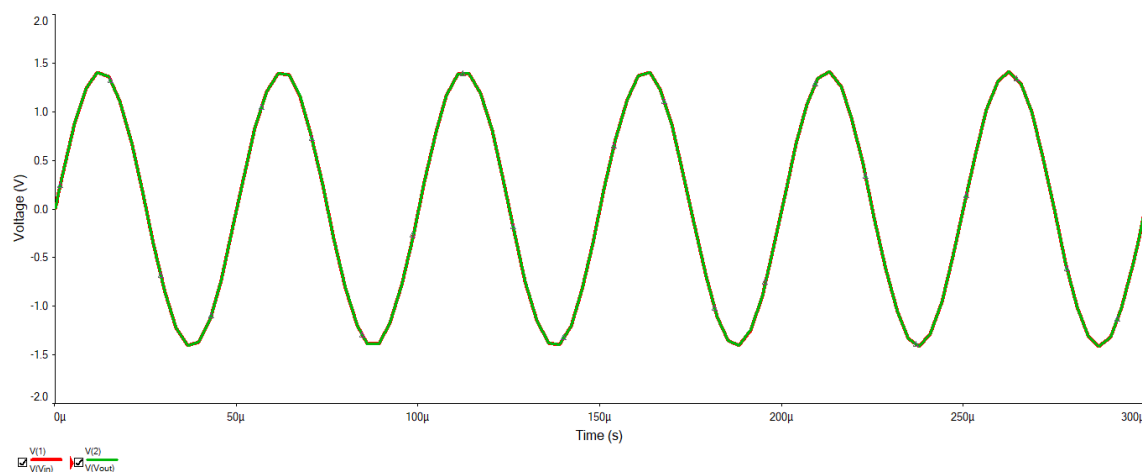


Figura 49: Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 20 kHz

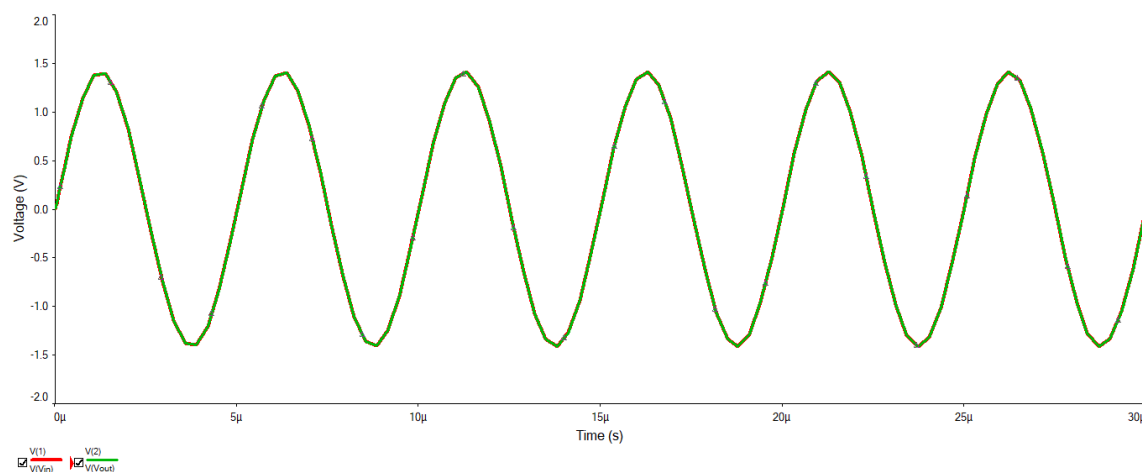


Figura 50: Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 200 kHz

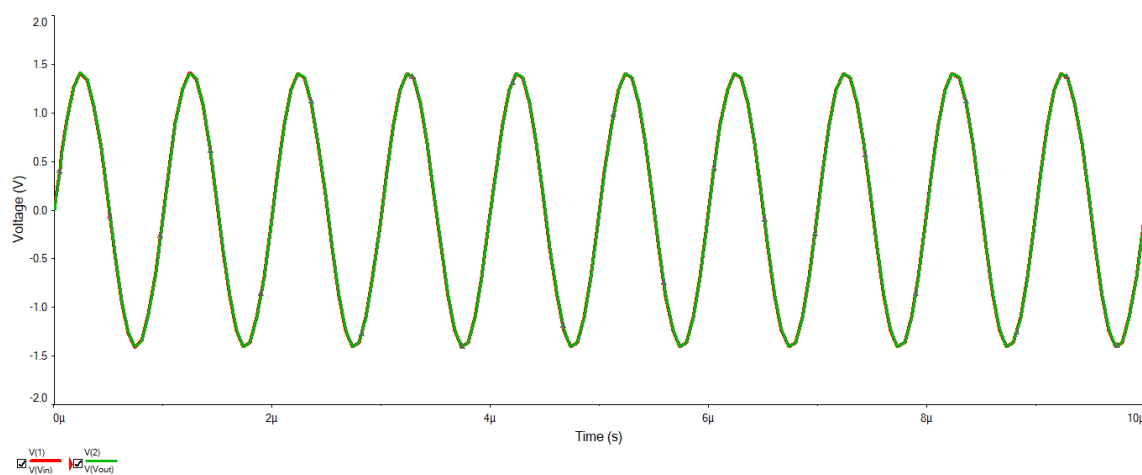


Figura 51: Simulação dos sinais de entrada e saída do Buffer em 1 MHz

B.1.1.2 Remoção da parcela DC

Tendo em vista estudar o circuito de remoção de parcela DC, ou passa-alta, foram realizadas algumas simulações considerando a tensão de saída no domínio tempo. As frequências utilizadas de sinal de entrada para as simulações foram de 2 kHz (na Figura 52), 20 kHz (na Figura 53), 200 kHz (na Figura 54) e 1 MHz (na Figura 55). As curvas vermelhas em todas as simulações correspondem ao sinal de entrada e o sinal de saída, sem o nível DC é apresentado pelo traço em verde. O período de simulação foi escolhido arbitrariamente, porém dependeu da frequência utilizada, sendo que foi considerado um período que permitisse uma boa observação do sinal em cada caso.

