

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia
Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica

Vitória dos Santos Fahed

Análise de Sinais de Eletrocardiograma utilizando FPGA

Campo Grande - MS
03 de dezembro de 2018

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia
Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica

Vitória dos Santos Fahed

Análise de Sinais de Eletrocardiograma utilizando FPGA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Banca Examinadora do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do sul, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Professor Doutor Raymundo Cordero García

Campo Grande - MS
03 de dezembro de 2018

Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia
Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica

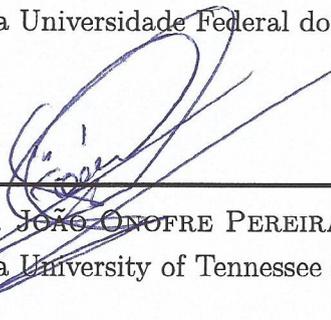
Vitória dos Santos Fahed

Análise de Sinais de Eletrocardiograma utilizando FPGA

Banca Examinadora



PROF. DR. RAYMUNDO CORDERO GARCIA, UFMS
Doutor pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) - RJ



PROF. DR. JOÃO ONOFRE PEREIRA PINTO, UFMS
Doutor pela University of Tennessee at Knoxville (UTK) - EUA



PROF. DR. LUIGI GALOTTO JUNIOR, UFMS
Doutor pela Universidade Estadual Julio Mesquita Filho (UNESP) - SP

Campo Grande - MS
03 de dezembro de 2018

Declaração de Autoria e Responsabilidade

Eu, Vitória dos Santos Fahed, acadêmica do curso de Engenharia Elétrica, da Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia (FAENG) da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS), portadora do RGA 2013.2103.266-8, certifico que o presente trabalho de conclusão de curso com o título: “ANÁLISE DE ELETROCARDIOGRAMA UTILIZANDO FPGA” é de minha exclusiva autoria, sob orientação do Prof. Dr. Raymundo Cordero García (UFMS). Outrossim, declaro que estou ciente das sanções na esfera civil, penal e ética, sujeitas, caso seja comprovado o plágio e/ou aquisição do trabalho e/ou realização por outra pessoa. Declaro também que estou ciente das medidas de caráter pedagógico, como a reprovação na disciplina TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO, podendo acarretar impedimento da conclusão do curso.

Campo Grande, 03 de dezembro de 2018.



Vitória dos Santos Fahed
RGA 2013.2103.266-8
Engenharia Elétrica - UFMS

Agradecimentos

O primeiro agradecimento é direcionado ao Professor Raymundo Cordero García, orientador e mentor não só para este projeto, como para muitos outros, sempre disponível e disposto a ajudar.

Os agradecimentos especiais são direcionados aos professores do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul e, principalmente, à professora e ex-coordenadora de curso Luciana Cambraia Leite, que sempre esteve presente durante minha formação, auxiliando e fazendo o possível e impossível por todos os alunos.

Agradecimentos também ao meu colega de curso Igor Esdras Silva Ono, parceiro para todas as situações e companheiro durante esses seis anos de graduação.

Por fim, o agradecimento principal, à minha mãe, Vilma dos Santos Fahed, sem a qual nada disso seria possível e sem a qual não estaria hoje onde estou.

A todos, minha gratidão mais sincera.

Resumo

Os sinais de eletrocardiograma são originados da atividade elétrica do coração. Por meio de eletrodos, é possível capturar tais sinais para diagnóstico de enfermidades, determinação da frequência cardíaca e outras informações médicas. O sinal de eletrocardiograma recebe interferência da atividade muscular, interferência eletromagnética da rede elétrica e ruído proveniente do próprio sistema de aquisição de sinal. Para a análise dos sinais de eletrocardiograma, será utilizado o *software MATLAB* e o *hardware* programável FPGA (do inglês, *Field Programmable Gate Array*). O FPGA é um processador digital muito útil no processamento de sinais devido a sua flexibilidade de arquitetura, capacidade de processamento paralelo e velocidade de operação. O objetivo do trabalho de conclusão de curso proposto é a implementação de um sistema de condicionamento e processamento digital do sinal de um eletrocardiograma em FPGA. Os resultados confirmam que o sistema digital proposto é capaz de adquirir e processar o sinal de ECG, de modo que a filtragem de ruídos e perturbações é feita em tempo real. Além disso, o algoritmo de frequência cardíaca faz medições fidedignas dos batimentos com somente um ciclo de atraso.

Palavras-chaves: Eletrocardiograma. FPGA. Frequência cardíaca. Filtragem.

Lista de ilustrações

Figura 2.1	–	Atividade mecânica e elétrica do coração. A letra <i>A</i> indica o movimento da diástole e a letra <i>B</i> indica o movimento da sístole.	15
Figura 2.2	–	Sinal captado pelo eletrodo posicionado ao lado B do dipolo conforme acontece a progressão da despolarização. A despolarização é indicada pela seta.	17
Figura 2.3	–	Despolarização e repolarização do músculo representado por um dipolo.	17
Figura 2.4	–	Diagrama das ondas, intervalos e segmentos do sinal cardíaco.	19
Figura 2.5	–	ECG utilizando três eletrodos no tórax.	20
Figura 2.6	–	Posicionamento de eletrodo para aquisição do sinal de ECG.	21
Figura 2.7	–	Condutores precordiais para aquisição de sinal de eletrocardiograma. Imagem baseada em (PHILLIPS; FEENEY, 1990).	22
Figura 2.8	–	Ritmos cardíaco obtidos com sinais de ECG. (A) indica o ritmo cardíaco normal. (B) Bradicardia. (C) Taquicardia. (D) Marcapasso Errante.	23
Figura 3.1	–	Conversão Analógica-Digital.	24
Figura 3.2	–	Amostragem e Aliasing.	26
Figura 3.3	–	Quantização e Codificação.	27
Figura 3.4	–	(a) Plano complexo Z (b) ROC para sequência de lado direito, (c) ROC para sequência de lado esquerdo, (d) ROC para sequência bilateral ou anel no plano-z.	30
Figura 3.5	–	Filtro adaptativo.	35
Figura 4.1	–	Sensor de atividade elétrica cardíaca <i>AD8232</i>	36
Figura 4.2	–	Posicionamentos dos eletrodos para o sensor <i>AD8232</i>	37
Figura 4.3	–	Circuito de condicionamento para o sensor de ECG.	38
Figura 4.4	–	Circuito de condicionamento e conversão do sinal de ECG.	39
Figura 4.5	–	PCB de condicionamento e conversão do sinal de ECG.	40
Figura 4.6	–	Segunda versão da PCB de condicionamento e conversão do sinal de ECG.	40
Figura 4.7	–	Placas de condicionamento e conversão do sinal de ECG. À esquerda, a primeira versão e à direita, a segunda versão.	41
Figura 4.8	–	Fluxograma do algoritmo de controle de A/D e filtragem digital.	45
Figura 4.9	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca.	47

Figura 5.1	–	Sinais de ECG do <i>AD8232</i> . No canal 1, em azul, está o sinal direto do sensor e no canal 2, em lilás, o sinal após o condicionamento. . .	48
Figura 5.2	–	Sinais de ECG do banco de dados.	48
Figura 5.3	–	Espectro do sinal de ECG do <i>AD8232</i>	49
Figura 5.4	–	Espectro do sinal de ECG do banco de dados.	49
Figura 5.5	–	<i>Bode plot</i> do filtro Notch com taxa de amostragem de 0,0028 segundos.	50
Figura 5.6	–	Sinal de ECG após o filtro Notch.	50
Figura 5.7	–	<i>Bode plot</i> do filtro Comb com taxa de amostragem de 0,0028 segundos.	51
Figura 5.8	–	Sinal de ECG após o filtro Comb.	51
Figura 5.9	–	Sinal de ECG para o filtro Butterworth Passa-baixa.	52
Figura 5.10	–	Filtro Butterworth.	52
Figura 5.11	–	Sinal de ECG para o filtro Chebyshev tipo 1 Passa-baixa.	53
Figura 5.12	–	Filtro Chebyshev tipo 1.	54
Figura 5.13	–	Sinal de ECG para o filtro FIR Passa-baixa.	55
Figura 5.14	–	Filtro FIR.	55
Figura 5.15	–	Sinal de ECG para o filtro adaptativo.	56
Figura 5.16	–	Sinal de ECG para o filtro Comb em cascata com FIR Passa-baixa.	57
Figura 5.17	–	Sinal de ECG para o filtro Notch em cascata com FIR Passa-baixa.	57
Figura 5.18	–	Sinal de ECG para o filtro adaptativo em cascata com o filtro comb.	58
Figura 5.19	–	Sinal de ECG com adição de ruídos e sinal filtrado por filtro comb.	59
Figura 5.20	–	Espectro do sinal de ECG filtrado com o filtro Comb.	59
Figura 5.21	–	<i>FPGA-in-the-loop</i> do sinal de ECG filtrado por filtro Comb.	60
Figura 5.22	–	Sinal de 60 Hz com 11 bits fracionários.	61
Figura 5.23	–	Análise da quantidade de bits fracionários necessária.	61
Figura 5.24	–	Testes de validação do filtro IRR Comb.	62
Figura 5.25	–	ECG com filtro Comb.	63
Figura 5.26	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados para os processos de derivação discreta, saturação e filtro de médias.	63
Figura 5.27	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados dos processos de elevar ao quadrado, detecção de picos e definição do limiar adaptativo. Também é ilustrado o limiar em relação ao sinal elevado ao quadrado.	64
Figura 5.28	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados para os processos de comparação, criação da onda triangular para a detecção das distâncias entre os picos das ondas R e a frequência cardíaca instantânea.	64

