

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
UNIDADE DIVINÓPOLIS
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECATRÔNICA

Thaís Campos Lopes

INVESTIGAÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS
OBTIDOS VIA FOTOPLETISMOGRAFIA

Divinópolis
2017

Thaís Campos Lopes

INVESTIGAÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS
OBTIDOS VIA FOTOPLETISMOGRAFIA

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso apresentada ao Colegiado de Graduação em Engenharia Mecatrônica como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Engenheira Mecatrônica.

Áreas de integração: Eletrônica, Controle e Computação.

Orientador: Prof. Dr. Valter Júnior de Souza
Leite

Co-orientador: Prof. Dr. Paulo Afonso Granjeiro

Divinópolis
2017

Thaís Campos Lopes

INVESTIGAÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS
OBTIDOS VIA FOTOPLETISMOGRAFIA

Monografia de Trabalho de Conclusão de Curso apresentada ao Colegiado de Graduação em Engenharia Mecatrônica como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Engenheira Mecatrônica.

Áreas de integração: Eletrônica, sinais e sistemas e computação.

Comissão Avaliadora:

Prof. Dr. Valter Júnior de Souza Leite
Departamento de Engenharia Mecatrônica/CEFET/MG

Prof. Dr. Luís Filipe Pereira Silva
Departamento de Engenharia Mecatrônica/CEFET/MG

Prof. M. Sc. Eduardo Habib Bechelane
Maia
Departamento de Engenharia Mecatrônica/CEFET/MG

Divinópolis
2017

PARA MAMÃE E VOVÓ

Agradecimentos

Agradeço a Deus pelo cuidado e pela confirmação da minha vocação na engenharia. Agradeço a minha vovó Néria que participou de todas as etapas da minha vida acadêmica. Sou grata a minha mãe pela paciência infinita que teve principalmente nos últimos dias da entrega desse texto. Sem o carinho e amor dela, eu jamais conseguiria finalizar meu trabalho de conclusão de curso.

Tenho uma enorme gratidão pela a Tia Renata que sempre me incentivou a estudar, “conheci”o CEFET-MG através dela, e por incentivo dela eu pude cursar o ensino médio integrado nessa instituição.

Agradeço meu irmão Arthur, pela sua paciência e por me buscar alguns vezes a noite no CEFET-MG durante a realização do meu trabalho de conclusão de curso.

Tenho muito gratidão a minha prima Isabella, por estar ao meu lado durante todas as fases da minha vida e inclusive acadêmica.

Agradeço minhas Tia Bebel, Adriana e Cacá por também terem me incentivado os meus estudos e pelo carinho todos esses anos.

Agradeço minhas amigas de longa data Alessandra e Shisley, por terem estado comigo durante toda a minha vida Cefetiana, mesmo que agora geograficamente distantes, vocês sempre tiveram cuidado pela minha vida em todos aspectos.

Tenho muita gratidão ao Pastor Fillipe e família pelo carinho e preocupação comigo, e obrigada Pastor Fillipe por todas as conversas que tivemos sobre vocação quando eu estava no início do curso. E por me fazer entender que temos que amar o processo!

Sou grata a Isabella Vieira e ao Vinícius Rocha, meus amigos brasileiros no Canadá, que tornaram meus dias no Canadá mais alegres e pelo contato que ainda mantemos desde do nosso retorno ao Brasil.

Agradeço ao meus amigos cefetianos do ensino médio por terem estado comigo e pelos boas lembranças dessa época. Também agradeço meus amigos da graduação Leandro Rodrigues, Pedro Borges, Melyssa, Anyelle, Flávia, Romulo por cada trabalho que fizemos juntos, pelo tempos de descontração e pelas horas que conversamos sobre engenharia.

Sou grata ao meus professores Valter e Paulo por terem depositado em mim a confiança para a realização desse trabalho. E por todas as conversas que trocamos seja sobre aspectos técnicos desse TCC; e por coisas cotidianas!

Também agradeço aos demais professores que participaram da minha formação acadêmica durante meus quase 10 anos de CEFET (depois de idas e vindas em 2017 fazem 10 anos que me tornei discente do CEFET-MG pela primeira vez.)

Por fim, agradeço a equipe de engenharia de Master que prontamente compreendeu as minhas ausências no estágio para a conclusão deste trabalho.

An English message follows

Thank so much Thien, Connie, Amy, Laura, Sam for making my days in Canada unforgettable. I love and miss you all dearly! I learned so much English from you all. Knowing English as second language helped me so much to make this work happen!

I want to say a special thank to Thien for helping me to build my confidence to speak English and listening to me when I needed the most! I also want to say a special thank to Connie for being so caring, you were and are very worried about my well being! I could write a lot of things but I should not do that here!

In addition, thank Peter and Yao for being my host family in Canada, and teaching English to me! Peter, I really miss our conversation about those times you were in Canadian Army!

Moreover, I'm thankful for the help that Dr. Rolf Weber from OSRAM gave me to make this project happen.

“Ame o processo.” Fillipe M. Cotta

“Sola Fide
Sola Scriptura
Solus Christus
Sola Gratia
Soli Deo Gloria.”

Resumo

Este trabalho de conclusão de curso visa a investigação do sinal de fotople-tismografia, (PPG, do inglês *photoplethysmography*) e o desenvolvimento de um Produto Viável Mínimo (MVP, do inglês *Minimum Viable Product*) para aquisição desse sinal. O sinal de PPG contém informações básicas para diag-nosticar a condição clínica de uma pessoa, sendo utilizado em conjunto com outros sinais fisiológicos como pressão arterial, batimento cardíaco, respira-ção e temperatura. A frequência cardíaca de repouso pode ser determinada através do PPG para avaliar a perfusão sanguínea. Além disso, o monito-ramento a longo prazo da frequência cardíaca tem implicações importantes para o prognóstico e pode ser um indicador da eficiência da terapia empre-gada. Para a investigação do PPG foram analisados dois tipos de sensores: um fototransistor e um fotodiodo. Foram aqusitados sinais de ambos senso-res e esses sinais coletados foram processados por filtros analógicos e digitais e pela transformada rápida de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Trans-form*). O circuito de aquisição de PPG do sensor de fotodiodo que converte sinal de corrente para tensão, denominado amplificador de transimpedância (TIA, do inglês *Transimpedance amplifier*), foi projetado e testado utilizando dois modelos de amplificadores operacionais OP07 e TL071. Além disso, foram projetados filtros do tipo FIR (do inglês *Finite Impulse Response*) e IIR (do inglês *Infinite Impulse Response*) para processamento digital do sinal de PPG. Para a obtenção da frequência cardíaca foi utilizado o Algoritmo de Goertzel. Também, foram projetados e construídos anéis com auxílio de impressora 3D para posicionar o sensor de fotodiodo. A aplicação *Android* para exibição da frequência cardíaca foi desenvolvida na IDE *Android Studio*. Este projeto foi nomeado de *Pulsus Sensores* a fim de participar de programas de aceleração de *startups*. Com isso, a *Pulsus Sensores* foi selecionada por duas aceleradoras de *startup*: FIEMG Lab novos negócios e Biostartup Lab. Com a participação nesses programas foi possível desenvolver e validar o modelo de negócios. O presente trabalho abrange as áreas de eletrônica, controle e computação.

Palavras-chave: Fotople-tismografia. Algoritmo de Goertzel. Processamento de sinais.

Abstract

This work aims to investigate a physiological signal named photoplethysmogram and to design a Minimum Viable Product to collect PPG signal. There are many important physiological signals that help doctors and physiologists to determine well being of a patient such as blood pressure, heart rate, respiration rate and body temperature. Resting heart rate can be extracted from PPG signal, and it can show blood perfusion. In addition, a long-term cardiovascular monitoring provides an index of efficiency of therapy. In order to investigate PPG signal, two types of sensors were studied as photo-diode and photo-transistor. To do this work, PPG signals were collected from both sensor, and those signals were processed by digital and analog filters and were done some calculation using Fast Fourier Transform. Photo diodes sensors use an electronic circuit called transimpedance amplifier (TIA) to convert current to voltage signal. To do so, two types of amplifiers were analyzed to design a TIA, and those amplifiers were OP07 e TL071. In addition, digital filters FIR and IIR were designed to process PPG data. In order to calculate heart rate from PPG signal was used a Goertzel algorithm. Moreover, rings were design and 3D printed to place photo diode sensors. An Android application to show heart rate were designed using a IDE named Android Studio. This work was named Pulsus Sensors to participate in startups programs, so Pulsus sensores were selected by FIEMG Lab and Third Batch of Biostartup Lab. Business model of Pulsus sensores startup were created and validated by FIEMG Lab and Biostartup Lab. This work covers electronic, signal and systems, and programming fields.

Key-words: Photoplethysmography. Goertzel algorithm . Signal Processing.

Sumário

Lista de Figuras	xiv
Lista de Tabelas	xv
Lista de Acrônimos e Notação	xvi
1 Introdução	1
1.1 Definição do Problema	2
1.2 Motivação	2
1.3 Objetivos do Trabalho	2
1.4 Estado da arte	3
1.5 Metodologia	4
1.6 Organização do Documento	5
2 Fundamentos	6
2.1 O sinal de fotopletismografia	6
2.1.1 Contexto histórico da fotopletismografia	8
2.1.2 A função das hemoglobinas no corpo humano	8
2.1.3 Fotopletismografia reflexiva e transmissiva	12
2.1.4 Locais de medição do sinal de PPG	12
2.2 Circuitos eletrônicos	12
2.2.1 Sensores de PPG	13
2.2.2 Polarização de transistores	16
2.2.3 Modelo do fotodiodo	17
2.2.4 Amplificador de transimpedância	18
2.3 Filtros	21
2.3.1 Filtros analógicos	22
2.3.2 Filtros digitais	29
2.3.3 Filtros digitais discretos no tempo <i>versus</i> filtros analógicos contínuos no tempo	34
2.4 Transformada de Fourier	35
2.4.1 Algoritmo de Goertzel	36
2.5 Processamento do sinal de PPG	37
2.6 Arduino	39
2.6.1 <i>Hardware</i>	39
2.6.2 <i>Software</i>	41

2.7	<i>Bluetooth</i>	41
2.7.1	Módulo HC-05	43
2.8	Arquitetura do sistema operacional <i>Android</i>	44
2.8.1	Aplicação <i>Android</i>	45
2.9	Projeto do Anel	47
2.10	Modelo de negócios	48
3	Desenvolvimento e resultados	52
3.1	Sensor com fototransistor	52
3.1.1	Projeto do circuito de acionamento e aquisição de sinal	52
3.1.2	Resultados com o sensor TCRT 1000	56
3.2	Projeto dos filtros analógicos contínuos no tempos	58
3.3	Sensor com fotodiodo	62
3.3.1	Projeto do circuito de acionamento dos LEDs	62
3.3.2	Projeto do circuito de transimpedância	64
3.3.3	Resultados do sensor SFH7050	66
3.4	Projeto do processamento do sinal digital (DSP)	70
3.4.1	Filtro FIR	70
3.4.2	Filtro de IIR	72
3.4.3	Cálculo frequência cardíaca com o Algoritmo de Goertzel	73
3.4.4	Resultados DSP	73
3.5	Aplicação <i>Android</i>	75
3.6	Anel de para aquisição do sinal PPG	78
3.7	MVPs desenvolvidos	79
3.8	Pulsus Sensores	80
3.8.1	Modelo de negócios	81
3.8.2	Validação do MVP de baixa fidelidade	82
4	Considerações Finais	83
4.1	Conclusões	83
4.2	Propostas de continuidade	84
A	Coefficientes dos filtros das metologias <i>Butterworth</i>, <i>Chebyshev</i>, e <i>Bessel</i>	86
B	Códigos e diagrama de blocos do Simulink	88
B.1	Diagrama de blocos	88
B.2	Código do <i>Arduino</i>	88
B.3	Código para o cálculo da FFT	89
B.4	Código para o filtro de média móvel	89
B.5	Código para o filtro de IIR	90
C	Consultoria com a empresa OSRAM	91
	Referências	92

Lista de Figuras

1.1	Dispositivo versível proposto por (POH <i>et al.</i> , 2012)	4
2.1	Sinal de fotopletismografia	7
2.2	Troca gasosa nos pulmões	8
2.3	Coefficientes de extinção da HbO_2 e Hb para diversos comprimentos de onda.	9
2.4	PPG para fotoemissores de luz vermelha e infravermelha	11
2.5	Curva para encontrar a saturação de oxigênio no sangue	11
2.6	(a)Fotopletismografia reflexiva. (b)Fotopletismografia transmissiva.	12
2.7	Sensor SFH 7050	13
2.8	Transimpedância para conversão do PPG do SFH7050	14
2.9	Circuito de acionamento SFH7050	14
2.10	Sensor TCRT 1000	15
2.11	Circuito de acionamento TCRT 1000	15
2.12	Polarização de transistor no modo coletor emissor	16
2.13	(a)A curva $V_{BE} \times I_B$. (b) A curva $V_{CE} \times I_C$	17
2.14	Modelo real de um fotodiodo	17
2.15	(a) Configuração fotocondutiva ZP. (b) Configuração fotocondutiva PR	18
2.16	Curva tensão versus corrente no fotodiodo	19
2.17	(a)TIA modelo ideal (b) TIA modelo detalhado	20
2.18	(a) Diagrama de bode para TIA (b) Diagrama com diferentes valores de f_p	21
2.19	Classificações dos filtros quanto a frequência de corte	22
2.20	Resposta real de um filtro passa baixa	23
2.21	Filtro passa-baixa <i>Butterworth</i>	24
2.22	Filtro passa-baixa <i>Chebyshev</i>	25
2.23	As respostas dos filtro passa-baixa <i>Butterworth</i> , <i>Chebyshev</i> e <i>Bessel</i>	25
2.24	Diferentes topologias de filtros passivos	26
2.25	Filtro ativo passa baixa de primeira ordem com entrada não inversora	27
2.26	Filtro ativo passa baixo de primeira ordem com entrada inversora	28
2.27	Filtro ativo passa alta de primeira ordem com entrada não inversora	29
2.28	Filtro ativo passa alta de primeira ordem com entrada inversora	29
2.29	O diagrama de blocos dos filtros FIR	31
2.30	Filtro de média móvel	32
2.31	Bode do filtro de média móvel	32
2.32	Mapeamento de invariância ao impulso	33
2.33	Transformação bilinear	33
2.34	Interpretação da Transformada de Fourier	35

2.35	Teclado DTMF	36
2.36	Diagrama de blocos do algoritmo de Goertzel	37
2.37	Espectro de frequências do sinal de PPG	38
2.38	Sinal de PPG processado com filtro de passa faixa e de filtro de média móvel	39
2.39	<i>Arduino</i> UNO e seus principais componentes e pinos	40
2.40	Camadas fundamentais da pilha de protocolos do <i>Bluetooth</i>	42
2.41	Uma scatternet formada de duas piconets	43
2.42	Módulo HC-05	44
2.43	Arquitetura sistema operacional <i>Android</i>	45
2.44	Estrutura Conceitual dos arquivos para a criação de uma aplicação <i>Android</i>	46
2.45	ABS da cor natural marfim.	48
2.46	(a) BMC (b) <i>Lean Canvas</i>	49
2.47	O que é o MVP?	51
3.1	Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000	52
3.2	Curva V_{CE} versus I_C do sensor TCRT 1000	54
3.3	Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000 desenvolvido	54
3.4	Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000	55
3.5	Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000 desenvolvido	55
3.6	Sinal e espectro de frequências do sinal de PPG a 100 Hz	57
3.7	Sinal e espectro de frequências do sinal de PPG a 333,33 Hz	57
3.8	Sinal e espectro de frequências do PPG com taxa de amostragem de 1000 Hz	58
3.9	Circuito elétrico do filtro passa baixa	59
3.10	Diagrama de Bode para o filtro ativo passa baixa projetado	59
3.11	Circuito elétrico do filtro passa baixa	60
3.12	Diagrama de Bode para o filtro ativo passa alta projetado	60
3.13	Filtros projetados do <i>PSpice</i>	61
3.14	Sinal de PPG simulado no <i>PSpice</i>	61
3.15	Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no <i>PSpice</i>	62
3.16	Circuito de acionamento dos LEDs infravermelho, vermelho e verde	63
3.17	Tensões nos LEDs vermelho e infravermelho	63
3.18	(a) TIA com o OP07 ($R_1 = 49k\Omega$). (b) TIA com o TL071 ($R_1 = 220k\Omega$)	65
3.19	Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no <i>PSpice</i>	66
3.20	Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no <i>PSpice</i>	67
3.21	Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no <i>PSpice</i>	67
3.22	Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no <i>PSpice</i>	68
3.23	Transimpedância do Ampop TL071	69
3.24	Sinais de PPG coletados usando os LEDs IR, vermelho e verde.	70
3.25	Diagrama de Bode do filtro de média móvel FIR	71
3.26	Diagrama de Bode do filtro passa faixa IIR	72
3.27	Sinal de PPG sem procesamento, filtrado com IIR e filtrado com FIR	74
3.28	Sinal de PPG sem procesamento, filtrado com IIR e filtrado com FIR	74
3.29	Sinal de PPG sem procesamento, filtrado com IIR e filtrado com FIR	75
3.30	Caixa de diálogo de ativação do <i>Bluetooth</i>	76
3.31	<i>Layout desenvolvida para aplicação Android</i>	77
3.32	Primeiro modelo do anel	78
3.33	Segundo modelo do anel	78
3.34	Terceiro modelo do anel	79

3.35	O MVP de baixa fidelidade	79
3.36	O MVP de baixa média fidelidade	80
3.37	Logotipo da Pulsus Sensores	80
3.38	Segmento de clientes da Pulsus Sensores	81
B.1	Segmento de clientes da Pulsus Sensores	88

Lista de Tabelas

2.1	Classificação dos filtros digitais	30
2.2	Diferentes microcontroladores utilizados na plataforma <i>Arduino</i>	40
3.1	Dados do Emissor	53
3.2	Dados do fotodetector	53
3.3	Experimento	55
3.4	Cálculo das resistores do acionamento os LEDs do sensor SFH7050	63
3.5	Características dos AmpOps OP07 e TL071. Adaptado de (TEXASINSTRUMENTS, 2005) e (ANALOGDEVICES, 2016)	65
3.6	Validação da primeira e segunda versão do anel	82
3.7	Validação do MPV de baixa fidelidade	82
A.1	Método de <i>Butterworth</i>	86
A.2	Método de <i>Chebyshev</i> para 0,5-dB ondulações da faixa passante	87
A.3	Método de <i>Bessel</i>	87

Lista de Acrônimos e Notação

PPG	Fotoplestimografia, do inglês <i>photoplethysmography</i> .
ECG	Eletrocardiograma, do inglês <i>Electrocardiogram</i> .
bpm	batimentos por minuto
SaO_2	Saturação de oxigênio no sangue.
CO_2	Gás carbônico.
O_2	Gas oxigênio.
HbO_2	Oxi-hemoglobina.
Hb	Hemoglobina não oxigenada.
$MetHb$	Meta-hemoglobina.
$COHb$	Carboxihemoglobina.
LED	Diodo emissor de luz, do inglês <i>Light-emitting diode</i> .
PD	Fotodiodo, do inglês <i>Photodiode</i> .
IR	Infravermelho, do inglês <i>Infrared</i> .
PWM	Modulação por largura de pulso, do inglês <i>Pulse Width Modulation</i> .
AC	Componente alternada, do inglês <i>Alternating Current</i> .
DC	Componente contínua, do inglês <i>Direct Current</i> .
RMS	Valor eficaz, do inglês <i>Root Mean Square</i> .
TIA	Amplificador de Transimpedância, do inglês <i>Transimpedance Amplifier</i> .
Ampop	Amplificador Operacional.
FIR	Resposta ao impulso finita, do inglês <i>Finite Impulse Response</i> .
IIR	Resposta ao impulso infinita, do inglês <i>Infinite Impulse Response</i> .
DSP	Processamento digital de sinais, do inglês <i>Digital Signal Processing</i> .
RF	Rádio frequência, do inglês <i>Radio Frequency</i> .
L2CAP	do inglês <i>Logical Link Control and Adaptation Protocol</i> .
TCS	do inglês <i>Telephony Control Protocol Specification</i>
SDP	Protocolo de serviço de descoberta, do inglês <i>Service Discover Protocol</i> .
RFCOMM	Comunicação por rádio frequência, do inglês <i>Radio frequency communication</i> .
ISM	Industrial, Científico e Médico, do inglês <i>Industrial, Scientific and Medical</i> .
XML	do inglês <i>EXtensible Markup Language</i>
IDE	do inglês <i>Integrated Development Environment</i> .
RP	Prototipagem rápida, do inglês <i>Rapid Prototyping</i> .
LTI	Sistemas lineares invariantes no tempo, do inglês <i>Linear time invariant</i> .
MVP	Mínimo Produto Viável, do inglês <i>Minimum Viable Product</i> .

Introdução

Os sinais vitais como pressão arterial, batimento cardíaco, respiração e temperatura possuem informações básicas para diagnosticar a condição clínica de uma pessoa. A frequência cardíaca de repouso pode ser determinada através do PPG que é um outro parâmetro para avaliar a perfusão sanguínea, ou fluxo de sangue. Caso o fluxo sanguíneo seja muito baixo é um indicativo que o coração não está bombeando uma quantidade suficiente para satisfazer as necessidades do corpo. Essa deficiência no bombeamento de sangue pode determinar alguma patologia cardiovascular. Uma outra maneira de medir a frequência cardíaca é através do equipamento de eletrocardiograma (ECG, do inglês *Electrocardiogram*) (POH *et al.*, 2012). No entanto, tal dispositivo é munido com tiras de peito ou eletrodos adesivos que podem causar irritações de pele e as pessoas geralmente não usam fora da atividade de acompanhamento ambulatorial. O monitoramento em longo prazo da frequência cardíaca tem implicações importantes para o prognóstico e fornece um índice de eficiência da terapia empregada. Desta maneira, para fornecer um monitoramento de longo prazo cardiovascular que seja conveniente, deve-se superar os desafios técnicos significativos, em termos de consumo de energia, custo, tamanho, peso, funcionalidade e estética (POH *et al.*, 2012).

O sinal de PPG é constituído por componentes contínua (DC, do inglês *Direct Current*) e alternada (AC, do inglês *Alternating Current*). A parte DC desse sinal é advinda de sangue arterial não pulsante, sangue venoso, tecidos e ossos. Já a componente AC é devida a variação volumétrica das artérias ou capilares. A frequência cardíaca é extraída da componente AC do sinal de PPG, e essa está compreendida entre 0,8Hz e 4Hz que equivalem a 48bpm e 240bpm (POH *et al.*, 2012). As principais fontes de sinais indesejados no sinal de PPG são artefatos de movimento, frequência da respiração, ruídos elétricos e a luz ambiente. Para atenuar esses ruídos são utilizados filtros analógicos e digitais. Sendo filtros analógicos usados para evitar o falseamento do sinal de PPG na conversão analógico-digital. Já os filtros digitais são geralmente utilizados para suavizar a forma de

onda do sinal de PPG e atenuar frequências indesejadas. O cálculo da frequência cardíaca pode ser feita através de algoritmos como da rápida transformada de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*).

1.1 Definição do Problema

O problema fundamental neste trabalho de conclusão de curso é investigar os sinais fisiológicos via a utilização de sensores de fotopletimografia. Verifica-se que esses sinais, em geral de pequena amplitude, são facilmente corrompidos por ruídos eletromagnéticos advindos da rede elétrica, além de flutuações de leituras decorrentes da luz ambiente. Também outro tipo de sinal indesejável contamina o PPG é o artefato de movimento causado devido ao precário posicionamento do sensor. Além disso, aplicar processamento analógico e digital no sinal de PPG aquisitado e calcular da frequência cardíaca através de algoritmos.

1.2 Motivação

A escolha do tema para o trabalho de conclusão de curso em questão visa aplicar os conhecimentos de sinais e sistemas, eletrônica e computação para o desenvolvimento de dispositivos biomédicos vestíveis baratos e de fácil uso. Além disso, a autora dessa proposta trabalhou em um projeto na área de engenharia biomédica, quando estava em intercâmbio pelo o programa Ciências Sem Fronteiras na Universidade de Ottawa, no Canadá. Também, o tema apresentado permitirá estreitar laços de pesquisas entre o corpo docente do CEFET-MG e UFSJ com o intuito de fomentar novas frentes de pesquisas entre as áreas da Engenharia Mecatrônica e as áreas da saúde, principalmente aquelas vinculadas à bioquímica e equipamentos de saúde.

1.3 Objetivos do Trabalho

O objetivo central do trabalho é investigar os sinais de PPG obtidos por diferentes sensores e em partes do corpo humano, e desenvolver um produto viável mínimo (MVP, do inglês *Minimum Viable Product*). Também, desenvolver um aplicativo para sistema operacional *Android* que permita, pelo menos, recuperar os dados de frequência cardíaca. Os objetivos específicos são:

- Pesquisar sobre as características do sinal de PPG.
- Analisar e especificar sensores para captação dos sinais de PPG.

- Projetar e construir circuitos eletrônicos para serem usados com os sensores especificados no item anterior.
- Desenvolver as partes mecânicas como um anel para adquirir o sinal do PPG do dedo.
- Realizar coletas de sinal de PPG com sensores nas estruturas mecânicas desenvolvidas.
- Estudar e desenvolver aplicativo para sistema operacional *Android* para mostrar a frequência cardíaca.
- Construir um MVP que inclua circuitos eletrônicos, a aplicação *Android* e parte mecânica de fixação dos sensores como um anel.

1.4 Estado da arte

Um estudo que relaciona 25 sistemas usáveis para o controle de saúde revelou que muitos dispositivos tem a baixa aceitação em termos de *design* e usabilidade, devido à natureza volumosa de sensores, baterias e hardware acoplado ao corpo (PANTELOPOULOS; BOURBAKIS, 2008). Várias formas de *design* têm sido exploradas, incluindo os dispositivos usados no dedo, testa, pulso e ouvido. A maioria das propostas de dispositivos usáveis requer conexão com peças adicionais de hardware (para energia de alimentação ou aquisição de dados) que são, em geral, volumosos e difíceis de carregar. Dispositivos de eletrocardiograma (ECG, do inglês *Electrocardiogram*) ambulatoriais contam com tiras de peito ou eletrodos adesivos que podem causar irritações de pele e que as pessoas geralmente não usam fora da atividade de acompanhamento ambulatorial da frequência cardíaca. Esses aspectos são uma barreira para a adoção contínua, porque as pessoas não querem carregar consigo um conjunto de equipamentos adicionais. Além disso, quando as pessoas deixam sua casa, elas normalmente só se lembram de pegar alguns itens. Desta maneira, para fornecer um monitoramento de longo prazo cardiovascular que seja conveniente, deve-se superar os desafios técnicos significativos, em termos de consumo de energia, custo, tamanho, peso, funcionalidade e estética. Além disso, embora não seja sempre enfatizado, há um aspecto social de projetar computadores portáteis e biossensores. O *design* e os custos de um dispositivo usável não apenas refletem o gosto do usuário, mas também influenciam a aceitação do dispositivo pelo paciente (POH *et al.*, 2012). Em geral, as pessoas se importam com a aparência e, por isso, biossensores usáveis podem ser comparados com um item de moda.

Ao pensar na criação do *design* de uns dispositivos vestíveis, (POH *et al.*, 2012) observaram quais dispositivos eletrônicos as pessoas geralmente usam e carregam. Dispositivos

móveis, como telefones celulares e tocadores de música digital portáteis, estão se tornando cada vez mais difundidos e oferecem poder de computação significativo. Assim sendo, (POH *et al.*, 2012) propuseram a criação do dispositivo vestível, conforme é ilustrado na Figura 1.1. Também, BUDIDHA; KYRIACOU (2014) propuseram um dispositivo que contem os sensores de PPG no fone de ouvido, permitindo que o sinal de PPG seja coletado do canal auricular externo.

No final de 2008, a União Internacional de Telecomunicações estimou em 4 bilhões o número de usuário de dispositivos móveis no mundo inteiro, mais da metade da população do mundo (ACHARYA, 2008). O número de *smartphones* em uso no Brasil chegou a 168 milhões em maio de 2016, e a expectativa para 2018 é que esse número alcance a 236 milhões (UOL, 2016). Com isso, é notório o aumento na popularidade dos *smartphones*. Esses são essencialmente dispositivos capazes de processar uma grande quantidade de informações. E como dispositivos de consumo tradicionais, eles têm um fator de estética que é amplamente aceito pelas pessoas para uso diário. Os fones de ouvido que acompanham esses dispositivos são populares, e seu uso é consolidado. Juntos, *smartphones* e fones de ouvido apresentam uma atrativa plataforma usável para detecção de sinal fisiológico.

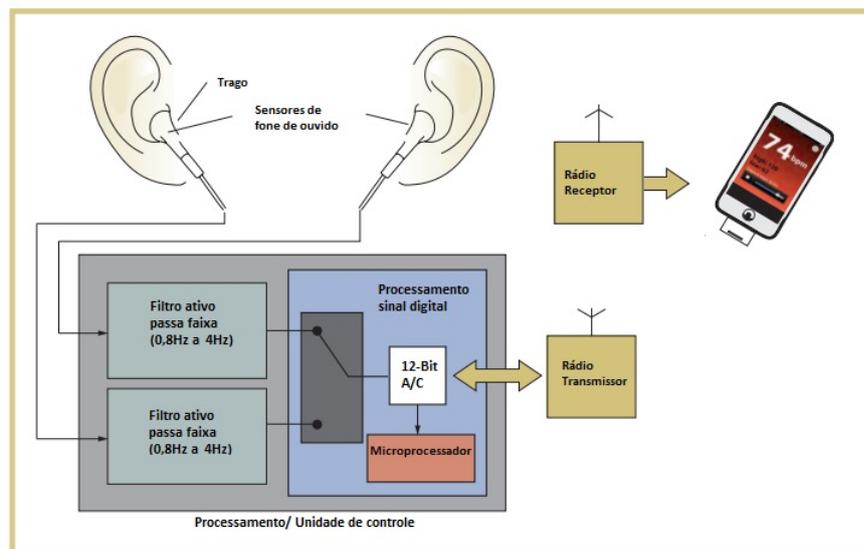


Figura 1.1: Dispositivo vestível proposto por (POH *et al.*, 2012). Adaptado de (POH *et al.*, 2012)

1.5 Metodologia

Para a realização deste trabalho foram estudadas as características do sinal de PPG. O mesmo é constituído por componentes AC e DC, o pico do sinal AC é a sístole, já o vale é a diástole, as frequências fundamentais desse sinal estão entre 0,8Hz e 4Hz que equivalem à 48bpm e 240bpm. Também foram analisados quais os tipos de sensores são capazes de

coletar o sinal de PPG, sendo esses o fototransistor e fotodiodo, que são componentes que aquisitam o sinal de PPG em forma de corrente. Depois, foram realizados estudos sobre o amplificador de transimpedância, que é o componente necessário para converter sinal de corrente para tensão, e TIA que é utilizada em conjuntos dos sensores de fotodiodo. Em termos de processamento do sinal de PPG, foi estudado na literatura qual seria a taxa de amostragem mais utilizada e também quais frequências indesejadas contaminam o sinal de PPG. Também foi desenvolvido o circuito de aquisição do sinal de PPG do fototransistor, e realizado alguns testes para investigar o sinal de PPG. Dessa investigação, confirmou-se que a frequência de amostragem de 100Hz é ótima para aquisição do sinal de PPG. Também foram feitos outros tipos de análises do sinal de PPG coletado com o sensor de fototransistor, e constatou-se que a frequência cardíaca é composta por seus harmônicos. Em seguida, projetou-se filtros analógicos para processamento do sinal, e também observou-se que o filtro de passa baixa atende com eficiência a filtragem do sinal de PPG. Logo após, projetou-se o circuito do transistor de transimpedância para aquisição de dados com o sensor de foto diodo. Depois, foram projetados filtros digitais e foi utilizado o algoritmo de Goertzel para o cálculo da frequência cardíaca. E determinou-se que, para o processamento digital do sinal de PPG *standlone* na plataforma *Arduino*, apenas o algoritmo de Goertzel deve ser utilizado. Em seguida, foi desenvolvida a aplicação *Android* para a exibição da frequência cardíaca. Também, foram projetados anéis para comportar o sensor de fotodiodo. Enfim, foram integrados a parte eletrônica com o Algoritmo de Goertzel utilizando o *Arduino* para tal cálculo, foi colocado o sensor de fotodiodo no anel, e enviou a frequência cardíaca para a aplicação *Android*.

1.6 Organização do Documento

Esse trabalho está dividido em cinco capítulos. O capítulo em questão apresenta a definição do problema, a motivação, os objetivos do trabalho proposto, estado da arte e a organização deste documento. No segundo capítulo são descritos os principais conceitos teóricos necessários para a realização da presente proposta. O terceiro capítulo expõe o desenvolvimento do trabalho em termos de resultados alcançados. Por fim, o quarto capítulo apresenta as conclusões parciais e as sugestões para a continuação do trabalho.

Fundamentos

No presente capítulo é contextualizada a importância do monitoramento em longo prazo da frequência cardíaca. Por seguinte, a definição do sinal de PPG é apresentada e o que pode ser determinado a partir desse sinal. Em seguida, é abordado sobre a funcionalidade das hemoglobinas no corpo humano. Também, é mencionado quais são os locais apropriados para aquisição do sinal de PPG e os tipos de fotopletismografia. Além disso, são abordados os principais sensores e circuitos eletrônicos utilizados na aquisição do sinal de PPG. Depois, é descrita uma breve revisão bibliográfica sobre filtros analógicos e digitais, e as vantagens e desvantagens dos mesmos. Em seguida, são apresentados conceitos importantes sobre a transformada de Fourier e o Algoritmo de Goertzel. Os fundamentos essenciais sobre o processamento do sinal de PPG também são descritos neste capítulo. É abordado de forma sucinta sobre a plataforma *Arduino*, *Bluetooth*, sobre o módulo *Bluetooth*, e sobre a aplicação *Android*. Em seguida, é apresentada informações importantes sobre a prototipagem rápida via impressora 3D. Por fim, é abordado sobre a participação deste projeto em programas de aceleração de *startup* e conceitos sobre modelo de negócios.