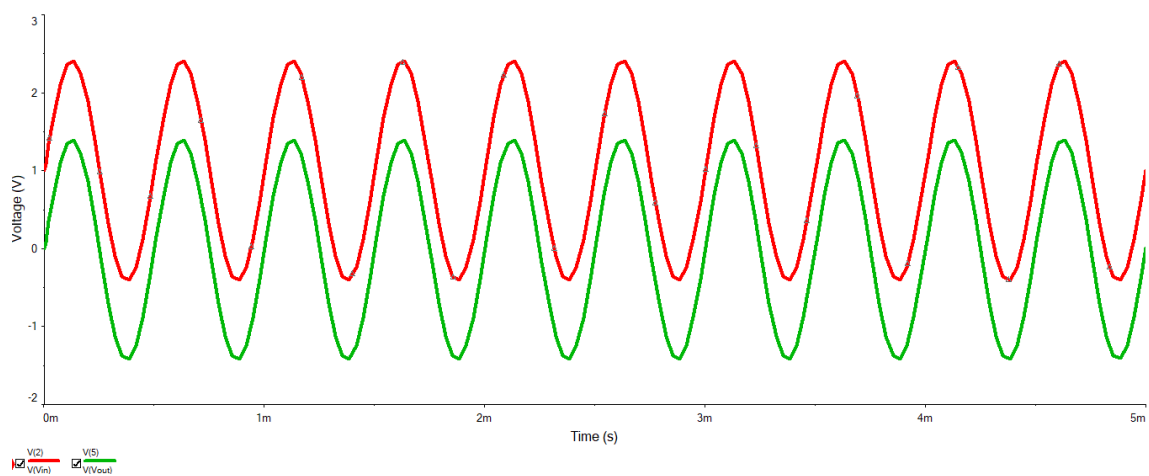


Figura 52: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 2 kHz

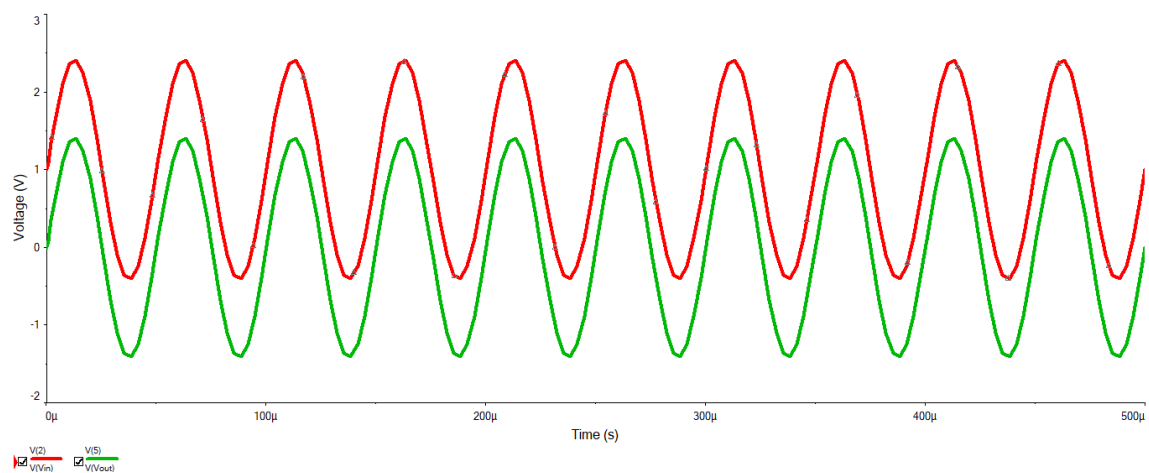


Figura 53: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 20 kHz

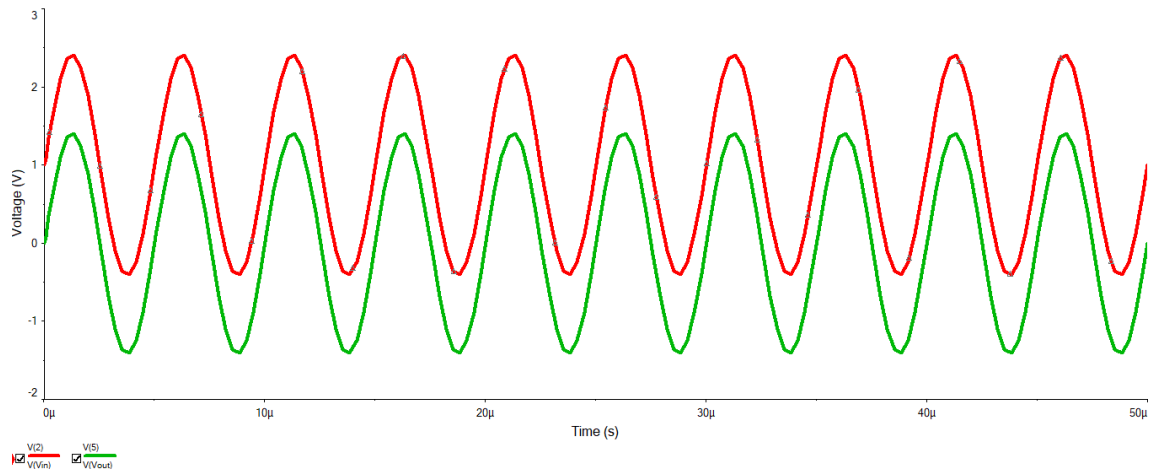


Figura 54: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 200 kHz

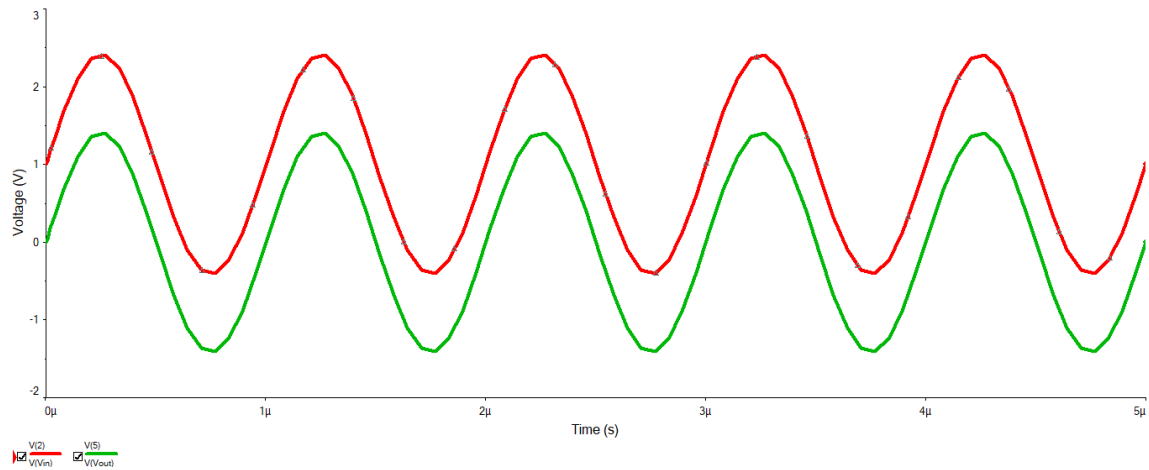


Figura 55: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo em 1 MHz

B.1.1.3 Inclusão do offset

Também foram realizadas simulações da tensão de saída no domínio tempo relacionadas com o circuito de passa-alta com inclusão de offset. Bem como para as simulações anteriores, as frequências dos sinais utilizados para as simulações foram de 2 kHz (na Figura 56) 20 kHz (na Figura 57), 200 kHz (na Figura 58) e 1 MHz (na Figura 59). O período amostrado na simulação dependeu da frequência utilizada.