Figura 5.29	–	Esquemático do algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea em VHDL com <i>FPGA-in-the-loop</i>	65
Figura 5.30	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados para os processos de derivação discreta, saturação e filtro de médias.	65
Figura 5.31	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados dos processos de elevar ao quadrado, detecção de picos e definição do limiar adaptativo.	65
Figura 5.32	–	Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados da detecção das distâncias entre os picos das ondas R com e sem o fator de escala e do cálculo da frequência cardíaca instantânea.	66
Figura 5.33	–	Montagem inicial com a primeira versão da PCB.	67
Figura 5.34	–	Montagem com a segunda versão da PCB.	68
Figura 5.35	–	Posicionamento dos eletrodos no Indivíduo 2.	68
Figura 5.36	–	Individuo 1, eletrodos inferiores, posicionamento com eletrodos nos braços.	69
Figura 5.37	–	Individuo 1, eletrodos inferiores, posicionamento com eletrodos no tórax.	69
Figura 5.38	–	Características do ECG	69
Figura 5.39	–	Individuo 1, eletrodos superiores, posicionamento com eletrodos nos braços.	70
Figura 5.40	–	Individuo 1, eletrodos superiores, posicionamento com eletrodos no tórax.	70
Figura 5.41	–	Características do ECG	71
Figura 5.42	–	Transformada de Fourier do sinal original e filtrado.	71
Figura 5.43	–	Individuo 2, eletrodos inferiores, posicionamento com eletrodos nos braços.	72
Figura 5.44	–	Individuo 2, eletrodos superiores, posicionamento com eletrodos nos braços.	72
Figura 5.45	–	Características do ECG	73

Lista de tabelas

Tabela 1	–	Características dos indivíduos submetidos aos testes.	67
----------	---	---	----

Lista de abreviaturas e siglas

A/D	Analógico/Digital.
AP	Potencial de Ação. Do inglês, <i>Action Potential</i> .
BIBO	Entrada limitada, saída limitada. Do inglês, <i>Bounded Input, Bounded Output</i> .
BME	Engenharia Biomédica. Do inglês, <i>Biomedical Engineering</i> .
DAC	Conversor Digital/Analógico. Do inglês, <i>Digital-to-analog Converter</i> .
DTFT	Transformada de Fourier em tempo discreto. Do inglês, <i>discrete-time Fourier Transform</i> .
ECG	Eletrocardiograma.
EMG	Eletromiograma.
FIR	Filtros de resposta ao impulso de duração finita. Do inglês, <i>Finite-duration impulse response</i> .
FPGA	Matriz de Portas Programáveis em Campo. Do inglês, <i>Field Programmable Gate Array</i> .
FT	Transformada de Fourier. Do inglês, <i>Fourier Transformer</i> .
IIR	Filtros de resposta ao impulso de duração infinita. Do inglês, <i>Infinite-duration impulse response</i> .
ROC	Região de Convergência. Do inglês, <i>region of convergence</i> .
VHDL	Linguagem de descrição de <i>hardware</i> . Do inglês, <i>VHSIC Hardware Description Language</i> .
VHSIC	Circuitos integrados de altíssima velocidade. Do inglês, <i>Very High Speed Integrated Circuits</i> .

Sumário

1	Introdução	12
1.1	Objetivos	13
1.1.1	Objetivo Geral	13
1.1.2	Objetivos Específicos	13
1.2	Metodologia Básica	14
1.2.1	Recursos Materiais	14
2	Eletrocardiograma	15
2.1	O Coração Humano	15
2.2	Características do Sinal de ECG	16
2.3	Interferências e Ruídos no sinal de ECG	19
2.4	Técnicas de Aquisição do Sinal de ECG	20
2.5	Ritmos Cardíacos	22
3	Processamento de Sinais Aplicado a ECG	24
3.1	Conversão Analógica-Digital	24
3.1.1	Amostragem	24
3.1.2	Quantização e Codificação	26
3.2	Teoria de Aquisição de Sinais	27
3.3	Transformada Z	28
3.4	Filtros Digitais	32
3.4.1	Filtros FIR	32
3.4.2	Filtros IIR	33
3.4.3	Filtro Adaptativo	34
4	Sistema de Aquisição e Processamento de Sinais Proposto	36
4.1	Sensor de ECG	36
4.2	Circuito de Condicionamento de Sinais	37
4.3	Conversor A/D e D/A	39
4.4	Técnica de Filtragem Digital	41
4.5	Algoritmo de Controle do A/D e Filtragem Digital	43
4.6	Técnica de Estimação de Frequência Cardíaca	45
5	Resultados	48
5.1	Resultados de Simulação	50
5.2	Resultados de <i>FPGA-in-the-loop</i>	60

5.3 Resultados Experimentais	67
Conclusão	74
Referências	76
Apêndices	78
APÊNDICE A Códigos em <i>MATLAB</i>	79
APÊNDICE B Códigos em VHDL	86

1 Introdução

Assim como a maioria das profissões e ramos de pesquisa, a engenharia biomédica (BME, do inglês, *Biomedical Engineering*) surgiu devido à necessidade. A população mundial continuamente cresce e com isso, aumentam também o número de enfermidades e pessoas enfermas. A engenharia biomédica é um ramo que aplica os conhecimentos de engenharia, principalmente engenharia elétrica e mecânica, na área da saúde tanto no diagnóstico quanto no prognóstico e reabilitação de síndromes e enfermidades.

Apesar da engenharia biomédica ser uma profissão relativamente nova, pesquisadores afirmam que as pessoas combinam métodos de engenharia para solucionar problemas de medicina há séculos. Em 2000, arqueólogos alemães descobriram uma múmia de 3000 anos de idade do Egito com uma prótese de madeira amarrada a seu pé fazendo a função do dedão (LIENHARD, 2002; BADNJEVIĆ; GURBETA, 2016). Em 1816, o francês Rene Laennec inventou o estetoscópio (BADNJEVIĆ; GURBETA, 2016). A aplicação de técnicas de engenharia na medicina sempre esteve presente na vida humana, contudo, atualmente, essa prática vem se popularizando por meio desse novo campo de pesquisa que é a Engenharia Biomédica.

Os primeiros currículos acadêmicos que incluíram disciplinas relacionadas a esta área foram formulados por volta do ano de 1950. No início, as disciplinas pertenciam aos cursos de engenharia elétrica, mecânica e química, sendo disciplinas optativas ou eletivas. As aplicações da BME parecem ser mais populares particularmente nos ramos da engenharia elétrica com ênfase em eletrônica biomédica, instrumentação e processamento de sinais e imagens (BADNJEVIĆ; GURBETA, 2016).

Atualmente, já existem cursos de graduação e pós-graduação para formação específica em engenharia biomédica. Os profissionais dessa área necessitam ser interdisciplinares e capazes de trabalhar em ambientes diversos, como laboratórios de engenharia e medicina, hospitais, clínicas de reabilitação, centros de pesquisa, indústria, entre outros. Os profissionais dessa área podem trabalhar com a parte de instrumentação, criando ou otimizando equipamentos médicos, como raio-x, tomografia, marcapasso cardíaco e equipamentos para monitoramento de saúde denominados *wearables*, que fica em posse da pessoa que o utiliza. Em adição, é possível trabalhar com a criação de próteses e órteses para a reabilitação e melhora na qualidade de vida dos pacientes e também na parte de prognóstico de enfermidades, envolvendo doenças como Parkinson, doença de Huntington, paralisia cerebral e outras.