2.1 O sinal de fotopletismografia

A pletismografia é uma técnica de medir as variações volumétricas de sangue de diferentes partes do corpo. Desta forma, a fotopletismografia é um método de mensurar essas variações volumétricas através de raios luminosos de forma não invasiva (MOYLE; HAHN; ADAMS, 2002). O princípio básico de funcionamento da fotopletismografia consiste no uso de um diodo emissor de luz (LED, do inglês *Light Emitting Diode*) emitindo raios luminosos nos tecidos e corrente sanguínea que são coletadas de forma reflexiva ou transmissiva pelo fotorreceptor. Vale ressaltar que as mudanças no fluxo sanguíneo ocorrem apenas nas artérias e arteríolas, e não nas veias, ou seja, o sinal de PPG apenas pode ser adquirido em artérias e arteríolas. Na Figura 2.1, é mostrada a forma de onda do sinal

de PPG que apresenta componentes de tensão contínua (DC, do inglês *Direct Current*) e alternada (AC, do inglês *Alternating Current*). Como as artérias apresentam maior volume de sangue, durante a fase sistólica (contração do coração) mais raios luminosos são refletidos para o fotodetector, o pico do sinal AC é a sístole; já o vale é a diástole (relaxação do coração). Além disso, nota-se que o ciclo cardíaco acontece entre dois picos de sístoles ou vales de diástoles, ou seja, a frequência fundamental da componente AC depende do ciclo cardíaco. Também, os componentes DC do PPG são advindos de sangue arterial não pulsante, sangue venoso, tecidos e ossos (TAMURA *et al.*, 2014). Quanto as frequências do sinal pulsante, essas estão compreendidas entre 0,8Hz e 4Hz que equivalem a 48bpm e 240bpm (POH *et al.*, 2012). As principais fontes de sinais indesejados no sinal de PPG são artefatos de movimento, ruídos elétricos e a luz ambiente.

Além da frequência cardíaca poder ser extraída do PPG, uma outra variável é a taxa de saturação de oxigênio no sangue arterial, porém esse é apenas calculado através de sinais coletados quando são usados LEDs de luz vermelha e infravermelha. Isso é abordado nas seções subsequentes.

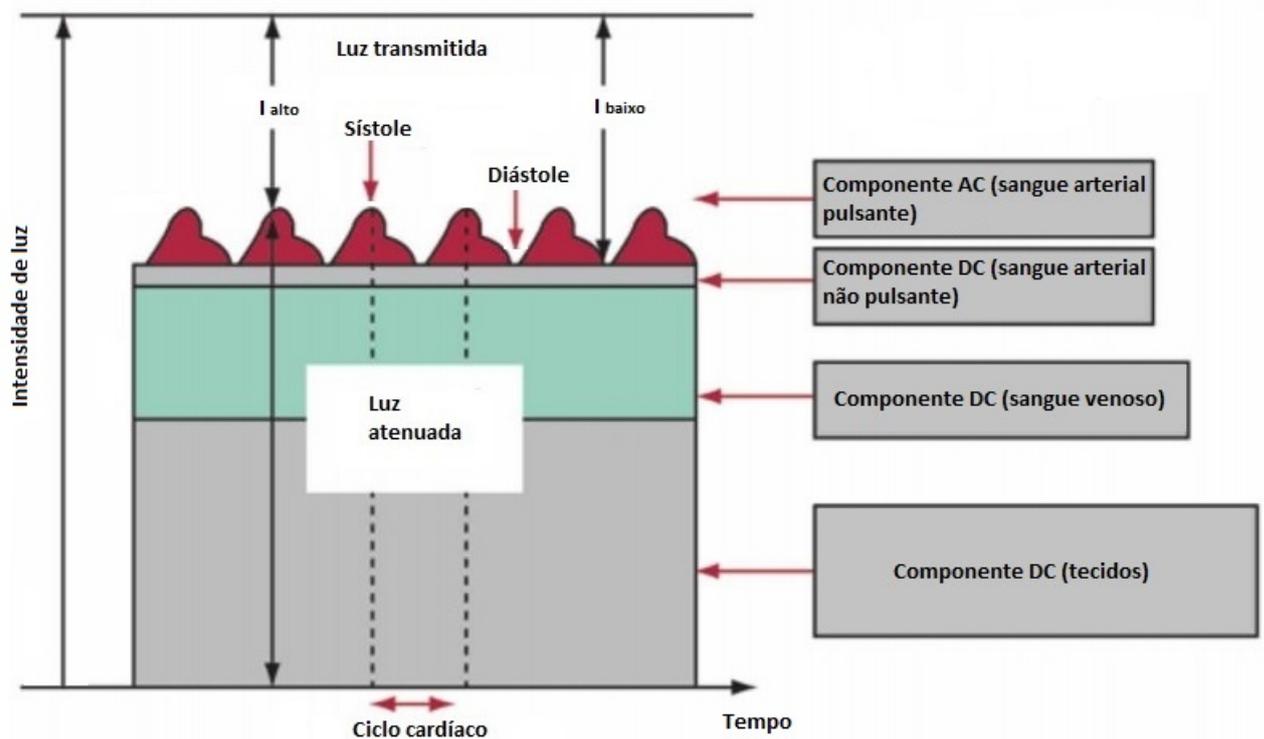


Figura 2.1: Sinal de fotopletismografia. Fonte: Adaptado de (CLARKE, 2015)

2.1.1 Contexto histórico da fotopletismografia

HERTZMAN; SPEALMAN (1937) foram um dos pioneiros a usar fotopletismografia para mediar as variações no volume sanguíneo no dedo de pacientes. Em 1940, as primeiras análises do sinal de PPG foram iniciadas, pois com amplificadores analógicos pôde-se verificar a existência de componentes alternado e contínuo nesse sinal (HERTZMAN; DILLON, 1940). O médico Glenn Allen Millikan, durante a Segunda Guerra Mundial, usou o PPG para medir a saturação de oxigênio nos pilotos americanos. Por seguinte, Polanyi e Hehir (1962) utilizaram a fotopletismografia reflexiva para medir a saturação de oxigênio *in vivo*. Depois, GEDDES (1997) utilizou fibra óptica e LEDs para coletar o sinal de PPG. A produção em massa de equipamentos que medem o sinal de PPG só foi possível com o advento da criação do LED. Esse componente trouxe vantagens como proteção dos tecidos epiteliais contra queimaduras, acionamento liga-desliga de forma rápida, maior estabilidade dos raios luminosos (MOYLE; HAHN; ADAMS, 2002).

2.1.2 A função das hemoglobinas no corpo humano

O oxigênio tem um papel fundamental na respiração celular e nos processos químicos pelos quais as células humanas convertem energia. Na respiração humana normal, primeiro o CO_2 sai do fluxo sanguíneo para os alvéolos pulmonares, depois o O_2 difunde dos alvéolos pulmonares para a corrente sanguínea conforme ilustra a Figura 2.2 (CLARKE, 2015). Porém, o oxigênio é insolúvel em água e necessita de um carregador, papel desempenhado pela hemoglobina. As hemoglobinas são moléculas proteicas constituídas de quatro subunidades e têm como grupo prostético um grupo, *heme*, no qual o ferro tem o papel de se ligar ao oxigênio (NELSON; COX, 2011)

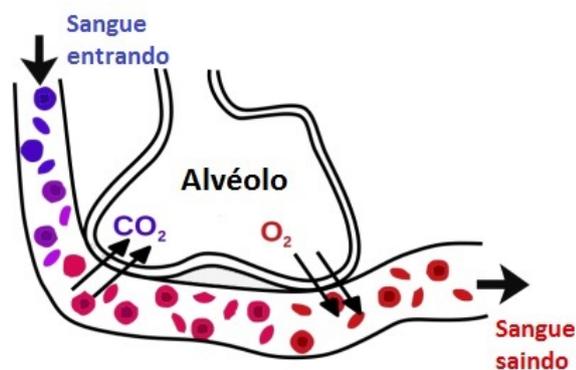


Figura 2.2: Troca gasosa nos pulmões. Adaptado de (CLARKE, 2015)

As hemoglobinas encontradas no sangue de adultos saudáveis são classificadas em:

- Oxi-hemoglobina (HbO_2) quando é encontrada ligada ao oxigênio.

- Hemoglobina não oxigenada (*Hb*) quando não está completamente saturada de oxigênio.
- Meta-hemoglobina (*MetHb*) que é uma forma diferente de hemoglobina, e não está disponível para o transporte de oxigênio.
- Carboxihemoglobina (*COHb*), quando está saturada com monóxido de carbono, e com baixa afinidade para o oxigênio (CLARKE, 2015).

Observa-se que apenas as hemoglobinas HbO_2 e Hb são capazes de transportar oxigênio. Com isso, o sangue arterial de uma pessoa saudável deve ter pelo menos 95% de hemoglobinas transportando oxigênio. Essa porcentagem é denominada a saturação de oxigênio no sangue (SaO_2) e é descrita na equação por:

$$SaO_2 = \frac{[HbO_2]}{[TotaldeHb]} \times 100\% \quad (2.1)$$

As hemoglobinas HbO_2 e Hb apresentam diferentes coeficientes de extinção quando um feixe de luz incide nas mesmas. Esse coeficiente pode ser definido o quão intensa uma substância absorve luz em um determinado comprimento de onda (MOYLE; HAHN; ADAMS, 2002). Assim, na Figura 2.3 é mostrado esse parâmetro das HbO_2 e Hb em uma faixa de comprimento de onda da luz verde até a luz denominada pré infravermelho. O principal ponto de intercessão, aquele no qual os coeficientes de extinção da HbO_2 e da Hb são os mesmos, ocorre no comprimento de onda de 805nm. Tal ponto é denominado isosbético.

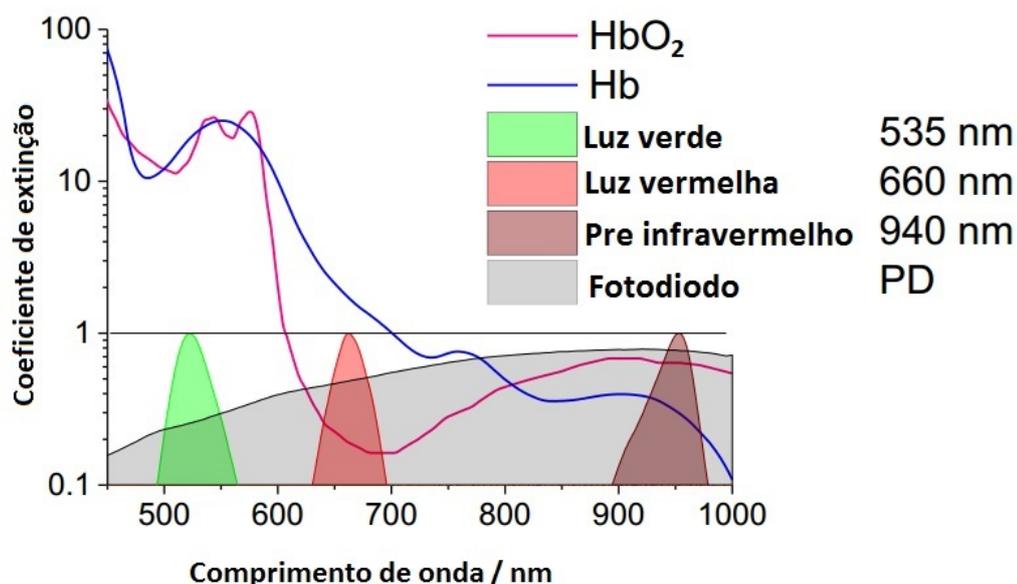


Figura 2.3: Coeficientes de extinção da HbO_2 e Hb para diversos comprimentos de onda (HALBRITTER; WEBER; S., 2014a)

Com isso, segundo (MOYLE; HAHN; ADAMS, 2002) os comprimentos de onda ideais para os sensores de PPG estão entre 600nm e 1000nm, porém ondas de comprimento próximo de 660nm podem ser susceptíveis à interferência da luz ambiente. Já as ondas de comprimento em torno de 1300nm apresentam grande absorção pelos tecidos e água. O ponto isobéstico apresenta o comprimento ideal de onda para obter um sinal de PPG com boa qualidade. A luz com comprimentos de onda entre 500 e 600nm (região verde-amarela do espectro visível) exibe a maior profundidade de modulação com a absorção de sangue pulsátil. Já a luz denominada pré infravermelha e infravermelha (IR, do inglês *Infrared*), que seus comprimentos de onda estão compreendidos entre 900nm e 1300nm, são melhores para a medição de tecido-fundo fluxo sanguíneo (por exemplo, o fluxo sanguíneo nos músculos).

Na Figura 2.3, pode-se observar que o coeficiente de extinção é maior para a luz verde. Assim sendo, pode-se afirmar que a luz verde é fortemente absorvida pela hemoglobina, sendo essa incapaz de penetrar mais profundamente nos tecidos. Um outro fator é que a luz verde é ainda mais absorvida por tonalidades de pele mais escuras. A melanina é um pigmento que define a tonalidade da cor da pele, quanto mais melanina há na pele, mais escura será a tonalidade. A melanina é um bom absorvedor de luz verde (TECHNOLOGIES, 2016). Em suma, tanto a hemoglobina e a melanina são bons absorvedores de luz verde.

Com isso, as componentes DC e AC do sinal de PPG apresentam valores pequenos se comparados com os sinais coletados quando os emissores são de infravermelho e vermelho, pois menos luz verde é refletida para o sensor (caso seja do modo reflexivo) ou transmitida (caso seja o sensor transmissivo). As definições de sensores reflexivos e transmissivos são descritas na próxima seção.

Na Figura 2.4 são ilustrados sinais de PPG coletados quando os foto emissores de luz vermelha e infravermelha são utilizados.

O cálculo da saturação de oxigênio é dado por:

$$R = \frac{AC_{vermelho}/DC_{vermelho}}{AC_{IR}/DC_{IR}} \quad (2.2)$$

Os valores dos componentes AC devem ser em valores eficazes (RMS, do inglês *Root Mean Square*). De posse da razão, R , pode-se determinar o (SaO_2), pelo o gráfico da Figura 2.5.

Vale ressaltar que quando apenas a luz verde, vermelha ou infravermelha é utilizada como fotoemissor, é possível apenas medir a frequência cardíaca. Quando é usado fotoemissor de luz vermelha e infravermelha, pode-se estimar a saturação de oxigênio no sangue.

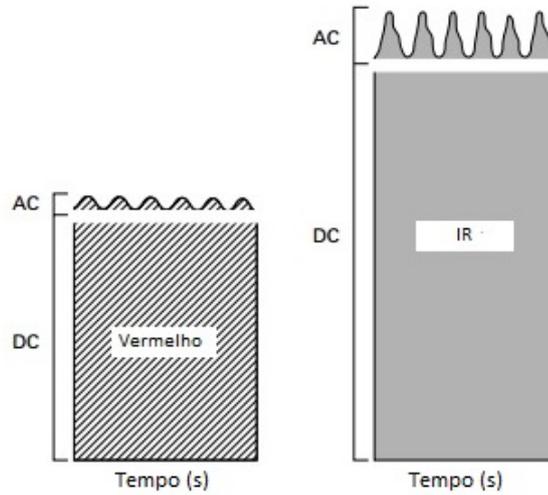


Figura 2.4: PPG para foto emissores de luz vermelha e infravermelha MOYLE; HAHN; ADAMS (2002)

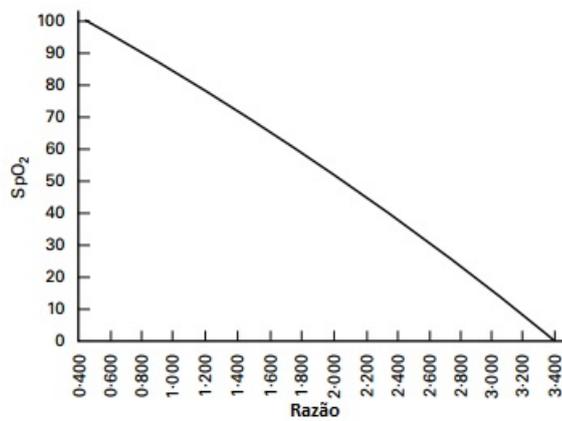


Figura 2.5: Curva para encontrar a saturação de oxigênio no sangue (MOYLE; HAHN; ADAMS, 2002).

2.1.3 Fotopletismografia reflexiva e transmissiva

Além de determinar os comprimentos de ondas da fonte luminosa, outro parâmetro importante para a medição do sinal de PPG é como os componentes opto eletrônicos estão posicionados. A Figura 2.6 demonstra os dois tipos de fotopletismografia, transmissiva e reflexiva, de acordo com o posicionamento do fotorreceptor.

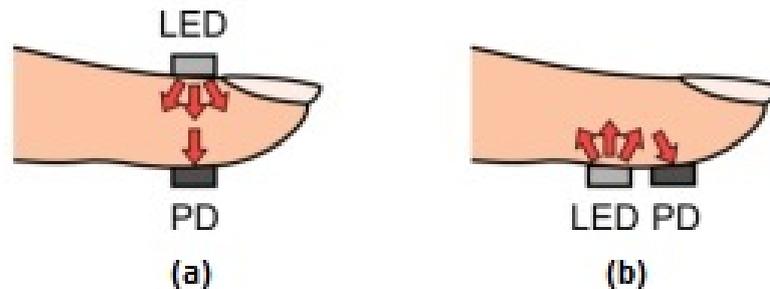


Figura 2.6: (a) Fotopletismografia transmissiva. (b) Fotopletismografia reflexiva. Adaptado de (TAMURA *et al.*, 2014)

Os sensores no modo reflexivo possuem maior suscetibilidade à ruídos advindos de artefatos movimentos se comparados com o do modo transmissivo (PAIM, 2005). Outra diferença entre esses modos de posicionamento é o consumo energético, em que os sensores no modo transmissivo consomem mais energia, pois precisam de uma intensidade luminosa maior para a coleta do PPG. Cabe ressaltar que, em algumas regiões do corpo humano o único modo de acessar o sinal de PPG é via sensores reflexivos como o lóbulo da orelha (TAGAWA; TAMURA; OBERG, 2011).

2.1.4 Locais de medição do sinal de PPG

A colocação dos sensores de PPG geralmente é feita nas regiões dos dedos das mãos, dos pés e no lóbulo da orelha (MOYLE; HAHN; ADAMS, 2002). BUDIDHA; KYRIACOU (2014) propuseram um dispositivo que contém os sensores de PPG no fone de ouvido, assim, o sinal de PPG é coletado do canal auricular externo. Além disso, (POH *et al.*, 2012) fizeram um dispositivo de monitoramento contínuo utilizando o sensor integrado com fone de ouvido convencional e uma aplicação *Android* para exibição dos batimentos cardíacos.

2.2 Circuitos eletrônicos

Nessa seção é abordada uma revisão dos circuitos eletrônicos que envolvem a aquisição do sinal de PPG.

2.2.1 Sensores de PPG

Dentre alguns sensores utilizados para adquirir o sinal de PPG, alguns possuem fotodiodos, e outros fototransistores como fotodetector.

Sensor com fotodiodo

Dos sensores utilizados para obtenção do sinal de PPG, alguns possuem um fotodiodo ou fototransistor como fotodetector. Na Figura 2.7 é ilustrado o sensor SFH7050 da empresa *OSRAM* que possui um fotodiodo, e suas dimensões são: comprimento 4,7mm, largura de 2,5mm e profundidade de 0,9mm. Os fotodiodos são componentes semicondutores que geram corrente elétrica quando expostos a luz.

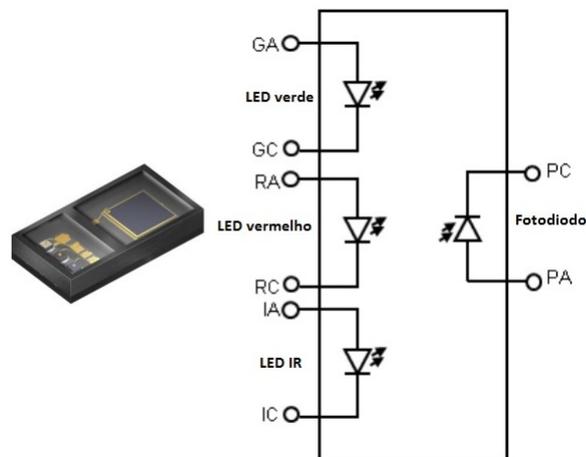


Figura 2.7: Sensor SFH 7050. Adaptado (HALBRITTER; WEBER; S., 2014b)

Como mencionado acima, o fotodiodo gera corrente quando exposto a luz, com isso, essa corrente deve ser convertida em tensão para ser suscetível a processamento. Para realizar tal fato, usa-se um circuito de transimpedância conforme é mostrada na Figura 2.8.

Para acionar os LEDs do sensor SFH7050 de forma alternada é necessário usar uma modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*) que pode ser gerado via a plataforma *Arduino*. Na Figura 2.9 é apresentado o diagrama de blocos do acionamento dos LEDs e aquisição do sinal de PPG. Observa-se que V_{sinal} é o sinal de PPG em tensão.

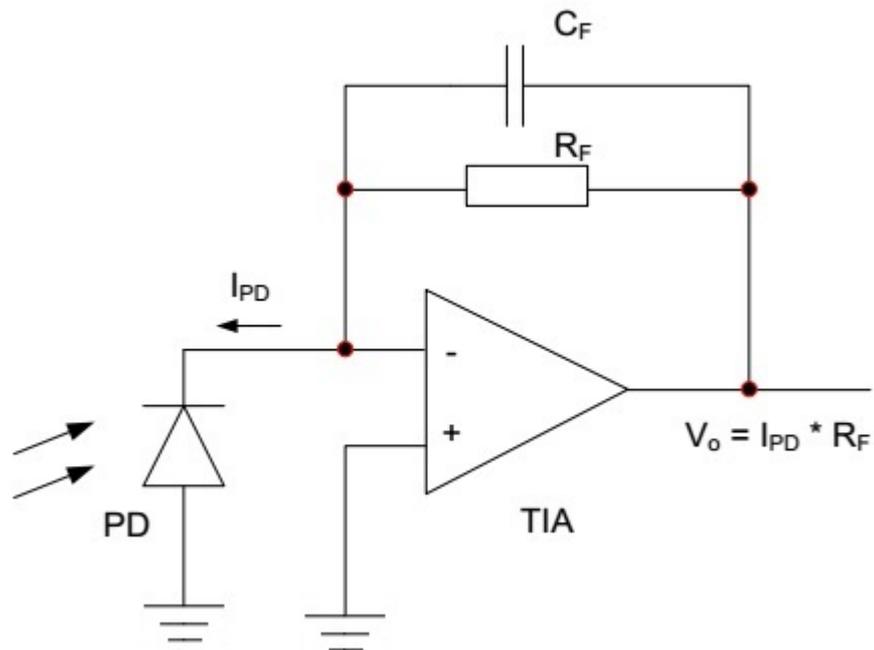


Figura 2.8: Transimpedância para acionamento do SFH7050. Adaptado de (HALBRITTER; WEBER; S., 2014a)

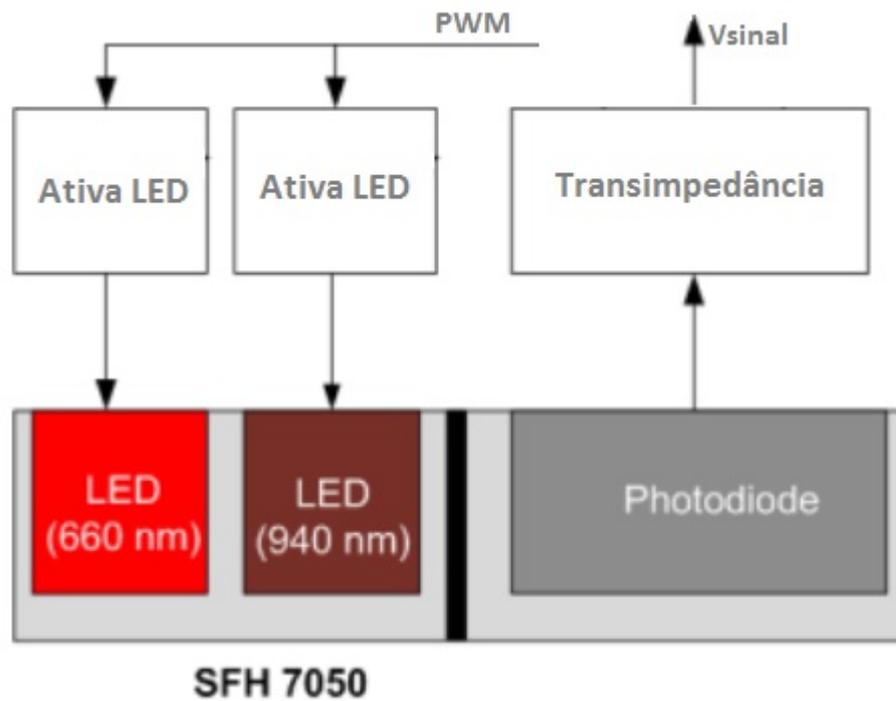


Figura 2.9: Circuito de acionamento TCRT 1000. Adaptado de (HALBRITTER; WEBER; S., 2014a)

Sensor com fototransistor

Outra alternativa é a utilização de sensores com fototransistores. Como exemplo, veja na Figura 2.10 em que é mostrado o sensor TCRT 1000 da empresa *Vishay* que possui um fototransistor. Assim como o fotodiodo, os fototransistores absorvem luz e convertem isso em corrente.

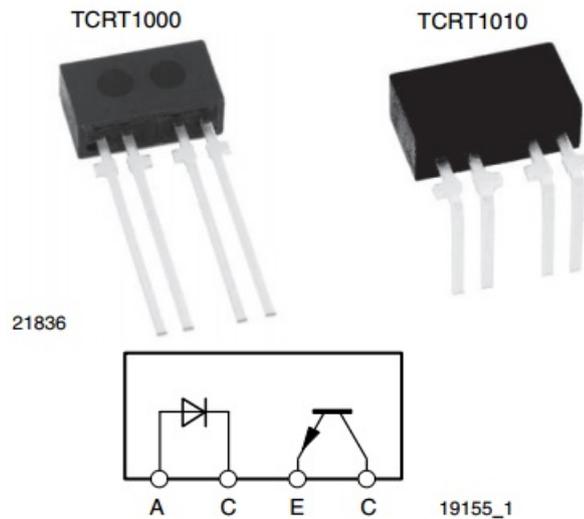


Figura 2.10: Sensor TCRT 1000. Adaptado de (VISHAY, 2002).

Existem duas formas de condicionamento de sinais nos fototransistores como é mostrado na Figura 2.11. A diferença entre essas configurações está no posicionamento do resistor R . Para acionar o LED do sensor TCRT 1000 é necessário apenas polarizá-lo de forma direta.

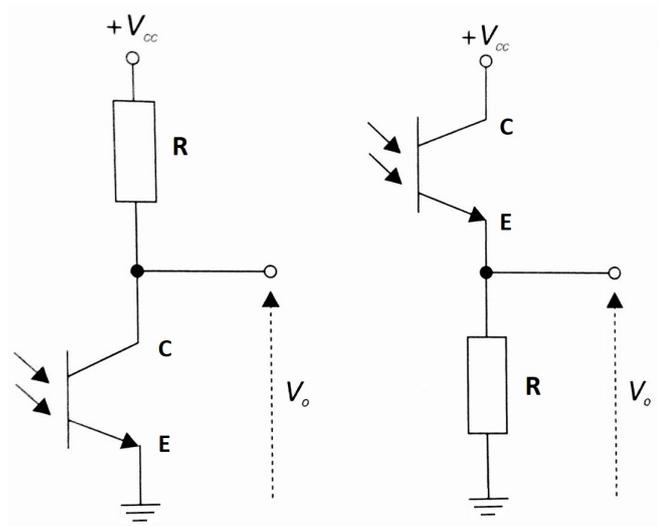


Figura 2.11: Circuito de acionamento TCRT 1000. Adaptado de (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2013)

2.2.2 Polarização de transistores

Neste trabalho será mais utilizada a configuração emissor comum que é apresentada na Figura 2.12.

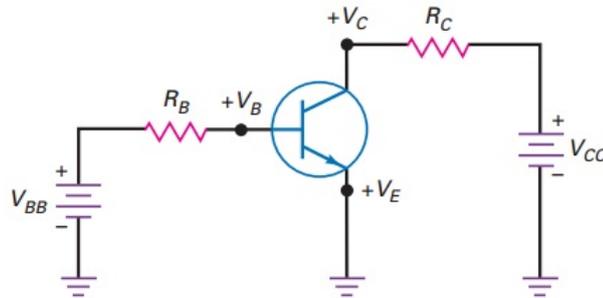


Figura 2.12: Polarização de transistor no modo coletor emissor. Adaptado de (MALVINO; BATES, 2015)

As curvas características da configuração emissor-comum são mostradas na Figura 2.13. A parte (a) da Figura 2.13 é ilustrada a curva tensão base-emissor (V_{BE}) versus corrente de base (I_B), e essa é denominada curva de entrada e a junção base-emissor pode ser modelada como um diodo, uma vez que essa junção deve ser polarizada diretamente. Já a parte (b) da Figura 2.13 são mostradas as curvas de saída nas quais três variáveis estão relacionadas: tensão (V_{CE}), corrente de coletor (I_C) e corrente de base (I_B). Quando V_{CE} é próximo de zero, a junção base-emissor não está diretamente polarizada, porém quando há um aumento de tensão (V_{CE}), a corrente do coletor aumenta de forma linear, essa região é denominada região de saturação. Quando tal corrente alcança determinado valor, (V_{CE}) torna contante, essa é a região ativa. Por fim, quando V_{CE} aumenta consideravelmente a região de ruptura é alcançada. Os gráficos da Figura 2.13 são referentes ao transistor 2N3904.

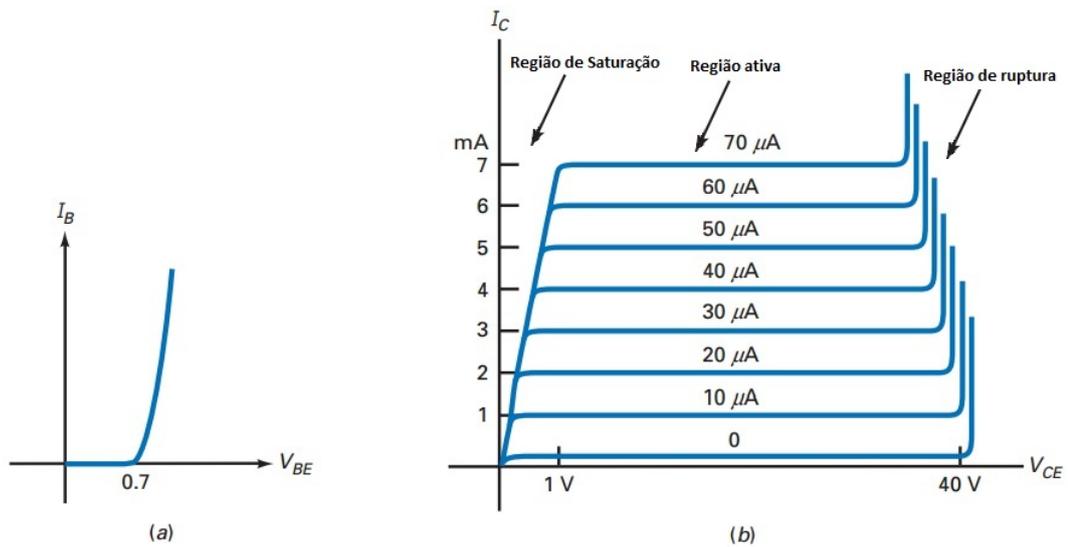


Figura 2.13: (a) A curva V_{BE} x I_B . (b) A curva V_{CE} x I_C do transistor 2N3904. Adaptado de (MALVINO; BATES, 2015)

2.2.3 Modelo do fotodiodo

O fotodiodo é um componente semicondutor capaz de converter fóton em sinal elétrico (GRAEME, 1995). Na Figura 2.14 é mostrado (a) o modelo ideal do fotodiodo e (b) o modelo detalhado do fotodiodo. O entendimento do modelo detalhado do fotodiodo é essencial para o projeto do amplificador de transimpedância que é explanado na seção subsequente.

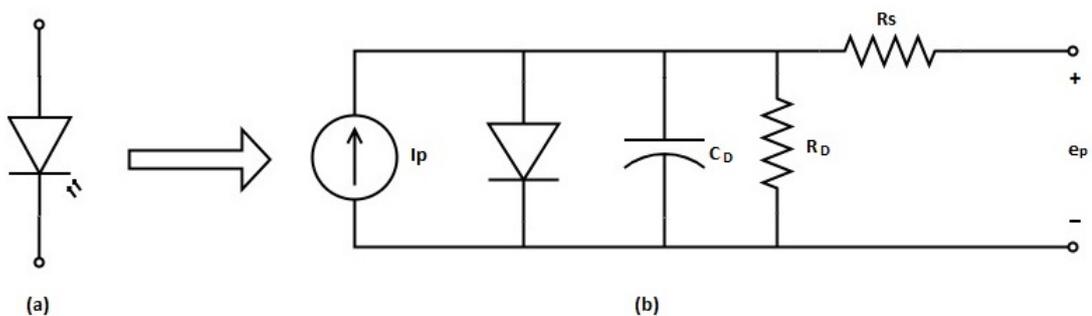


Figura 2.14: Modelo real de um fotodiodo

Os parâmetros parasitas são I_p , C_D , R_D e R_s . A fonte de corrente I_p é o sinal do fotodiodo e o diodo representa a condição da tensão na polarização reversa. A resistência R_D é a resistência de *dark current*, também tal parâmetro apresenta um alto valor da ordem de M-ohms. A *dark current* aparece mesmo quando não há nenhuma luz sendo irradiada no fotodiodo. Além disso, a resistência R_s é denominada a resistência em série que é caracterizada por um valor baixo da ordem de k-ohms. Por fim, o parâmetro parasita que precisa de atenção no projeto da transimpedância é o capacitor C_D , pois esse pode causar instabilidade e gerar ruído no circuito de transimpedância.

2.2.4 Amplificador de transimpedância

O amplificador de transimpedância (TIA, do inglês *Transimpedance Amplifier*) é uma configuração do amplificador operacional para converter corrente para tensão. Existem duas configurações a fotovoltáica e fotocondutiva do TIA, conforme é mostrado na Figura 2.15.