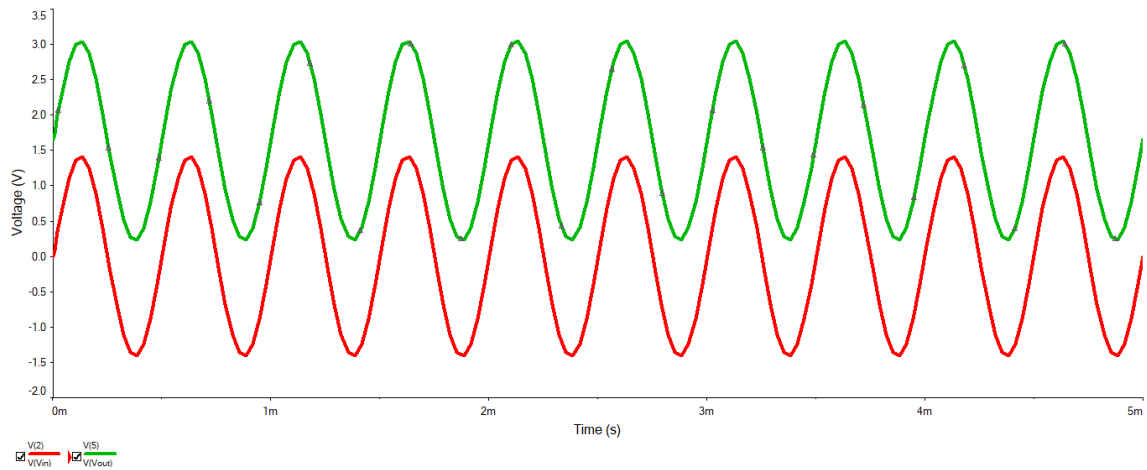


Figura 56: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 2 kHz

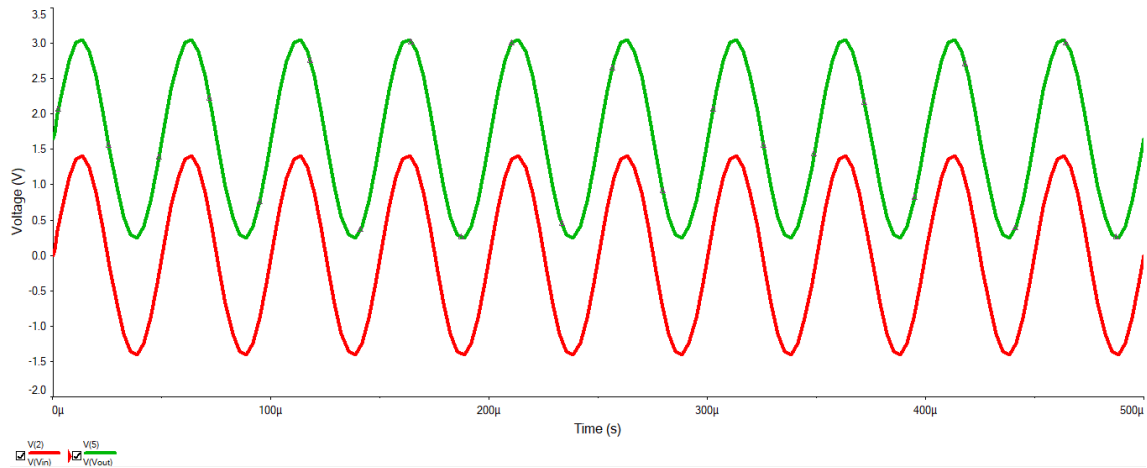


Figura 57: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 20 kHz

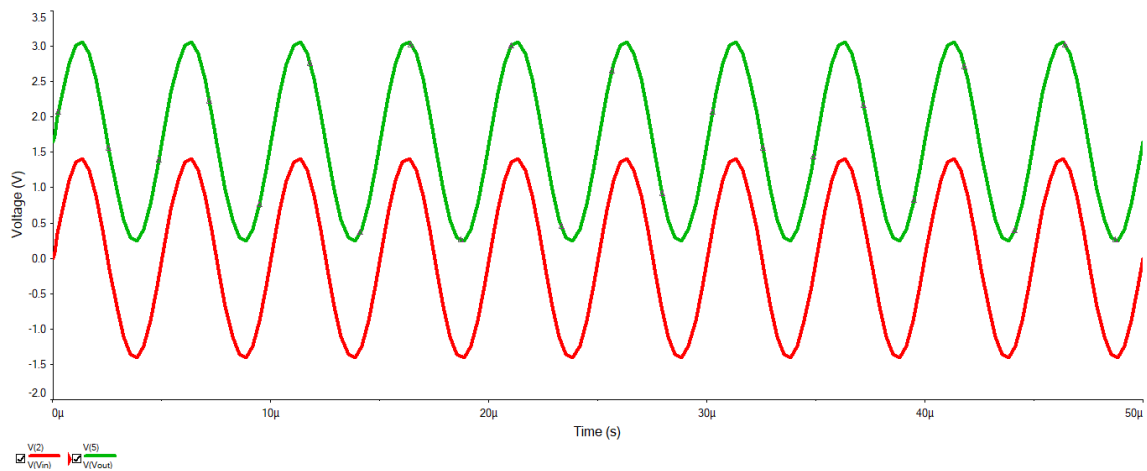


Figura 58: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 200 kHz

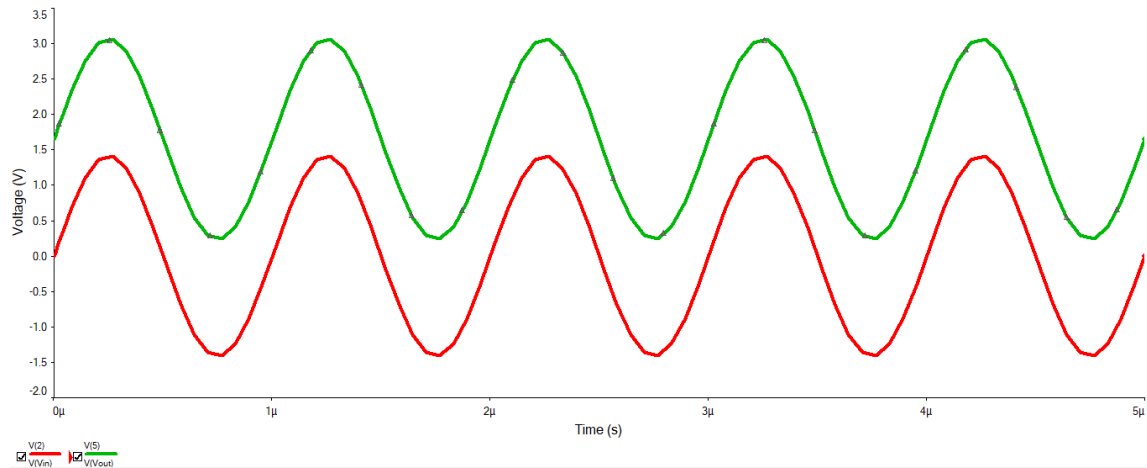


Figura 59: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Alta Passivo juntamente com Offset em 1 MHz

B.1.1.4 Inserção de um filtro passa-baixa

Em seguida, serão apresentadas as simulações realizadas da tensão de saída no domínio tempo relacionadas com o circuito de passa-baixa. As frequências utilizadas para as simulações foram de 2 kHz, 20 kHz, 200 kHz e 1 MHz, que podem ser verificadas nas Figuras 60, 61, 62 e 63, respectivamente. Além disso, importante ressaltar que o período de simulação dependeu da frequência utilizada, sendo considerado um período que permitisse uma boa observação do sinal.