Dentro do escopo de instrumentação biomédica, encontra-se o eletrocardiograma (ECG). O eletrocardiograma é um teste realizado com eletrodos superficiais para medir

a atividade elétrica do coração. Este teste é importante para avaliar o ritmo cardíaco e determinar se há arritmias, taquicardias ou bradicardias. Ele também pode ser utilizado para auxiliar o diagnóstico de enfermidades cardíacas aliado ao ecocardiograma, teste de esforço, entre outros.

O eletrocardiograma é um exame de rotina e de fácil realização por ser rápido e não invasivo. As tecnologias para o ECG evoluíram muito com a expansão da engenharia biomédica. Há alguns anos, este exame só poderia ser realizado por clínicas de diagnóstico com equipamentos grandes. Atualmente, com a globalização, o grande desenvolvimento das tecnologias e a constante disseminação de informação, os equipamentos de eletrocardiograma foram miniaturizados e estão disponíveis em formatos de sensores para a população em geral. Em adição, o desenvolvimento e estudo dessa tecnologia também se tornou mais acessível.

Com o intuito de desenvolver um sistema de aquisição, condicionamento e processamento para um sensor de ECG, melhor compreender os sinais e ganhar conhecimento na área da engenharia biomédica foi proposto este projeto de conclusão de curso. O sistema elaborado utiliza FPGA para processar o sinal, mas também contou com a análise de dados e avaliação de filtros e sua aplicabilidade utilizando o *software MATLAB*, além do desenvolvimento de um algoritmo para a detecção da frequência cardíaca instantânea.

1.1 Objetivos

Os objetivos principais deste trabalho de conclusão de curso são descritos a seguir.

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho de conclusão de curso é o desenvolvimento de um sistema de aquisição e dados e processamento digital de sinal de eletrocardiograma em FPGA.

1.1.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos são:

- Compreensão da operação do sensor de eletrocardiograma;
- Configurar o sistema de aquisição de dados para o FPGA;
- Implementação de filtros digitais;
- Implementação de algoritmo de detecção de frequência cardíaca.

1.2 Metodologia Básica

Ao iniciar o projeto, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre o sinal do eletrocardiograma, técnicas de processamento digital de sinais voltados a ECG e técnicas de filtragem e detecção de frequência cardíaca. Após, foram efetuados ensaios de simulação sobre filtragem e processamento de sinal de eletrocardiograma. Como próximo passo, o filtro selecionado foi ensaiado em *MATLAB* e FPGA para garantir seu funcionamento correto. Em seguida, ensaios experimentais foram realizados. A bancada experimental utilizou o sensor de eletrocardiograma, conversão analógico/digital e a programação em VHDL. O sensor de eletrocardiograma foi adquirido e a FPGA e conversor analógico/digital são os mesmos utilizados pelo orientador no trabalho de tese de doutorado. Por fim, o trabalho de conclusão de curso foi escrito. Espera-se que uma extensão deste projeto resulte em artigos a serem submetidos em congressos e revistas.

1.2.1 Recursos Materiais

Os materiais utilizados foram:

- Monitor de Frequência Cardíaca *AD8232*;
- Eletrodos para Monitor de Frequência Cardíaca;
- Gel eletrolítico Ultra-gel;
- Conversor Analógico-Digital *ADC0820*;
- Conversor Digital-Analógico *DAC0800*;
- FPGA Cyclone II Starter Development Kit.

Os materiais utilizados foram adquiridos ou já estavam disponíveis com o professor orientador.

2 Eletrocardiograma

2.1 O Coração Humano

O coração humano consiste em quatro câmaras, os átrios direito e esquerdo e os ventrículos direito e esquerdo. Os átrios são as câmaras receptoras, uma vez que o átrio direito recebe o sangue que retorna do corpo pelas artérias e o átrio esquerdo recebe o sangue dos pulmões. Os ventrículos são as bombas do sistema circulatório e bombeiam o sangue para o corpo. Quando os átrios estão se enchendo de sangue, as válvulas que conectam os átrios e os ventrículos estão fechadas. Quando os átrios estão cheios de sangue, eles contraem, as válvulas abrem e o sangue flui para os ventrículos. Quando os ventrículos contraem, o sangue é mandado para os pulmões e para a aorta, que distribui o sangue para o restante do corpo (LOWERY, 2016).

Durante o batimento cardíaco, os átrios se contraem juntos e são seguidos da contração dos dois ventrículos. A contração dos ventrículos é conhecida como sístole e a contração atrial é conhecida como diástole, ou seja, o relaxamento dos ventrículos. Na Figura 2.1, é possível ver a posição dos átrios e ventrículos e as etapas do batimento cardíaco.

Figura 2.1 – Atividade mecânica e elétrica do coração. A letra *A* indica o movimento da diástole e a letra *B* indica o movimento da sístole.

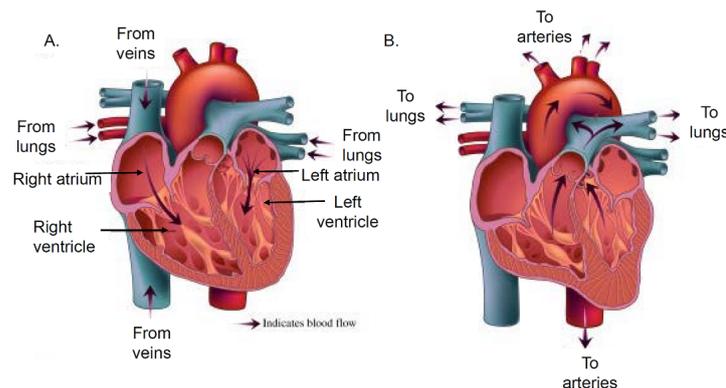


Imagem retirada de (LOWERY, 2016).

O coração é único entre os músculos do corpo devido à sua contração rítmica automática. Todas as fibras musculares em cada câmara devem contrair simultaneamente para bombear o sangue para fora da câmara. No tecido muscular, a excitação de uma fibra muscular afeta as fibras vizinhas e desencadeia um potencial de ação (AP, do inglês, *Action Potential*) que se espalha para as outras fibras. A excitação se espalha rápido pela câmara toda, o que causa a contração simultânea. Essa habilidade da excitação elétrica

se propagar pela câmara cardíaca é uma propriedade das fibras cardíacas. Normalmente, a corrente não se propaga de uma fibra a outra devido a alta resistência da membrana plasmática (LOWERY, 2016).

Portanto, os impulsos elétricos resultam da excitação das fibras musculares ao longo do miocárdio e produzem pequenas correntes elétricas no restante do corpo. Ao aplicar eletrodos em diferentes posições no corpo e conectá-los a um sistema de aquisição de sinal é possível obter o eletrocardiograma (GOLDMAN, 1979). O eletrocardiograma nada mais é que o registro gráfico dos potenciais elétricos produzidos em associação aos batimentos cardíacos.

2.2 Características do Sinal de ECG

No sinal do eletrocardiograma, cada potencial de ação se comporta como um dipolo. Portanto, a atividade elétrica do coração em qualquer instante pode ser representada por uma distribuição de fontes de corrente. Se assumir que o dipolo está em um volume grande, isotrópico e está sendo observado de longe (a distância dos eletrodos ao coração é relativamente grande), então é possível assumir que a atividade elétrica total pode ser representada por um único dipolo com magnitude e direção igual a soma dos dipolos que a constituem. Esse único dipolo, no caso do eletrocardiograma e cardiografia vetorial, é chamado de dipolo cardíaco equivalente ou vetor cardíaco (LOWERY, 2016).

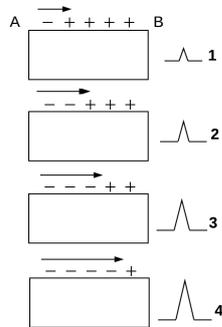
O sinal do ECG possui duas partes: a primeira que é produzida durante a passagem do estímulo e é chamada de despolarização e a segunda que é produzida quando o músculo retorna para seu estado de descanso, que é a repolarização. A despolarização é a propagação inicial do estímulo ao longo do músculo. A direção na qual o estímulo se propaga e a posição do eletrodo em relação à direção de propagação determina se a onda será negativa ou positiva (GOLDMAN, 1979).

À medida que a despolarização vai avançando, a onda aumentará de intensidade. A Figura 2.2a mostra a despolarização e como o sinal é registrado por um eletrodo colocado do lado B do dipolo. Se a ativação do músculo, ou a despolarização estiver frente ao eletrodo, a onda será chamada de mais-menos (do inglês, *plus-minus*) e terá o formato mostrado na Figura 2.2b.