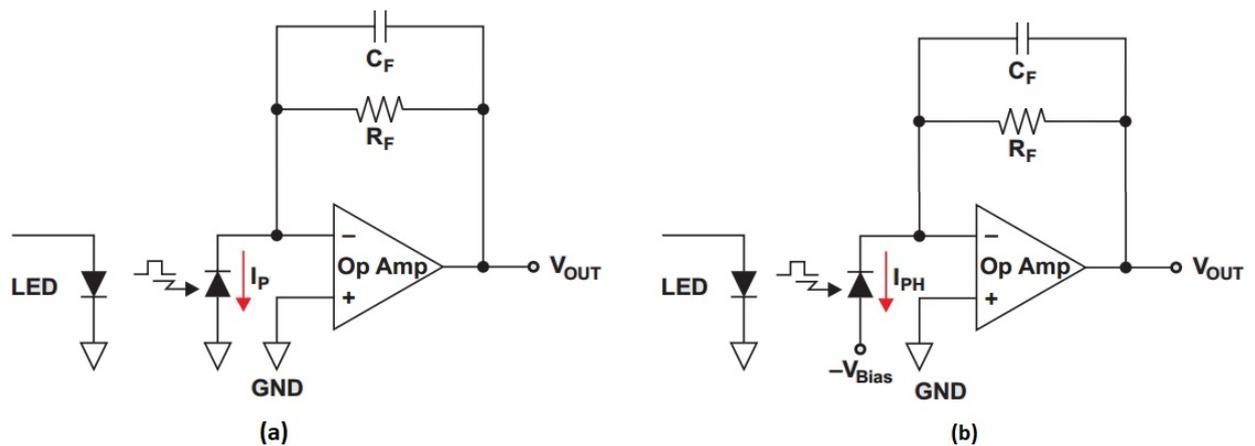


Figura 2.15: (a) Configuração fotocondutiva com zero de tensão de polarização (fotocondutiva ZP). (b) Configuração fotocondutiva com tensão de polarização reversa (fotocondutiva PR). Adaptado de (BAKER, 2012)

A configuração fotocondutiva com tensão de polarização reversa é mostrada na Figura 2.15(a) e geralmente usada em aplicações que requerem a conversão corrente-tensão seja rápida. Como por exemplo, o TIA usado na internet por fibra óptica. Já o fotodiodo de configuração com zero de tensão de polarização, que é ilustrada na Figura 2.15(b), é usada em circuitos de precisão, como por exemplo, monitores de frequência cardíaca por PPG.

Na Figura 2.16 é mostrada a curva característica de um fotodiodo. Vale ressaltar que no presente texto é focado na configuração fotocondutiva de zero tensão de polarização, pois neste tipo de configuração a *dark current* é minimizada reduzindo o nível de ruído.

Parâmetros de escolha de um AmpOp para a aplicação de TIA

De acordo com (BAKER, 2016), o amplificador operacional para a aplicação de transimpedância deve possuir as seguintes características:

- Baixa corrente de polarização de entrada do amplificador na ordem de pico amperes em $25^{\circ}C$.
- Baixa tensão de entrada.
- Baixo ruído.

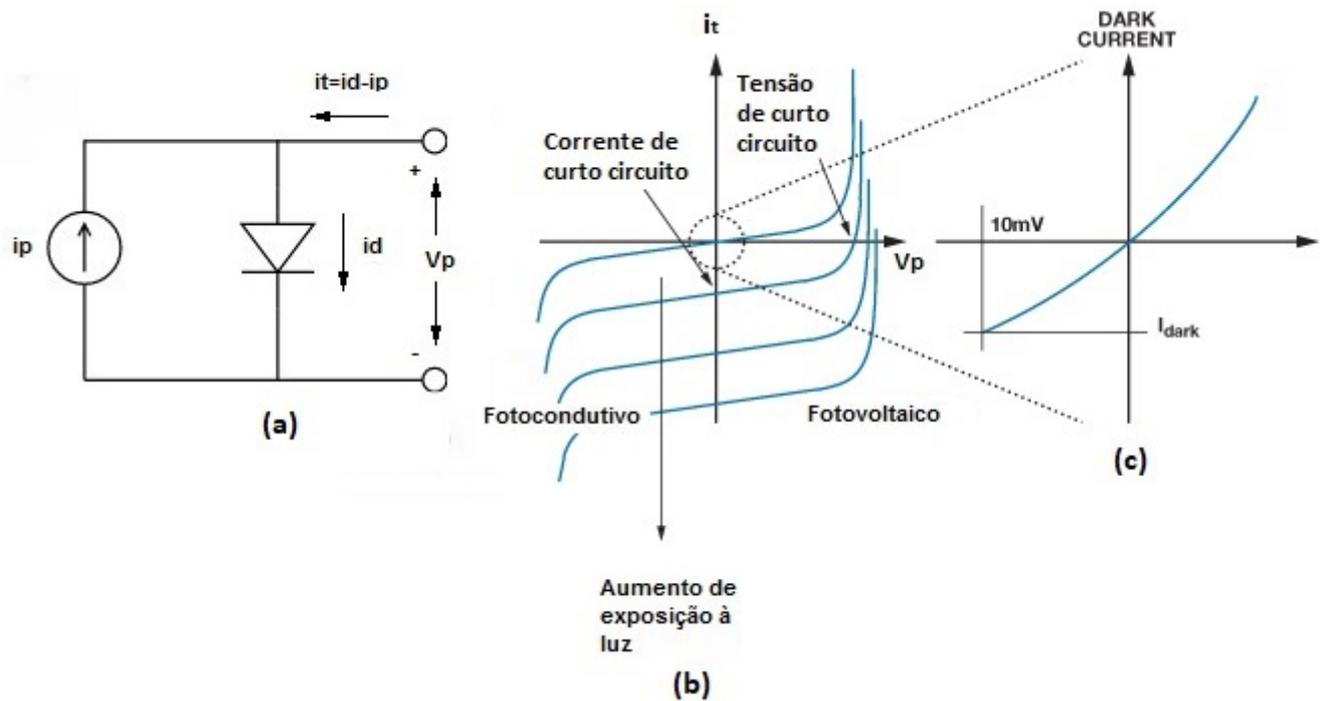


Figura 2.16: Curva tensão versus corrente no fotodiodo. Adaptado de (OROZCO, 2013) e (GRAEME, 1995)

- Baixa capacitância de entrada.
- Topologia FET ou CMOS com ruído de baixa tensão.
- Tensão de *offset* da ordem de μV .

Caso a corrente de polarização não seja ínfimo, a corrente de polarização de entrada pode gerar uma tensão de saída errada, pois tal corrente é conduzida pelo resistor R_f .

Cálculos dos parâmetros do TIA

O TIA converte corrente para um sinal de tensão estável. Na Figura 2.17 são ilustrados o TIA do modelo ideal e do modelo detalhado.

Para a obtenção das funções de transferência de ambas configurações mostradas na Figura 2.17, deve ser considerado que impedância de entrada do amplificador é infinita. Com isso, qualquer sinal de tensão na entrada não inversora, essa aparece na entrada inversora. Tal fato é denominado curto-circuito virtual. Como as entradas não inversoras dos amplificadores da Figura 2.17 estão conectadas no terra, isso significa que há um terra virtual na entrada inversora. Em outras palavras, a tensão V_a mostrada na Figura 2.17 é igual à zero.

O cálculo da função de transferência do circuito da Figura 2.17(a) é descrito pelos seguintes passos:

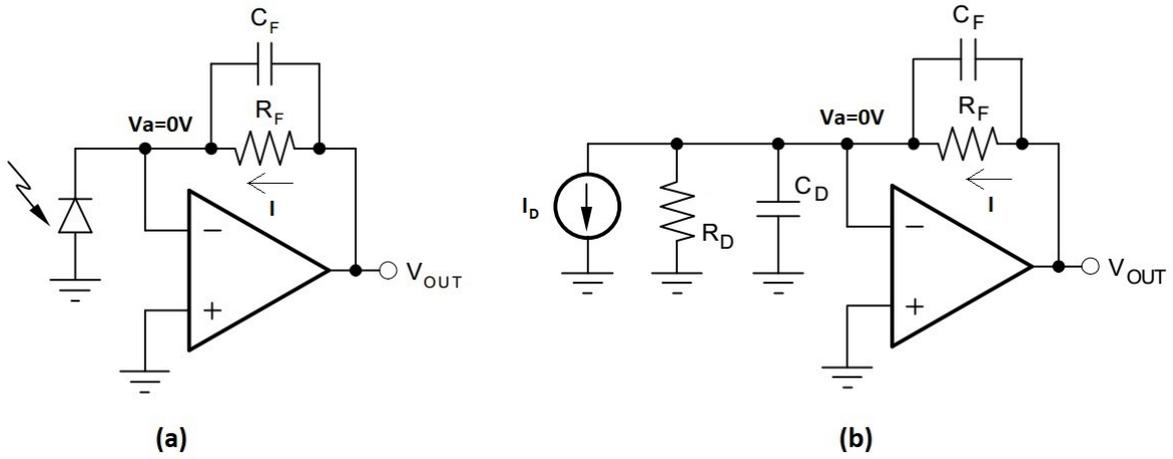


Figura 2.17: (a)TIA modelo ideal (b) TIA modelo detalhado. Adaptado de (WANG; ERHMAN, 2005)

$$Z_f = R_f // C_f = \frac{R_f}{sR_fC_f + 1} \quad (2.3)$$

Tem-se:

$$\frac{V_{out} - V_a}{Z_f} = \frac{V_{out}}{Z_f} = I \quad (2.4)$$

Como um função de transferência é a relação saída sobre entrada, então tem-se:

$$A(s) = \frac{V_{out}}{I} = Z_f = \frac{R_f}{sR_fC_f + 1} \quad (2.5)$$

Já a função de transferência do circuito da Figura 2.17(b) é dada por:

$$A_{real}(s) = \frac{R_f + R_D}{R_D} \frac{1 + s \frac{R_f R_D}{R_f + R_D} (C_D + C_f)}{1 + sR_fC_f} \quad (2.6)$$

Rescrevendo a função de transferência da equação (2.6) em termos de funções de $j2\pi f$, tem-se a seguinte resposta em frequência:

$$A_{real}(j2\pi f) = \frac{R_f + R_D}{R_D} \frac{1 + j2\pi f \frac{R_f R_D}{R_f + R_D} (C_D + C_f)}{1 + j2\pi f R_f C_f} \quad (2.7)$$

Realizando algumas simplificações da equação (2.7), tem-se:

$$A_{real} = \frac{R_f + R_D}{R_D} \frac{1 + j \frac{f}{f_z}}{1 + j \frac{f}{f_p}} \quad (2.8)$$

Sendo f_z igual a:

$$f_z = \frac{R_f + R_D}{R_f R_D} \frac{1}{2\pi(C_f C_D)} \quad (2.9)$$

E f_p é dado por:

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_f C_f)} \quad (2.10)$$

Geralmente, o valor do resistor R_f é menor que o do resistor R_D , com isso, o termo $\frac{R_f + R_D}{R_f R_D}$ é próximo de 1. Então, $f_z \leq f_p$ conforme é mostrada na Figura 2.18

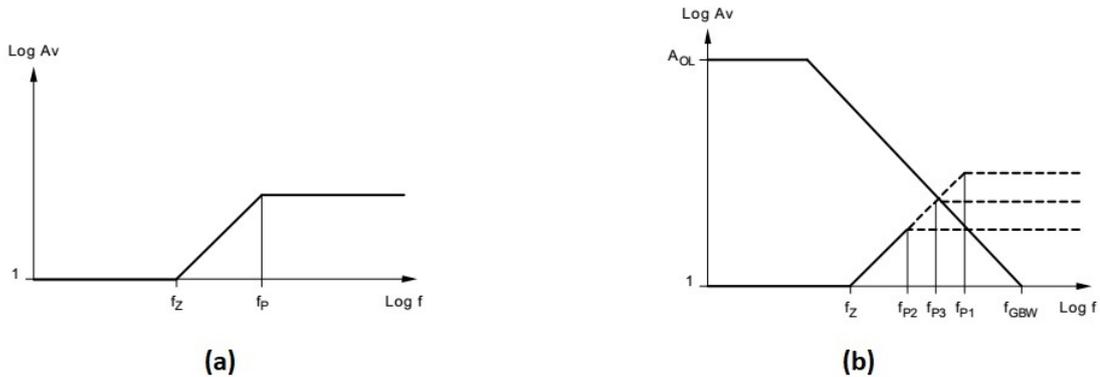


Figura 2.18: (a) Diagrama de bode para equação 2.6 (b) Diagrama com diferentes valores de f_p (WANG; ERHMAN, 2005)

Na Figura 2.18(b) são apresentados três valores diferentes para f_p , sendo f_{p1} , f_{p2} e f_{p3} . Em um frequência f_p mais implica em um ganho maior, portanto, em uma frequência de cruzamento de ganho de 0dB também mais alta. Diante disso, há um tendência que o TIA seja instável para f_{p1} , e para os valores de f_{p2} e f_{p3} o TIA pode ser estável. No entanto, a solução ótima é para f_{p3} , pois a tensão de saída V_{out} para na frequência f_{p3} pode apresentar maior valor que na frequência f_{p2} .

Tem-se a expressão do ganho A_{CL} que é mostrada a seguir:

$$A_{CL}(f \gg f_p) = \frac{C_f + C_D}{C_f} \quad (2.11)$$

A equação 2.11 é equivalente à:

$$\frac{G_{BW}}{f_p} = \frac{C_f + C_D}{C_f} \quad (2.12)$$

Sendo G_{BW} o ganho da faixa de passagem do amplificador operacional. Efetuando algumas simplificações, tem-se:

$$C_f = \frac{1}{4\pi R_f G_{BW}} [1 + \sqrt{1 + 8\pi R_f C_D G_{BW}}] \quad (2.13)$$

2.3 Filtros

Filtros são sistemas lineares invariantes no tempo (LTI, do inglês *Linear time invariant*) que tem a função de modificar as características dos sinais de entrada. Assim sendo,

os sinais de saída contêm somente uma faixa de frequências desejadas.

Além disso, os tipos básicos de filtros ideais são mostrados na Figura 2.19. O filtro passa baixa deixa passar sinais de frequências abaixo da f_c e atenua sinais com frequências superiores a f_c . Já o filtro do tipo passa altas permite a passagem de sinais de frequências acima da f_c e atenua sinais com frequências inferiores a f_c . Um outro tipo de filtro é o passa faixa que deixa passar sinais de frequências entre uma faixa delimitada por duas frequências. Por último, o filtro rejeita faixa atenua sinais de frequências entre uma determinada faixa de frequência (NILSSON; RIEDEL, 2009).

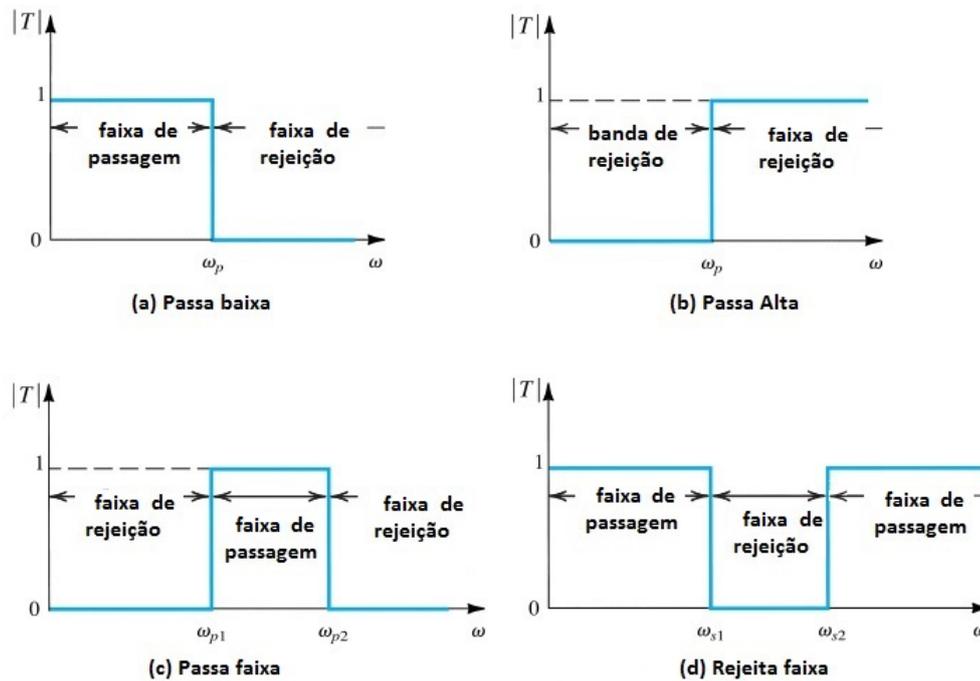


Figura 2.19: (a) Filtro passa baixa, (b) Filtro passa alta, (c) Filtro passa faixa, (d) Filtro rejeita faixa. Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2009)

Sabe-se que o valor de f_c é dado em Hz, então a conversão desse valor para rad/s é determinada por:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (2.14)$$

2.3.1 Filtros analógicos

Os filtros são utilizados em sistemas eletrônicos com o intuito de ressaltar sinais em determinadas faixas de frequência e rejeitar outras. Também são conhecidos como seletores de frequência, com isso, são classificados quanto a faixa de frequência, ou frequência de corte (f_c) que esses operam

Projeto de filtros

Nas Figuras 2.19 são mostrados as respostas de filtros ideais, no entanto, a resposta real de um filtro passa baixa é mostrada na Figura 2.20.

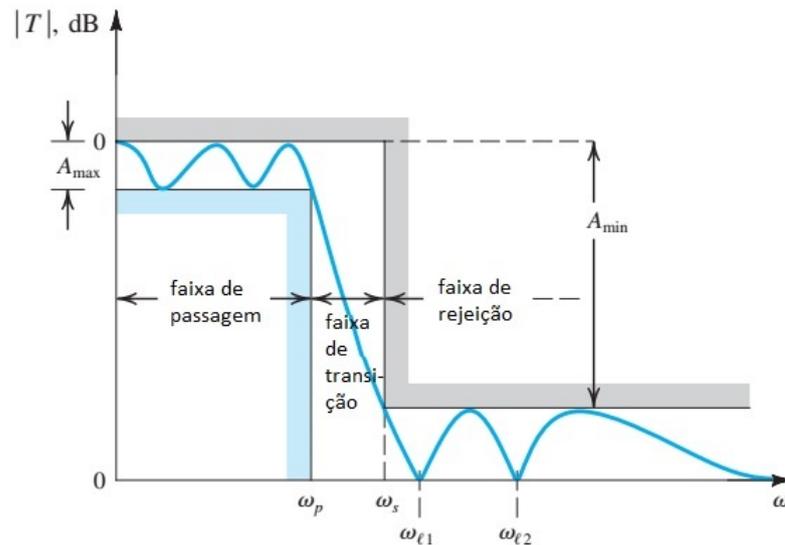


Figura 2.20: Resposta real de um filtro passa baixa. Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2009)

O A_{max} determina as ondulações da faixa passante dos filtros e é um parâmetro encontrado pelas metodologias de projeto *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel*. Assim como as três regiões principais faixas: de passagem, transição e rejeição.

Além disso, a função de transferência geral do filtro passa baixa é descrita por:

$$A(s) = \frac{A_o}{\prod_i (1 + a_i s + b_i s^2)} \quad (2.15)$$

Pode-se dizer que a equação (2.15) está normalizada, com isso, $S = s/w_c$.

Com isso, ao realizar o projeto de um filtro passa baixa quatro parâmetros devem ser especificados (SEDRA; SMITH, 2009).

- A frequência ω_p .
- A máxima variação na faixa de passagem, A_{max} .
- A frequência ω_s .
- A mínima variação na faixa de rejeição, A_{min} .

Tais parâmetros pode ser calculados pelas metodologias de *Butterworth*, *Chebyshev*, e *Bessel*. Para essas técnicas, a determinação dos coeficientes a_i e b_i , $i = 1, \dots, n$ é feita com auxílio das Tabelas A.1, A.2 e A.3 apresentadas no Apêndice A.

A aproximação de *Butterworth* apresenta faixa passante plana. Então, esse filtro é usado para evitar falseamento em aplicações de conversão analógico-digital (A/D, do inglês *Analog-Digital*) nos quais as distorções do sinal na faixa de passagem devem ser mínimas. Na Figura 2.21 são mostrados as respostas de diferentes ordens dos filtros passa-baixa de *Butterworth*, o eixo das abcissas apresenta a frequência normalizada ($\bar{\omega}=\omega/\omega_c$). Observa-se que quanto maior for a ordem do filtro, a faixa de passagem torna-se próxima à um filtro ideal conforme é apresentado na Figura 2.19.

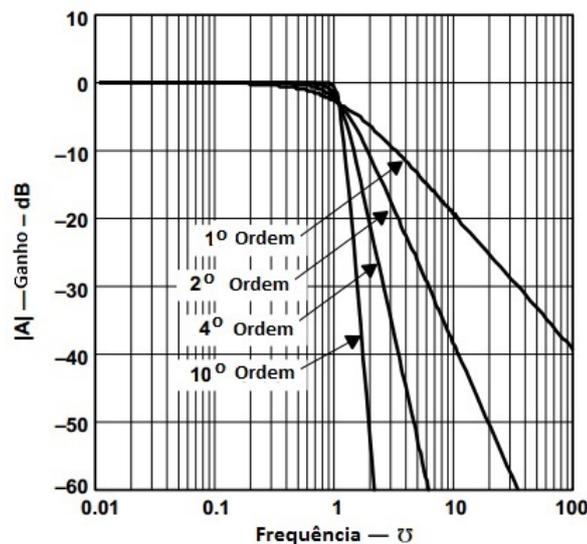


Figura 2.21: Filtro passa-baixa *Butterworth*. Adaptado de (MANCINI, 2002)

Na Figura 2.22 são apresentados as respostas dos filtros passa baixa *Chebyshev* em diferentes ordens. Apesar de apresentar ondulações na faixa de passagem, essa metodologia tem atenuação mais abrupta após a frequência de corte, com isso, a faixa de transição é menor.

Por fim, a metodologia do filtro *Bessel* também apresenta uma faixa plana de passagem e possuem a resposta mais lenta, ou seja, apresenta a maior faixa de transição conforme é ilustrado na Figura 2.23 .

Um outro tipo de filtro é o passa alta, e a sua função de transferência geral é dada por:

$$A(s) = \frac{A_o s}{\prod_i (s^2 + a_i s + b_i)} \quad (2.16)$$

Assim como as metodologias de *Butterworth*, *Chebyshev*, e *Bessel* são empregadas no projeto de filtro passa baixa, essas são usadas no projeto de filtro passa alta. Com isso, os coeficientes a_i e b_i , $i = 1, \dots, n$ também são encontrados nas Tabelas A.1, A.2 e A.3 apresentadas no Apêndice A. A equação (2.16) também está normalizada, assim sendo, $S = s/w_c$.

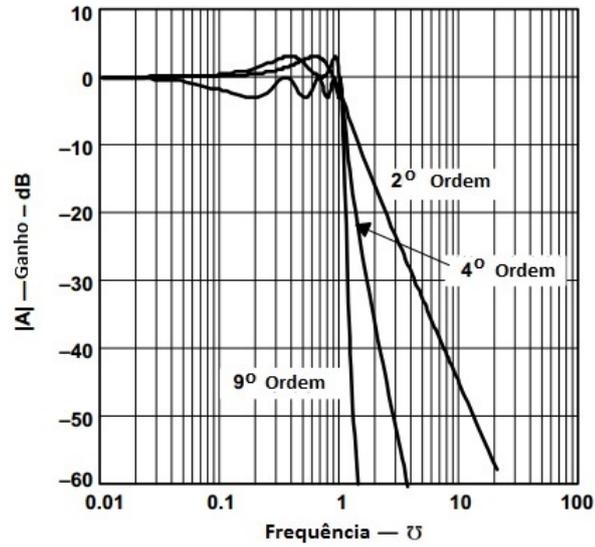


Figura 2.22: Filtro passa-baixa *Chebyshev*. Adaptado de (MANCINI, 2002)

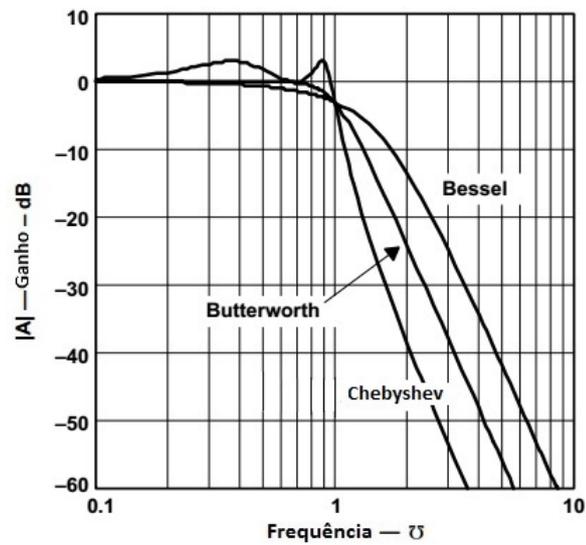


Figura 2.23: As respostas dos filtro passa-baixa *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel* de um filtro de quarta ordem. Adaptado de (MANCINI, 2002)

Pode-se afirmar que A_o apresentado nas equações (2.15) e (2.16) é denominado o ganho em tensão, $A_{v/v}$, da saída pela entrada dos filtros.

Além disso, há um parâmetro de projeto de filtros denominado fator de qualidade (Q) que significa a qualidade do polo e da faixa de passagem.

Filtros passivos

Os filtros podem ser classificados como passivos ou ativos, e nesta seção são abordado os filtros passivos. Esse é apenas constituído por resistores, capacitores ou indutores, e não necessita de alimentação externa. Algumas vantagens dessa topologia são baixa complexidade da montagem dos filtros, não há restrição de largura de banda dos amplificadores. No entanto, algumas desvantagens dos filtros passivos são em aplicações de baixa frequência (1Hz a 1MHz) o valor do indutor se torna alto e o mesmo se torna bastante volumoso, tornando a produção econômica difícil, apresentam ganho de tensão unitário e dificuldade de implementação de filtros de ordens superiores a 2 (SEDRÁ; SMITH, 2009).

Na Figura 2.24 são mostrados as diferentes topologias de filtros passivos de primeira ordem.

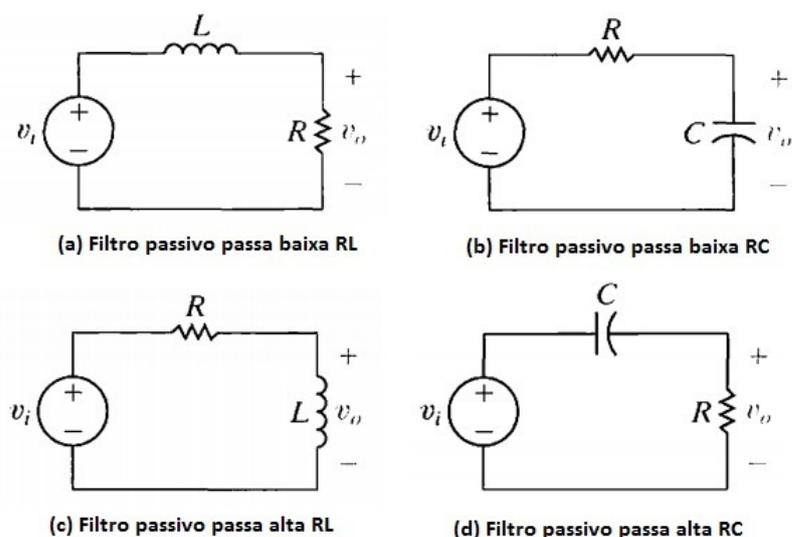


Figura 2.24: (a) Filtro passivo passa baixa RL, (b) Filtro passivo passa baixa RC, (c) Filtro passivo passa alta RL, (d) Filtro passivo passa alta RC. Adaptado de (NILSSON; RIEDEL, 2009)

A função de transferência dos filtros de passa baixas RL e RC de primeira ordem são iguais e é mostrada a seguir:

$$A(s) = \frac{1}{1 + (a_1/w_c)s} \quad (2.17)$$

No entanto, a única diferença entre esses filtros é w_c , as seguintes equações mostram isso.

$$a_1 = \frac{w_c L}{R} \quad (2.18)$$

$$a_1 = w_c RC \quad (2.19)$$

Já os filtros passa altas RL e RC exibidos na Figura 2.24, apresentam a função de transferência a seguir.

$$A(s) = \frac{s}{s + (a_1 w_c)} \quad (2.20)$$

A equação dos coeficiente a_1 para o filtro passa alta RL e para o RC são regidas pelas equações (2.18) e (2.19) respectivamente.

Filtros ativos

Já os filtros ativos são circuitos que utilizam amplificadores operacionais ou transistores, resistores e capacitores. As vantagens dos filtros ativos são o ganho de tensão diferente de uma unidade, operam bem em baixas frequências. As desvantagens são que o desempenho em alta frequência é limitado pela largura de banda do amplificador e pode gerar ruídos devido à amplificação (MANCINI, 2002). Nessa seção é descrito apenas as topologias de filtros de primeira ordem.

O primeiro tipo de filtro a ser abordado será o filtro de primeira ordem. Na Figura 2.25 é mostrado o circuito eletrônico do filtro ativo passa baixa de primeira ordem com entrada não inversora.

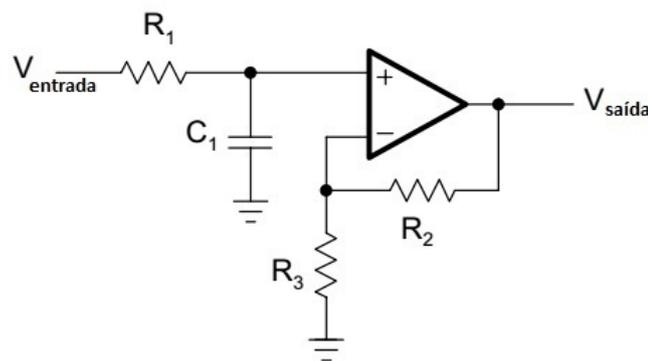


Figura 2.25: Filtro ativo passa baixo de primeira ordem com entrada não inversora. Adaptado de (MANCINI, 2002)

A função de transferência para esse filtro é mostrada a seguir:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + (a_1/w_c)s} \quad (2.21)$$

Os valores dos coeficientes A_0 e a_1 são determinados de acordo com o tipo de metodologia de projeto de filtro escolhido *Butterworth*, *Chebyshev* ou *Bessel*. Tais coeficientes são encontrados nas Tabelas A.1, A.2 e A.3 apresentadas no Apêndice, e descritos por:

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_3} \quad (2.22)$$

$$a_1 = w_c R_1 C_1 \quad (2.23)$$

Observa-se que quando o amplificador da Figura 2.25 está no modo *buffer*, isto é, $R_2 = 1$ e $R_3 = \infty$, o ganho em tensão, A_0 , é unitário.

Além disso, na Figura 2.26 é ilustrado o circuito eletrônico do filtro passa baixa de primeira ordem com entrada inversora.

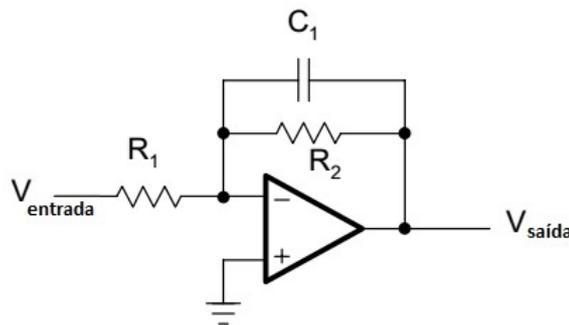


Figura 2.26: Filtro ativo passa baixo de primeira ordem com entrada inversora. Adaptado de (MANCINI, 2002)

A função de transferência desse filtro também é dada por (2.21) e os valores dos coeficientes A_0 e a_1 são encontrados nas Tabelas A.1, A.2 e A.3 no Apêndice, e apresentadas a seguir:

$$A_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.24)$$

$$a_1 = w_c R_2 C_1 \quad (2.25)$$

Outro tipo de filtro ativo é o passa alta. Os primeiros filtros de passa altas a serem abordados serão o de primeira ordem. Na Figura 2.27 é ilustrado o circuito eletrônico do filtro passa alta com entrada não inversora (MANCINI, 2002).

A função de transferência para esse filtro passa alta é dada por:

$$A(s) = \frac{A_0 s}{s + (a_1 w_c)} \quad (2.26)$$

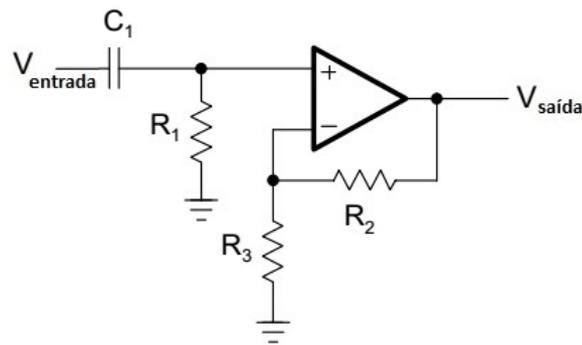


Figura 2.27: Filtro ativo passa alta de primeira ordem com entrada não inversora. Adaptado de (MANCINI, 2002)

Os valores dos coeficientes A_0 e a_1 são determinados de acordo com o tipo de metodologia de projeto de filtro escolhido *Butterworth*, *Chebyshev* ou *Bessel*. A equação do coeficiente A_0 também é dado por (2.22). Já a equação do parâmetro a_1 é definida por:

$$a_1 = \frac{1}{\omega_c R_1 C_1} \quad (2.27)$$

Nota-se que quando o amplificador da Figura 2.27 está no modo *buffer*, isto é, $R_2 = 1$ e $R_3 = \infty$, o ganho em tensão, A_0 , é unitário.

Além disso, a Figura 2.28 ilustra o circuitos eletrônico do filtro passa alta de primeira ordem de entrada inversora.