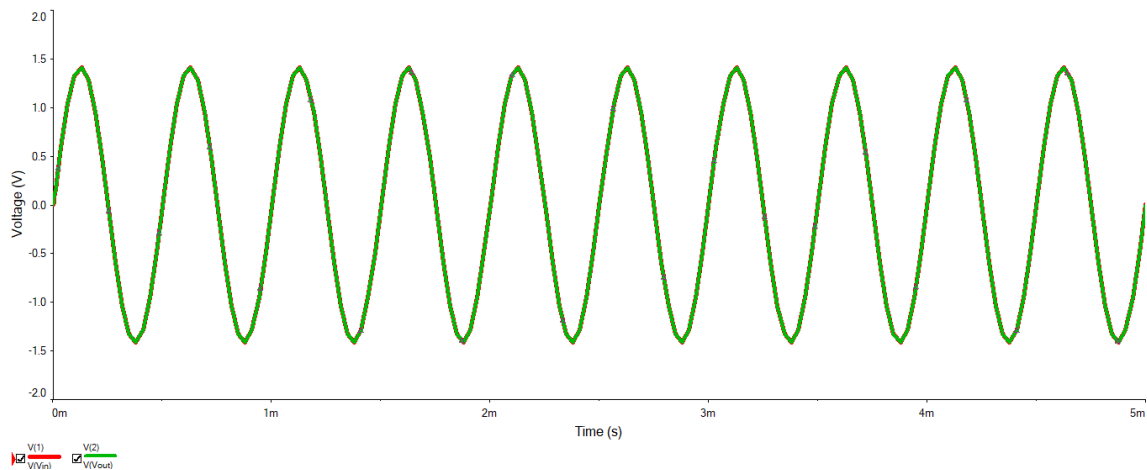


Figura 60: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 2 kHz

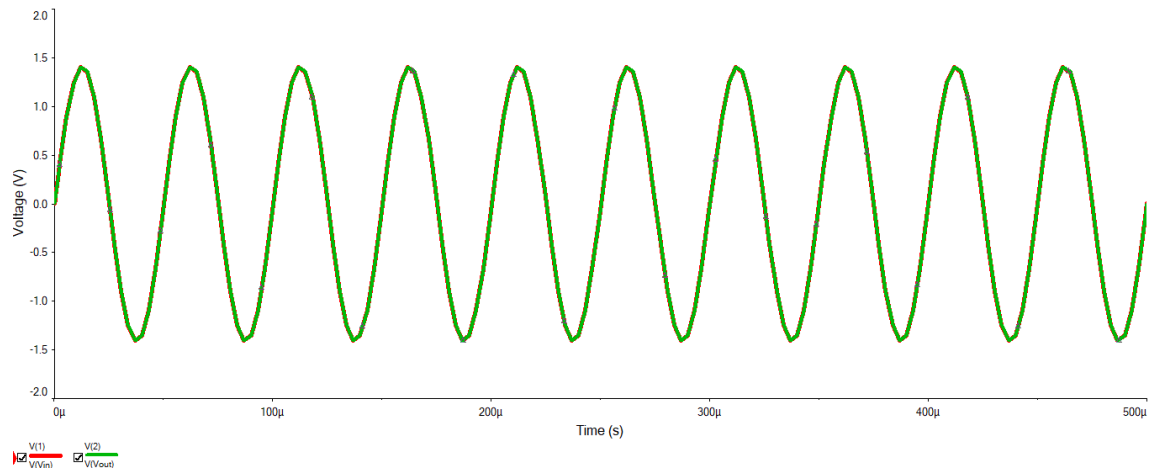


Figura 61: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 20 kHz

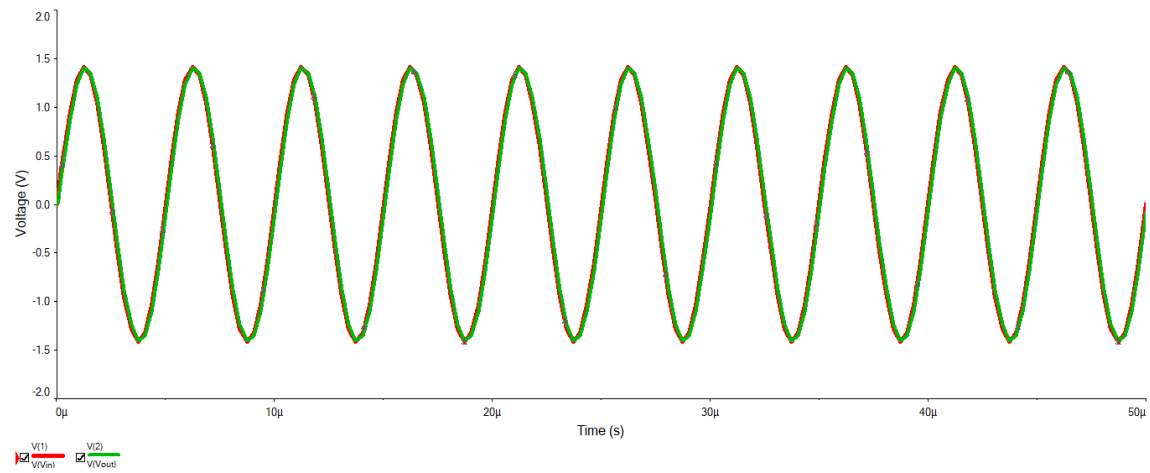


Figura 62: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 200 kHz

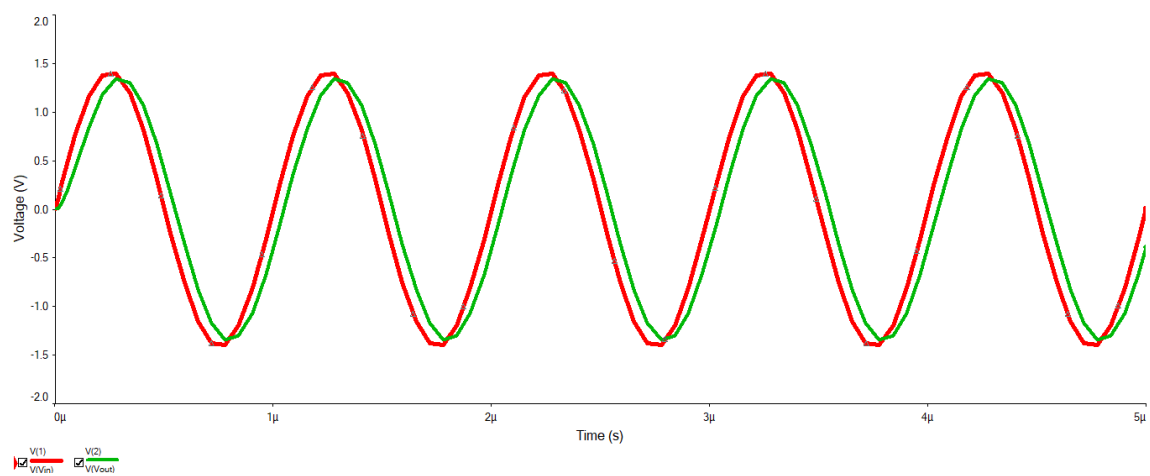


Figura 63: Simulação dos sinais de entrada e saída do Passa Baixa Passivo em 1 MHz