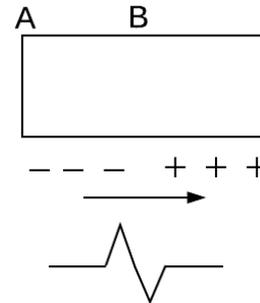
A repolarização é o retorno do músculo estimulado para seu estado de descanso. A Figura 2.3 mostra a despolarização ocorrendo da esquerda para a direita e a repolarização ocorrendo da direita para esquerda.

Figura 2.2 – Sinal captado pelo eletrodo posicionado ao lado B do dipolo conforme acontece a progressão da despolarização. A despolarização é indicada pela seta.

(a) Diferentes estágios da onda.



(b) Formação da onda *plus-minus*.



Imagens adaptadas de (GUS, 1997).

Figura 2.3 – Despolarização e repolarização do músculo representado por um dipolo.

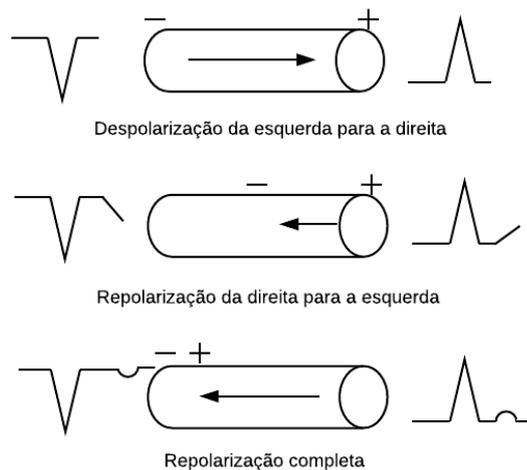


Imagem adaptada de (GOLDMAN, 1979).

As ondas cardíacas são denotadas pelas letras *P*, *Q*, *R*, *S*, *T* e *U* e normalmente, tem mais de 0,2 s de duração. A onda *P* é resultado da deflexão produzida pela despolarização atrial. A onda *Q* é a deflexão negativa inicial resultado a despolarização ventricular. Ela precede a primeira deflexão positiva *R*, que por sua vez ocorre durante despolarização ventricular. A onda *S* é a primeira deflexão negativa da despolarização ventricular que segue a onda *R*. A onda *T* é resultado da repolarização ventricular e onda *U* é deflexão, normalmente positiva, que acontece após a onda *T* e antes da onda *P* (GOLDMAN, 1979). A onda *U* nem sempre é observada no ECG.

É importante também considerar os intervalos entre as ondas. De acordo com Goldman (1979) os intervalos da onda cardíaca são *R-R*, *P-P*, *P-R*, *QRS*, *VAT*, *Q-T*, *Q-U*

e $S-T$. O intervalo $R-R$ é a distância entre duas ondas R sucessivas. Se o ritmo ventricular é regular, o tempo deste intervalo dividido por 60 segundos resultará a frequência cardíaca por minuto. Se o ritmo for irregular, ele deverá ser contado e transformado na frequência cardíaca por minuto. Por exemplo, se houver 20 ondas R em 10 segundos, então a frequência cardíaca será 120 por minuto.

O intervalo $P-P$ é o ritmo sinusal regular. O intervalo $P-P$ é o mesmo que o intervalo $R-R$. Se o ritmo for irregular, o intervalo $P-P$ deve ser contado como a distância entre duas ondas P e a frequência atrial por minuto computada da mesma forma que para o intervalo $R-R$. O intervalo $P-R$ é o intervalo entre o começo da onda P até o começo do complexo QRS . Este intervalo tem duração de aproximadamente 0,12 segundos a 0,2 segundos. Ele é relacionado à frequência cardíaca. Quando mais devagar a frequência cardíaca, mais longo é o intervalo $P-R$. Os valores variam de acordo com a idade e tipo corporal.

O intervalo QRS é a medida do tempo total de despolarização ventricular. Este intervalo é medido do início da onda Q , ou da onda R se a Q não estiver aparente, até o final da onda S . O intervalo normalmente tem duração de 0,11 segundos. O intervalo VAT é o tempo de ativação ventricular. O VAT quantiza o tempo de um impulso atravessar o miocárdio e é medido do começo da onda Q até pico da onda R . Porém, este intervalo só é preciso se for medido na superfície diretamente a frente do coração, com eletrodos bipolares.

O intervalo $Q-T$ é medido do início da onda Q até o final da onda T . Ele representa a duração da sístole. O intervalo $Q-U$ é medido do início da onda Q até o final da onda U e representa a repolarização ventricular total. O último intervalo é o intervalo $S-T$ é a duração do segmento $RS-T$.

Por fim, há também os segmentos do sinal cardíaco, que são três, de acordo com Goldman (1979): PR , junção $RS-T$ (J) e segmento $RS-T$. O segmento PR começa no final da onda P até o início do complexo QRS . A junção $RS-T$ (J) é o ponto no qual o complexo QRS termina e começa o segmento $RS-T$. O segmento $RS-T$, ou somente segmento ST , começa no final do segmento J e termina no início da onda T .

A Figura 2.4 expõe as ondas, os intervalos e os segmentos da onda cardíaca, ou seja, as características da sinal cardíaco no tempo.

Em relação às características em frequência do sinal cardíaco, as ondas P e T normalmente encontram-se entre 0,5 Hz e 10 Hz e o complexo QRS pode variar de 4 Hz a 20 Hz (THAKOR; WEBSTER; TOMPKINS, 1984; GOLDEN; WOLTHUIS; HOFFLER, 1973). Portanto, o sinal de eletrocardiograma normalmente varia de 0,5 Hz a, aproximadamente, 30 Hz. As ondas P ou T podem apresentar frequência muito baixa, em torno de 0,8 Hz, próxima a frequência de variação da linha de base.

Figura 2.4 – Diagrama das ondas, intervalos e segmentos do sinal cardíaco.

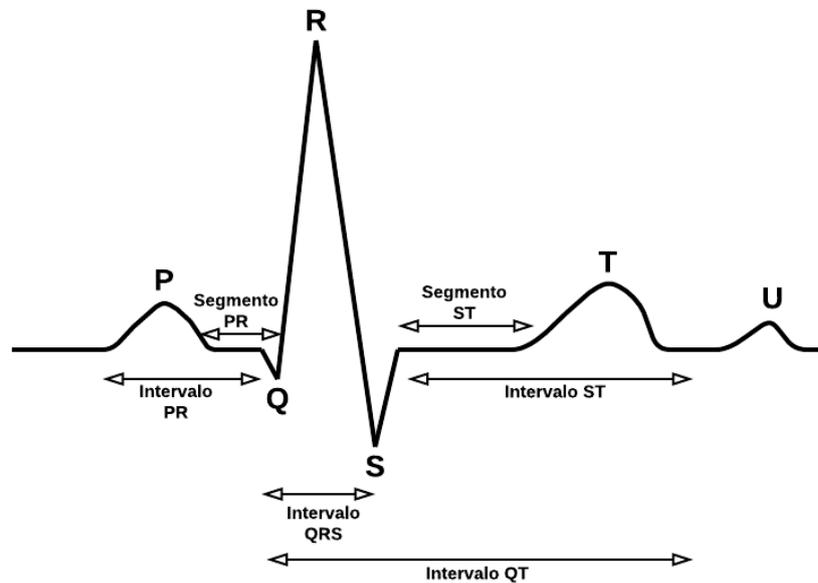


Imagem adaptada de (GOLDMAN, 1979) e (MALMIVUO; PLONSEY et al., 1995).

2.3 Interferências e Ruídos no sinal de ECG

O sinal de eletrocardiograma pode apresentar diversas fontes de interferência e ruídos. A principal fonte de interferência é a rede elétrica. A interferência da rede elétrica consiste em 50 Hz ou 60 Hz, dependendo do local, e as harmônicas. Segundo Friesen et al. (1990), a amplitude do sinal de interferência pode chegar a 50% da amplitude pico-a-pico do sinal de eletrocardiograma.

Outro tipo de ruído é o ruído de contato do eletrodo. Este tipo de ruído é uma interferência transiente causada pela perda de contato entre o eletrodo e a pele. Essa perda de contato pode ser definitiva ou temporária. O ruído de contato do eletrodo pode ser considerado aleatório e de rápida ocorrência. As características principais são a amplitude inicial, que pode ser alta, um componente de 60 Hz e a duração de aproximadamente 1 segundo (FRIESEN et al., 1990).

Há também interferências causadas pela mudança da impedância da pele em contato com o eletrodo. Este tipo de interferência causa variação na linha de base do sinal e normalmente é gerada por movimentos e vibrações do indivíduo no qual os eletrodos estão posicionados. Segundo Friesen et al. (1990), o formato dessa interferência na linha de base do sinal se assemelha com uma onda senóide. Normalmente tem duração de 100 a 500 milissegundos e sua amplitude pode chegar a 500% da amplitude pico-a-pico do ECG.