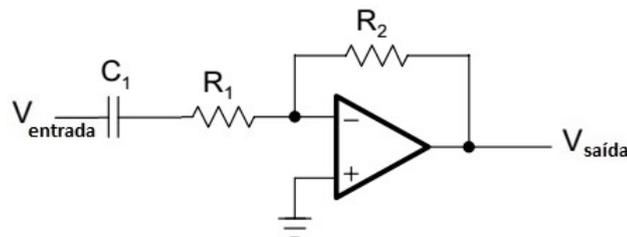


Figura 2.28: Filtro ativo passa alta de primeira ordem com entrada inversora. Adaptado de (MANCINI, 2002)

A função de transferência do filtro passa alta com entrada inversora também é determinada por (2.26). O parâmetro A_0 é regido pela equação (2.24) e a equação de a_1 é apresentado em (2.25).

Os circuitos de filtros de passa baixas e passa altas de ordens superiores a dois são filtros de primeira e segunda ordem conectados em cascata.

2.3.2 Filtros digitais

Filtros digitais são essenciais no campo de processamento de sinal digital (DSP, do inglês *Digital Signal Processing*). Assim como os filtros analógicos, filtros digitais têm a

Tabela 2.1: Classificação dos filtros digitais: pelo uso e pela forma que são implementados. Adaptado de (SMITH, 1999)

		Filtro implementado por:	
		Convolução (FIR)	Recursão (IIR)
Filtro usado para:	Domínio do tempo	Média móvel	Polo único
	Domínio da frequência	Windowed-sinc	Chebyshev
	Customizado	FIR customizado	Design iterativo

função de atenuar frequências indesejadas de um sinal (SMITH, 1999). Como por exemplo, é necessário filtrar ruídos de leitura de um sensor para obter uma medida do mensurando mais exata. Além disso, filtros digitais são capazes de restaurar sinais que foram distorcidos. Para exemplificar tal fato, quando um áudio é gravado em um equipamento de baixa qualidade, é importante restaurar o sinal para melhorar a qualidade do áudio, o mesmo ocorre quando uma imagem é distorcida por causa do uso inapropriado do foco da câmera (SMITH, 1999). Além disso, um filtro digital é a implementação de um algoritmo matemático em hardware ou software. O algoritmo opera sobre sinal de entrada $x[n]$ e gera um sinal de saída filtrado $y[n]$.

Em DSP, existem dois tipos de filtros um é o filtro de resposta ao impulso finita (FIR, do inglês *Finite Impulse Filter*). E outro é o filtro de resposta ao impulso infinita (IIR, do inglês *Infinite Impulse Filter*). Em termos matemáticos, o que difere esses filtros são o FIR é uma convolução do sinal de entrada enquanto o IIR é representado por um equação recursiva do sinal de entrada e de valores anteriores do sinal de saída, ou seja, é um filtro causal (SMITH, 1999).

Na Tabela 2.1 é resumida a classificação dos filtros digitais. O uso de filtros digitais pode ser dividido em domínio do tempo, domínio da frequência e customizado. Os filtros de domínio do tempo são usados quando a informação está contida na forma de onda do sinal. Com isso, filtros no domínio do tempo são utilizados para suavizar os sinais, remoção do nível DC e ajuste da forma de onda. Por outro lado, filtros no domínio da frequência são usados quando a informação está na frequência e fase das componentes senoidais do sinal. O principal objetivo do filtro é separar ou atenuar uma faixa de frequência da outra. Já os filtros customizados são utilizados para um propósito mais específico e mais elaborado que os filtros básicos de passa baixa, alta e faixa, e rejeita faixa.

Filtros FIR

O filtro FIR é descrito pela seguinte equação (INGLE; PROAKIS, 2011):

$$H(z) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{M-1}z^{1-M} = \sum_{n=0}^{M-1} b_n z^{-n} \quad (2.28)$$

Assim sendo, a resposta ao impulso de $H(z)$ é dada por (INGLE; PROAKIS, 2011):

$$h[n] = \begin{cases} b_n, & 0 \leq n \leq M - 1 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.29)$$

E a equação a diferença é descrita por (INGLE; PROAKIS, 2011):

$$y[n] = b_0x[0] + b_1x[-1] + \dots + b_{M-1}x[n - M + 1] \quad (2.30)$$

A equação 2.30 é uma convolução linear.

Pode-se dizer que a ordem do filtro é $M - 1$, e o tamanho do filtro é igual o número de coeficientes que por sua vez é igual a M . As estruturas dos filtros FIR são sempre estáveis, e mais simples se comparadas com os filtros IIR. Além disso, em algumas aplicações é desejável que o filtro tenha uma resposta de fase linear, então isso é encontrado nos filtros do tipo FIR.

O diagrama de blocos dos filtros FIR é visto na Figura 2.29. Esse filtro é implementado usando atrasos de amostragens que são denotados por z^{-1} , multiplicadores e somadores para criar a resposta de saída do filtro.

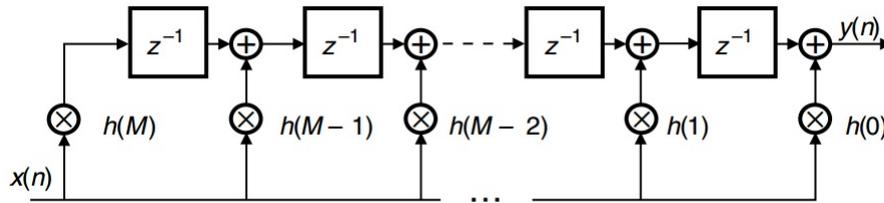


Figura 2.29: O diagrama de blocos dos filtros FIR. Adaptado de (DINIZ; DA SILVA; NETTO, 2010)

O projeto de filtros FIR não pode ser obtido via transformada Z das equações de Laplace dos filtros analógicos. Dentre os projetos de filtros FIR mostrados na Tabela 2.1, destaca-se o filtro de média móvel. Esse filtro é o mais simples de usar e entender o seu funcionamento, é também ótimo para reduzir ruídos aleatórios enquanto torna mais suave a forma de onda do sinal. No entanto, em termos de atenuar faixas de frequências indesejadas no sinal, o filtro de média móvel é ineficiente.

Como o nome sugere, o filtro de média móvel calcula a média aritmética de um certo número de amostras do sinal de entrada. Com isso, o mesmo pode ser dado por:

$$y[n] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} x[n + j] \quad (2.31)$$

Sendo $x[\cdot]$ o sinal de entrada, e $y[\cdot]$ é o sinal de saída, e M o número de amostras usados na média móvel e a ordem do filtro, e $M + 1$ é o tamanho L . Na Figura 2.30 são expostos um sinal com ruído (a) e o sinal após filtragem com $M=11$ (b).

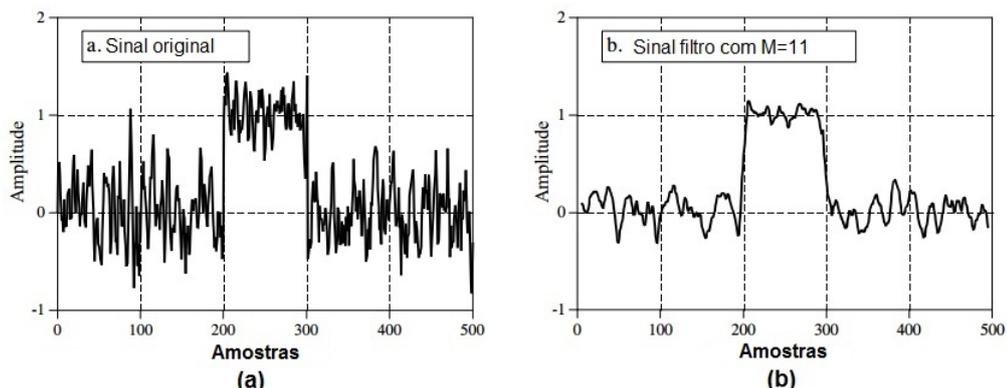


Figura 2.30: Filtro de média móvel com valores de $M=11$. Adaptado de (SMITH, 1999)

Como mencionado acima, o filtro de média móvel tem uma performance ineficiente no domínio da frequência. Assim sendo, esse é um péssimo filtro de passa baixa conforme mostrado na Figura 2.31, não sendo capaz de atenuar faixa de frequências. Porém, o filtro de média móvel é bom para suavizar sinais no domínio do tempo.

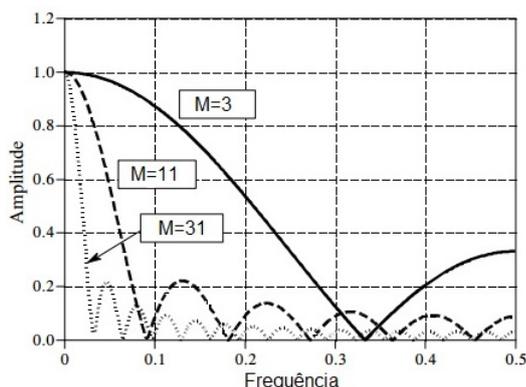


Figura 2.31: Bode do filtro de média móvel com diferentes valores de M . Adaptado de (SMITH, 1999)

Filtros IIR

Enquanto a resposta ao impulso dos filtros FIR apenas depende dos valores de entrada, a resposta dos filtros IIR depende de amostras das entradas e amostras anteriores da saída. A função discreta desse filtro digital é dada por:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_{-N} z^{-N}} \quad (2.32)$$

Os filtros IIR podem ser obtidos a partir do projeto de filtros analógicos. Com isso, as três metodologias de projeto de filtro *Butterworth*, *Chebyshev* e *Bessel* descritas na seção de filtros analógicos também são usadas no projeto de filtros IIR. No entanto, é necessário mapear os filtros analógicos contínuos no tempo no domínio em s para o domínio z , ou

seja, realizar a transformada z do filtro analógico contínuo no tempo. Existem dois tipos de mapeamento um é a técnica de invariância ao impulso e o outro é a transformação bilinear.

O mapeamento de invariância ao impulso tem como objetivo conseguir uma representação da resposta ao impulso o mais próximo possível de um filtro analógico contínuo no tempo. Assim sendo, o filtro digital discreto no tempo obtido tem a mesma resposta em frequência do filtro analógico contínuo no tempo. Para tal mapeamento, é usado a equação a seguir:

$$z = e^{sT} \quad (2.33)$$

A transformação de invariância ao impulso pode ser vista na Figura 2.32.

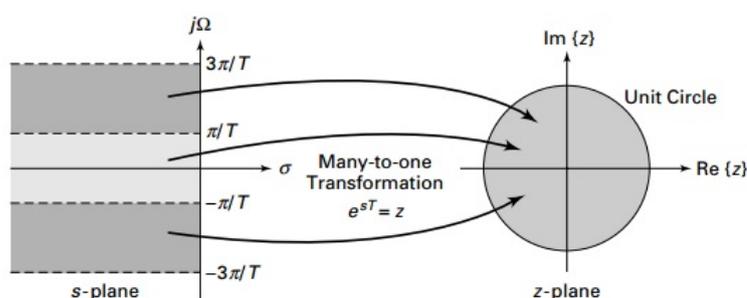


Figura 2.32: Mapeamento de invariância ao impulso (INGLE; PROAKIS, 2011)

A transformação bilinear é realizado de tal forma que todo o eixo imaginário do plano s é mapeado no círculo de raio unitário no domínio da transformada z . Essa transformação é dada por:

$$s = \frac{2}{T} \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \quad (2.34)$$

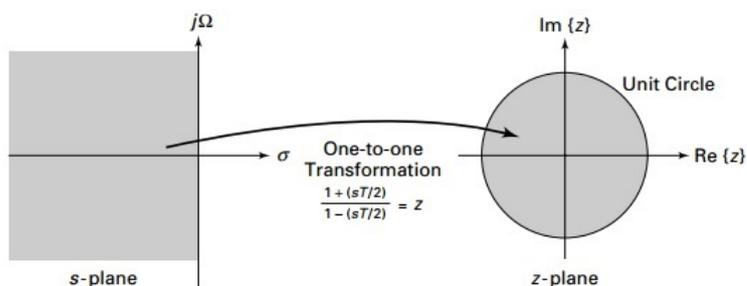


Figura 2.33: Transformação bilinear (INGLE; PROAKIS, 2011).

Filtros FIR *versus* filtros IIR

Os filtros FIR se comparados com os filtros IIR apresentam algumas vantagens e desvantagens. Essas são descritas a seguir:

- Os filtros FIR podem ser projetados com resposta em fase linear e em algumas aplicações é necessário que o filtro não cause distorção no sinal a ser filtrado.
- Os filtros FIR são sempre estáveis já os filtros IIR podem ser instáveis.
- Para um filtro FIR alcançar uma resposta em frequência especificada se comparada com o filtro IIR, ordem do filtro FIR deve ser maior. Desta forma, é necessário mais espaço de armazenamento para os coeficientes, e maior velocidade de processamento devido ao aumento do número de multiplicações causado pela maior ordem do filtro.
- Filtros FIR são mais lentos que os filtros IIR

2.3.3 Filtros digitais discretos no tempo *versus* filtros analógicos contínuos no tempo

Como já mencionado nas seções anteriores, filtros digitais são implementados via código e os filtros analógicos são constituídos de capacitores, resistores e as vezes amplificadores operacionais. Diante disso, nessa seção é comparado as principais vantagens e desvantagens dos mesmos são descritas a seguir:

- O desempenho dos filtros digitais não depende de componentes do circuito, entre outras palavras, a sua resposta não é induzida por parâmetros físicos como temperatura e umidade.
- Os parâmetros dos filtros digitais podem facilmente ser mudados
- Os filtros digitais podem ser miniaturizados.
- Ambos os filtros podem ter a faixa de passagem planas, porém nos filtros digitais são influenciados pela exatidão de componentes eletrônicos.
- Para ter uma faixa de transição com decaimento mais acentuado é necessário que os filtros analógicos sejam constituídos com uma grande quantidade de componentes enquanto os filtros digitais só apresentaram mais coeficientes no algoritmo.
- Os filtros digitais tem uma velocidade de resposta inferior aos analógicos.
- Os filtros digitais são sujeitos aos erros do processo de quantização. Em filtros recursivos de alta ordem esses fenômenos podem levar à instabilidade

2.4 Transformada de Fourier

A transformada de Fourier é definida como a decomposição de um sinal por senoides com diferentes frequências. Na Figura 2.34 é exemplificada a transformada de Fourier de uma onda que foi decomposta em duas senoides de frequências conhecidas, e no diagrama da transformada de Fourier é mostrado a amplitude e a frequência de cada senoide (BRIGHAM, 1988).

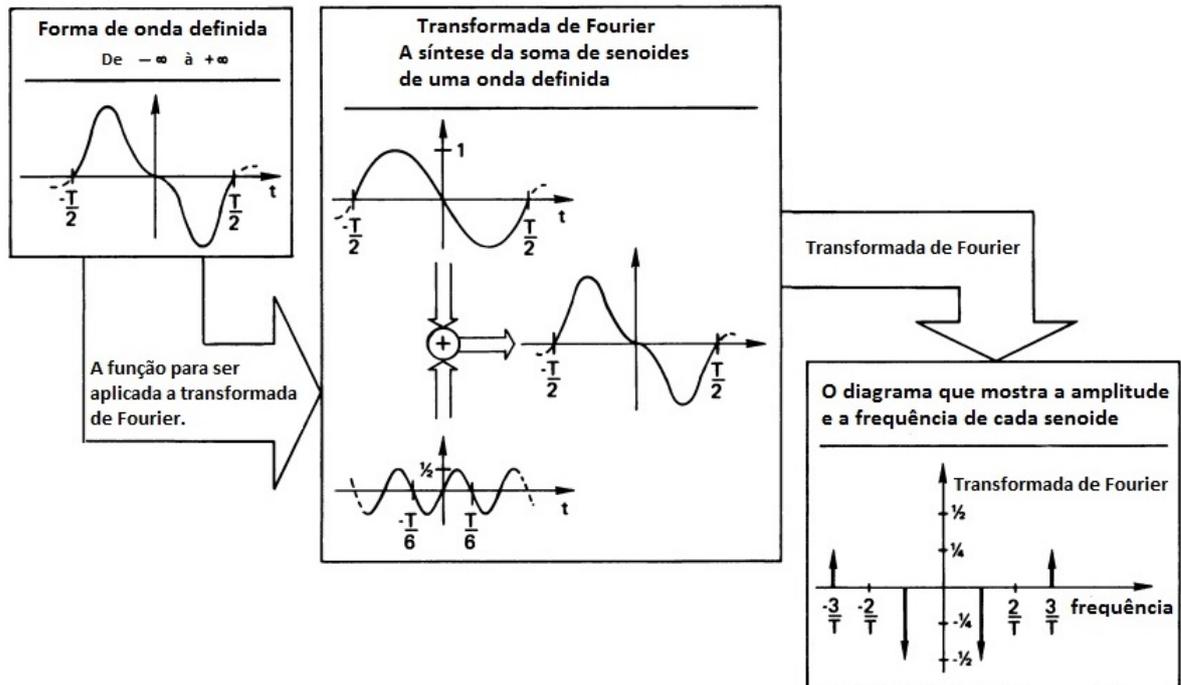


Figura 2.34: Interpretação da Transformada de Fourier. Adaptado de (BRIGHAM, 1988)

Na equação (2.35) é mostrado a relação matemática da transformada de Fourier. Sendo $s(t)$ a forma de onda arbitrária e $S(f)$ é a sua transformada de Fourier. Se a função $s(t)$ é periódica, $s(t)$ é decomposta em séries de Fourier. Caso contrário, em $s(t)$ é aplicado a transformada de Fourier. Então, pode-se dizer que as séries de Fourier são um caso especial de transformada de Fourier.

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.35)$$

Devido ao avanço tecnológico, é crescente o uso de computadores digitais para a realização da transformada de Fourier em sinais arbitrários. Na equação (2.36) é descrita a expressão algébrica da integração numérica. Porém, nem mesmo computadores de alta velocidade de processamento conseguem realizar a transformada de Fourier através da Equação (2.36), pois o tempo de processamento do sinal é proporcional a N^2 . Então, Cooley e Tukey desenvolveram um algoritmo denominado Transformada de Fourier Rápida

(FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*), assim o tempo de processamento da transformada de Fourier de uma onda arbitrária sinal se torna $N \log_2 N$ (BRIGHAM, 1988).

$$S(f_k) = \sum_{i=0}^{N-1} s(t_i) e^{-j2\pi f_k t_i} (t_{i+1} - t_i) \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.36)$$

2.4.1 Algoritmo de Goertzel

A obtenção do espectro de frequências de um sinal pode ser feita utilizando transformada de Fourier Discreta (DFT, do inglês *Discrete Fourier Transform*), porém esse algoritmo demanda um alto processamento computacional. Além disso, o DTF calcula todo o espectro de frequências de um sinal, sendo que em determinadas aplicações há necessidade de apenas calcular o espectro de frequências entre uma faixa específica de frequências. Uma alternativa a esse problema é o algoritmo de Goertzel que consiste em um método de filtro linear para a computação de DFT (INGLE; PROAKIS, 2011). Esse algoritmo calcula o conteúdo espectral de uma única faixa e não de todo o espectro. Isso diminui consideravelmente a quantidade de cálculos necessários, favorecendo seu uso em aplicações de tempo real.

O algoritmo de Goertzel tem sua aplicação difundida na detecção de tons de linha ocupado ou chamada na telefonia. Também, na detecção dos tons das teclas, pois cada tecla é composta por duas frequências que é denominada sistema DTMF (do inglês, *Dual-Tone Multi-Frequency*). Na Figura 2.35 é apresentado um teclado da telefonia com suas respectivas frequências.

	Col 1 1209 Hz	Col 2 1336 Hz	Col 3 1477 Hz	Col 4 1633 Hz
Row 1 697 Hz	1	2	3	A
Row 2 770 Hz	4	5	6	B
Row 3 852 Hz	7	8	9	C
Row 4 941 Hz	*	0	#	D

DTMF digit = Row tone + Column tone

Figura 2.35: Teclado DTMF (INGLE; PROAKIS, 2011)

O algoritmo de Goertzel é descrito pelas equações a diferença mostradas a seguir. Vale ressaltar que $x[n]$ é o sinal coletado de PPG.

$$s[n] = 2\cos(w_0)s[n-1] - s[n-2] + x[n] \quad (2.37)$$

$$y[n] = s[n] - W_k^N s[n - 1] \quad (2.38)$$

Sendo w_0 e W_k^N dados respectivamente por:

$$w_0 = \frac{2\pi K}{N} \quad (2.39)$$

$$W_k^N = e^{-jw_0} \quad (2.40)$$

A variável N é o número de amostras do sinal a ser processada.

Também k é descrito a seguir:

$$k = 0,5 + \frac{Nf}{f_s} \quad (2.41)$$

A função de transferência discreta do Algoritmo de Goertzel é descrita a seguir:

$$H(z) = \frac{1 - W_k^N}{1 - \cos(w_0)z^{-1} + z^{-2}} \quad (2.42)$$

Na Figura 2.36 é apresentado o diagrama de blocos das equações a diferença.

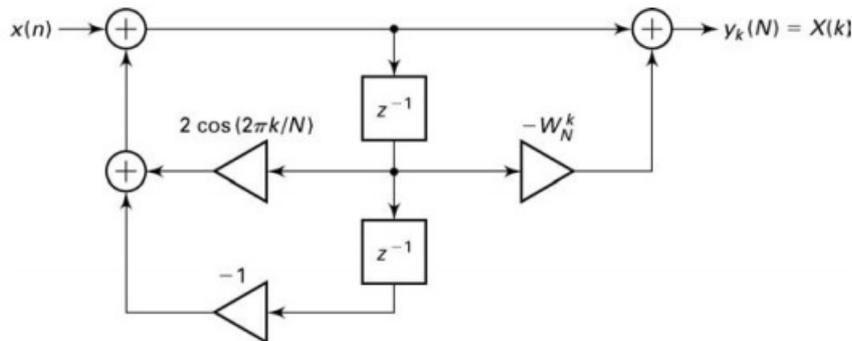


Figura 2.36: Diagrama de blocos do algoritmo de Goertzel (INGLE; PROAKIS, 2011)

2.5 Processamento do sinal de PPG

Quanto ao processamento do sinal de PPG, as frequências do sinal pulsante estão entre 0,8Hz e 4Hz que equivalem a 48bpm e 240bpm (POH *et al.*, 2012). Para a discretização de um sinal, de acordo com o teorema de Nyquist, a taxa de amostragem deve ser de, pelo menos, duas vezes maior que a maior frequência de um sinal (OPPENHEIM; SCHAFER, 2010). Além disso, ASADA *et al.* (2003) realizaram uma análise da frequência de amostragem do sinal de PPG para determinar qual valor seria o ótimo. Em seus experimentos, as frequências de amostragem foram variadas entre 30Hz e 1000Hz. Eles relatam que na frequência de amostragem de 50Hz não ocorreu perda significativa de informação do

PPG, e em 1000Hz apresentou apenas um pequena melhora do sinal, concluíram que a 100Hz é um valor ótimo de frequência de amostragem para o sinal de PPG. Além disso PAIM (2005) escolheu 3ms de período de amostragem que equivale a 333Hz de frequência de amostragem, pois assumem que esse valor é maior que a frequência de acendimento das lâmpadas e reduz-se à possibilidade de falseamento do sinal de PPG e interferência luminosa.

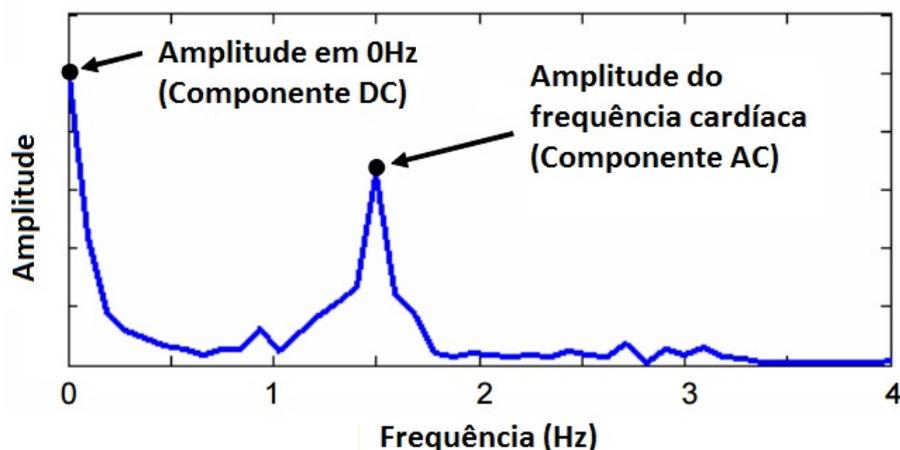


Figura 2.37: Espectro de frequências do sinal de PPG. Adaptado de (JOHNSTON, 2006)

Também, o sinal de PPG é contaminado por vários tipos de ruído como da respiração do indivíduo e o artefato de movimento. A faixa de frequência da respiração abrange entre 0,04Hz e 1,6Hz. O artefato de movimento é o ruído causado pela movimentação do indivíduo, as frequências deste ruído são acima de 0,1Hz. Como as frequências do sinal de PPG estão entre 0,8Hz e 4Hz, o ruído de artefato de movimento podem continuar o sinal de PPG (LEE *et al.*, 2007). Então não é viável filtrar o ruído de artefato de movimento por filtros convencionais. O filtro FIR do tipo de média móvel é recomendado para atenuar o ruído de artefato de movimento, porém remover estes sinais indesejados se os mesmos possuem alta amplitude. Na Figura 2.38 são apresentados dois sinais de PPG, um sinal apenas retirado a média é de cor azul, e outro é um sinal de PPG processado com filtro passa faixa com frequências de corte entre 0,2Hz e 10Hz e com um filtro de média móvel de ordem 10. Além disso, a transformada de Fourier desses sinais também são mostradas na Figura 2.38.

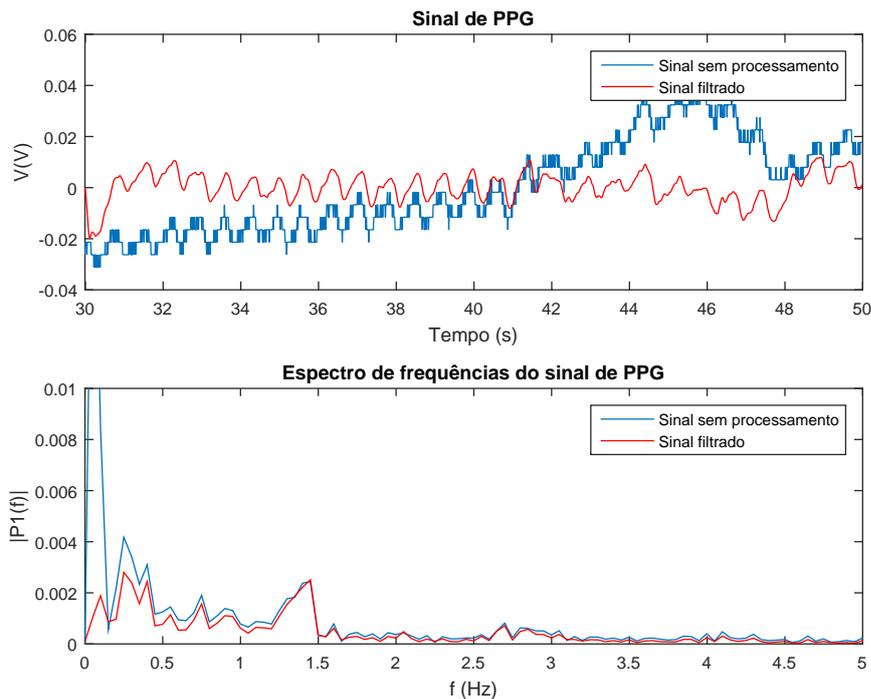


Figura 2.38: Sinal de PPG processado com filtro de passa faixa com frequências de corte entre 0,2Hz e 10Hz e com um filtro de média móvel de ordem 10

2.6 Arduino

Arduino é uma plataforma eletrônica de código aberto baseado em *hardware* e *software*. O *Arduino* surgiu na Itália, em 2005, com o intuito de criar um dispositivo capaz de facilitar projetos e prototipagem. Esse utiliza o microcontrolador Atmega. Um microcontrolador é um computador em um chip, que contém um microprocessador, memória e periféricos de entrada/saída. Essa plataforma pode ser vista como uma unidade de processamento que pode medir variáveis externas, transformando em um sinal elétrico através de sensores ligados aos seus terminais de entrada. Além disso, o *Arduino* é capaz de processar sinais computacionalmente. Também, pode atuar no controle ou no acionamento de algum dispositivo eletromecânico.

2.6.1 Hardware

O *hardware* consiste em uma placa *opensource*, ou seja, seus projetos estão disponíveis gratuitamente sob uma licença da *Creative Commons*, permitindo a construção de placas alternativas de menor custo. A principal funcionalidade do *hardware* do *Arduino* é fazer a interface entre o computador e o microcontrolador, e desse microcontrolador com outros dispositivos como sensores, LEDs e atuadores. O microcontrolador do *Arduino* contém as seguintes estruturas de processador, memória *flash*, memória de acesso aleatório (RAM, do inglês *Random access memory*) para armazenar dados e interfaces de entrada e saídas de

Tabela 2.2: Diferentes microcontroladores utilizados na plataforma *Arduino*

Modelo	Arduino Nano 2.x	Uno/Arduino Nano 3.x
Microcontrolador	ATmega168	ATmega328
Frequência de operação	16 MHz	16 MHz
Memória de programa	16 KB	32 KB
Memória para dados	1 KB	2 KB
Entradas/saídas digitais	14	14
Saídas com PWM	6	6
Entradas analógicas	8	8
Resolução	10 bits	10 bits

informações. O *Arduino* utiliza o microcontrolador da *Atmel* em seu *hardware*. Os modelos de microcontroladores usados são ATmega168, ATmega328, ATmega1280 e ATmega2560. Além disso, os modelos de *Arduino* são diferentes um do outro em termos de número de portas de entrada e saída digitais e analógicas, frequência de operação e capacidade de memória. Na Tabela 2.2 são mostradas as principais características dos *Arduinos* Nano e Uno (BIANCHI, 2011).

Na Figura 2.39 são mostrados os principais componentes e localização dos pinos do *Arduino* modelo UNO.

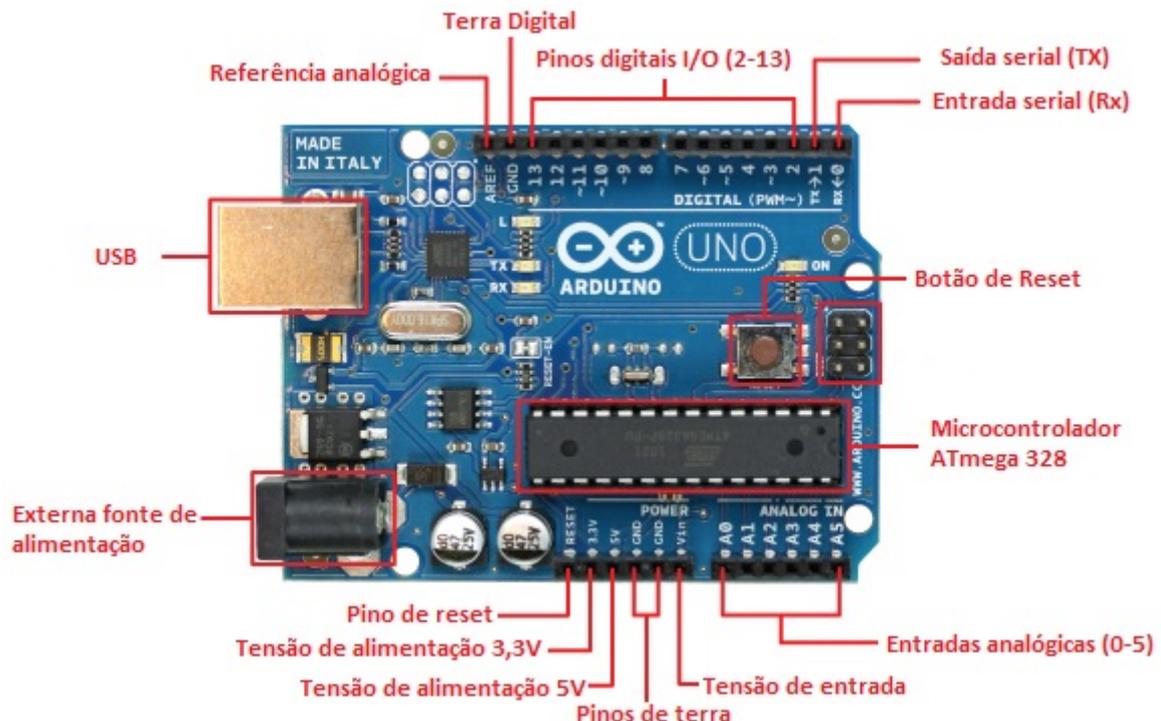


Figura 2.39: *Arduino* UNO e seus principais componentes e pinos. Adaptado de (MARS-CHALCO, 2016)

Destacam-se as entradas analógicas, as quais o microcontrolador da Atmel apresentam portas com conversores A/D. Um conversor A/D quantifica o valor analógico conforme a

quantidade de bits da resolução do microcontrolador. Os pinos analógicos podem receber sinais de tensão de 0 a 5V, sendo essa a configuração padrão. Entretanto, pode ser alterado o valor superior através do pino AREF. Os dois *Arduinos* Nano e Uno têm os valores de resolução de 10 bits, com isso os valores analógicos serão convertidos entre valores inteiros de 0 a 1023 (SOUSA, 2013).

Além disso o microcontrolador Atmega328 presente no modelo *Arduinos* Nano 3.x e no Uno possui 3 *timers*. Esses temporizadores são importantes para contagem de eventos externos, temporização, geração de PWM, medida de intervalos de pulsos e por último interrupções periódicas. As interrupções periódicas são essenciais para garantir um tempo de amostragem com período constante (SOUSA, 2015).

2.6.2 Software

Em cada microcontrolador há um *bootloader* que permite a instalação de outro programa nessa plataforma. Para fazer tal programação utiliza-se uma linguagem denominada *processing* que é semelhante à linguagem C (SASAKI; OSHIRO, 2014).