B.1.1.5 Circuito final de condicionamento de sinal

Foram realizadas simulações da tensão de saída no domínio tempo relacionadas com o circuito completo de condicionamento de sinal, incluindo a fase de proteção. As frequências dos sinais utilizados para as simulações foram de 2 kHz, 20 kHz, 200 kHz e 1 MHz e período de simulação dependeu da frequência utilizada, sendo considerado um período que permitisse uma boa observação do sinal. Na Figura 64 a frequência considerada de entrada foi de 2 kHz, já na Figura 65 a frequência considerada foi de 20 kHz e nas Figuras 66 e 67 as frequências foram de 200 kHz e 1 MHz, respectivamente.

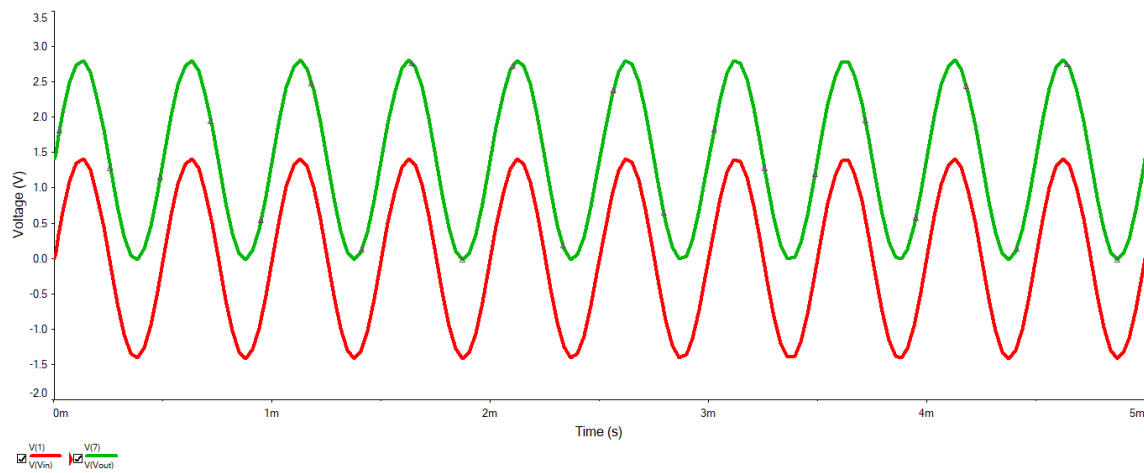


Figura 64: Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 2 kHz

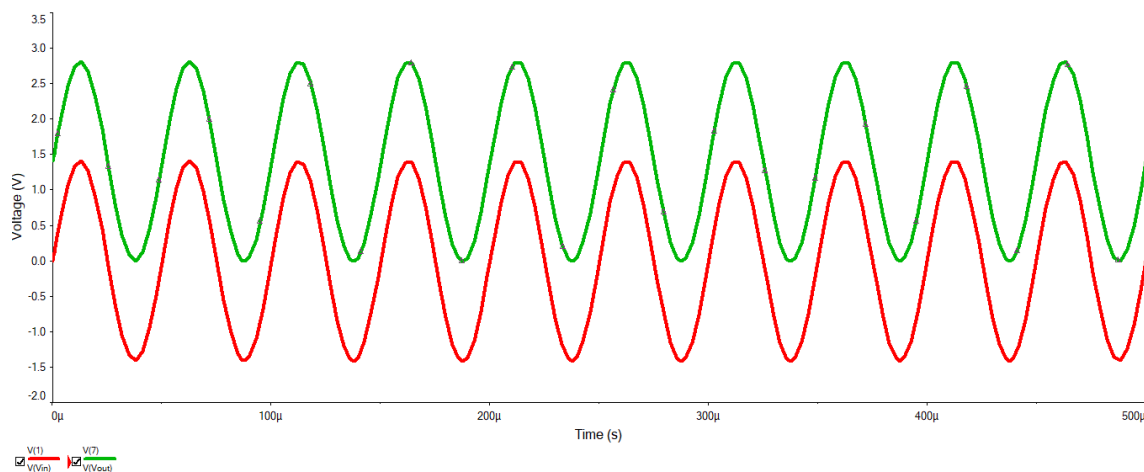


Figura 65: Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 20 kHz

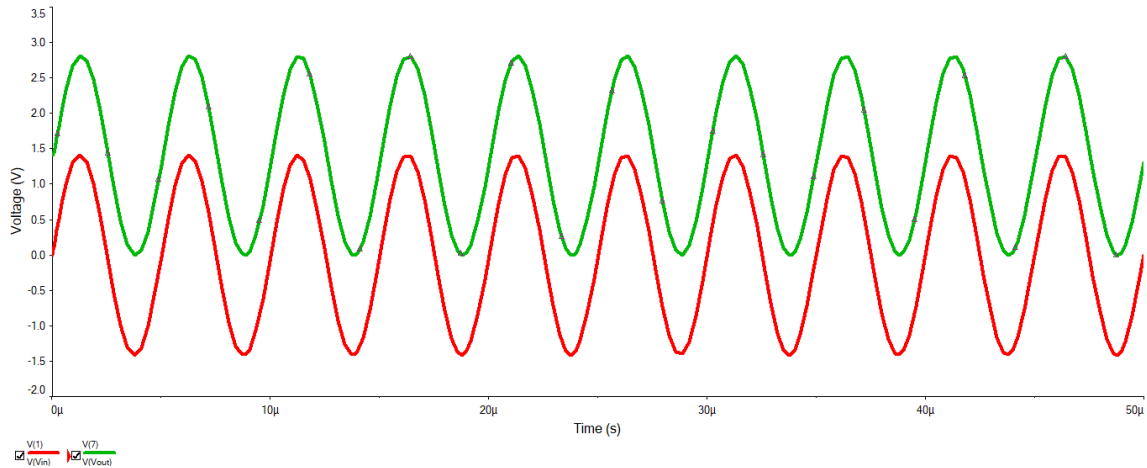


Figura 66: Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 200 kHz

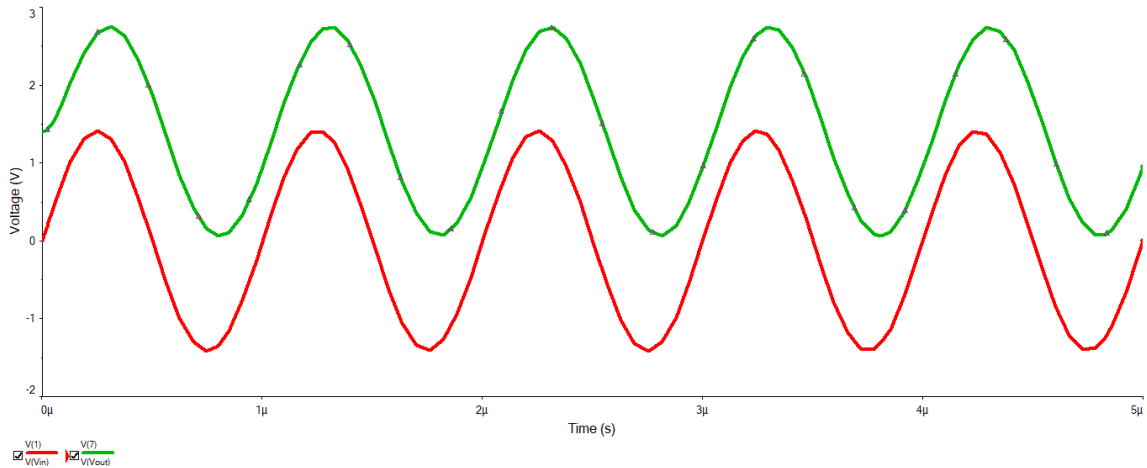


Figura 67: Simulação dos sinais de entrada e saída do circuito de condicionamento de sinal em 1 MHz

B.1.2 Circuito Somador