Outros sinais fisiológicos também podem interferir no sinal de eletrocardiograma. O eletromiograma (EMG) é o sinal elétrico produzido pela contração muscular. Normal-

mente, a interferência causada pelo EMG tem a amplitude na casa dos microvolts e por isso pode ser considerada desprezível. Seu conteúdo em frequência pode variar de DC até 10 kHz, a duração normalmente é de 50 milisegundos, que é a contração muscular e pode alcançar até 10% da amplitude pico-a-pico do ECG (FRIESEN et al., 1990). Para evitar a interferência do EMG, uma prática comum é evitar colocar os eletrodos perto de grandes grupos musculares, uma vez que estes podem ter contrações que causem interferência de maior amplitude no sinal de ECG.

Por fim, há também uma interferência causada pela respiração. Essa interferência é conhecida como variação da linha de base do sinal e é representada por uma componente senoidal na frequência da respiração. A amplitude do sinal de ECG pode variar em até 15% com este tipo de interferência e a frequência da interferência é muito baixa, podendo chegar a, no máximo, 0.3 Hz (FRIESEN et al., 1990).

2.4 Técnicas de Aquisição do Sinal de ECG

O método mais simples de aquisição de sinal de eletrocardiograma utiliza três eletrodos. Dois são posicionados para medir a atividade elétrica em diferentes locais no corpo e o terceiro é utilizado para ser o eletrodo de referência, com o intuito de eliminar atividades elétricas de fontes externas. A Figura 2.5 mostra o posicionamento dos eletrodos para este método.

Figura 2.5 – ECG utilizando três eletrodos no tórax.

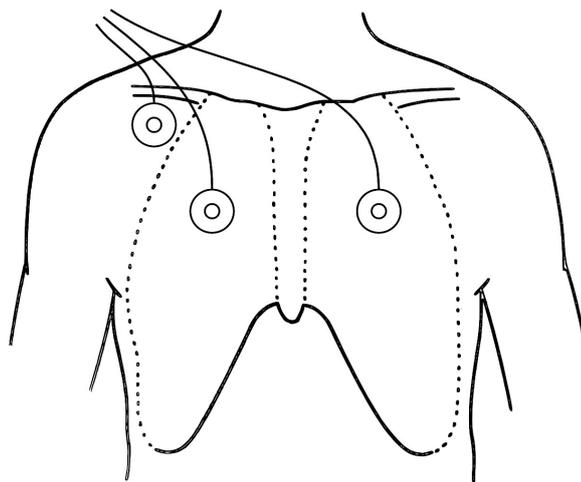


Imagem adaptada de (PHILLIPS; FEENEY, 1990).

Para aquisição do sinal de eletrocardiograma utiliza-se também o método desenvolvido por Einthoven em 1908. Três eletrodos são colocados nos pulsos e nas pernas, formando um triângulo, como é mostrado na Figura 2.6, chamado de triângulo de Einthoven.

Figura 2.6 – Posicionamento de eletrodo para aquisição do sinal de ECG.

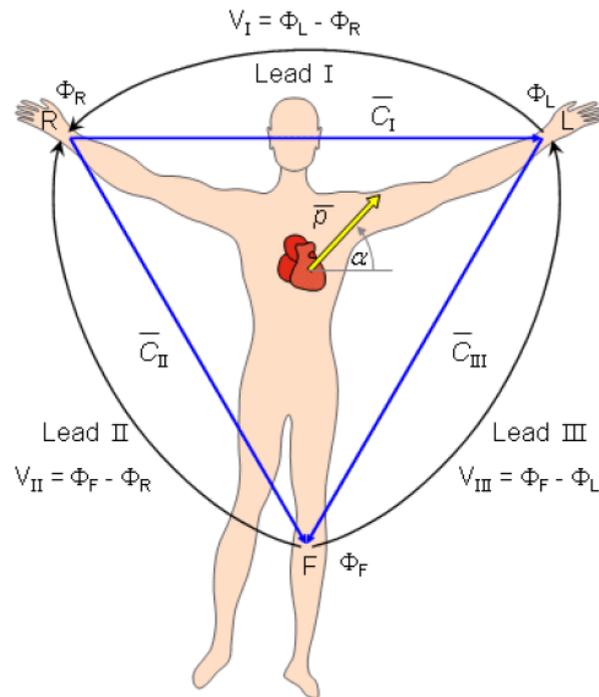


Imagem retirada de (MALMIVUO; PLONSEY et al., 1995; LOWERY, 2016).

De acordo com Lowery (2016), os potenciais elétricos são definidos como:

- V_I = potencial do braço esquerdo Φ_L e potencial do braço direito Φ_R ;
- V_{II} = potencial da perna esquerda Φ_F e potencial do braço direito Φ_R ;
- V_{III} = potencial da perna esquerda Φ_F e potencial do braço esquerdo Φ_L ;
- A perna esquerda é utilizada como potencial zero ou terra;
- É possível utilizar tanto a perna direita quando a perna esquerda como referencial de potencial para a aquisição do sinal.

Os eletrodos associados com o triângulo de Einthoven são alocados de acordo com a suposição que o coração é localizada no infinito de um volume homogêneo e condutor ou no centro de uma esfera, que representa o torço. Os eletrodos nos braços e na perna devem formar um triângulo equilátero com o coração ao centro. Deste modo, as tensões medidas pelos três eletrodos são proporcionais às projeções do vetor elétrico do coração nos lados do triângulo formado pelos eletrodos (LOWERY, 2016).

Com o intuito de medir o potencial próximo ao coração, utiliza-se condutores precordiais. Para os condutores precordiais, são posicionados 6 eletrodos, V_1 a V_6 no tórax em linhas de derivações determinadas pelo plano horizontal. De acordo com Gus

(1997), a linha que formará a derivação é V_1 e será alocada no quarto espaço intercostal, justaeasternal, à direita do esterno. O eletrodo de V_2 está no mesmo espaço que V_1 mas à esquerda. Após, é alocado V_4 exatamente no *ictus*, que é um local da parede torácica que sente o pulsar cardíaco. O eletrodo V_3 é alocado entre V_2 e V_4 . V_5 e V_6 ficam na mesma direção horizontal que V_4 mas V_5 está na linha axilar anterior e e V_6 na linha axilar média. A Figura 2.7 mostra a colocação dos eletrodos para este método de aquisição de sinais.

Figura 2.7 – Condutores precordiais para aquisição de sinal de eletrocardiograma. Imagem baseada em (PHILLIPS; FEENEY, 1990).

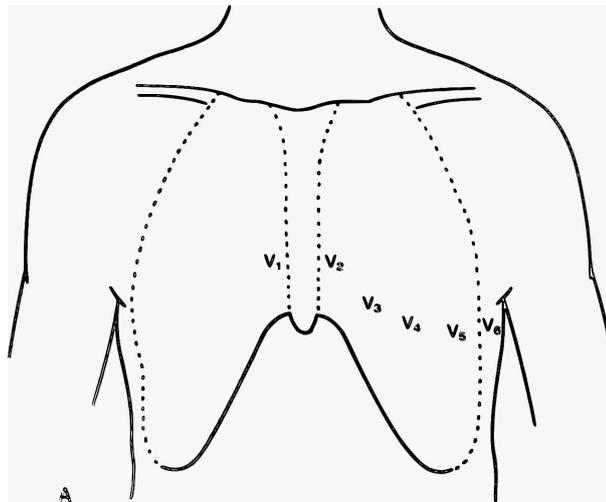


Imagem adaptada de (PHILLIPS; FEENEY, 1990).

Atualmente, as clínicas de diagnóstico utilizam o método das 12 derivações. O método das 12 derivações consiste na utilização dos eletrodos precordiais juntamente com os eletrodos que formam o triângulo de Einthoven e um eletrodo adicional na perna direita. Este eletrodo conectado a perna direita é uma redundância para a referência do sinal. Este método potencializa o efeito do exame e garantir melhor qualidade de sinal para o diagnóstico de enfermidades.

2.5 Ritmos Cardíacos

Os ritmos cardíacos detectáveis pelo eletrocardiograma podem indicar enfermidades e o ECG é utilizado para auxiliar no diagnóstico destas. Porém, para o diagnóstico completo e confiável, deve-se recorrer a outros exames como o ecocardiograma e ao exame clínico.

Na Figura 2.8 são apresentadas os sinais para seis ritmos cardíacos diferentes. É possível observar como a onda se deforma dependendo da condição.