2.7 *Bluetooth*

Bluetooth é um padrão de comunicação sem fio de curto alcance, baixo custo e baixo consumo de energia que utiliza tecnologia de rádio. Tal protocolo provê um forma de conectar e trocar informações entre dispositivos como computadores, periféricos dos computadores, celulares, PDAs e entre outros. Em 1994, O *Bluetooth* começou a ser desenvolvido pela empresa Ericsson que se interessou em conectar dispositivos a outros sem a necessidade de fios. Depois em 1998, em conjunto com mais quatro empresas, Nokia, IBM, Intel e Toshiba, foi formado o consórcio bluetooth SIG (do inglês Special Interest Group) para estabelecer um novo padrão de comunicação sem fio. O nome *Bluetooth* surgiu como um homenagem ao rei dinamarquês, Harald Bluetooth, que ele unificou as diferentes tribos da Dinamarca e Noruega, que é o mesmo que a tecnologia *Bluetooth* propõe: unificar comunicações entre dispositivos diferentes (TANENBAUM; WETHERALL, 2011).

A arquitetura *Bluetooth* é dividida em hardware (*transceiver*) e software (pilha de protocolos). A pilha de protocolos em três grupos lógicos grupos de protocolos de transporte, grupo de protocolos de *middleware* e o grupo de aplicação. Essa arquitetura é ilustrada na Figura 2.40.

- Grupo de protocolos de transporte: Estão incluídas neste grupo as camadas de RF (Radio frequência), *Baseband*, *Link Manager*, L2CAP (do inglês, *Logical Link and Adaptation Protocol* (SIQUEIRA, 2006).

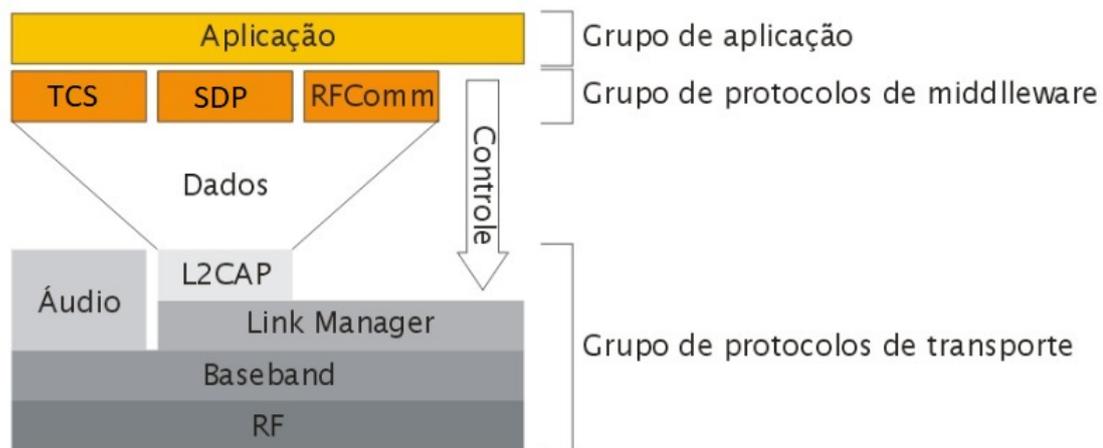


Figura 2.40: Camadas fundamentais da pilha de protocolos do *Bluetooth* (SIQUEIRA, 2006)

Rádio frequência define a faixa de frequência, arranjos de canal e características do transceptor. A frequência utilizada por dispositivos *Bluetooth* opera em uma faixa de rádio não licenciada ISM (do inglês Industrial, Scientific and Medical) entre 2,4GHz e 2,485GHz.

A *Baseband* é a camada responsável em estabelecer a conexão de rádio frequência com outros dispositivos *Bluetooth*. Além disso, com o intuito de evitar interferências e enfraquecimento do sinal, tais dispositivos usam a técnica de salto de frequência de alargamento de faixa, no qual, uma única transmissão pode saltar de um frequência para outra até encontrar o caminho livre para transmissão de dados.

O *Link Manager* é o gerenciador de enlace responsável pela segurança e configuração dos links.

O L2CAP é responsável por adaptar os protocolos das camadas superiores sobre a camada *Baseband*. É considerada a camada de multiplexação enlace responsável pelo transporte de pacotes de dados.

- O grupo de protocolos de *middleware* é incluído os protocolos RFCOMM, o protocolo de TCS (sinalização e controle de telefonia baseada em pacotes) e o SDP (do inglês Service Discover Protocol) (SIQUEIRA, 2006).

O RFCOMM que permite aplicações legadas operarem sobre os protocolos de transporte *Bluetooth*.

TCS é utilizado para o gerenciamento de operações de telefonia.

O SDP descobre serviços providos e permite outros dispositivos descobrirem serviços providos pelo dispositivo atual.

Além disso, os dispositivos *Bluetooth* funcionam em modo mestre/escravo. O dispositivo que inicia a comunicação é denominado o mestre e se comunica com outro dispositivo que considerado o escravo. O dispositivo mestre pode estabelecer comunicação com mais de um dispositivo escravo ao mesmo tempo por meio de redes conhecidas como *piconets*. Quando várias dessas *piconets* estão ligadas, formando uma ponte entre os dispositivos, cria-se a *scatternet* conforme é ilustrado na Figura 2.41. Neste trabalho o módulo *Bluetooth* é o mestre e o *smartphone* é o escravo.

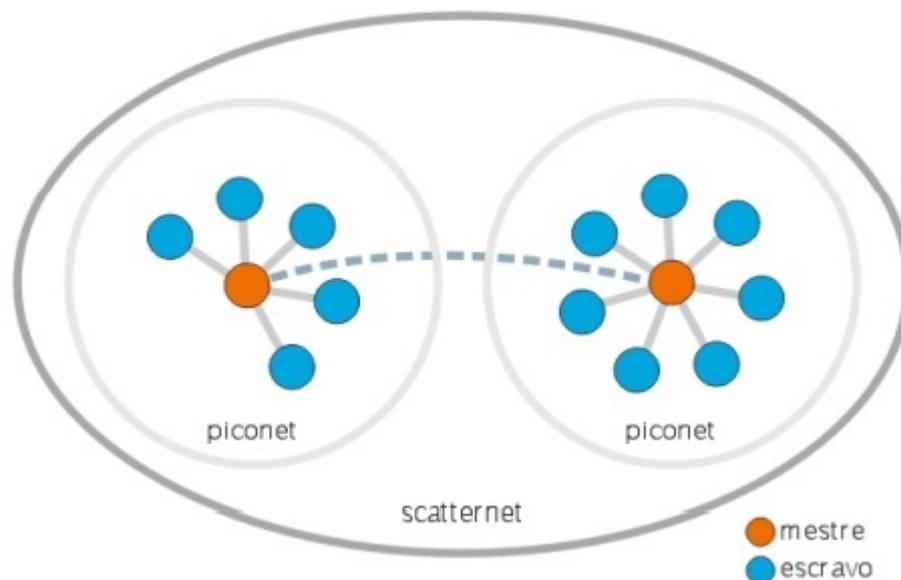


Figura 2.41: Uma scatternet formada de duas piconets. (SIQUEIRA, 2006)

2.7.1 Módulo HC-05

O módulo *Bluetooth* HC-0X é uma placa de circuito que contém *chipset* de comunicação *Bluetooth*, o BC417 da CSR (*Cambridge Silicon Radio*), uma memória flash externa de 8MB, um cristal, resistores, capacitores e outros componentes, incluindo uma antena desenhada na própria trilha de circuito impresso. Este módulo é usado para criação de redes sem fio entre *Arduino*, *Raspberry PI*, ARM, AVR, PIC, e algum dispositivo com *Bluetooth*, com por exemplo, o *smartphone*. Existem três modos de operação do módulos HC-0X e estes são:

- Modo mestre: o módulo é capaz de estabelecer uma comunicação com outros dispositivos *Bluetooth*, ou seja, é capaz de procurar outros dispositivos e requerer uma conexão;
- Modo escravo: o módulo só pode receber conexões de outros dispositivos *Bluetooth*;

- Modo *loopback*: é um modo de testes em que o dispositivo recebe dados de um módulo mestre e responde com os mesmos dados recebidos.

O módulo HC-05 pode ser usado tanto como mestre, escravo e *loopback*, já módulo HC-06 só pode ser usado como escravo.

Na Figura 2.42 é ilustrado o módulo HC-05 e a descrição dos seu pinos. O pino RX suporta até 3,3V, por isso é recomendado um divisor de tensão quando se usa tal módulo com o *Arduino*, por exemplo. As dimensões do mesmo são 26,9mm de comprimento, 13mm de largura e 2,2mm de profundidade.

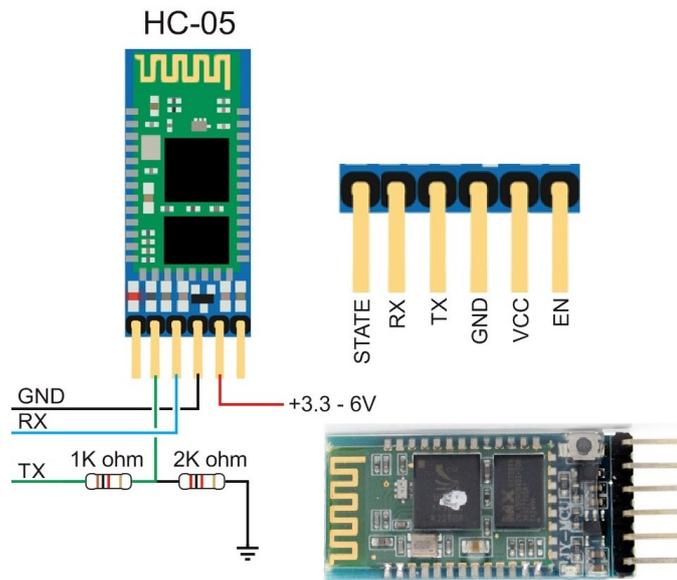


Figura 2.42: Módulo HC-05 (OLIVEIRA, 2016)

2.8 Arquitetura do sistema operacional *Android*

O sistema operacional *Android* é baseado no *kernel* do Linux. Sua arquitetura possui basicamente cinco camadas, e essas são vistas na Figura 2.43. Cada camada representa:

- O Kernel do linux é a camada responsável pelos *drivers* do sistema e não interage com o usuário.
- Bibliotecas contém as bibliotecas do sistema, como por exemplo, *SQLite* usado como repositório para banco de dados.
- O tempo de execução do *Android* é constituída pela Máquina Virtual Dalvik, a mesma permite que cada aplicação *Android* tenha seu próprio processo.
- O *Framework* de aplicativos é responsável por gerenciar recursos utilizados pelas aplicações de usuário.

- As aplicações são constituídas por navegadores, agenda de contatos, câmera, calculadora e entre outros aplicativos.



Figura 2.43: Arquitetura sistema operacional *Android*(MARTINS; OGLIARI; BRITO, Desconhecido)

2.8.1 Aplicação *Android*

A linguagem de programação utilizada nas aplicações *Android* é a Java. O SDK (do inglês *Android Software Development Kit*) é um kit de ferramentas que compila o código Java com os arquivos com bibliotecas, fotos, áudios e vídeos, e gera um arquivo de extensão *(.apk)* que é o *Android Package*. Nos dispositivos com sistema operacional *Android* é instalado o arquivo *.apk* que é a aplicação *Android* (LECHETA, 2013).

Componentes da aplicação *Android*

Uma aplicação *Android* pode possuir quatro tipos de componentes essenciais, porém não é necessário que uma aplicação tenha todos componentes, cada componente tem diferentes funcionalidades e seu próprio ciclo de vida (LECHETA, 2013).

- Uma *activity* representa uma única tela com uma interface de usuário, como por exemplo, um aplicativo de e-mail pode ter uma atividade para ler e-mails, outra para exibir e-mails listados, e outra para mandar novos e-mails e entre outras atividades relacionadas com e-mail.
- Um *service* é um componente que realiza operações de longa duração em *background* e trabalhos para processos remotos, e não possui interface com usuário. Para exemplificar esse componente pode-se dizer que uma música sendo reproduzida enquanto o usuário vê letra da mesma na tela do dispositivo. O importante de um *service* é não bloquear a interação do usuário com a atividade.

- Provedores de conteúdo gerencia um conjunto de dados do aplicativo que pode armazenar dados em arquivos, no banco de dados *SQLite*. Por exemplo, o próprio sistema *Android* fornece um provedores de conteúdo que gerencia as informações de contato do usuário. Assim, com as devidas permissões qualquer *aplicação* pode consultar parte do provedores de conteúdo para ler ou escrever informações sobre um contato particular.
- Um receptor de *broadcast receiver* é um componente que responde a eventos propagados pelo sistema operacional. Como por exemplo, um receptor de *broadcast* informa que a bateria está no nível baixo, também um receptores de *broadcast* aparece quando uma aplicação pede a permissão para utilizar o *bluetooth*.

Estrutura de código da aplicação *Android*

Como mencionado acima, a linguagem de programação de uma aplicação *Android* é Java, e para o desenvolvimento das aplicações é o usado o Ambiente Integrado de Desenvolvimento (IDE do inglês *Integrated Development Environment*). Uma das IDEs utilizadas pelos desenvolvedores é o *Android Studio* que fornecida pelo *Google*. Na Figura 2.44 é mostrada a estrutura conceitual dos arquivos para a criação de uma aplicação *Android* (BORGES, 2015).

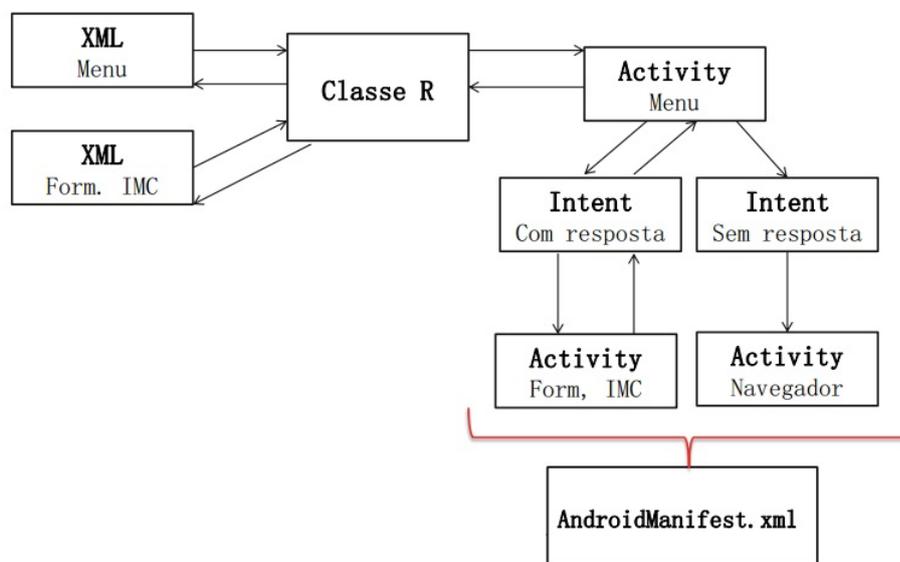


Figura 2.44: Estrutura Conceitual dos arquivos para a criação de uma aplicação *Android* (BORGES, 2015)

- Os *layouts* XML são arquivos responsáveis por manter o Layout da tela do *smartphone* do usuário. É onde os componentes gráficos são definidos, e o local que a *Activity* utiliza e também especifica as posições dos elementos gráficos que são exibidos para o usuário, como botões, caixas de texto, rótulos e entre outros.

- Toda janela da aplicação *Android* é uma *Activity*, e essas utilizam a classe *R* para acessar os elementos do *layout*. A integração de um *layout* XML com uma *Activity* é feita através do método *onCreate()*.
- Classe *R* mapeia todos elementos de *layout*, *strings*, imagens
- A classe *Intent* pode ser definida em poucas palavras como a classe que indica que há a intenção de executar outra *Activity*.
- *Android Manifest* é o arquivo de configuração central da aplicação, e é onde informa todas as telas que o sistema exibirá as *Activities*, serviços, permissões (como por exemplo a permissão para uso do *Bluetooth*), filtros para *Intents* e entre outros.

Bluetooth* na aplicação *Android

A plataforma *Android* suporta a comunicação *Bluetooth*. Uma aplicação *Android* pode executar funções como verificar a existência de outros dispositivos *Bluetooth*, estabelecer conexão com outros dispositivos, enviar e receber dados, gerenciar múltiplas conexões e entre outras. As principais classes para criação uma conexão *Bluetooth* entre o *smartphone* e um outro dispositivo que detenha *Bluetooth* são:

- *BluetoothAdapter*
- *BluetoothDevice*
- *BluetoothSocket*
- *BluetoothClass*

2.9 Projeto do Anel

A prototipagem rápida (RP, do inglês *Rapid Prototyping*) permite a fabricação de modelos físicos em tempo hábil de protótipos feitos em um software CAD (do inglês *Computer Aided Design*) (STRATASYS, 2016). A impressora 3D é o principal recurso utilizado na prototipagem rápida. E as vantagens de usá-la são:

- Comunicação rápida e eficiente de ideias de design.
- Validação e adequação da forma e do design.
- Maior flexibilidade de processo do design, podendo existir o grande quantidade de alterações no design.

- Há a possibilidade de existir menos erros no design do produto final (STRATASYS, 2016).

A impressão 3D é uma tecnologia de manufatura aditiva. Inicialmente, o desenho da peça é criado por um *CAM*, como por exemplo o *SolidWorks*. Tal arquivo é convertido para o formato STL, e usado um outro *software* para dividir a peça em camadas e também gerar um código G a ser interpretado pela impressora (STRATASYS, 2016).

O material mais utilizado na impressão 3D é o ABS (do inglês *Acrylonitrile butadienestyrene*) conforme mostrado na Figura 2.45



Figura 2.45: ABS da cor natural marfim (3DFILA, 2016).

2.10 Modelo de negócios

O modelo de negócios é capaz de descrever de forma sucinta como um negócio funciona para gerar valor e resolver demandas dos seus clientes, e ao mesmo tempo o negócio é sustentado pelas entradas de receita (Ebook *Lean Canvas* fornecido pelo Biominas)

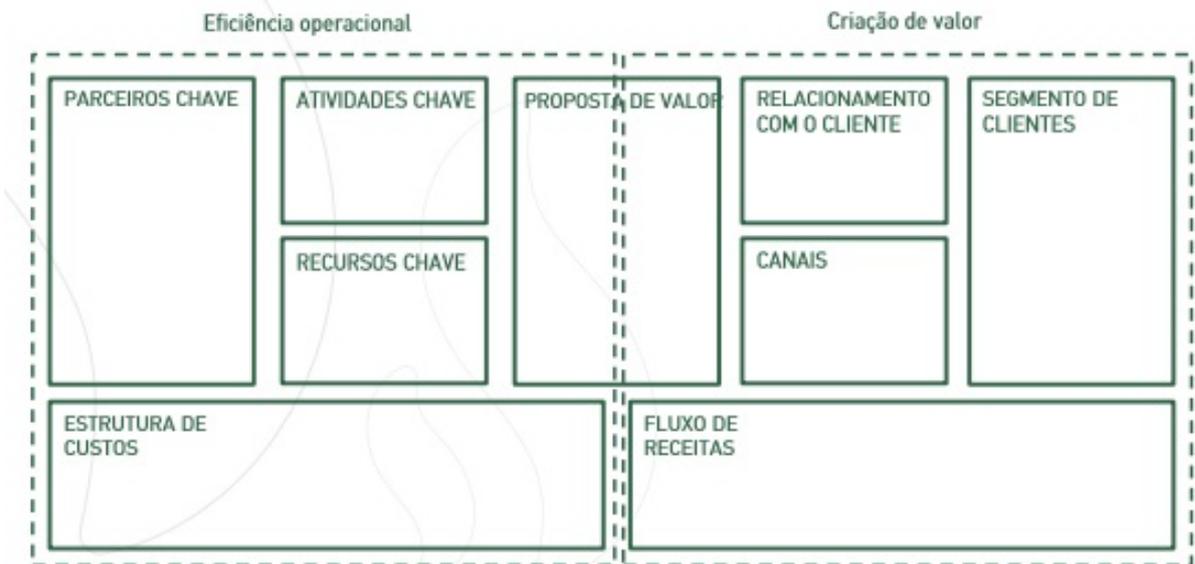
Para a criação do modelo de negócios existem algumas ferramentas e formas visuais bastante difundidas no ecossistema de *startups*. Como por exemplo, o BMC (do inglês *Business Model Canvas*) e o *Lean Canvas*.

Pode-se dizer que o *Lean Canvas* é um adaptação do BMC. O idealizador do *Lean Canvas*, Ash Maruya, acredita que o BMC não foca em pontos mais críticos para startups em estágio inicial. Essa adaptação evidencia as incertezas e os pontos de maior risco que são importantes de serem avaliados durante a fase de ideação e construção do negócio. O *Lean Canvas* ajuda o empreendedor novato à identificar os principais atributos do produto, com isso, fica evidente quais são aspectos que o Mínimo Produto Viável (MVP, do inglês *Minimum Viable Product*) deve possuir.

Na Figura 2.46 é mostrado a ferramenta visual do BMC e a do *Lean Canvas* respectivamente.

Cada bloco do *Lean Canvas* é descrito por:

- Problema: Qual é o problema que startup está propondo a solucionar?



(a) BMC



(b) Lean Canvas

Figura 2.46: (a) BMC (b) *Lean Canvas*. (Ebook Biominas, 2017).

- Segmento de clientes: Quem tem ou sofre com o problema que a *startup* está propondo a resolver? Também neste ponto é necessário definir os *Early Adopters* que são os primeiros clientes a se interessar pelo produto ou serviço.
- Proposta de valor única: É uma frase que resume o mais claro e atraente atributo da solução e que pode atrair clientes. Também qual é a mensagem única e convincente transmitida pelo produto/serviço.
- Solução: Qual é a solução para resolver o problema notado. Também, qual é a solução que o produto ou serviço propõe para atender a necessidade do segmento de clientes.
- Canais: Em poucas palavras é o caminho que irá levar a solução para o cliente.
- Fluxo de receitas: Como a *startup* vai lucrar e os meios são venda de ativos, taxa de utilização, assinaturas, taxa de instalação ou entrega e publicidade.
- Estrutura de custos: Descreve quais são os custos e despesas envolvidas para que o produto ou serviço resolve o problema do cliente.
- Métricas chaves: Aponta para o empreendedor quais indicadores, números e informações de como o negócio está caminhando.
- Vantagem desleal: Relata qual é o atributo o negócio tem que não pode ser facilmente copiado ou comprado por terceiros. Alguns exemplos disso são: informação privilegiada, autoridade pessoal, comunidade com rede ampla de parceiros e clientes, equipe que domina talentos únicos e reputação que o negócio apresenta.

Além disso, para a construção do *Lean Canvas* do negócio, o conceito de produto viável mínimo precisa ser bem definido. Assim segundo Eric Ries, o MVP é a versão mais simples do produto ou serviço que propõe solucionar a demanda dos clientes, e para tal fato, deve-se minimizar custo e tempo. A utilidade do MVP para *startup* é obter feedback, descobrir se alguém quer o produto ou serviço oferecido pela *startup*, testar a vendas, e testar e provar atração. Em suma, com o MVP a *startup* aprende com o cliente e reduz custos. Na Figura 2.47 é ilustrado o que seria o MVP.

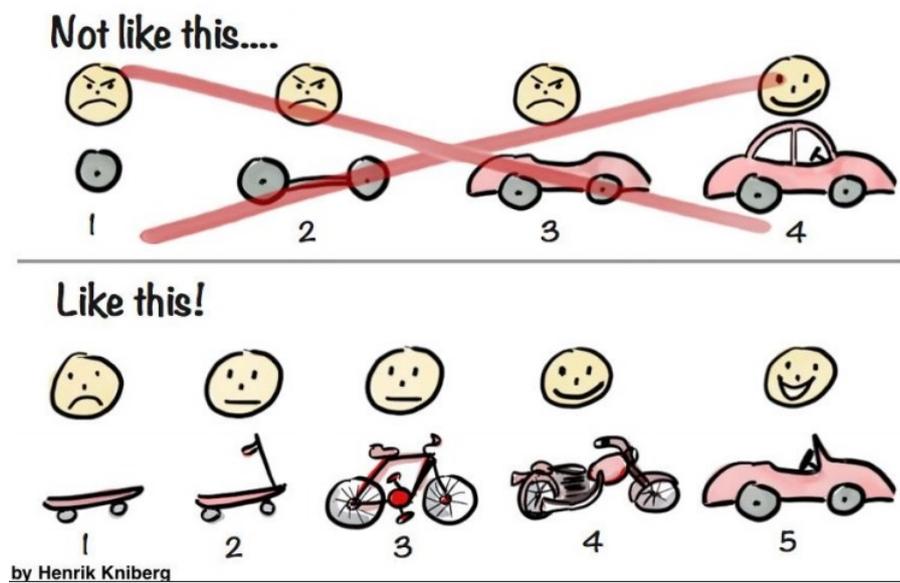


Figura 2.47: O que é o MVP? (Ebook sobre MVP do FIEMG LAB,2017).

Desenvolvimento e resultados

Nesta seção são abordados os resultados alcançados neste trabalho de conclusão de curso.

3.1 Sensor com fototransistor

Após o estudo sobre os sensores que são capazes de coletar o sinal de PPG, escolheu-se o sensor TCRT1000 para testes iniciais por ser de fácil manuseio na prototipagem de circuitos eletrônicos. Esse componente é ilustrado na Figura 2.10.

3.1.1 Projeto do circuito de acionamento e aquisição de sinal

O circuito de acionamento do sensor TCRT1000 é o mostrado na Figura 3.1. Para encontrar os valores de R_1 e R_2 foi consultado o *datasheet* do TCRT1000, e alguns parâmetros importantes sobre o emissor (LED) são mostradas na Tabela 3.1, e sobre o fotodetector na Tabela 3.2. Nota-se que o LED é infravermelho, pois possui comprimento de onda de 940nm.

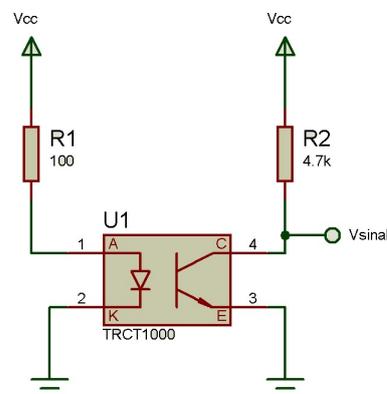


Figura 3.1: Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000.

O V_{sinal} é o sinal de PPG sem qualquer tipo de processamento.

Tabela 3.1: Dados do Emissor

Emissor(LED)			
Parâmetro	Condição de teste	Símbolo	Valor
Tensão reversa	—	V_r	5V
Tensão direta	$I_f=50\text{mA}$	V_f	1,6V (máximo)
Corrente direta	—	I_f	50mA
Potência dissipada	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_v	100mW
Pico de comprimento de onda	$I_f=100\text{mA}$	λ_p	940nm

Tabela 3.2: Dados do fotodetector

Detector(Fotodetector)			
Parâmetro	Condição de teste	Símbolo	Valor
Tensão coletor-emissor	—	V_{CEO}	32V
Tensão emissor-coletor	—	V_{ECO}	5V
Corrente no coletor	—	I_c	50mA
Potência dissipada	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_v	100mW

Para o cálculo de R_1 observou-se que a tensão máxima direta é de 1,6V e a corrente direta nominal é de 50mA. Então, escolheu-se a tensão de alimentação de 5V (V_{cc}), pois é um valor que o *Arduino* fornece. A corrente I_f escolhida foi de 40mA, pois é um valor um pouco abaixo do valor nominal. Com isso, o R_1 é calculado por:

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{cmax}}{I_f} \quad (3.1)$$

$$R_1 = \frac{5 - 1,6}{0,04} \quad (3.2)$$

$$R_1 = 85\Omega \quad (3.3)$$

Com o intuito de facilitar a prototipagem foi utilizado um resistor de 100Ω . Com isso, a corrente I_f passa a ser de 34mA.

Para a escolha do resistor R_2 foi realizada uma análise da Figura 3.2. Vale ressaltar que para aquisição do sinal de PPG é necessário que o fototransistor esteja na região ativa.

Como o I_f determinado é de 34mA, por inspeção visual na Figura 3.2 constatou que para um tensão V_{CE} de 1V, a corrente I_c é próxima de 0,8 mA. Com isso, o valor de R_2 é calculado é dado por:

$$R_2 = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{I_c} = \frac{5 - 1}{8 \times 10^{-4}} = R_2 = 5k\Omega \quad (3.4)$$

Com intuito de verificar se o valor de R_2 encontrado é capaz de converter o sinal de PPG de corrente para tensão, foi realizado um experimento. Esse consistiu em medir os valores de corrente no coletor (I_C) e a tensão coletor-emissor (V_{CE}) para os seguintes valores de R_2 de $1k\Omega$, $4,7k\Omega$, $10k\Omega$ e $15k\Omega$. As condições do teste foram a corrente de

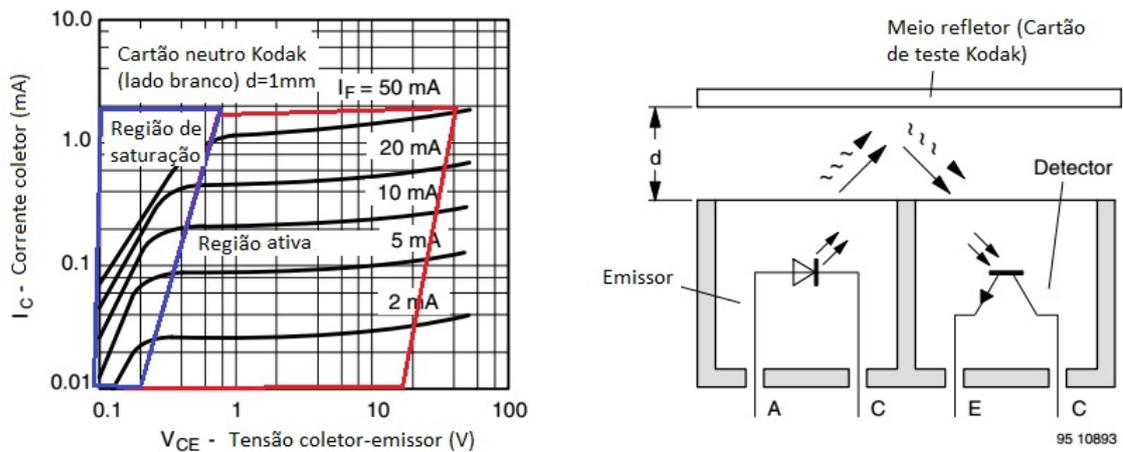


Figura 3.2: Curva V_{CE} versus I_C do sensor TCRT 1000. Adaptado do datasheet (VISHAY, 2002)

I_f de 40mA e a tensão de alimentação V_{CC} de 5V. O resultado encontrado é ilustrado na Figura 3.3 e apresentado na Tabela 3.3.

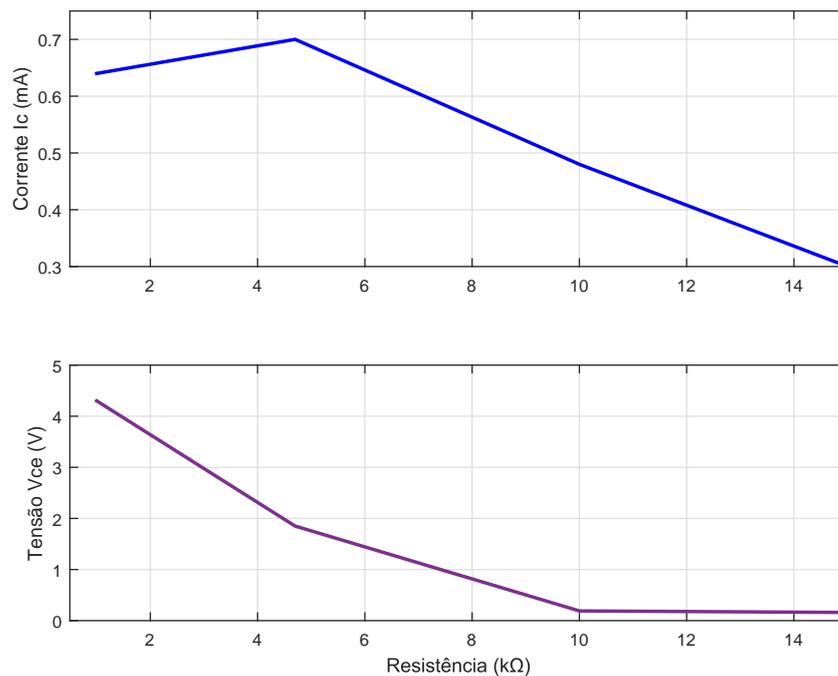


Figura 3.3: Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000 desenvolvido

Assim, observa-se que o uso do resistor 4,7k Ω é adequado por assegurar um valor ótimo de amplificação do sinal de PPG. Pois utilizando esse resistor a tensão V_{CE} é de 1,85V e está na região ativa. Vale ressaltar que é necessário que o transistor do fototransistor esteja na região ativa para o mesmo opere como um amplificador.

Tabela 3.3: Experimento

Resistor ($k\Omega$)	Corrente no coletor, I_c (mA)	Tensão coletor-emissor, V_{CE} (V)
1	0,64	4,3
4,7	0,7	1,85
10	0,48	0,19
15	0,3	0,16

Conforme foi discutido anteriormente, se a tensão V_{CE} estiver na região de saturação o sinal de PPG não será coletada. Além disso, o valor de R_2 deve ser o maior possível para converter o sinal de PPG em corrente para tensão. Com isso, conclui-se que o valor de R_2 deve ser igual $4,7k\Omega$. Além disso, foi adicionado um capacitor de $0,1\mu F$ a fim de atenuar ruídos de alta frequência da alimentação. Esse é nomeado de capacitor *bypass*, e é recomendado em circuitos eletrônicos. Com isso, na Figura 3.4 é mostrado o circuito elétrico do sensor TCRT1000 e na Figura 3.5 é ilustrado o circuito montado na matriz de contatos.