Algumas simulações realizadas relacionadas com o circuito somador podem ser analisadas a seguir. Nelas as curvas das duas entradas são apresentadas em vermelho e verde e, em azul, pode ser observado o sinal de saída do circuito, verificando a propriedade de somador do mesmo, bem como seu funcionamento de acordo com o esperado. As frequências utilizadas como entradas para as simulações foram combinações das frequências de 2 kHz, 20 kHz, 200 kHz e 1 MHz e período de simulação dependeu da frequência utilizada, sendo considerado um período que permitisse uma boa observação do sinal. Na Figura 68 podem ser vistas as entradas com sinais de 2 kHz e 20 kHz e a soma dos dois sinais na saída. Já na Figura 69 podem ser vistas as entradas com sinais de 20 kHz e 200 kHz e o sinal resultante. E, por último na Figura 70 podem ser vistos os sinais de entrada de 200 kHz e 1 MHz e o sinal de saída resultante da soma dos dois anteriores.

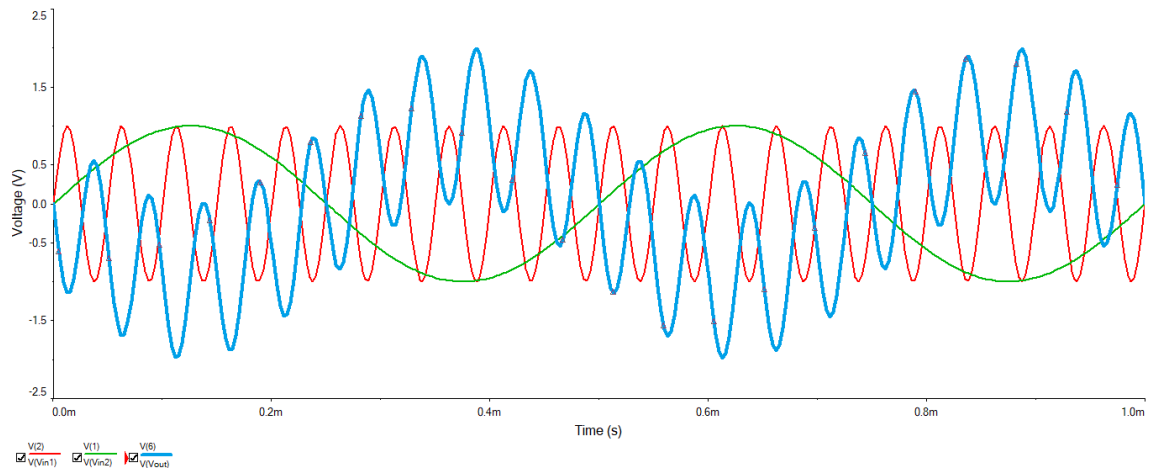


Figura 68: Simulação dos sinais de entrada com 2 kHz e 20 kHz e saída do circuito somador

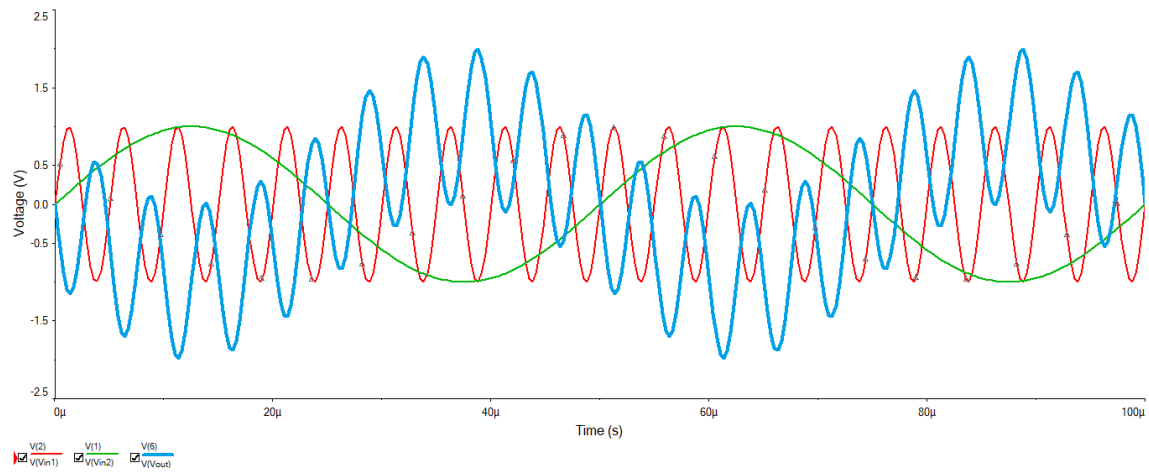


Figura 69: Simulação dos sinais de entrada com 20 kHz e 200 kHz e saída do circuito somador