Figura 2.8 – Ritmos cardíaco obtidos com sinais de ECG. (A) indica o ritmo cardíaco normal. (B) Bradicardia. (C) Taquicardia. (D) Marcapasso Errante.

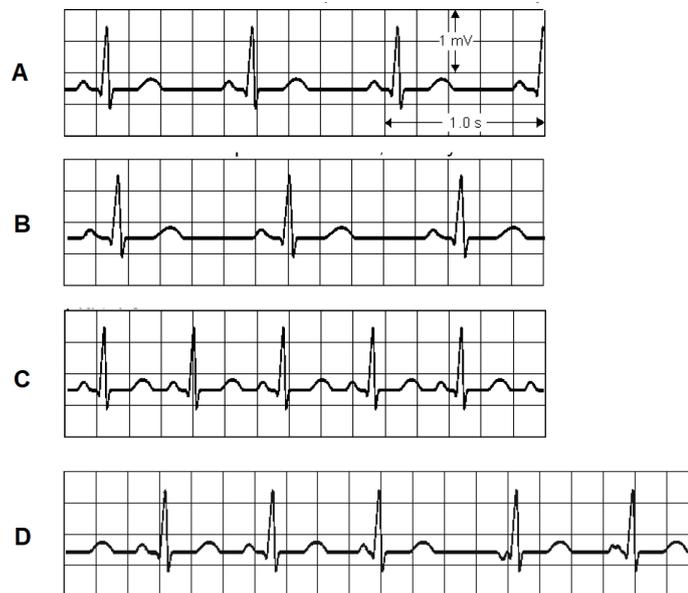


Imagem retirada de (LOWERY, 2016).

Na letra *A*, o ritmo cardíaco é normal, com frequência cardíaca de 60 a 100 batimentos por minuto. Já na letra *B*, é apresentado um sinal de um coração com bradicardia, ou seja, ritmo desacelerado. Na bradicardia, a frequência cardíaca fica abaixo de 60 batimentos por minuto. Na letra *C*, é evidenciado um sinal de ritmo cardíaco taquicárdico. A taquicardia é o ritmo cardíaco acelerado, normalmente, acima de 100 batimentos por minuto. Na letra *D*, mostra-se o marcapasso errante, que é uma arritmia atrial. O sinal varia em relação à onda *P*, e aos intervalos *P-R*, *P-P* e consequentemente, *R-R*.

Segundo Goldman (1979), algumas enfermidades cardíacas que podem ser diagnosticadas ou ter o diagnóstico auxiliado pelo eletrocardiograma são:

- Hipertrofia atrial e ventricular;
- Enfarto do miocárdio;
- Arritmias;
- Pericardites;
- Doenças sistêmicas que afetam o coração;
- Efeito de remédios cardíacos, especialmente digitalis e quinidina;
- Distúrbios no metabolismo eletrolítico, principalmente anomalias de potássio.

3 Processamento de Sinais Aplicado a ECG

3.1 Conversão Analógica-Digital

A conversão analógica-digital converte sinais de origem contínua para sinais digitais, ou seja, discretizados. Essa conversão possui três princípios básicos: a amostragem, a quantização e a codificação. O sinal analógico ou contínuo passa por estas três etapas para tornar-se um sinal digital. Na Figura 3.1 é possível observar essas etapas e a progressão da digitalização do sinal.

Figura 3.1 – Conversão Analógica-Digital.



Imagem adaptada de (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

O diagrama de blocos da Figura 3.1 exibe os três componentes da conversão analógica-digital. O primeiro bloco representa a amostragem. Este processo extrai amostras do sinal de entrada nos tempos de amostragem. A saída é um sinal discreto no tempo mas ainda contínuo em amplitude, vez que os valores amostrados ainda possuem a mesma extensão de valores contínuos do sinal de entrada. O segundo componente é um quantizador, o qual quantiza a extensão dos sinais contínuos de entrada em um número finito de amostras, de modo que cada valor amostrado será representado por uma palavra digital de precisão finita. Já na última etapa, o codificador mapeia cada amostra quantizada em uma palavra digital (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

3.1.1 Amostragem

A amostragem consiste em representar um sinal contínuo $x(t)$ em um número de pontos $t = nT$, no qual T é o período de amostragem, que é o tempo entre duas amostras, e n é um integrador que determina a posição no tempo de cada amostra (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998). A frequência de amostragem é $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$.

Para realizar a amostragem de um sinal contínuo, multiplica-se um trem de impulsos pelo sinal $x(t)$. O trem de impulsos é representado por $p(t)$, que é denominado função de amostragem (OPPENHEIM; WILLSKY, 1983). Para melhor entendimento, a função de amostragem é análoga a uma chave. Essa chave fecha em cada instante de T segundos para extrair as amostras de $x(t)$ e é chamada de chave de amostragem. Quando a chave

está fechada, a amostra tem o valor de $x(t)$ e quando a chave está aberta, a amostra tem o valor zero (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

Deste modo, no domínio do tempo

$$x_p(t) = x(t)p(t) \quad (3.1)$$

Na qual,

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (3.2)$$

Como a função de impulsos $x_p(t)$ possui valor de $x(t)$ nos intervalos de tempo T ,

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)\delta[t - nT] \quad (3.3)$$

O efeito da amostragem é obtido pela relação da Transformada de Fourier (FT, do inglês, *Fourier Transformer*) de x_p com a FT de $x(t)$. Como no domínio do tempo a multiplicação corresponde à convolução, tem-se

$$X_p(\omega) = \frac{1}{2\pi}[X(\omega) * P(\omega)] \quad (3.4)$$

Substituindo $P(\omega)$ pela FT do sinal de trem de impulsos, tem-se

$$X_p(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega - k\omega_s) \quad (3.5)$$

Portanto, a FT do sinal amostrado é dada por uma soma infinita dos sinais originais deslocados na frequência. As versões deslocadas se encontram em múltiplos de ω_s . A versão deslocada de $X(\omega)$ podem se sobrepor se ω_s não for grande suficiente comparado à banda de frequência de $X(\omega)$ (HAYKIN; VEEN, 2003). Este efeito pode ser observado na Figura 3.2 para diversos valores de $T = \frac{2\pi}{\omega_s}$. O conteúdo de frequência do sinal está dentro do intervalo $-W \leq \omega \leq W$ (HAYKIN; VEEN, 2003). Conforme ω_s diminui, as bandas nas quais o sinal está contido vão se aproximando até um ponto na qual elas se sobrepõem. Essa sobreposição do sinal com suas réplicas é chamada de *aliasing*, que é caracterizado como um fenômeno no qual um componente de alta frequência no tempo contínuo torna-se semelhante a um componente de baixa frequência no tempo discreto. *Aliasing* distorce o espectro do sinal amostrado (HAYKIN; VEEN, 2003).

Figura 3.2 – Amostragem e Aliasing.

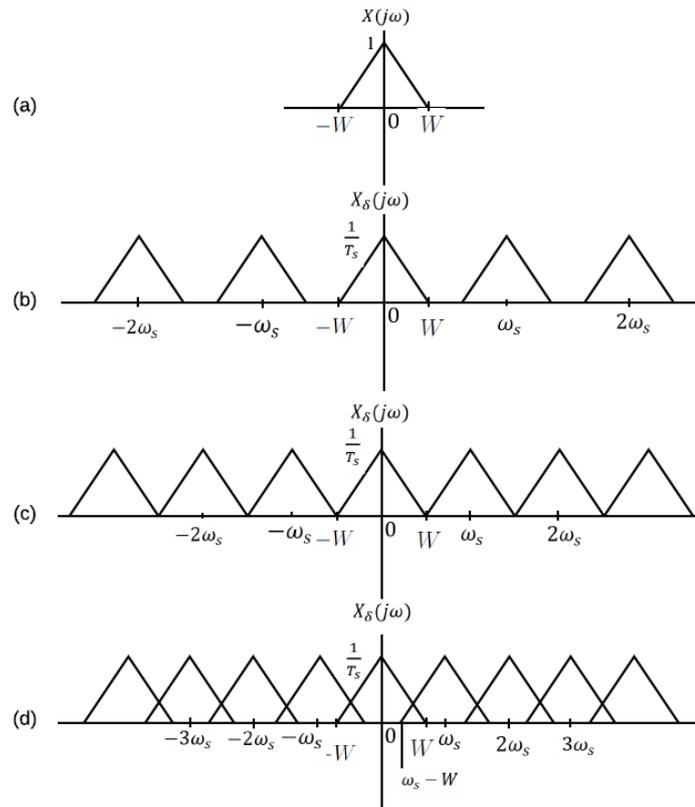


Imagem adaptada de (HAYKIN; VEEN, 2003).