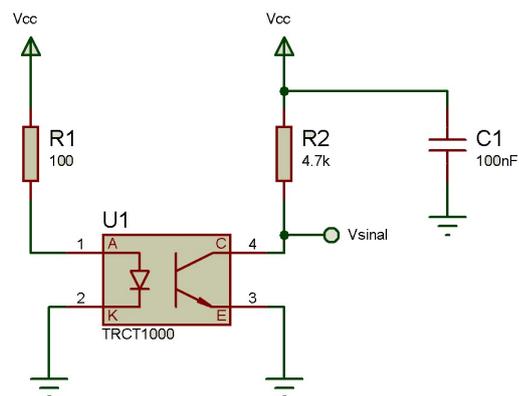


Figura 3.4: Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000.

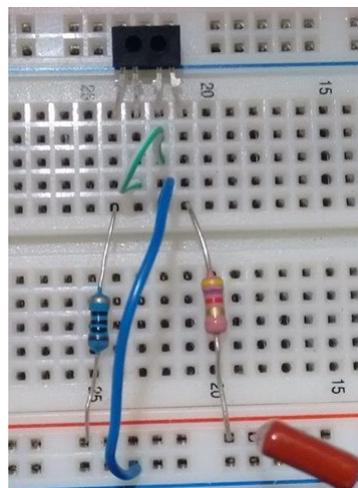


Figura 3.5: Circuito de acionamento do sensor TCRT 1000 desenvolvido

3.1.2 Resultados com o sensor TCRT 1000

Para a aquisição do sinal de PPG com o sensor TCRT 1000, utilizou-se a plataforma *Arduino* com o código descrito no Apêndice B2, as taxas de amostragem foram 100Hz, 333,33Hz e 1000Hz, e o diagrama de blocos da Figura B.1. Tais coletas de sinal de PPG não foram feitas de forma simultâneas.

Nas Figuras 3.6 a 3.8 são mostrados os sinais e os espectros de frequências com taxa de amostragem de 100Hz, 333Hz e 1000Hz respectivamente. Para o cálculo da FFT dos sinais apresentados nas Figuras 3.6 a 3.8, as quantidades de amostras utilizadas foram 4500, 16650, e 45000 respectivamente, e o mesmo foi feito após aquisição dos sinais de PPG.

Além disso, pode-se observar que a amplitude no sinal de PPG apresentados nas Figuras 3.6 a 3.8 são de 54mV, 64mV e 44mV respectivamente. Ao analisar os espectros de frequências das Figuras 3.6 a 3.8, o primeiro pico de frequência pode ser considerado como a frequência da respiração ou artefato de movimento, o segundo pico é a frequência cardíaca, pois a mesma é maior que 0,8Hz, e outros são a primeira e segunda harmônica da frequência cardíaca. Nota-se que a primeira harmônica de frequência é o dobro da frequência cardíaca, e segunda o triplo. As frequências cardíacas dos sinais de PPG apresentados nas Figuras 3.6 a 3.8 são 69bpm, 74bpm e 76bpm respectivamente.

Também, na Figura 3.6 é observado o falseamento da frequência da rede elétrica em 40Hz, e em 20Hz tem-se o falseamento do primeiro harmônico da frequência da rede elétrica. Já na Figura 3.7 é notado a frequência da rede elétrica em 60Hz, e a primeira harmônica em 120Hz, e em torno de 95Hz e 150Hz as outras harmônicas falseadas. Na Figura 3.8 é observado a frequência da rede elétrica em 60Hz, e as harmônicas dessa frequência em 120Hz, 180Hz, 240Hz.

Observa-se que como o sinal de maior frequência de interesse é de 4Hz, correspondendo a 240bpm, seria, em princípio, uma taxa de amostragem maior que 8Hz. As escolhas apresentadas são muito maiores que esse limite, estabelecido pelo Teorema da Amostragem, visando minimizar o efeito de falseamento advindo de ruídos elétricos. Além disso, não houve diferenças significativas em termos de componentes de frequência dos sinais adquiridos com taxas de amostragem de 100Hz, 333,33Hz e 1000Hz. Em uma versão comercial, deve-se fazer um estudo da menor taxa de amostragem possível como forma de reduzir o consumo de energia do dispositivo. Esse aspecto, no entanto, não será considerado nesta abordagem por se tratar de uma primeira investigação do sinal de PPG. Com isso, definiu-se a taxa de amostragem de 100Hz para ser usada na aquisição do sinal de PPG.

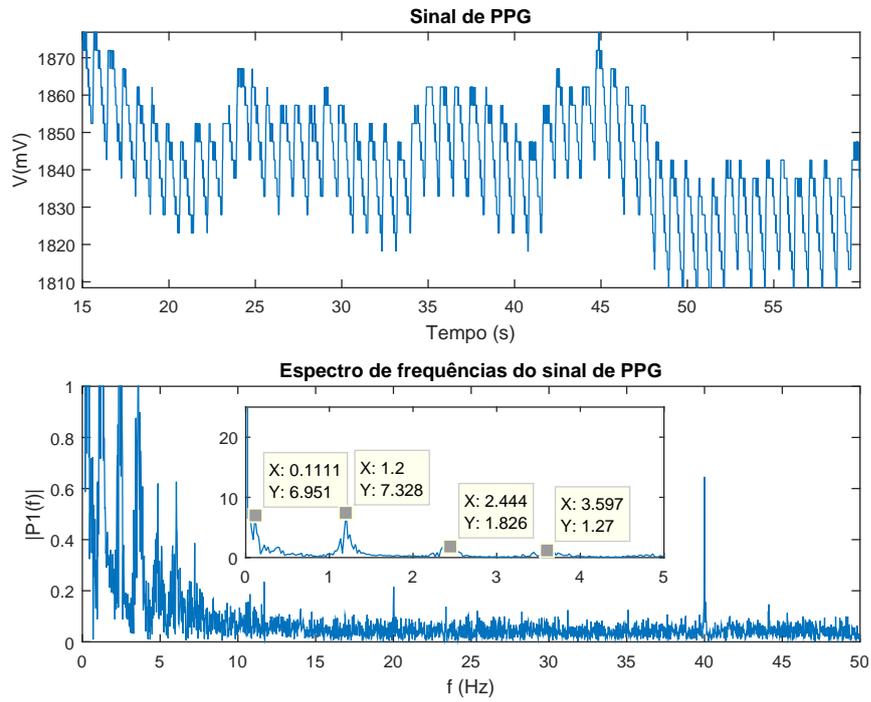


Figura 3.6: Sinal e espectro de frequências do sinal de PPG aquisição em 100 Hz.

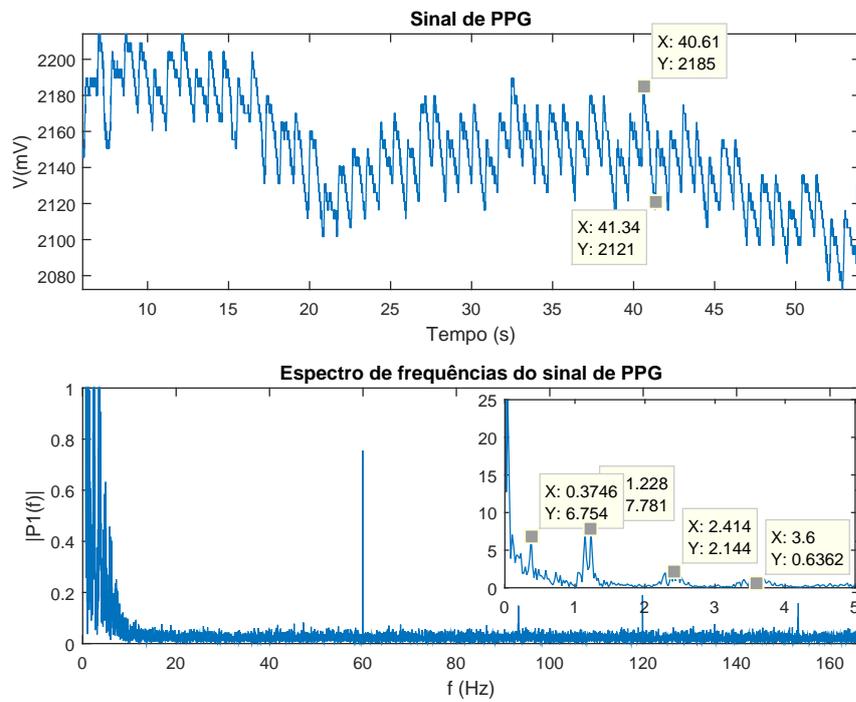


Figura 3.7: Sinal e espectro de frequências do sinal de PPG aquisição em 333,33 Hz.

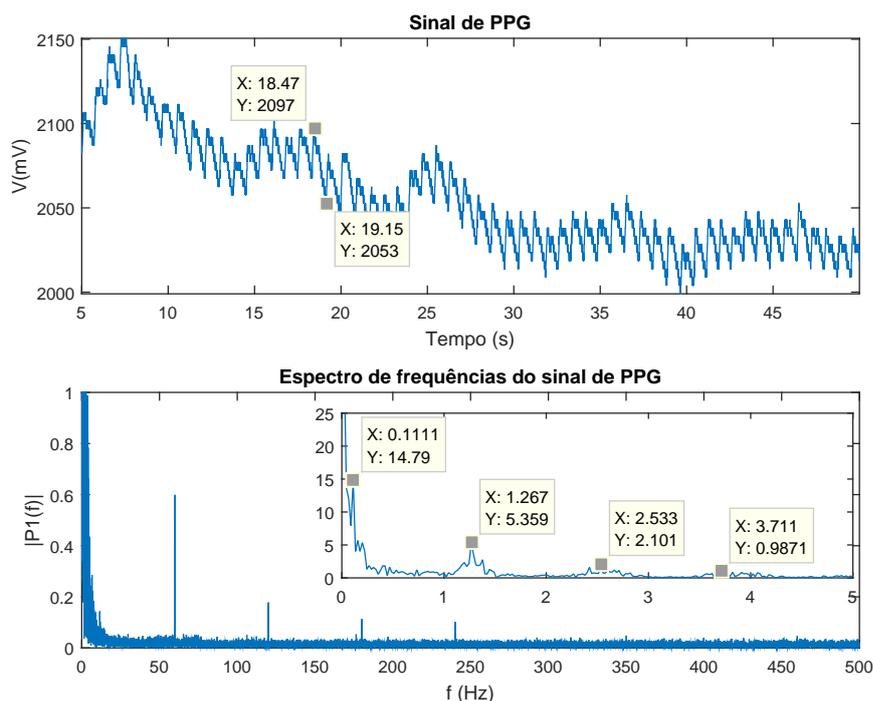


Figura 3.8: Sinal e espectro de frequências do PPG com taxa de amostragem de 1000 Hz.

3.2 Projeto dos filtros analógicos contínuos no tempos

A metodologia *Butterworth* utilizada no projeto dos filtros, pois essa apresenta uma faixa passante plana. Realizou-se o projeto de um filtro ativo passa baixa de primeira ordem conforme é ilustrado na Figura 2.24, e um filtro ativo passa alta de primeira ordem como mostrado na Figura 2.27.

Para o projeto do filtro passa baixa, o amplificador está no modo *buffer*, com isso o ganho em tensão, A_0 é unitário. Como a metodologia é *Butterworth* o coeficiente a_1 é igual 1, conforme a Tabela A.1 apresentada no Apêndice. A função transferência desse filtro é mostrada na equação (2.21), a frequência de corte utilizada é de 10Hz, pois a maior frequência cardíaca do sinal é de 4Hz, com isso, a atenuação de -3dB da frequência de canto está em 10Hz. Para facilitar a prototipagem do filtro analógico passa baixa, considerou-se C_1 igual à $10\mu\text{F}$, então, encontrou-se o valor de $R_1 = 1590\Omega$. A função transferência desse filtro projetado é dado por:

$$F_{pb}(s) = \frac{1}{0,01592s + 1} \quad (3.5)$$

Além disso, com o auxílio do software *Filter Pro* da empresa *Texas Instruments* foi feito o projeto deste filtro passa baixa. Neste software é possível selecionar a faixa de tolerância dos componentes, então selecionou-se 5% para o resistor e capacitor. Na Figura 3.9 é apresentado o filtro passa baixa projetado no software *Filter Pro*. Tal *software* foi

utilizado a fim de obter os valores comerciais dos resistores e capacitores. Também, na Figura 3.10 é apresentado o diagrama de Bode desse filtro.

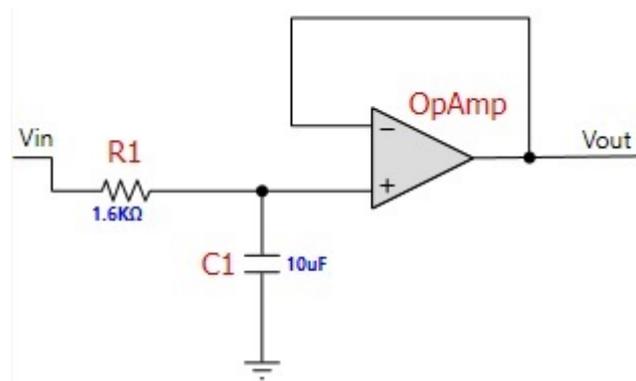


Figura 3.9: Circuito elétrico do filtro passa baixa projetado no software *Filter Pro*

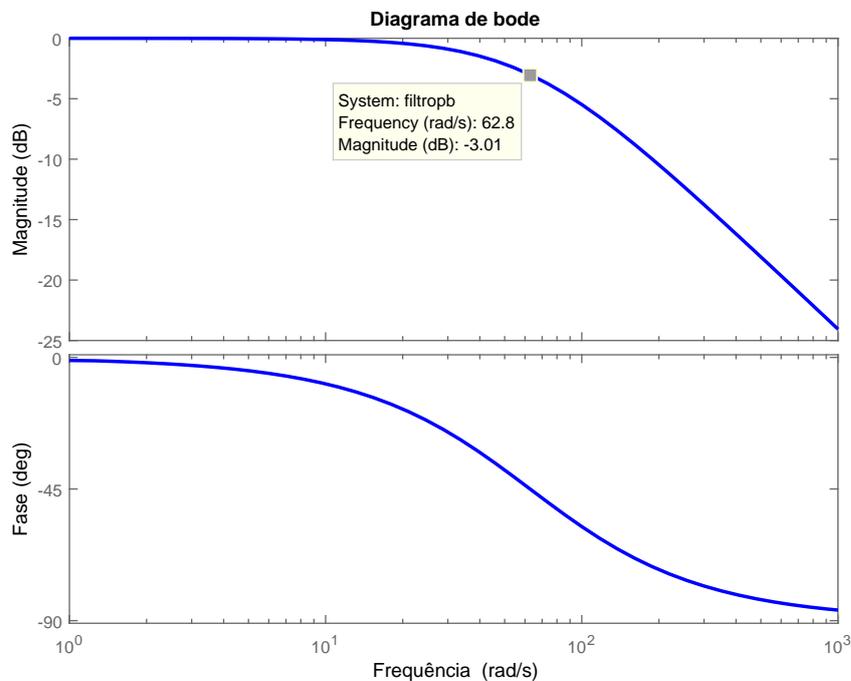


Figura 3.10: Diagrama de Bode para o filtro ativo passa baixa projetado.

Já o projeto do filtro de passa alta, o amplificador está no modo *buffer*, então A_0 é equivalente 1. Como a metodologia é *Butterworth* o coeficiente a_1 é igual 1, conforme a Tabela A.1 apresentada no Apêndice. A função transferência desse filtro é mostrada na equação (2.27). A frequência de corte utilizada foi de 0,2Hz, pois nessa frequência está a atenuação de -3dB. Com isso, a partir de 0,8Hz não tem atenuação do sinal. Em termos de projeto, deve-se escolher valores de componentes semelhantes, assim sendo, o valor capacitância C_1 é de $10\mu\text{F}$, o valor de R_1 calculado foi de:

$$F_{pa}(s) = \frac{s}{0,7958s + 1} \quad (3.6)$$

Utilizou-se o software *Filter Pro* para o projeto deste filtro passa alta. Também, selecionou-se 5% para os componentes eletrônicos do filtro. Na Figura 3.11 é apresentado o filtro passa alta projetado neste software. Também, na Figura 3.12 é apresentado o diagrama de Bode desse filtro.

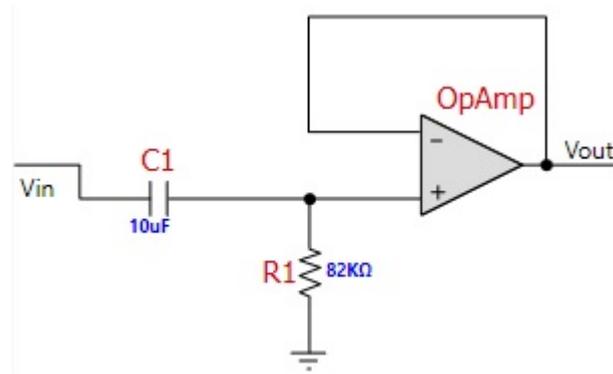


Figura 3.11: Circuito elétrico do filtro passa baixa projetado no software *Filter Pro*

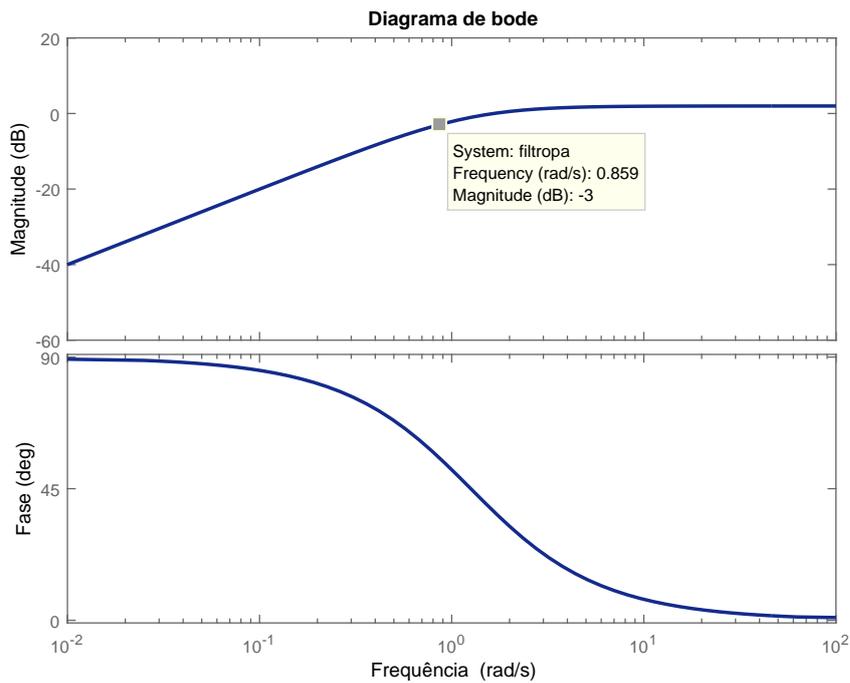


Figura 3.12: Diagrama de Bode para o filtro ativo passa alta projetado.

Baseado no resultado do espectro de frequências do período de amostragem de 1000Hz, obtido na seção 4.1, simulou-se os filtros projetados no *PSpice* tendo sinais de entradas senoides com as frequências de 1,2Hz (72bpm) com amplitude de 0,04V, representando a frequência do ciclo cardíaco, 0,37Hz (22bpm) com amplitude de 0,001V, 2,4Hz (144bpm) com amplitude de 0,025V, 3,6Hz (216bpm) com amplitude de 0,001V e um sinal de 60Hz com amplitude de 0,05V, representando o ruído da rede elétrica. A componente DC do sinal de PPG foi colocada na fonte da frequência do ciclo cardíaco e seu valor foi de 2V. Nota-se que, quando os filtros passa baixa e passa alta são colocados em série, é formado um filtro passa faixa.

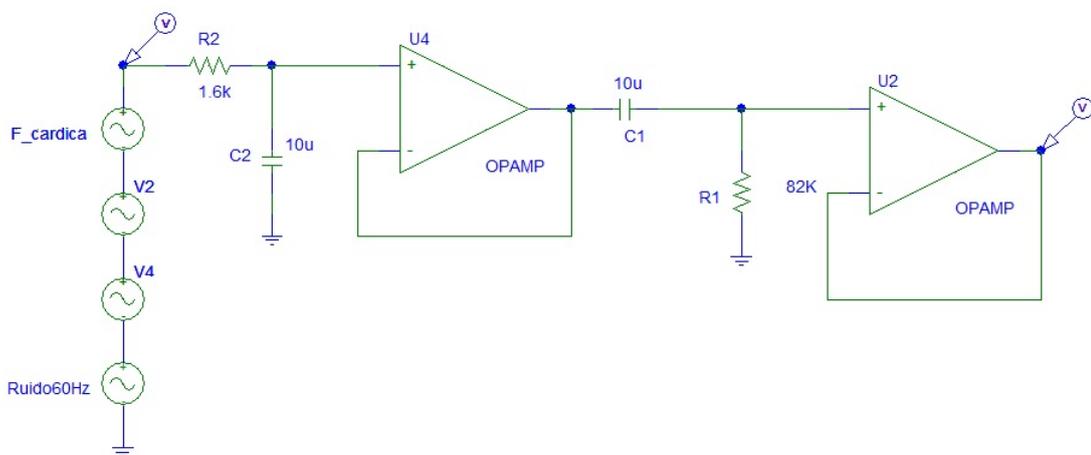


Figura 3.13: Filtros projetados do *PSpice*

O sinal de PPG simulado é apresentado na Figura 3.14

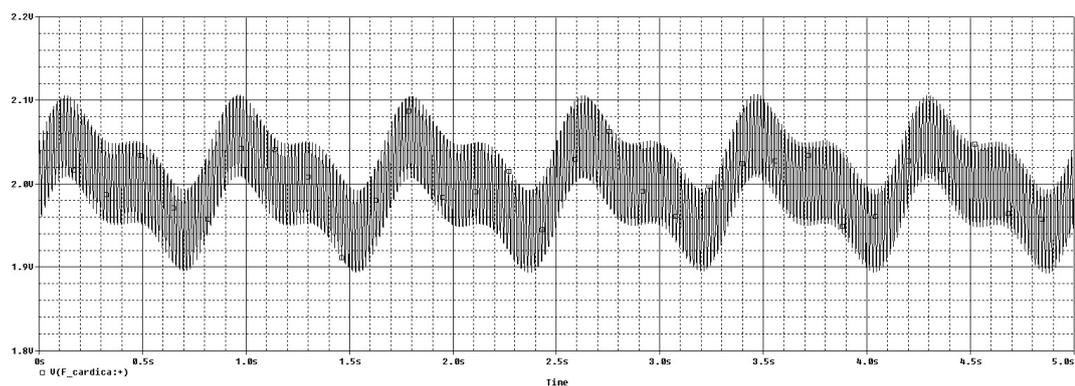


Figura 3.14: Sinal de PPG simulado no *PSpice*

O sinal de PPG filtrado e amplificado é apresentado na Figura 3.15. Pode-se observar que esse sinal mostra que os ruídos de alta frequência foram atenuados, e a forma de onda do sinal de PPG foi preservada.

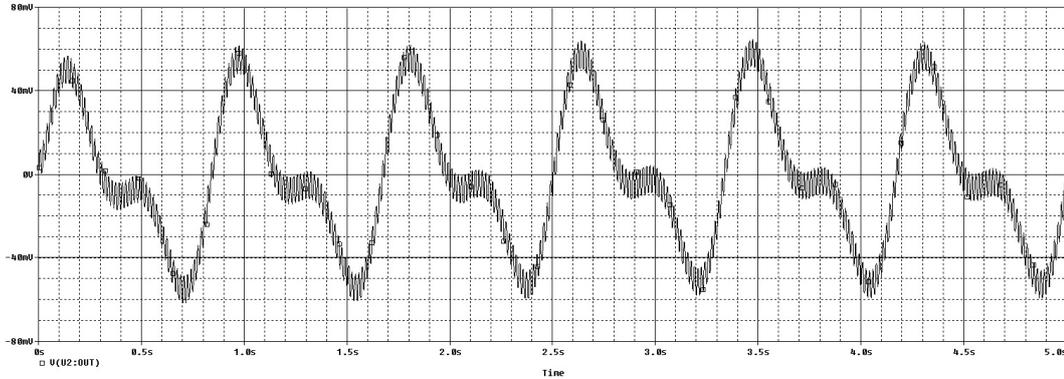


Figura 3.15: Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no *PSpice*

3.3 Sensor com fotodiodo

O sensor de fotodiodo utilizado para o projeto e testes iniciais foi o SFH7050 da empresa OSRAM, o diagrama de blocos desse componente é mostrado na Figura 2.7.

3.3.1 Projeto do circuito de acionamento dos LEDs

O cálculo dos resistores para acionamento dos LEDs foi feito baseado nos parâmetros da Tabela 3.4 que foram entrados no *datasheet* do sensor SFH7050.

Tabela 3.4: Cálculo das resistores do acionamento os LEDs do sensor SFH7050

	LED infravermelho	LED vermelho	LED Verde
Tensão de alimentação (V)	5	5	5
Tensão V_f para $20mA$	1,3	2,8	3,4
Corrente nominal (mA)	20	20	20
Corrente MAX (mA)	100	70	50
Resistência (Ω)	185	145	80

Após realização de alguns testes e pedir informações extras para a fabricante do sensor SFH7050, o engenheiro Dr. Rolf Weber recomendou que a tensão nos LEDs deveria ser menor que 2V. Diante disso, desenvolveu-se o circuito da Figura 3.16 no qual os valores das resistências são de $1k\Omega$ para os LEDs infravermelho e $10k\Omega$ para o LED verde.

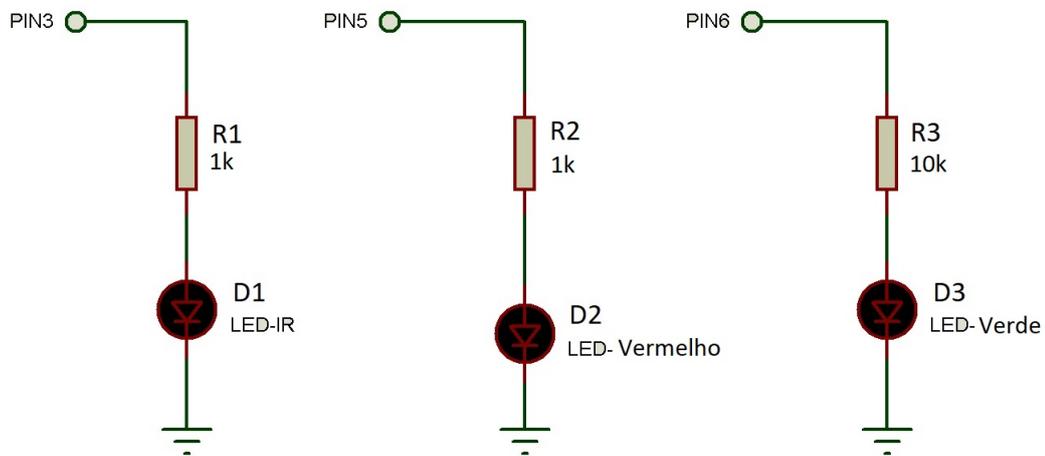


Figura 3.16: Circuito de acionamento dos LEDs infravermelho, vermelho e verde

Na Figura 3.17 é mostrado a tensão em cima dos LEDs, sendo a curva em amarelo do LED vermelho e em azul do LED infravermelho.

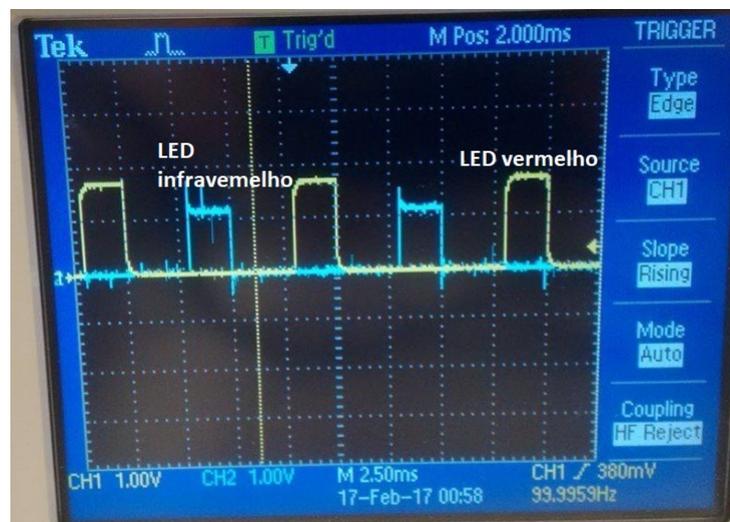


Figura 3.17: Tensões nos LEDs vermelho e infravermelho

3.3.2 Projeto do circuito de transimpedância

O projeto do circuito de transimpedância foi baseado em dois tipos de amplificadores operacionais OP07 e TL071.

Cálculo capacitor de *feedback* de transimpedância

Na Tabela 3.5 são mostrados as principais características dos amplificadores operacionais OP07 e TL071. Com a equação (2.13), calculou-se capacitância C_f para os dois amplificadores. Em consulta ao *datasheet* do sensor SFH 7050, o valor da capacitância C_D é de $15pF$.

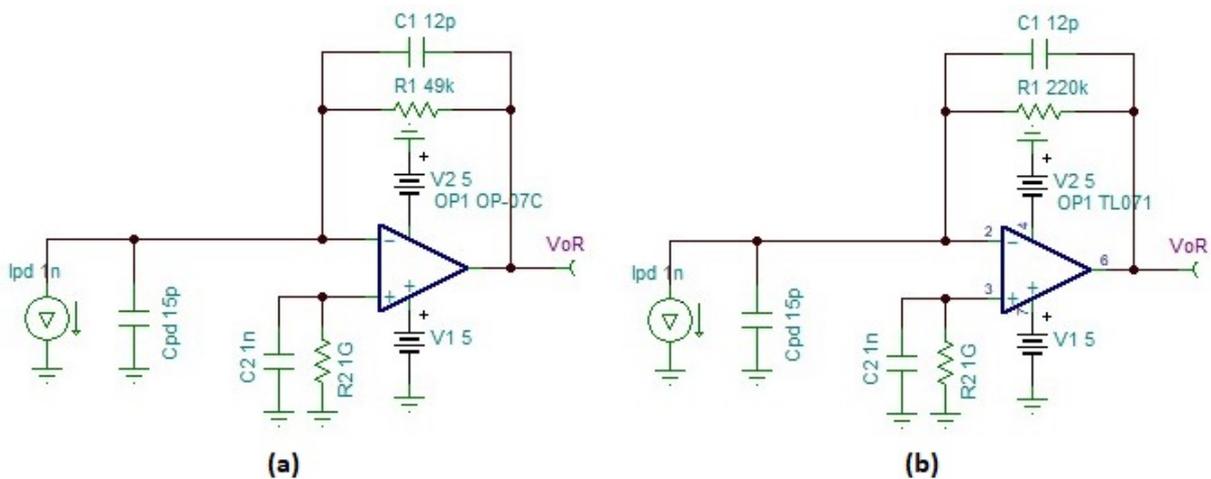
Para o amplificador OP07, usou-se $R_f = 47k\Omega$, pois tal valor da resistência não pode ser alto a fim de evitar casamento de impedâncias com a impedância de entrada do amplificador. Além disso, foram testados valores de resistores de $100k\Omega$, $220k\Omega$, $330k\Omega$ e $1M\Omega$, porém esses valores apresentaram um nível de DC entre 3,5V e 4,5V quando a alimentação do desse amplificador é de -5V e 5V, sabe-se que devido ao *rail-to-rail* de amplificadores, a tensão do sinal na saída do amplificador não deve ser próximo das tensões de alimentação. Também em consulta ao engenheiro Dr. Rolf Weber da empresa OSRAM, ele recomendou um resistor de R_f de $50k\Omega$, porém para facilitar a prototipagem foi usado um resistor de R_f de $47k\Omega$. O e-mail do Dr. Rolf Weber está no Apêndice C. Portanto, utilizou-se a equação (2.13), com C_D igual a $15pF$, R_f de $47k\Omega$ e G_{BW} de 0,6MHz, e encontrou-se a capacitância C_f igual a $12,44pF$.

Já para o amplificador TL071, também foram testados resistores de $50k\Omega$, $100k\Omega$, $220k\Omega$, $330k\Omega$ e $1M\Omega$. No entanto, apenas com o valor de $220k\Omega$ funcionou propriamente em termos de amplificação do sinal de PPG. Assim sendo, utilizou-se a equação (2.13), com C_D igual a $15pF$, R_f de $220k\Omega$ e G_{BW} de 3MHz, e encontrou-se a capacitância C_f igual a $2,28pF$.

A fim de facilitar a prototipagem foram usados os valores de C_f igual à $12pF$. Com isso, na Figura 3.18 são ilustrados os circuitos de transimpedâncias com os amplificadores OP07 e TL071.

Tabela 3.5: Características dos AmpOps OP07 e TL071. Adaptado de (TEXASINSTRUMENTS, 2005) e (ANALOGDEVICES, 2016)

	OP07	TL071
Gain bandwidth (G_{BW})	0,6MHz	3MHz
Impedância de entrada	8M Ω à 33M Ω	10T Ω
Tensão offset de entrada	0,060mV a 0,150mV	3mV a 10mV
Capacitância de entrada	15pF	18pF
Tensão de alimentação	-22V a 22V	-18V a 18V
Valor unitário	R\$3,41	R\$1,94
Tipo de topologia	JFET	JFET

Figura 3.18: (a) Transimpedância do Ampop OP07 ($R1 = 49k\Omega$). (b) Transimpedância Ampop TL071 ($R1 = 220k\Omega$)

3.3.3 Resultados do sensor SFH7050

Nesta seção é apresentado alguns dos resultados obtidos utilizando o sensor SFH7050.

Teste com filtro analógicos

Com o intuito de investigar o sinal de PPG coletado pelo sensor SFH7050, foi montado o circuito da Figura 3.19 na matriz de contatos. A taxa de amostragem utilizada foi de 100Hz e aquisição foi feita com a placa da NI 6221 fabricada pela empresa *National Instruments*. O sinal PPG foi coletado em cinco posições diferentes (A, B, C, D, E) simultaneamente e foi usado o LED de cor vermelha. Observa-se que o amplificador operacional utilizado na transimpedância foi o TL071, e os outros amplificadores usados foram OP07.