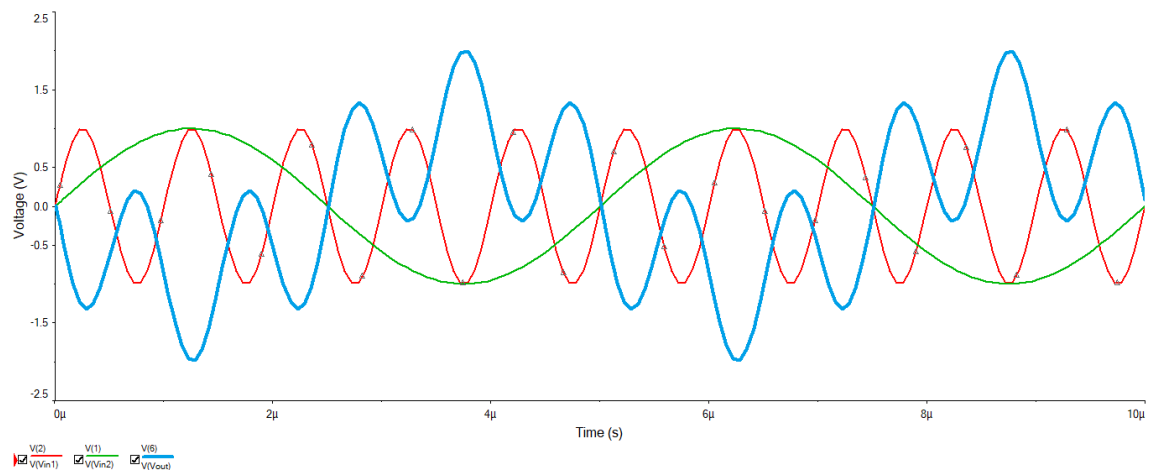


Figura 70: Simulação dos sinais de entrada com 200 kHz e 1 MHz e saída do circuito somador

B.1.3 Fonte de corrente Howland

Abaixo estão representadas algumas simulações realizadas relacionadas com a fonte de corrente Howland. Nas primeiras simulações foi fixada a frequência de 20 kHz e foram realizadas simulações tendo em vista verificar a tensão e corrente na carga variando a resistência dessa entre 1 k Ω e 2 k Ω . Visto que se trata de uma fonte de corrente era esperado que corrente nos dois casos se mantivesse constante e que a tensão aumentasse proporcionalmente com o tamanho da carga, baseado na 1ª Lei de Ohm. Nas Figuras 71 e 72 é possível observar a tensão o corrente na carga, considerando uma carga de 1 k Ω e nas Figuras 73 e 74 é possível observar a tensão o corrente na carga, considerando uma carga de 2 k Ω .

Além disso, o período de cada simulação manteve-se constante, uma vez que para todas as curvas foi utilizado um sinal simulado com 20 kHz de frequência.

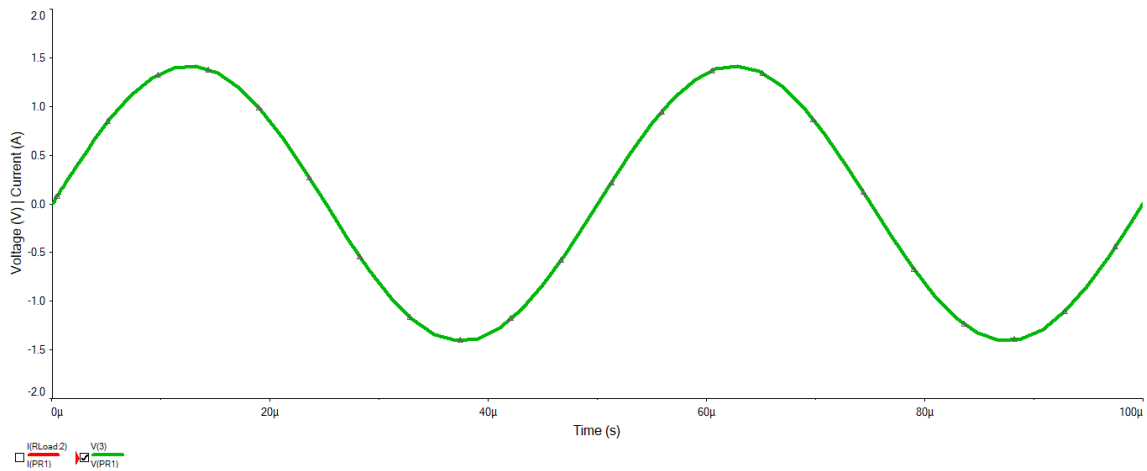


Figura 71: Simulação da tensão de saída da fonte Howland considerando carga de 1 k Ω e frequência de 20 kHz.

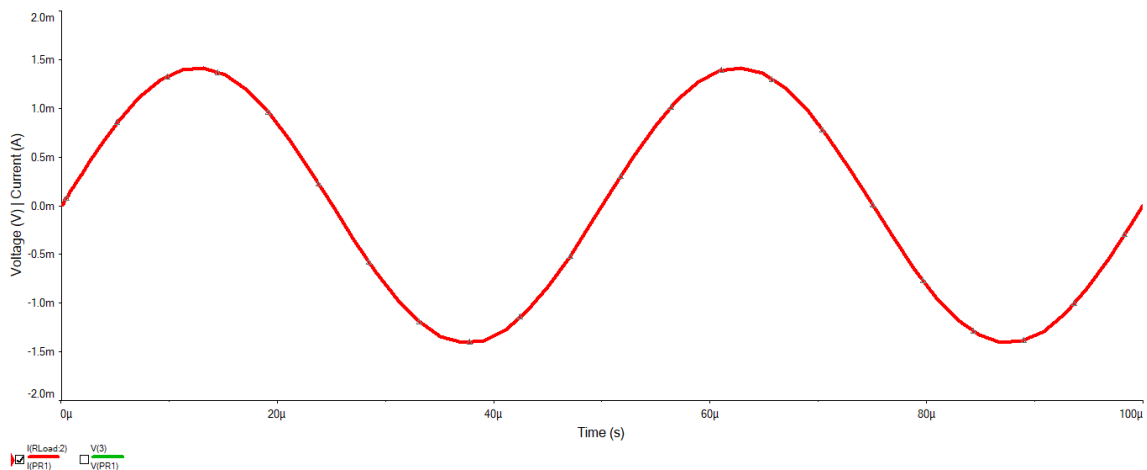


Figura 72: Simulação da corrente de saída da fonte Howland considerando carga de 1 k Ω e frequência de 20 kHz.