Vale acrescentar que a amostragem deve ser feita de tal modo que o sinal não perca dados essenciais para sua construção, o que influencia na escolha da frequência de amostragem. Se a frequência de amostragem for muito alta, o período de amostragem será pequeno e maior será o número de amostras. Logo, o sinal terá melhor resolução e terá menos perdas, porém o custo computacional para realizar essa operação será alto. Em contrapartida, se a frequência de amostragem for baixa e o período for alto, poucas amostras do sinal contínuo original serão utilizadas, o que acarreta em menor resolução para o sinal digital, porém menor custo computacional para a operação. Portanto, é possível chegar a conclusão que um compromisso deve ser realizado entre a resolução do sinal digital e a frequência e período de amostragem.

3.1.2 Quantização e Codificação

Quantizar um valor amostrado significa arredondá-lo para o número mais próximo de valores finitos permissíveis. A codificação é realizada representando cada valor amostrado permissível por uma palavra digital de tamanho fixo. Para representações binárias, o número de níveis de quantização q e o tamanho da palavra digital n são relacionados do modo $q = 2^n$ (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

Na figura 3.3 é ilustrado o processo de quantização e codificação. Neste caso, estão presentes oito níveis de quantização, nos quais são especificados uma palavra de três bits (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

Figura 3.3 – Quantização e Codificação.

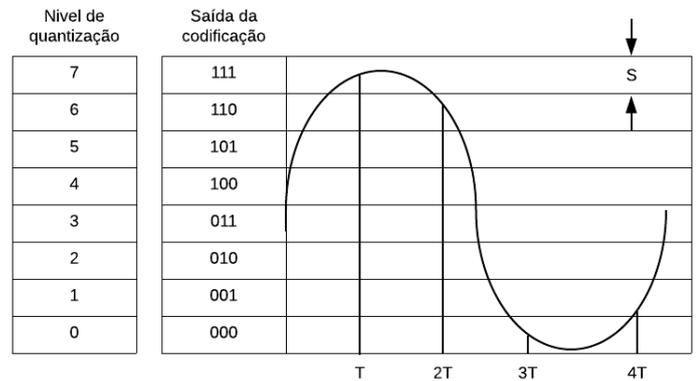


Imagem adaptada de (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

No processo de quantização, entretanto, podem ocorrer erros que não podem ser removidos em processos adicionais. Estes erros podem ser ocasionados devido ao fato de que o único valor presente depois da quantização é o valor das amostras quantizadas. O máximo erro induzido pela quantização de uma amostra é $\pm \frac{1}{2}S$, no qual S é a largura do intervalo de quantização. Se houver um grande número de intervalos de quantização, S será pequeno e logo, o erro também. O erro de quantização pode ser considerado a única fonte de erro no modelo de conversão analógico-digital (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

3.2 Teoria de Aquisição de Sinais

A reconstrução de um sinal contínuo a partir das amostras é um problema que envolve os sinais contínuos e discretos no tempo. A reconstrução perfeita não existe na prática, mas existem técnicas que podem fornecer uma boa reconstrução do sinal (HAYKIN; VEEN, 2003).

Em um sinal amostrado não há meios de conhecer o comportamento do sinal entre os tempos de amostragem. Para determinar esse comportamento, é necessário impor limitações para o sinal contínuo no tempo. As limitações servem para garantir uma transição suave entre uma amostra e outra e isso está relacionado diretamente à frequência máxima do sinal. Logo, para garantir uma ótima transição entre as amostras é preciso limitar a faixa de banda do sinal. Já foi determinado que a ocorrência de *aliasing* distorce o espectro do sinal original, portanto, com o objetivo de garantir a correspondência direta entre

o sinal contínuo e suas amostras e ao mesmo tempo, prevenir o *aliasing*, desenvolveu-se o teorema de amostragem ou Teorema de Nyquist (HAYKIN; VEEN, 2003).

De acordo com Haykin e Veen (2003), o teorema de amostragem expõe que se $x(t) \iff X(\omega)$ representa um sinal de banda limitada, então $X(\omega) = 0$ para $|\omega| > \omega_m$. Se $\omega_s > 2\omega_m$, com a frequência de amostragem $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$, então $x(t)$ é unicamente determinado por suas amostras $x(nT_s)$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

A mínima frequência de amostragem $2\omega_m$ é chamada de razão de Nyquist ou razão de amostragem de Nyquist. A real frequência de amostragem, ω_s , é chamada de frequência de Nyquist (HAYKIN; VEEN, 2003).

O teorema também pode ser interpretado utilizando a frequência em *Hz*. Se o sinal de banda limitada $x(t)$ não possui componentes de frequência acima de $f_m = \frac{\omega_m}{2\pi}$ e f_s é a frequência de amostragem, então $f_s > 2f_m$, para $f_s = \frac{1}{T_s}$. Por consequência, é necessário que o período de amostragem T_s seja menor que o inverso do dobro da máxima frequência dos componentes do sinal, $T_s < \frac{1}{2f_m}$, para obedecer o teorema (HAYKIN; VEEN, 2003) (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998).

Dessa maneira, o teorema de Nyquist delimita a banda de um sinal amostrado e sua frequência de amostragem para garantir uma transição suave entre as amostras obtidas no processo de amostragem e em adição, previne a ocorrência de *aliasing*, que pode distorcer o espectro do sinal e causar erros na discretização.

3.3 Transformada Z

A transformada de Laplace é uma ferramenta de muita importância na análise de sistemas lineares em tempo contínuo. As equações diferenciais são representadas como equações algébricas no plano s e é possível obter sua solução também neste domínio, de modo que para obter a solução no domínio do tempo, é somente necessário aplicar a transformada de Laplace inversa. A transformada Z possui a mesma importância para equações de diferenças e sistemas discretos.

A transformada Z é a parte discreta da transformada de Laplace, a qual corresponde a uma generalização da transformada de Fourier em tempo discreto (DTFT, do inglês, *discrete-time Fourier Transform*). As propriedades da transformada Z são análogas às propriedades da transformada de Laplace, porém, há diferenças entre estas devido as diferenças entre sinais e sistemas contínuos e discretos (OPPENHEIM; WILLSKY, 1983).

A transformada Z discreta bilateral de um sinal arbitrário $x[n]$ é dada por (GAR-

CÍA, 2018):

$$Zx[n] = X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n}; x[n] \iff X(z) \quad (3.6)$$

Na qual, $z = re^{-j\omega}$.

A transformada Z inversa é (HAYKIN; VEEN, 2003)

$$x[n] = \frac{1}{2\pi j} \oint X(z)z^{n-1}dz \quad (3.7)$$

Na qual \oint é uma integral em torno de um círculo com raio $|z| = r$ na direção anti-horária. A transformada Z é a soma infinita de potências e somente existe quando esta soma infinita converge. Uma condição necessária para a convergência é a absoluta somabilidade de $x[n]z^{-n}$. Como $|x[n]z^{-n}| = |x[n]r^{-n}|$, logo a condição para a convergência é descrita na Equação 3.8 (HAYKIN; VEEN, 2003).

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]r^{-n}| < \infty \quad (3.8)$$

A variação dos valores de r que satisfazem essa condição é chamada de *região de convergência* (ROC, do inglês, *region of convergence*).

A transformada Z existe para sinais que não possuem a DTFT. Para a existência da DTFT, é necessário a somabilidade absoluta de $x[n]$. Logo, para ser possível obter a transformada Z de um sinal que não possui DTFT, ou seja, não possui somabilidade absoluta de $x[n]$, é necessário restringir os valores de r . Deste modo, garante-se que $x[n]r^{-n}$ possui somabilidade absoluta mesmo $x[n]$ não possuindo (HAYKIN; VEEN, 2003).

A transformada Z reduz para a transformada de Fourier quando a magnitude da transformada variável z é a unidade, por exemplo, $z = e^{j\Omega}$. Portanto, a transformada Z reduz para a transformada de Fourier no contorno do plano- z complexo correspondente a um círculo com raio unitário, como mostrado no Figura 3.4 (a). O círculo no plano- z é o círculo unitário e é essencial para compreender o conceito de transformada Z (OPPENHEIM; WILLSKY, 1983).