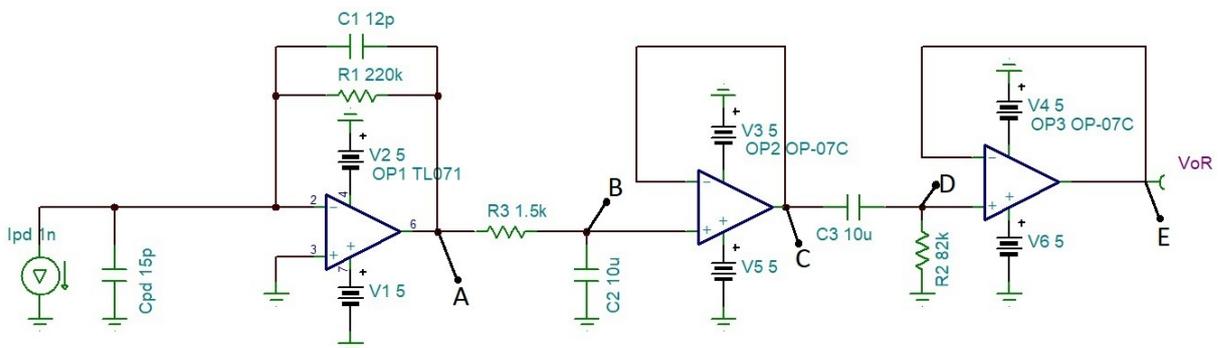


Figura 3.19: Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no *PSpice*

Nas Figuras 3.20 e 3.21 são apresentados os sinais de PPG coletados. Vale ressaltar que foram extraídas as médias dos sinais coletados para o cálculo da FFT, e a janela para o cálculo da FFT foi de 500 amostras para todos os sinais aquisitados. Os cálculos da FFT foram feitos após aquisição dos sinais de PPG.

Na Figura 3.20 é observado que o sinal A apresenta ruídos de alta frequências, e o seu espectro de frequências mostra frequências falseadas, como por exemplo, as frequências próximas à 22Hz e 49Hz. Já o sinal B e C são bem menos ruidosos, e não há diferenças significativas em termos de amplitude e ruído entre dos mesmos, com isso, pode-se notar que o amplificador no modo *buffer* cumpriu sua função. As frequências cardíacas dos sinais A,B e C são 60bpm.

Ao realizar uma análise dos sinais D e E da Figura 3.21, constatou-se que ambos sinais apresentam menores amplitudes se comparadas com outros sinais. Também, ao observar os espectros de frequências dos sinais D e E nas frequências entre 0Hz e 0,8Hz, as suas magnitudes são menores que os espectros de frequências dos sinais A, B e C, com isso, pode-se perceber que o filtro passa alta atenuou os sinais entre a faixa de 0Hz e 0,8Hz. No entanto, ao comparar os espectros de frequências dos sinais D e E principalmente em

torno da frequência cardíaca 1Hz que equivale a 60bpm, pode-se notar diferenças que possivelmente são advindas do amplificador operacional.

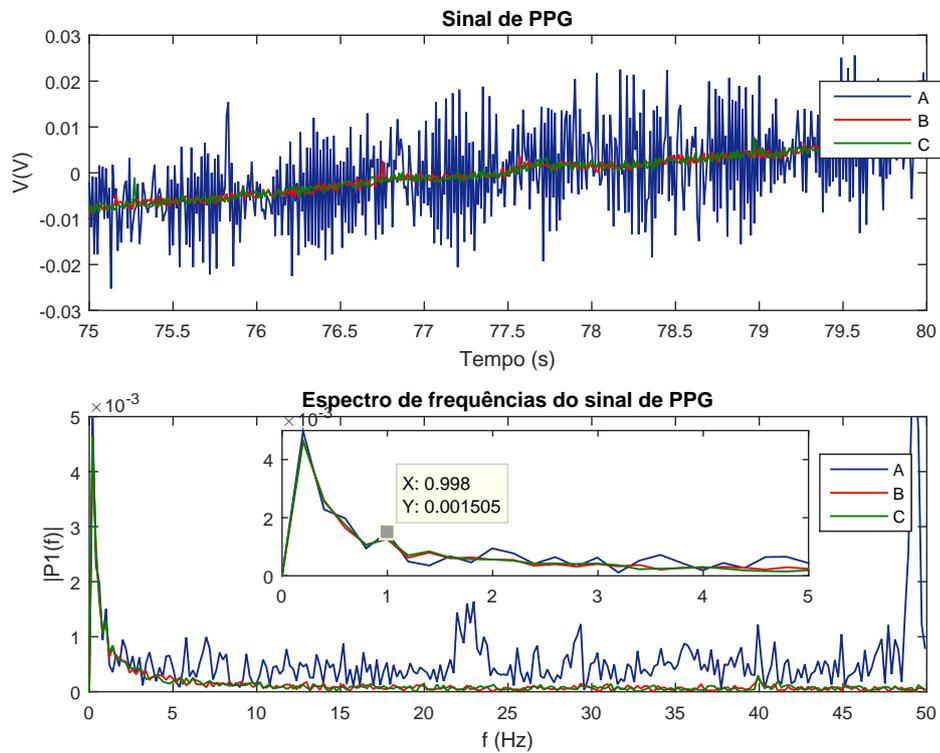


Figura 3.20: Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no *PSpice*

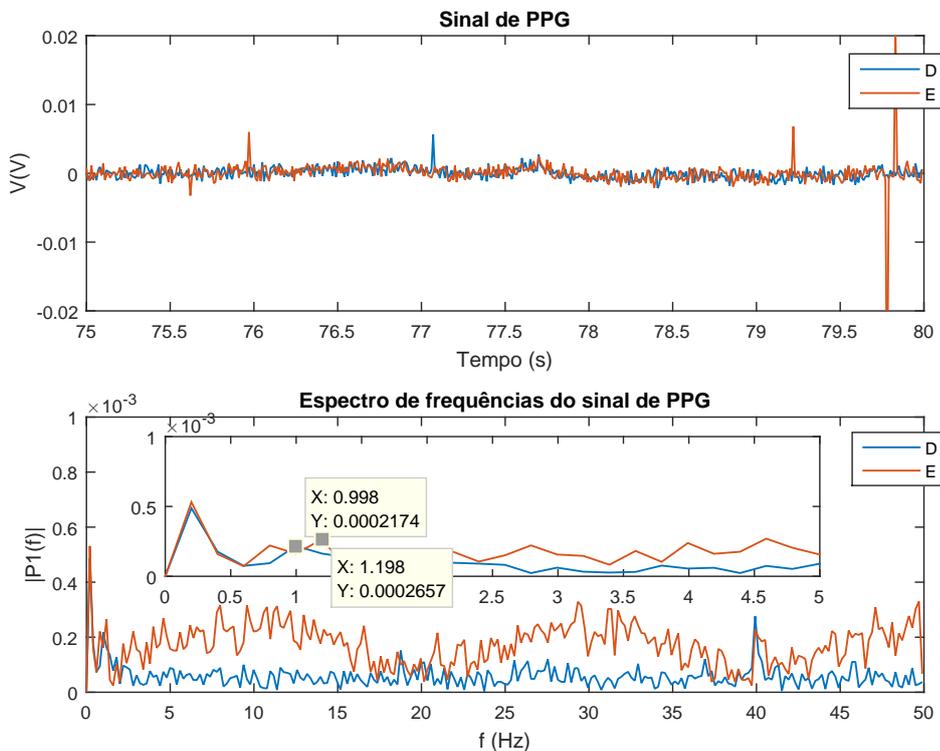


Figura 3.21: Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no *PSpice*

Após a realização de alguns testes, constatou-se que o circuito da Figura 3.22 é o melhor por diversas razões. Essas são a facilidade de miniaturização do circuito e o menor custo do produto final devido à utilização de menos componentes. Além disso, o amplificador operacional selecionado foi o TL071, pois além de apresentar o menor custo e tem maior impedância de entrada. Com isso, o sinal de PPG em corrente tem menos facilidade de passar pelas entradas inversora e não inversora do amplificador. Assim, o filtro apresentado no circuito da Figura 3.22 tem a papel de filtro *anti aliasing* com a função de evitar o falseamento de ruídos de alta frequência atenuando os mesmos. Nas entradas de alimentação do amplificador foram colocados capacitores cerâmicos de $0,1\mu F$ que tem a função de atenuar ruídos de alta frequência das fontes de alimentação. Tal fato, é recomendado pelo *datasheet* do amplificador TL071 (TEXASINSTRUMENTS, 2005). Na Figura 3.23 é mostrada os sinais de PPG aquisitados com TIA do amplificador OP07 e TL071. Tais sinais não foram coletadas simultaneamente, foi usado a plataforma *Arduino* para aquisição de dados com o código apresentado no Apêndice B1, e o LED da cor vermelha.

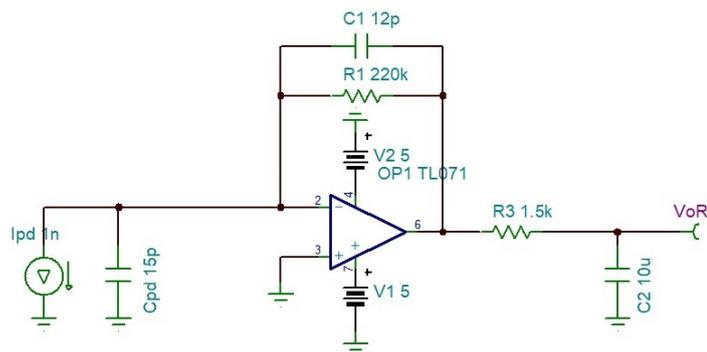


Figura 3.22: Sinal de PPG filtrado e amplificado simulado no *PSpice*

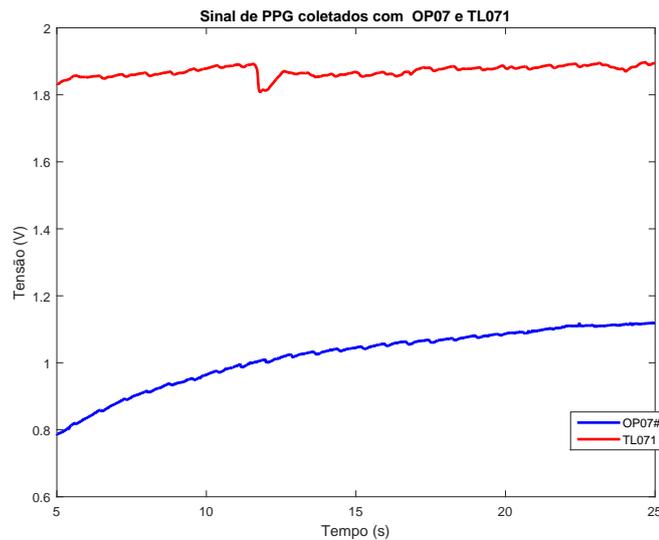


Figura 3.23: Transimpedância do Ampop TL071

Coleta do PPG com LEDs de verde, vermelho e infravermelho

No primeiro gráfico que é mostrado na Figura 3.24 são exibidos sinais de PPG coletados utilizando os foto emissores de LEDs infravermelho, vermelho e verde. O circuito utilizado pode ser visto na Figura 3.22. Tais aquisições não foram feitas de forma simultânea. Para a coleta dos sinais de PPG utilizou-se a plataforma *Arduino* com o código descrito no Apêndice, a taxa de amostragem foi de 100Hz, e o diagrama de blocos da Figura B.1. O sinal de PPG foi coletado do dedo indicador um indivíduo. Observa-se que as componentes DC e AC do sinal coletado utilizando o LED infravermelho são maiores que as componentes DC e AC dos sinal coletado com o LED vermelho. Tal fato é previsto conforme mostrado na Figura 2.4. O sinal de PPG coletado utilizando o LED verde também apresentou as componentes DC e AC com valores de baixa amplitudes conforme mencionado na seção 2.2.2. Já no segundo gráfico ilustrado na Figura 3.24, são apresentados os sinais de PPG sem os valores médios deles. Os espectros de frequência, mostrados na Figura 3.24, foram calculados a partir dos sinais sem a média deles, e o tamanho de janela foi de 1000. Os cálculos da FFT foram feitos após aquisição do sinais de PPG. As frequências cardíacas dos sinais de PPG coletados utilizando os foto emissores de LEDs infravermelho, vermelho e verde são 1,29Hz(78bpm), 1,39Hz(85bpm) e 1,19Hz(72bpm).

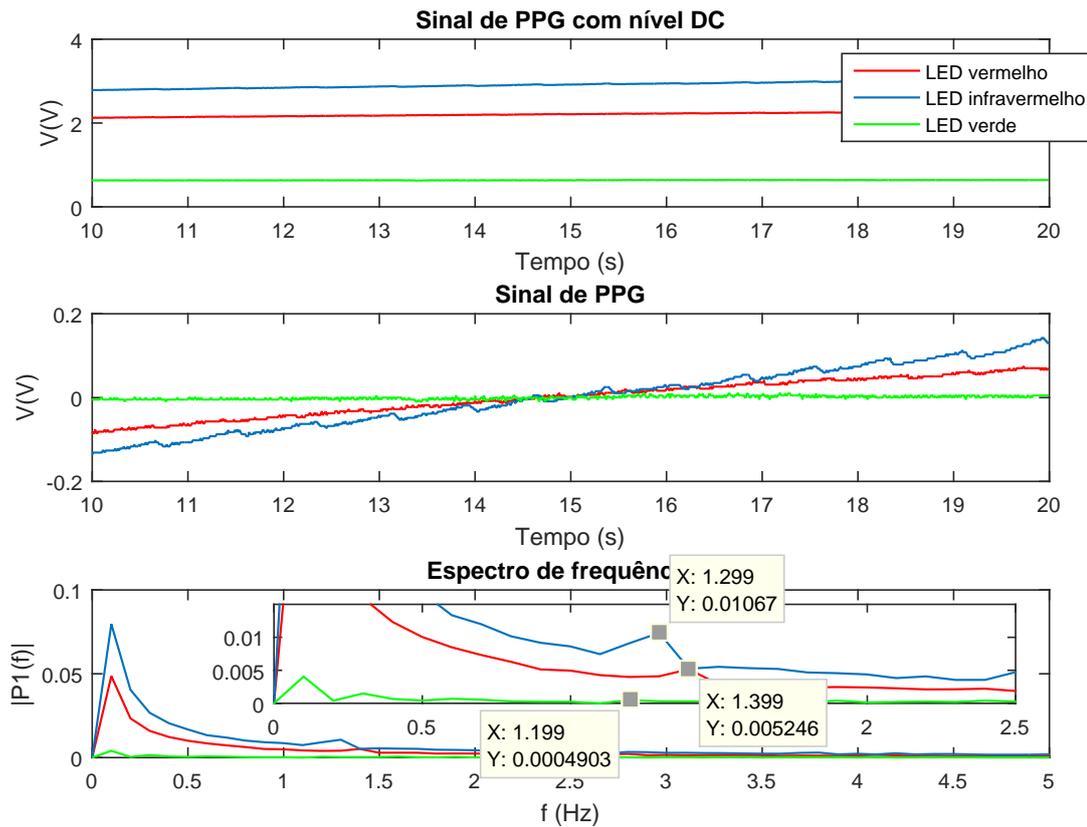


Figura 3.24: Sinais de PPG coletados usando os foto emissores de LEDs infravermelho, vermelho e verde.

3.4 Projeto do processamento do sinal digital (DSP)

Com o propósito de investigar o sinal de PPG foram desenvolvidos um filtro de média móvel, um filtro IIR passa faixa e foi usado o algoritmo de Goertzel adaptado para obtenção da frequência cardíaca. A taxa de amostragem utilizada nesses projetos foi de 100Hz.

3.4.1 Filtro FIR

O filtro de média móvel foi desenvolvido e testado no Matlab. O código criado para o projeto desse filtro é encontrado no Apêndice B. A ordem definida do filtro de média móvel foi de 4, pois como o filtro faz médias de sinais, essa ordem aponta para a diminuição de 4 vezes da taxa de amostragem. Então, deve-se evitar uma ordem alta a fim de impedir a deterioração do sinal. Com isso, tem-se a função de transferência do filtro de média móvel a seguir:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 0,25z + 0,25z^{-1} + 0,25z^{-2} + 0,25z^{-3} \quad (3.7)$$

Já a equação à diferenças do filtro é dado por:

$$y[n] = 0,25x[n] + 0,25x[n - 1] + 0,25x[n - 2] + 0,25x[n - 3] \quad (3.8)$$

Na Figura 3.25 é mostrado o diagrama de Bode do filtro de média móvel. Nota-se que a frequência de corte do filtro é de 71,3rad/s que equivale à 11,35Hz.

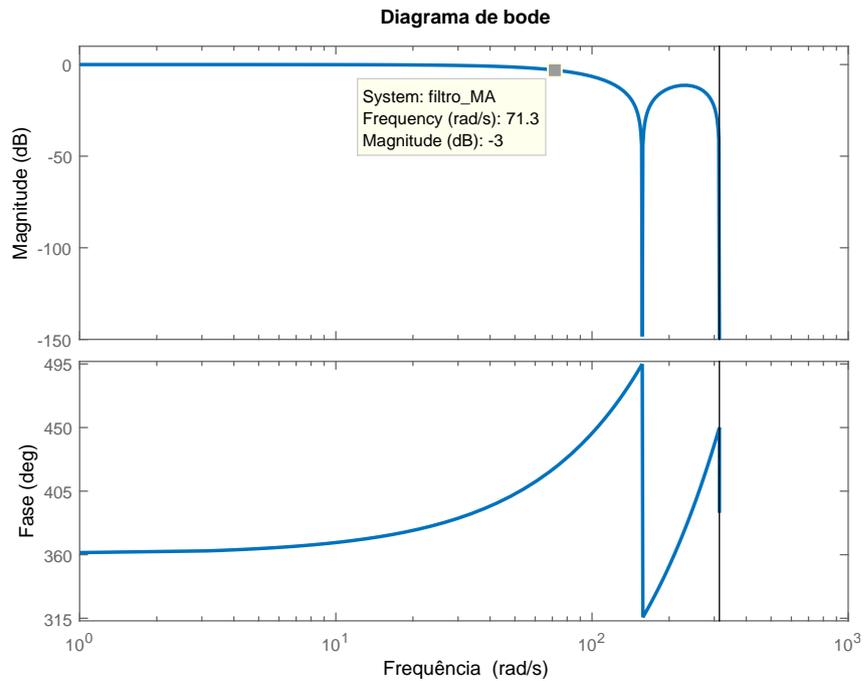


Figura 3.25: Diagrama de Bode do filtro de média móvel FIR

3.4.2 Filtro de IIR

O filtro passa faixa IIR projetado tem frequência de corte entre 0,2Hz e 10Hz, e foi feito baseado na metodologia de *Butterworth*, e a função transferência é dada por:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{0,0652z^4 - 0,1304z^2 + 0,0652}{z^4 - 3,146z^3 + 3,717z^2 - 1,991z + 0,4201} \quad (3.9)$$

Já a equação à diferenças do filtro é dado por:

$$y[n] = 0,0652x[n] - 0,1304x[n - 2] + 0,0652x[n - 4] + 3,146y[n - 1] - 3,717y[n - 2] + 1,991y[n - 3] - 0,4201y[n - 4] \quad (3.10)$$

Na Figura 3.26 é apresentado o diagrama de Bode do filtro passa faixa IIR. Nota-se que a frequência 1,26rad/s é equivalente a 0,2Hz e 62,4rad/s é aproximado a 10Hz

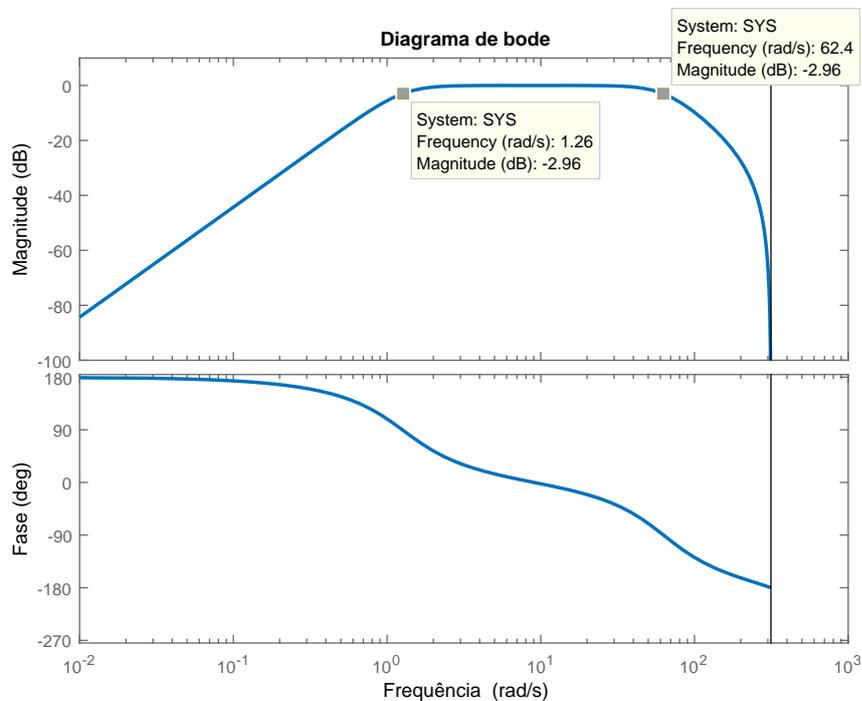


Figura 3.26: Diagrama de Bode do filtro passa faixa IIR

3.4.3 Cálculo frequência cardíaca com o Algoritmo de Goertzel

O código desenvolvido para o cálculo da frequência cardíaca, utilizando o Algoritmo de Goertzel, foi baseado na rotina descrita a seguir:

ALGORITMO DE GOERTZEL

1. Inicialize as variáveis k , w_0 , f , $ppg(i)$ e N .

$$k \leftarrow 0,5 + \frac{Nf}{f_s}$$

$$w_0 \leftarrow \frac{2\pi K}{N}$$

$f \leftarrow$ frequências de interesse

$ppg(i) \leftarrow$ é o vetor com o sinal de PPG

$N \leftarrow$ tamanho do vetor com o sinal de PPG

2. Calcule N vezes

$$s_0 = 2 \cos(w) s_1 - s_2 + ppg(i)$$

$$s_2 = s_1$$

$$s_1 = s_0$$

3. Finalmente

$$real = s_1 - s_2 \cos(w)$$

$$imag = s_2 \sin(w)$$

$$power = \text{sqrt}(real^2 + imag^2)$$

3.4.4 Resultados DSP

Para a coleta do sinal de PPG, utilizou-se o diagrama de blocos da Figura B.1, a plataforma *Arduino* com o código descrito no Apêndice B2, a taxa de amostragem de 100Hz e o foto emissor de cor vermelha. Vale ressaltar que o sinal de PPG foi aquisitado durante 50s, e coletado do dedo indicador um indivíduo, depois foi processado por filtros digitais discretos no tempo, e pelo algoritmo de Goertzel.

Na Figura 3.27 são mostrados sinais de PPG sem processamento DSP, processados por filtros FIR e IIR e só pelo filtro IIR. O cálculo do algoritmo de Goertzel foi feito com $N=500$ e no intervalo de tempo entre 0s e 5s. A frequência cardíaca encontrada foi de 0,833Hz (53bpm). Possivelmente, a frequência cardíaca esteja incorreta, pois o sinal de PPG apresentado contém ruídos de artefato de movimento (frequências acima de 0,1HZ) devido ao fato do posicionamento do dedo no sensor.

Já na Figura 3.28 são mostrados sinais de PPG sem processamento DSP, filtrados por filtros FIR e IIR e só pelo filtro IIR. O cálculo do algoritmo de Goertzel foi feito com

3.4. Projeto do processamento do sinal digital (DSP)

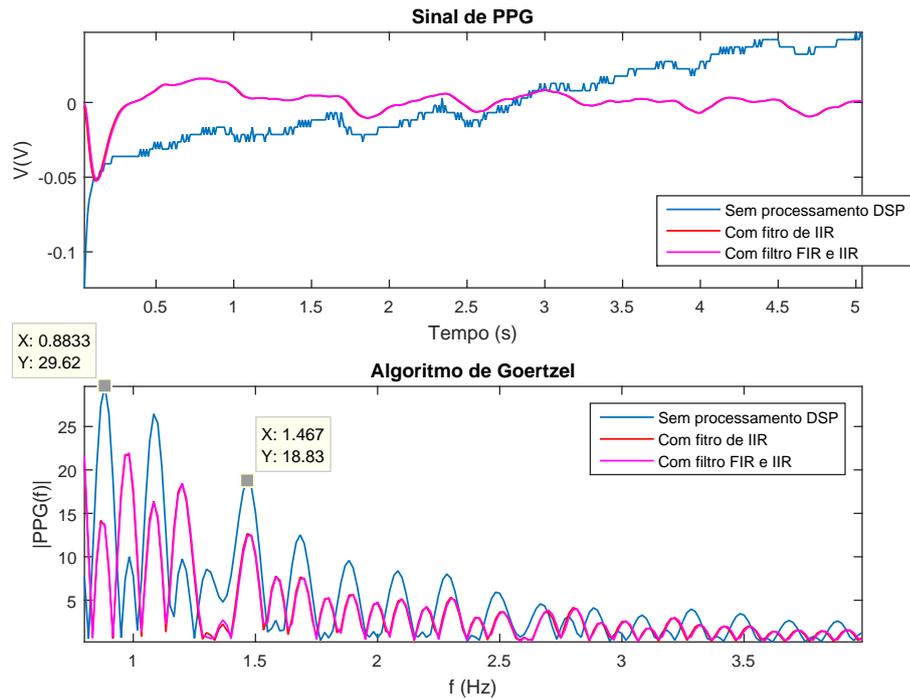


Figura 3.27: Sinal de PPG sem processamento, filtrado com IIR e filtrado com FIR

$N=500$ e no intervalo de tempo entre 5s e 10s. A frequência cardíaca encontrada foi de 1,417Hz (85bpm). Observa-se que as maiores magnitudes calculadas pelo algoritmo de Goertzel foram o dos sinais processados por filtros FIR e IIR e só pelo filtro IIR.

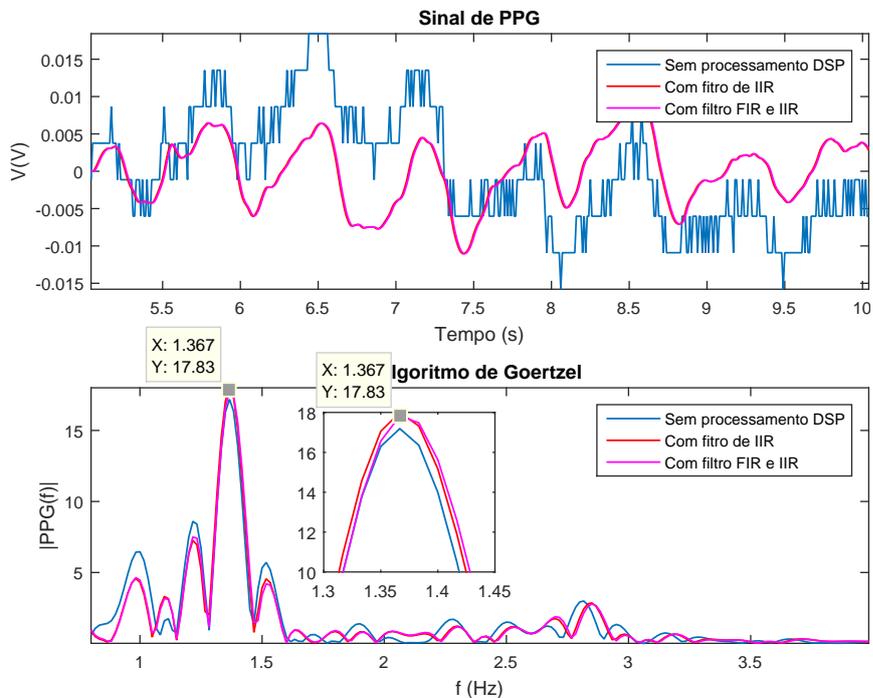


Figura 3.28: Sinal de PPG sem processamento, filtrado com IIR e filtrado com FIR

Um outro resultado é mostrado na Figura 3.29. O cálculo do algoritmo de Goertzel foi feito com $N=500$ e no intervalo de tempo entre 10s e 15s. A frequência cardíaca encontrada foi de 1,317Hz (79bpm). Observa-se que a maior magnitude calculada pelo algoritmo de Goertzel foi o do sinal sem o processamento DSP.

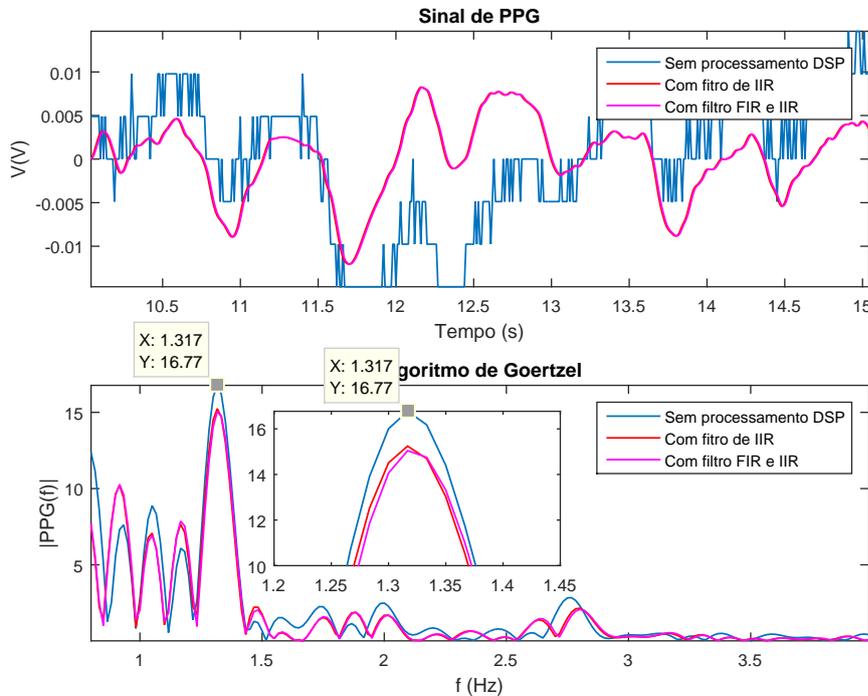


Figura 3.29: Sinal de PPG sem processamento, filtrado com IIR e filtrado com FIR

A obtenção da frequência cardíaca de forma mais exata deve ser feita utilizando dos filtros FIR e IIR, e em conjunto com o Algoritmo de Goertzel. Pois o sinal de PPG é bastante peculiar e seus níveis DC e AC variam de pessoa para pessoa.

3.5 Aplicação *Android*

A aplicação *Android* foi desenvolvida usando a IDE *Android Studio*. Foi criada uma classe denominada *Bluetooth.java* na qual contém funções para verificar, ativar e receber dados *Bluetooth*. O endereço MAC do módulo *Bluetooth* HC-05 foi descoberto a priori. E através dos comandos descritos abaixo que está no *MainActivity.java*, o endereço MAC é passado para a classe *Bluetooth.java*.

```
Bluetooth blue = new Bluetooth("98:D3:31:FB:15:96", this);
```

A função localizada na classe *Bluetooth.java* que recebe o endereço MAC do *Bluetooth*

```
public Bluetooth(String address, Context context)
{...
}
```

É composta pela rotina de verificação se o *smartphone* suporta o *Bluetooth* ou não. Essa é mostrada a seguir:

```
BluetoothAdapter mBluetoothAdapter = BluetoothAdapter.getDefaultAdapter();
if (mBluetoothAdapter == null) {
// Device does not support Bluetooth
}
```

Na mesma função há linhas de código para certificar se o *Bluetooth* está ativo. Para isso, a seguinte rotina foi escrita na classe *Bluetooth.java*:

```
if (!mBluetoothAdapter.isEnabled()) {
Intent enableBluetoothIntent = new Intent(BluetoothAdapter.ACTION_REQUEST_ENABLE);
startActivityForResult(enableBluetoothIntent, REQUEST_ENABLE_BT);
}
```

O comando *isEnabled()* verifica se o *Bluetooth* está ativo, se esse método retornar falso, o *Bluetooth* está desativado. Então para solicitar a ativação do *Bluetooth*, o método *startActivityForResult()* deve ser chamado com o *intent* de ação *ACTION_REQUEST_ENABLE*. Com isso, a caixa de diálogo de ativação do *Bluetooth* mostrada na Figura 3.30 aparece na tela do *smartphone*. Se o usuário pressionar a opção *ALLOW*, o *Bluetooth* é ativado.

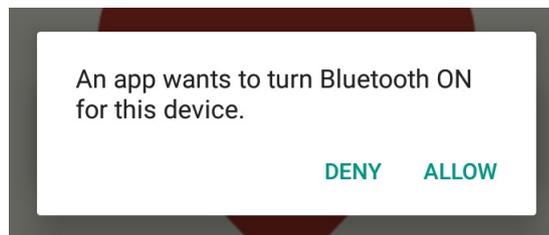


Figura 3.30: Caixa de diálogo de ativação do *Bluetooth*

Como já há o conhecimento do endereço MAC do dispositivo a ser pareado e conectado, a busca pelo módulo HC05 é iniciada através do comando:

```
this.adapter.startDiscovery();
```

Também há outro método *publicvoidrun()* que fica sendo executado até conectar ou lê dados.

```
public void run() {
// Execute pra sempre! ... Ou até madarem parar...
while (!this.stop && this.adapter != null) {
```

```
// Já tem um socket? Ele tá conectado?
if (this.socket == null || !this.socket.isConnected()) {
// Se não, manda conectar.
connect();
} else {
// Se sim, lê
this._read();
}
}
```

Além disso, usando o endereço MAC conhecido do módulo *Bluetooth*, uma conexão pode ser iniciada a qualquer tempo sem necessidade de ser feita uma pesquisa caso o dispositivo esteja dentro da região de alcance.

O *layout* desenvolvido da aplicação *Android* é mostrado na Figura 3.31. Se o usuário pressionar "Iniciar Monitoração" a frequência cardíaca é exibida em bpm. Caso o usuário deseja encerrar a atualização da frequência cardíaca, ele deve pressionar "Encerre a Monitoração."