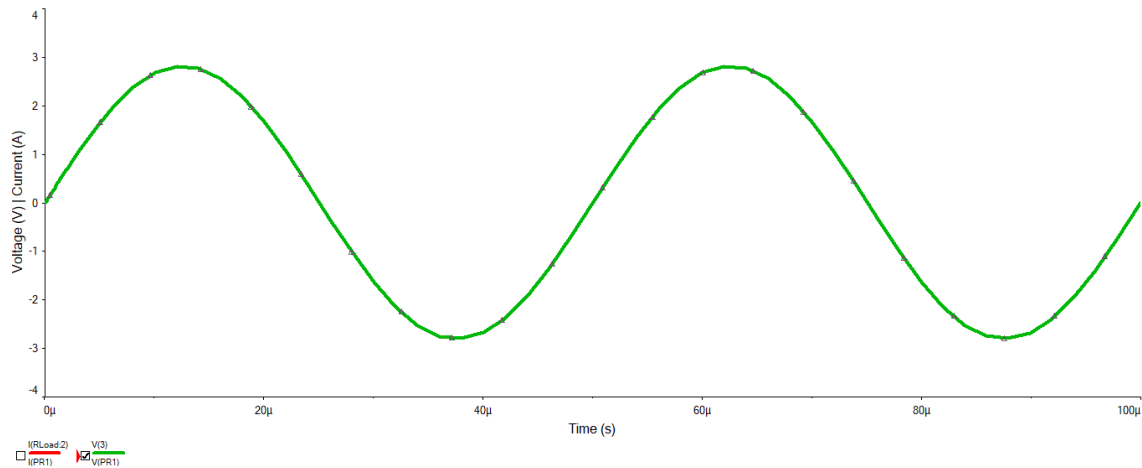


Figura 73: Simulação da tensão de saída da fonte Howland considerando carga de $2\text{ k}\Omega$ e frequência de 20 kHz .

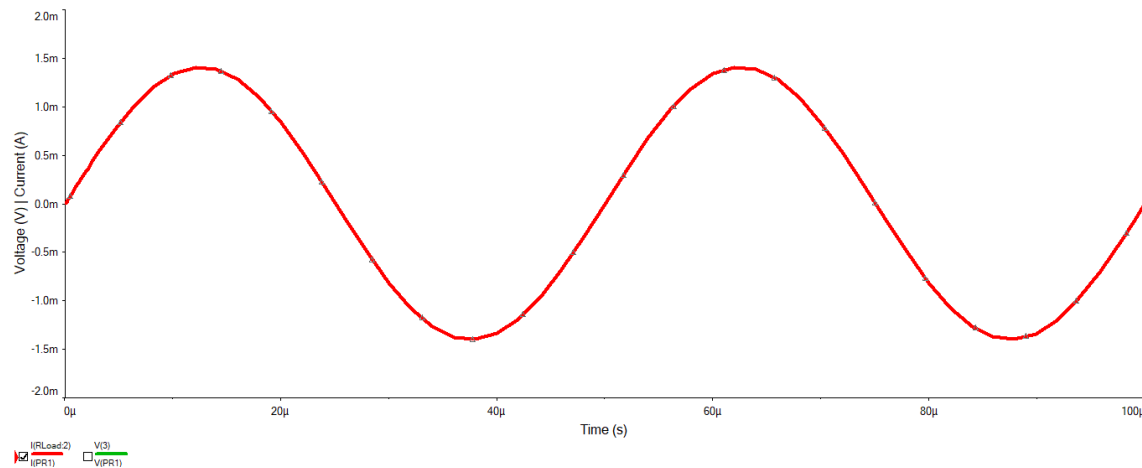


Figura 74: Simulação da corrente de saída da fonte Howland considerando carga de $2\text{ k}\Omega$ e frequência de 20 kHz .

B.2 Software

B.2.1 Integração dos circuitos e testes de desempenho

Abaixo foram registrados outros dados e informações obtidos a partir dos testes realizados que complementam os resultados apresentados na seção de resultados.

B.2.1.1 Testes de parâmetros de processamento

Abaixo, podem ser verificadas as tabelas que relacionam diferentes quantidades de amostras consideradas para o sinal de cada frequência com o valor de erro percentual na amplitude devido ao efeito do erro na seleção da frequência, todos os casos consideram uma taxa de aquisição de 600 kHz .

Com a análise das tabelas abaixo é possível perceber que, no geral, quanto maior o número de amostras utilizadas, menor é o erro na frequência que causa um erro de 0,1% para uma determinada frequência de sinal. Ou seja, os dados aparentam mostrar que a medida que é utilizado mais amostras, para que o erro no valor da amplitude calculada seja menor, maior deve ser a precisão na escolha da frequência, com exceção dos resultados que apenas consideram um ou dois ciclos do sinal, talvez devido a pouca quantidade de ciclos associados.

Além disso, o efeito do erro na escolha da frequência aparenta ter relação também com a frequência do sinal, uma vez que quando se fixa o estudo de uma determinada quantidade de amostras, para frequências mais altas o erro permitido na frequência para manter um erro de até 0,1% na amplitude calculada, tende a cair.

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
10 Hz	0,004%
20 Hz	0,015%
30 Hz	0,034%
40 Hz	0,059%
50 Hz	0,093%
60 Hz	0,134%
70 Hz	0,182%
80 Hz	0,237%
90 Hz	0,300%

Tabela 11: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 2 kHz utilizando 300 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
1 Hz	0,005%
2 Hz	0,019%
3 Hz	0,041%
4 Hz	0,071%
5 Hz	0,110%
6 Hz	0,156%
7 Hz	0,211%
8 Hz	0,274%
9 Hz	0,345%

Tabela 12: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 20 kHz utilizando 300 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
4 Hz	0,003%
8 Hz	0,011%
12 Hz	0,024%
16 Hz	0,043%
20 Hz	0,067%
24 Hz	0,096%
28 Hz	0,130%
32 Hz	0,170%
36 Hz	0,314%

Tabela 13: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 20 kHz utilizando 60 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
1 Hz	0,008%
2 Hz	0,024%
3 Hz	0,048%
4 Hz	0,080%
5 Hz	0,121%
6 Hz	0,170%
7 Hz	0,226%
8 Hz	0,291%
9 Hz	0,364%

Tabela 14: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 300 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
3 Hz	0,002%
6 Hz	0,006%
9 Hz	0,014%
12 Hz	0,025%
15 Hz	0,038%
18 Hz	0,055%
21 Hz	0,074%
24 Hz	0,097%
27 Hz	0,122%

Tabela 15: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 60 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
6 Hz	0,002%
12 Hz	0,006%
18 Hz	0,014%
24 Hz	0,024%
30 Hz	0,038%
36 Hz	0,054%
42 Hz	0,073%
48 Hz	0,096%
54 Hz	0,121%

Tabela 16: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 30 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
5 Hz	0,011%
10 Hz	0,022%
15 Hz	0,033%
20 Hz	0,044%
25 Hz	0,055%
30 Hz	0,066%
35 Hz	0,077%
40 Hz	0,089%
45 Hz	0,100%

Tabela 17: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 6 amostras

Distância da frequência de pico	Erro percentual
0 Hz	0,000%
3 Hz	0,014%
6 Hz	0,028%
9 Hz	0,042%
12 Hz	0,056%
15 Hz	0,070%
18 Hz	0,084%
21 Hz	0,098%
24 Hz	0,112%
27 Hz	0,127%

Tabela 18: Relação entre o valor de erro percentual na amplitude em função de um erro (em Hz) na frequência para um sinal de 200 kHz utilizando 3 amostras