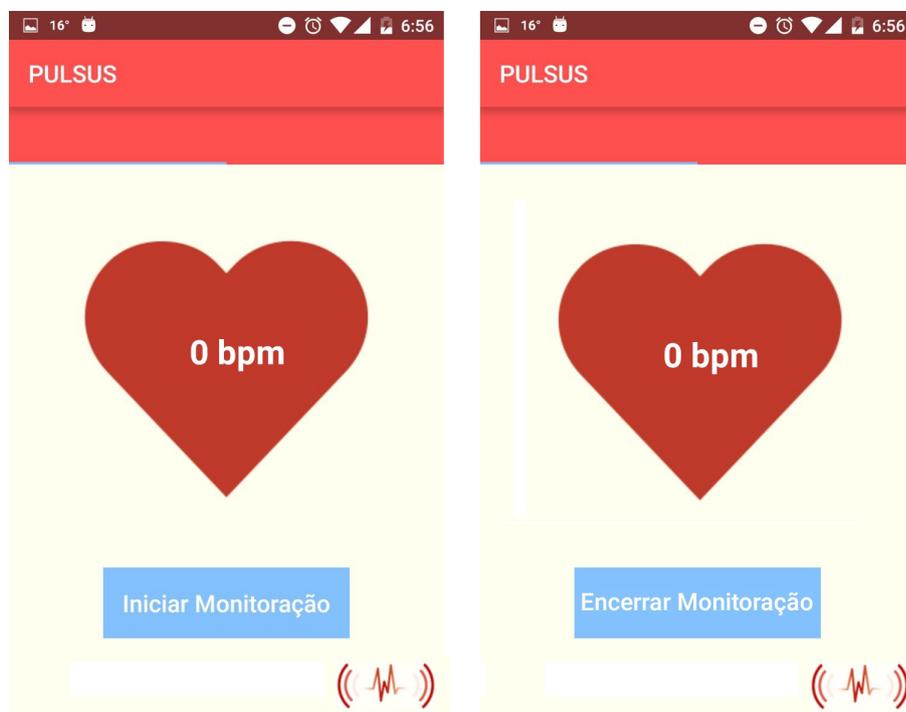


Figura 3.31: *Layout* da aplicação *Android* desenvolvida.

3.6 Anel de para aquisição do sinal PPG

O projeto do aneis foram feitos no software *SolidWorks*. Na Figura 3.32 são apresentados o projeto do anel no software de CAD e o anel impresso na impressora 3D, nesta primeira versão de anel foram utilizados 0,490m de ABS usando 10% de preenchimento de colmeia de abelha, cada camada é de 0,2mm de altura e o tempo gasto para impressão foi de 17 minutos.

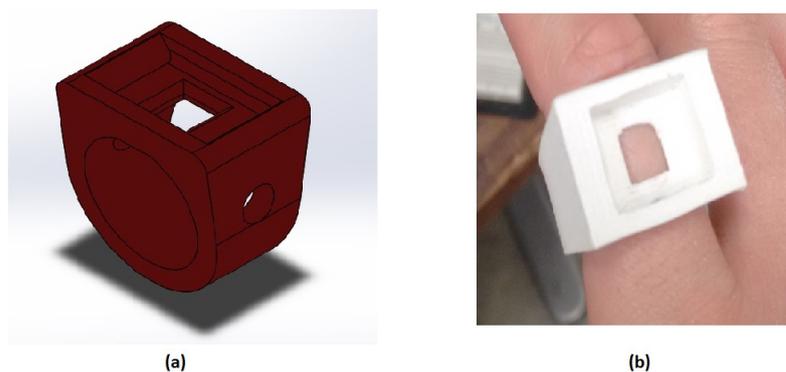


Figura 3.32: Primeiro modelo do anel

Na Figura 3.33 são mostrados a segunda versão do anel projeto no software de CAD e a impressão 3D do mesmo. Os parâmetros de impressão foram 10% de preenchimento de colmeia de abelha, cada camada é de 0,2mm de altura. Com isso, foi usado 0,214m e o tempo gasto para impressão foi de 12 minutos.

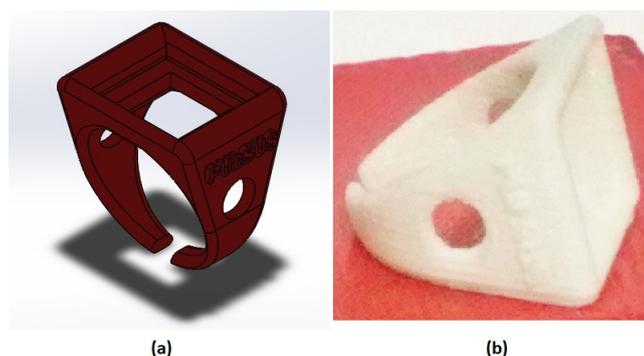


Figura 3.33: Segundo modelo do anel

Na Figura 3.34 são apresentados a terceira versão do anel projeto no software de CAD e a impressão 3D do mesmo. Para a impressão deste anel foram gastos 0,216m de ABS usando 10% de preenchimento de colmeia de abelha, cada camada é de 0,2mm de altura e o tempo gasto para impressão foi de 12 minutos.

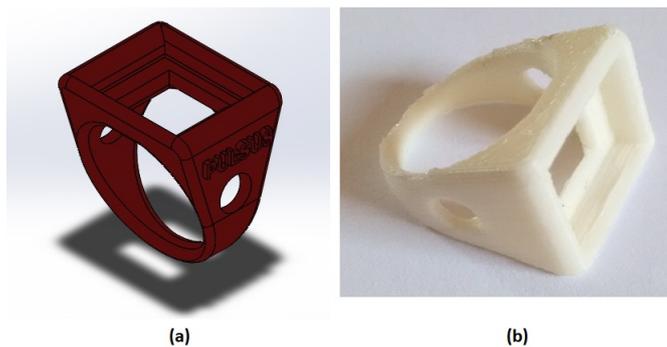


Figura 3.34: Terceiro modelo do anel

3.7 MVPs desenvolvidos

O MVP de baixa fidelidade é mostrada na Figura 3.35. Para a aquisição do sinal de PPG é utilizado o diagrama de blocos da Figura B.1, o código da plataforma *Arduino* do Apêndice B2, e código para o cálculo da FFT que está no Apêndice B3. Esse MVP cumpriu seu objetivo de mediar a frequência cardíaca apesar de ter sido feito um pós processamento do sinal de PPG.

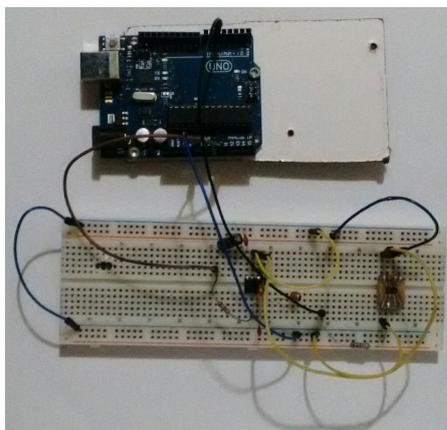


Figura 3.35: O MVP de baixa fidelidade

O MVP de média fidelidade é apresentado na Figura 3.36. O sinal de PPG é coletado e processado pela plataforma *Arduino* com um código que faz a aquisição e utiliza o Algoritmo de Goertzel para o cálculo da frequência cardíaca. A frequência cardíaca é enviada do módulo *Bluetooth* para a aplicação *Android*.

O MVP de média fidelidade permitiu a determinação da frequência cardíaca real-time porém não foi possível aplicar filtros digitais no código devido ao limitado poder de processamento da plataforma *Arduino*. Com isso, foi usado apenas um código com Algoritmo de Goertzel com $N=250$ e taxa de amostragem de 100Hz. Foi utilizado o $N=250$, pois é equivalente a 2,5s, ou seja a janela pode apresentar até um sinal de frequência de 0,4Hz. Como o sinal de PPG não pode ser processado com filtros digitais, o Algoritmo



Figura 3.36: O MVP de baixa média fidelidade

de Goertzel não apresentou com exatidão, pois sinais de PPG são diferentes para cada pessoa, então alguns sinais demandam processamento por filtros antes da aplicação do Algoritmo de Goertzel. A aplicação *Android* recebeu os dados da frequência.

3.8 Pulsus Sensores

Este projeto recebeu o nome de Pulsus Sensores para a inscrição nos editais de aceleração de *startups*, na Figura 3.37 é apresentado o logotipo da *startup*. A Pulsus Sensores foi selecionado em dois editais de aceleração de *startups*, um é o FIEMG Lab novos negócios e outro foi a terceira rodada do Biostartup Lab.



Figura 3.37: Logotipo da Pulsus Sensores

No FIEMG Lab, a Pulsus Sensores foi uma das 100 *startups* escolhidas entre mais de 1000 *startups* nacionais e internacionais. A primeira fase desse programa teve a duração de dois meses, março e abril do presente ano, a Pulsus Sensores recebeu orientação no modelo de negócios através de mentorias, palestras e outras atividades. As atividades relacionadas o FIEMG Lab aconteceram no espaço Atmosphaera e na faculdade Milton Campos, ambos em Nova Lima na região metropolitana de Belo Horizonte.

Já no Biostartup Lab, a Pulsus Sensores ficou entre os 21 melhores projetos avaliados, em um grupo com mais de 313 empreendedores inscritos, vindos de 50 Instituições de 14

estados e 3 países diferentes. Também, a Pulsus Sensores teve a construção e validação do modelo de negócios feita, porém o mesmo foi focado no *Lean Canvas* para ciências da vida. Esse programa aconteceu no mês de março de 2017 e as atividades aconteceram na Biominas em Belo Horizonte

3.8.1 Modelo de negócios

Assim a proposta de valor da Pulsus Sensores é:

Monitoramento cardíaco discreto, confortável e seguro.

Além disso, o segmento de clientes é exibido na Figura 3.38, considerou-se os *early adopters*, isto é, os primeiros consumidores do produto proposto, os praticantes de atividades física e atletas de alta performance. Além disso, o produto da Pulsus Sensores pode solucionar o problemas de pacientes com doenças crônicas e idosos. Os dados apresentados na Figura 3.38 foram retirados do ESPORTE (2015).

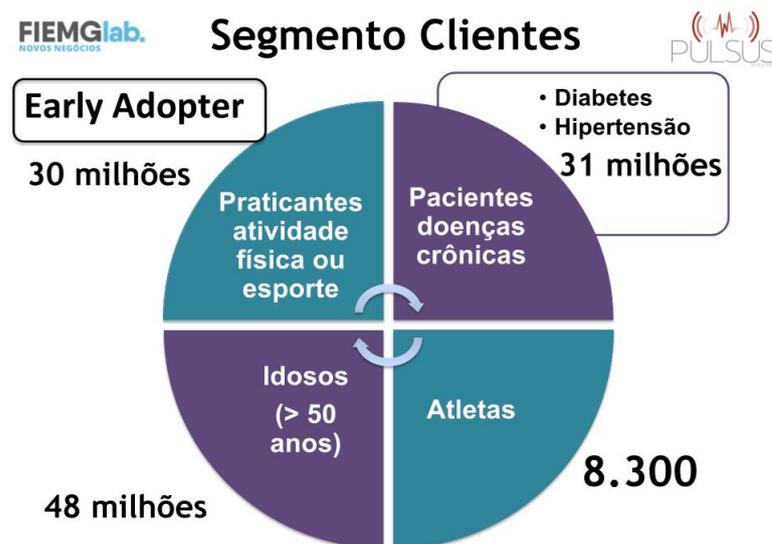


Figura 3.38: Segmento de clientes da Pulsus Sensores

Com o propósito de validar o modelo de negócios foi feita uma entrevista online com 120 praticantes de atividades físicas sobre os frequencímetros existentes no mercado. Cerca de 74% dos entrevistados sentem-se inseguros ao usar o atuais frequencímetros em atividades *outdoor*, 68% dos entrevistados relatam que os produtos do mercado apresentam um alto custo, 59% dos entrevistados relatam um desconforto físico e 59% dos entrevistados falaram do desconforto psicológico ao utilizarem os frequencímetros atuais.

Tabela 3.6: Validação da primeira e segunda versão do anel

Impressão 3D do Anel	Versão A1 (N=10)	Versão A2 (N=10)
Tamanho	50%	100%
Peso	100%	100%
Confortabilidade	10%	100%

Tabela 3.7: Validação do MPV de baixa fidelidade

Impressão 3D do Anel	Teste 1	Teste 2	Teste 3
Local	CEFET-MG	Praça do Santuário	Praça do Santuário e pista de <i>cooper</i>
Faixa etária	20-25	40-88	26-77
N =	33	50	50
Confiabilidade do sinal	99%	100%	90%
Conforto da técnica	79%	100%	100%

3.8.2 Validação do MVP de baixa fidelidade

Foram realizadas validações da primeira e segunda versão do anel, apresentados nas Figuras 3.32 e 3.33 respectivamente, com 10 praticantes de atividades físicas. Vale ressaltar, que a primeira e segunda versão do anéis são mostradas na Figura 3.32 e 3.33 respectivamente, e a primeira versão apresenta a base mais espessa. Os resultados são apresentados na Tabela 3.6, pode-se observar que a primeira versão do anel foi reprovado em 50% no quesito de tamanho devido à base espessa do anel. Também a primeira versão do anel foi reprovada por 10% dos entrevistados no aspecto de confortabilidade.

Além disso foram realizadas aquisições de PPG utilizando o MPV de baixa fidelidade que é mostrada na Figura 3.35, e o tempo de coleta do sinal de PPG foi de 50s, os resultados dessa coleta é mostrado na Tabela 3.7. O aspecto confiabilidade do sinal significa que aquistados sinal de PPG e N pessoas apenas uma porcentagem desses foi possível de determinar a frequência cardíaca. Nota-se que no teste 1 apenas 99% dos sinais coletados foram possíveis de calcular a frequência cardíaca. Já no teste 2, todos sinais coletados permitiram a determinação da frequência cardíaca. Por fim, no teste 3, apenas 90% dos sinais aquistados foram possíveis de calcular a frequência cardíaca.

Também, o requisito conforto da técnica é como estava o posicionamento das mãos e braços no momento da coleta de sinal de PPG. Com isso, no teste 1 79% das pessoas relataram um desconforto e cansaço no braço ao fazer a coleta do sinal de PPG. Observado isso, decidiu-se que nos testes 2 e 3, as pessoas apoiariam seus ante-braços em uma mesa para diminuir o desconforto. Diante disso, nos testes 2 e 3, 100% das pessoas acharam confortável aquisição do sinal de PPG.

Considerações Finais

Neste capítulo são apresentadas as conclusões sobre o trabalho e as sugestões para a sua continuidade.

4.1 Conclusões

Em suma, o estudo realizado sobre o sinal de PPG mostrou que esse sinal fisiológico é capaz de determinar a frequência cardíaca de um indivíduo. O monitoramento a longo prazo da frequência cardíaca em repouso tem implicações para o diagnóstico de patologias e pode fornecer um índice de eficiência da terapia empregada. A fotopletismografia é um método de mensurar essas variações volumétricas através de raios luminosos de forma não invasiva. Quanto a forma de onda do sinal de PPG, esse apresenta componentes AC e DC, no pico do sinal pulsátil tem-se a sístole, já no vale tem-se a diástole, dentre dois picos ou vales é o ciclo cardíaco. As frequências do PPG estão compreendidas entre 0,8Hz e 4Hz que equivalem à 48bpm e 240bpm. Quando apenas a luz verde, vermelho ou infravermelho é utilizada como fotoemissor, é possível apenas medir a frequência cardíaca. Quando é usado fotoemissor de luz vermelha e infravermelha, pode-se estimar a saturação de oxigênio no sangue. A luz verde é bem absorvida pela hemoglobina e melanina, então utilizando o foto emissor de luz vermelha e infravermelha o sinal de PPG tem a amplitude maior em termos das componentes DC e AC.

Neste trabalho foram analisados dois tipos de sensores de PPG: fototransistor e fotodiodo. O fototransistor utilizado foi o TCRT1000 da empresa *VISHAY*, tal componente é recomendado para prototipagem de dispositivos para aquisição do sinal de PPG. Já o fotodiodo usado foi o SFH7050 da empresa *OSRAM*, pelas suas dimensões o mesmo é mais recomendado para dispositivos vertíveis. O circuito eletrônico para aquisição do sinal de PPG do sensor SFH7050 requer um amplificador de transimpedância que precisa ser projetada através de cálculos para garantir a estabilidade do circuito. Para o processamento analógico, determinou-se que o projeto de apenas de um filtro passa baixa

passivo era válido, pois seu uso impede falseamento do sinal. O MVP de baixa fidelidade era composto por apenas circuitos eletrônicos, e o processamento do sinal de PPG foi feita utilizando FFT no Matlab. O principal desafio no projeto do circuito eletrônico foi eliminar um frequência indesejada de 4Hz que se assemelhava a frequência cardíaca. Então para solucionar tal problema foi realizado uma consultoria com o Dr. Rolf Weber da OSRAM que ajudou a resolver ta dificuldade. Em termos dos sinais de PPG coletadas com o MVP de baixa fidelidade pode-se notar que esses sinais biológicos são bastante diversificados de pessoa para pessoa. Algumas pessoas apresentaram o nível AC de maior amplitude apresentado uma facilidade no determinação da frequência cardíaca. Já outras o componente AC era de baixa amplitude dificultando o cálculo da frequência cardíaca.

Para o desenvolvimento do MVP de média fidelidade foram projetados os filtros digitais FIR, IIR e desenvolvido um algoritmo para detecção da frequência cardíaca baseado no Algoritmo de Goertzel. No entanto, os filtros digitais não foram utilizados na plataforma *Arduino* em conjunto com o Algoritmo de Goertzel de forma *standalone*, pois a plataforma *Arduino* possui reduzida capacidade de processamento. Com isso, a detecção de frequência cardíaca embarcada na plataforma *Arduino* não apresentou exatidão. Como mencionado acima, o sinal de PPG é diferente para cada pessoa, alguns sinais para a determinação da frequência cardíaca são necessários um processamento digital com filtros a fim de atenuar ruídos e amplificar o sinal.

Além disso, a aplicação *Android* pode receber os dados da frequência. E por fim, foram desenvolvidos três tipos diferentes de anéis, e a última versão foi melhor, porque é mais confortável e foi impressa com menos material ABS.

4.2 Propostas de continuidade

As próximas etapas desse trabalho são associadas à construção do MPV de alta fidelidade. E para alcançar tal objetivo é necessário:

- Miniaturizar os circuitos da transimpedância e filtro analógico.
- Usar outro microprocessador NRF52832 da empresa da NORDIC que possui o *Bluetooth Low Energy*
- Aplicar outros métodos de detecção de frequência cardíaca para testar a confiabilidade do Algoritmo de Goertzel.
- Desenvolver uma segunda versão para a aplicação *Android*, incluindo novas funcionalidades, tais como, zona de treinamento, GPS, pedômetro, caloria consumidas e entre outras.

- Melhorar o projeto e pesquisar materiais para o anel, pois a impressão 3D em ABS permite a proliferação de microrganismos em sua estrutura.
- Estudar outras informações que podem ser extraídas do sinal PPG como a pressão arterial, nível de desidratação e a obtenção do ECG.

Tais etapas esbarram nas dificuldades de compra de componentes, a necessidade de mais tempo de pesquisa para a miniaturização dos componentes, testes, algoritmo de detecção da frequência cardíaca, materiais para o projeto do anel e determinação de outros parâmetros a serem extraídos do sinal de PPG.

Coeficientes dos filtros das metodologias *Butterworth, Chebyshev, e Bessel*

Nas Tabelas A.1, A.2 e A.3 são apresentados os coeficientes a_i e b_i , $i = 1, \dots, n$ das metodologias *Butterworth, Chebyshev, e Bessel* (MANCINI, 2002). Sendo os parâmetros:

- n é ordem do filtro.
- i é o número parcial do filtro.
- a_i e b_i são os coeficientes dos filtros.
- k_i é a razão entre a frequência de canto da faixa passante, ω_p , e a frequência de canto da faixa de rejeição ω_s , Essa razão é usada para determinar o ganho unitário da largura de faixa.
- Q é o fator de qualidade.

Tabela A.1: Método de *Butterworth*

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{ci}}{f_c}$	Q_i
1	1	1,0000	0	1,0000	–
2	1	1,4142	1,0000	1,0000	0,71
3	1	1,0000	0	1,0000	–
	2	1,0000	1,0000	1,2720	1,0000
4	1	1,8478	1,0000	0,7190	0,5400
	2	0,7654	1,0000	0,719	1,3100

Tabela A.2: Método de *Chebyshev* para 0,5-dB ondulações da faixa passante

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{ci}}{f_c}$	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3614	1,3827	1,000	0,86
3	1	1,8636	0,0000	0,537	–
3	2	0,0640	1,1931	1,335	1,71
4	1	2,6282	3,4341	0,538	0,71
4	2	0,3648	1,1509	1,419	2,94

Tabela A.3: Método de *Bessel*

n	i	a_i	b_i	$k_i = \frac{f_{ci}}{f_c}$	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	1,000	–
2	1	1,3617	0,6180	1,000	0,58
3	1	0,7560	0,0000	1,323	–
	2	0,9996	0,4772	1,414	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,978	0,52
	2	0,7743	0,3890	1,797	0,81

Códigos e diagrama de blocos do Simulink

B.1 Diagrama de blocos

O diagrama de blocos da Figura B.1 foi desenvolvido no Simulink para aquisição do PPG.

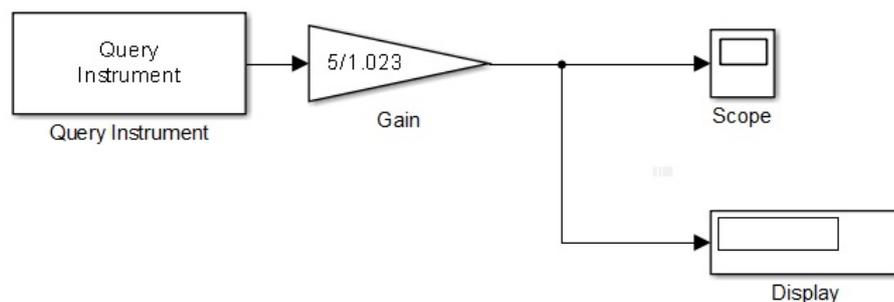


Figura B.1: Segmento de clientes da Pulsus Sensores

B.2 Código do *Arduino*

O código usado no *Arduino* a seguir foi desenvolvido para aquisição do sinal de PPG.

```
#include <TimerOne.h>
int sensor = 1;
int ppg = 0;
int ts = 10;// período de aquisição em MILISEGUNDOS
float vppg;
int estado=0;

void setup()
{
  Serial.begin(115200); // inicializa a porta serial
}
```

```

Timer1.initialize(1000*ts); // inicializa timer1, e seta o ts
Timer1.attachInterrupt(callback); // chama a interrupção a cada ts
}
void callback()// ocorrerá a interrupção callback a cada ts
{
ppg = analogRead(sensor);// a cada ts milisegundos
    // ocorrerá uma aquisição do sinal de PPG
estado=1;// apenas um indicador de estado
}

void loop()
{
if (estado==1) // o indicador de estado garante que uma taxa
    // de amostragem contante
{
vppg=ppg*4.88758553; // converte o sinal de para mV.
Serial.println(vppg); // exhibe a amostra de sinal coletado.
estado=0;
}
}
}

```

B.3 Código para o cálculo da FFT

O código apresentado a seguir foi desenvolvido no Matlab para o cálculo de FFT.

```

L=length(ppg); % L recebe o
Fs=1/Ta; %Fs é a frequência de amostragem
Y = fft(ppg); % calcula a FFT do sinal de PPG
P2 = abs(Y/L); % calcula os valores absolutos da FFT
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
t=linspace(0, L, Ta); %vetor de tempo do sinal de PPG

```

B.4 Código para o filtro de média móvel

O código mostrado a seguir foi desenvolvido no Matlab para o projeto do filtro de média móvel

```
a =1;% termo a para o projeto do final de média móvel
n=4; % ordem do filtro
b = (1/n)*ones(1,n);
y = filter(b,a,filteredppg); % função filter filtra o sinal de PPG
```

B.5 Código para o filtro de IIR

O código mostrado a seguir foi desenvolvido no Matlab para o projeto do filtro de de passa faixa IIR.

```
Ta=10/1000; % período de amostragem é de 10ms
Fs=1/Ts; % frequência de amostragem de 100Hz
fc1=0.2/(Fs/2); % frequência de corte inferior
fc2=10/(Fs/2); % frequência de corte superior
[Z,P,K]= butter(2,[fc1 fc2], 'bandpass'); % a função butter calcula um filtro
%Butterworth com os parâmetros desejados.
filtroPF = zpk(Z,P,K,Ta;) % mostra a função de transferência do filtro projetado
```

Consultoria com a empresa OSRAM

Um dos e-mails do engenheiro Dr. Rolf Weber da empresa OSRAM recebidos.

"Thais

It could be that you are beyond the gain bandwidth of the op amp.
Please reduce the feedback resistor to 50 k Ohm.
Secondly the opamp Vdd is in your circuit connected to the LED Vdd,
which can cause some noise in the opamp supply and output.
Please put close to the opamp Vdd pin a low ESR ceramic
bypass capacitor (as it is usually recommended in the op amp data sheet).
Finally, please check whether the voltage across the LEDs
follows the 2 ms on time. In your design you show npn switching transistors.
That means that the base voltage needs to be around 0.6 V higher
than the emitter voltage. When the current flows the emitter voltage
goes up and switching might be not good.

Kind regards

Dr. Rolf Weber
Manager, Applications Engineering

OSRAM Opto Semiconductors Inc. Infrared Products
1150 Kifer, Road Suite 100, Sunnyvale, CA 94086, USA
Tel.:+1 (408) 962-3756
Fax:+1 (408) 738-9121
Mobile:+1 (408) 316-7159
rolf.weber@osram-os.com/www.osram-os.com"

Referências

- 3DFILA. *ABS Natural Marfim*. [Acessado dia 20 de maio de 2017], <https://goo.gl/kkRs5P>.
- ACHARYA, S. *Worldwide Mobile Cellular Subscribers to Reach 4 Billion Mark Late 2008*. [Acessado em: 20 outubro 2016], <https://goo.gl/9r6iXo>.
- ANALOGDEVICES. *Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier:datasheet op07*. [Acessado dia 05 de janeiro de 2017], <https://goo.gl/PFPbw3>.
- ASADA, H. H. *et al.* Mobile monitoring with wearable photoplethysmographic biosensors. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, [S.l.], v.22, n.3, p.28–40, 2003.
- BAKER, B. *WEBENCH tools and the photodetectors stability*. [Acessado dia 13 de fevereiro de 2017], <https://goo.gl/s76cWq>.
- BAKER, B. *The Best of Bakers Best: amplifiers*. [S.l.]: Texas Instruments, 2016.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. *Instrumentação E Fundamentos de Medidas*. 2.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013. v.2.
- BIANCHI, A. J. *Processamento de áudio em tempo real em dispositivos não convencionais*. 2011. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — Universidade de Sao Paulo.
- BORGES, G. A. *Introdução à Programação Android*. [Acessado dia 05 de junho de 2017], <https://goo.gl/10uxKt>.
- BRIGHAM, E. O. *The fast Fourier transform and its applications*. 1.ed. [S.l.]: Prentice Hall, 1988.
- BUDIDHA, K.; KYRIACOU, P. The human ear canal: investigation of its suitability for monitoring photoplethysmographs and arterial oxygen saturation. *Physiological measurement*, [S.l.], v.35, n.2, p.111, 2014.

- CLARKE, G. W. J. *Signal Quality Analysis in Pulse Oximetry: modelling and detection of motion artifact*. 2015. Tese (Doutorado em Ciência da Computação) — Carleton University.
- DINIZ, P. S. R.; DA SILVA, E. A.; NETTO, S. L. *Digital signal processing: system analysis and design*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2010.
- ESPORTE, M. do. *A prática de esporte no Brasil*. [Acessado dia 20 de março de 2017], <https://goo.gl/ETqYLw>.
- GEDDES, L. A. Heritage of the tissue-bed oximeter. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, [S.l.], v.16, n.2, p.87–91, 1997.
- GRAEME, J. *Photodiode amplifiers: op amp solutions*. [S.l.]: McGraw-Hill, Inc., 1995.
- HALBRITTER, H.; WEBER, R.; S., S. *Application Note SFH 7050 - Photoplethysmography Sensor*. Munich, Germany: OSRAM, 2014.
- HALBRITTER, H.; WEBER, R.; S., S. *SFH 7050-Photoplethysmography Sensor*. Munich, Germany: Osham, 2014.
- HERTZMAN, A. B.; DILLON, J. B. Applications of photoelectric plethysmography in peripheral vascular disease. *American Heart Journal*, [S.l.], v.20, n.6, p.750–761, 1940.
- HERTZMAN, A.; SPEALMAN, C. Observations on the finger volume pulse recorded photoelectrically. *Am. J. Physiol.*, [S.l.], v.119, n.334, p.3, 1937.
- INGLE, V. K.; PROAKIS, J. G. *Digital Signal Processing Using MATLAB*. 3.ed. [S.l.]: Cengage Learning, 2011.
- JOHNSTON, W. S. *Development of a signal processing library for extraction of SpO₂, HR, HRV, and RR from photoplethysmographic waveforms*. 2006. Tese (Doutorado em Ciência da Computação) — Worcester Polytechnic Institute.
- LECHETA, R. R. *Google Android-3ª Edição: aprenda a criar aplicações para dispositivos móveis com o android sdk*. [S.l.]: Novatec Editora, 2013.
- LEE, H. W. *et al.* The periodic moving average filter for removing motion artifacts from PPG signals. *International journal of control automation and systems*, [S.l.], v.5, n.6, p.701, 2007.
- MALVINO, A.; BATES, D. *Electronic Principles*. 8.ed. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2015.

- MANCINI, R. *Op Amps for everyone*. [S.l.]: Texas Instruments, 2002.
- MARSCHALKO, M. *Arduino Cheat Sheet Beginners guide, examples and code snippets*. [Acessado dia 21 de outubro de 2016], <https://goo.gl/LruHJ4>.
- MARTINS, E. M.; OGLIARI, R.; BRITO, R. C. *Utilizando recursos nativos de SMS em aplicações Android*. [Acessado dia 05 de junho de 2017], <https://goo.gl/cmniJP>.
- MOYLE, J. T. B.; HAHN, C. E. W.; ADAMS, A. P. *Pulse oximetry*. [S.l.]: JSTOR, 2002.
- NELSON, D. L.; COX, M. M. *Princípios de bioquímica de Lehninger*. Porto Alegre: Artmed, [S.l.], v.6, 2011.
- NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. *Circuitos Elétricos*. 10.ed. [S.l.]: Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, 2009.
- OLIVEIRA, W. *Comunicação entre Módulos Bluetooth HC-05 e HC-06*. [Acessado dia 20 de janeiro de 2017], <https://goo.gl/xd8v1U>.
- OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W. *Discrete-time signal processing*. 3.ed. [S.l.]: Prentice Hall Inc, 2010.
- OROZCO, L. *Programmable-Gain Transimpedance Amplifiers Maximize Dynamic Range in Spectroscopy Systems*. [Acessado dia 14 de janeiro de 2017], <https://goo.gl/tKWzLi>.
- PAIM, F. C. A. *Desenvolvimento de um sistema de telemetria para aquisição o de sinais fisiológicos com aplicação o em programas de reabilitação cardíaca*. 2005. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — Universidade Federal de Santa Catarina.
- PANTELOPOULOS, A.; BOURBAKIS, N. A survey on wearable biosensor systems for health monitoring. In: ANNUAL INTERNATIONAL CONFERENCE OF THE IEEE ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY SOCIETY, 2008. *Anais...* [S.l.: s.n.], 2008. p.4887–4890.
- POH, M. Z. *et al.* Cardiovascular monitoring using earphones and a mobile device. *IEEE Transactions on Pervasive Computing*, [S.l.], v.4, n.11, p.18–26, 2012.
- SASAKI, C. M.; OSHIRO, L. K. *Kit didático para a implementação de filtros passivos e ativos*. 2014.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits*. sixth.ed. [S.l.]: Oxford University Press, 2009.

- SIQUEIRA, T. S. Bluetooth: características, protocolos e funcionamento. *Universidade Estadual de Campinas*, [S.l.], 2006.
- SMITH, S. W. *The scientist and engineer's guide to digital signal processing*. [S.l.]: California Technical Pub. San Diego, 1999.
- SOUSA, F. *Arduino UNO*. [Acessado dia 21 de outubro de 2016], <https://goo.gl/LqGvdk>.
- SOUSA, F. *Timers do ATmega328 no Arduino*. [Acessado dia 21 de outubro de 2016], <https://goo.gl/E1xk68>.
- STRATASYS. *O que é prototipagem rápida?* [Acessado dia 20 de maio de 2017], <https://goo.gl/T3KQNT>.
- TAGAWA, T.; TAMURA, T.; OBERG, P. A. *Biomedical sensors and instruments*. [S.l.]: CRC Press, 2011.
- TAMURA, T. *et al.* Wearable photoplethysmographic sensors past and present. *Electronics*, [S.l.], v.3, n.2, p.282–302, 2014.
- TANENBAUM, A. S.; WETHERALL, D. J. *Computer networks*. [S.l.]: Pearson, 2011.
- TECHNOLOGIES, B. *Red Light versus Green Light: the future of optical sensing in wearable devices*. [Acessado dia 15 de janeiro de 2017], <https://goo.gl/gYvKw5>.
- TEXASINSTRUMENTS. *Datasheet TL07XX Low-/Noise JFET/-Input Operational Amplifiers*. [Acessado dia 05 de janeiro de 2017], <https://goo.gl/UxJbUL>.
- UOL. *Número de smartphones em uso no Brasil chega a 168 milhões, diz estudo*. [Acessado dia 20 de outubro de 2016], <https://goo.gl/DpQ78K>.
- VISHAY, S. *Application of Optical Reflex Sensors TCRT1000, TCRT5000 and CNY70*. [S.l.]: Vishay Semiconductors, 2002. n.80107.
- WANG, T.; ERHMAN, B. *Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively*. [Acessado dia 22 de fevereiro de 2017], <https://goo.gl/YVYHFv>.