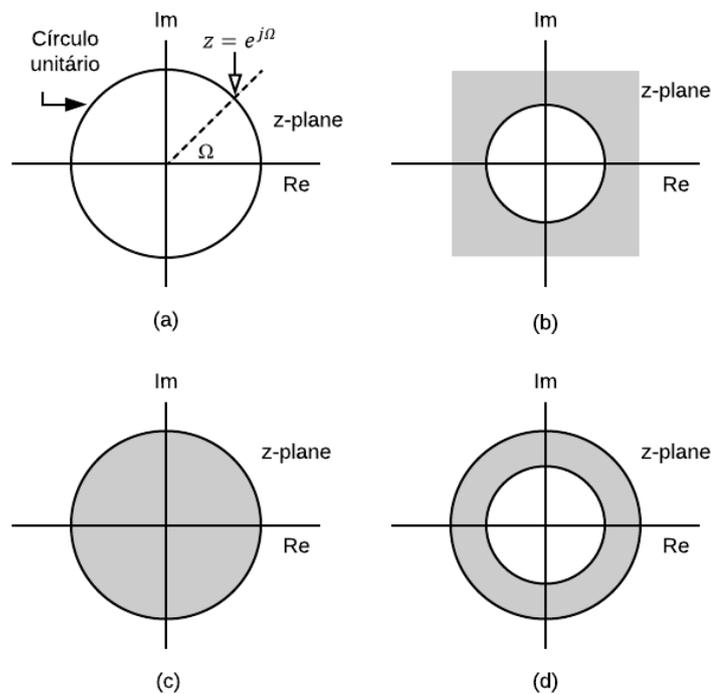
São definidas seis propriedades da região de convergência (ROC) para a transformada Z . A primeira propriedade expressa que a ROC de $X(z)$ consiste em um anel no plano- z centralizado na origem. Para casos específicos, a fronteira interna do anel pode se estender até a origem e a ROC se transforma em um disco, assim como a fronteira externa também pode se estender, mas até o infinito (OPPENHEIM; WILLSKY, 1983).

A segunda propriedade é que a ROC não contém pólos. A propriedade seguinte indica que se $x[n]$ tiver duração finita, então a ROC é o plano- z todo exceto possivelmente

$z = 0$ e/ou $z = \infty$.

A quarta propriedade evidencia que se $x[n]$ for uma sequência de lado direito e o círculo $|z| = r_0$ está contido na ROC, então todos os valores finitos de z para quais $|z| > r_0$ também serão contidos na ROC. Análogo, a propriedade cinco indica que se $x[n]$ for uma sequência de lado esquerdo e o círculo $|z| = r_0$ está contido na ROC, então todos os valores finitos de z para quais $0 < |z| < r_0$ também serão contidos na ROC. Por fim, a sexta propriedade aponta que se $x[n]$ é bilateral e o círculo $|z| = r_0$ está contido na ROC, então a ROC será um anel no plano- z que inclui o círculo $|z| = r_0$. A Figura 3.4 também ilustra as três últimas propriedades apontadas.

Figura 3.4 – (a) Plano complexo Z (b) ROC para sequência de lado direito, (c) ROC para sequência de lado esquerdo, (d) ROC para sequência bilateral ou anel no plano- z .



Imagens adaptadas de (OPPENHEIM; WILLISKY, 1983).

Por fim, é fundamental apresentar as propriedades da transformada Z . Para tanto, assume-se que

$$x[n] \iff X(z), \text{ com a } ROC R_x \tag{3.9}$$

$$y[n] \iff Y(z), \text{ com a } ROC R_y \tag{3.10}$$

A primeira propriedade a ser apresentada será a linearidade. A propriedade da linearidade declara que a transformada Z da soma de sinais é a soma das transformadas

individuais, como mostra a equação 3.11 (HAYKIN; VEEN, 2003).

$$ax[n] + by[n] \iff aX(z) + bY(z), \text{ com a ROC pelo menos } R_x \cap R_y. \quad (3.11)$$

A ROC é a intersecção das ROCs individuais porque a transformada Z da soma é válida somente quando ambos $X(z)$ e $Y(z)$ convergem (HAYKIN; VEEN, 2003).

A propriedade de inversão da sequência ou reflexão corresponde em substituir z por z^{-1} (HAYKIN; VEEN, 2003).

$$x[-n] \iff X\left(\frac{1}{z}\right), \text{ com a ROC } \frac{1}{R_x}. \quad (3.12)$$

O deslocamento no tempo indica que o sinal pode ser multiplicado por z^{-n_0} e esse será deslocado para $n - n_0$ no tempo, de acordo com a Equação 3.13 (HAYKIN; VEEN, 2003).

$$x[n - n_0] \iff z^{-n_0}X(z), \text{ com a ROC } R_x, \text{ exceto possivelmente } z = 0 \text{ ou } z = \infty \quad (3.13)$$

A propriedade de multiplicação por exponencial implica que as fronteiras da ROC são multiplicadas por $|\alpha|$. Se α tem magnitude unitária, o raio é inalterado; se α é um número positivo, o ângulo é inalterado. Esta propriedade é apresentada na Equação 3.14.

$$\alpha^n x[n] \iff X\left(\frac{z}{\alpha}\right), \text{ com a ROC } |\alpha|R_x. \quad (3.14)$$

A diferenciação de $X(z)$ é a multiplicação por n no domínio do tempo e isso corresponde a diferenciação em z e multiplicação do resultado por $-z$ no domínio z . Essa propriedade não acarreta mudanças na ROC. A Equação 3.15 expõe esta propriedade.

$$nx[n] \iff -z \frac{d}{dz} X(z), \text{ com a ROC } R_x. \quad (3.15)$$

Por fim, a convolução no domínio do tempo corresponde à multiplicação no domínio z , como mostra a Equação 3.16.

$$x[n] * y[n] \iff X(z)Y(z), \text{ com a ROC pelo menos } R_x \cap R_y. \quad (3.16)$$

3.4 Filtros Digitais

Os filtros digitais são filtros que são aplicados nos sinais depois de sua conversão analógica-digital e somente são possíveis utilizando ferramentas computacionais. Este tipo de filtro é aplicado em cada amostra $x[n]$ do sinal digital. Após a aplicação do filtro, o sinal deixa de ser $x[n]$ e passa a ter outras características, como por exemplo, não ter mais algumas componentes de frequência que possuía anteriormente.

Os filtros digitais podem ser afetados pelos erros de quantização, que arredondam o sinal para um número finito de bits, o que pode causar erros no processo realizado pelo filtro digital.

Os filtros digitais são considerados sistemas discretos lineares, invariantes no tempo e estáveis e, portanto, podem ser representados pela convolução discreta entre sua resposta ao impulso e a entrada. A Equação 3.17 expressa essa representação matemática (MARQUES, 1996).

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) = x(n) * h(n) \quad (3.17)$$

Em adição, a resposta em frequência pode determinar a seletividade frequencial do filtro, como, por exemplo, passa-baixa, passa-alta e passa-banda. Se esta seletividade frequencial se mantém inalterada significa que as equações de diferenças do filtro terão coeficientes constantes. Se o filtro digital funciona em tempo real o sistema será causal (MARQUES, 1996).

Os filtros digitais causais são classificados de dois modos, de acordo com a duração da resposta no tempo: Filtros de resposta ao impulso de duração infinita (IIR, do inglês, *Infinite-duration impulse response*) (HAYKIN; VEEN, 2003) e Filtros de resposta ao impulso de duração finita (FIR, do inglês, *Finite-duration impulse response*).

3.4.1 Filtros FIR

Os filtros FIR ou filtros de resposta ao impulso de duração finita possuem função de transferência polinomial em z^{-1} e tem três propriedades importantes (HAYKIN; VEEN, 2003):

1. Tem memória finita e qualquer transiente, por consequência, é de duração limitada;
2. São sempre BIBO (Entrada limitada, saída limitada, do inglês, *Bounded Input, Bounded Output*) estáveis;
3. Podem obter a magnitude desejada sem distorção na fase.

Os filtros FIR normalmente são implementados em estruturas que não tem *feedback*, ou seja, estruturas não-recursivas (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998). A Equação 3.18 expõe sua convolução discreta (OPPENHEIM, 1999).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (3.18)$$

A equação de diferenças de um filtro FIR tem a forma mostrada na Equação 3.19 (OPPENHEIM, 1999).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \quad (3.19)$$

A equação de diferenças do filtro FIR leva em consideração somente as entradas, representada por $x(n)$. Sua equação de diferenças é baseada na somatória da entrada atual com as entradas passadas, ou seja, uma média móvel da amostra atual e das $N-1$ amostras anteriores. Como as saídas não são consideradas, assume-se que $a_0 = 1$. Esse filtro também é conhecido como filtro de média móvel (do inglês, *Moving Average Filter*) (MARQUES, 1996).

A função de transferência do filtro FIR é dada pela Equação 3.20 (OPPENHEIM, 1999).

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{N-1} z^{-N+1} \quad (3.20)$$

Como pode ser observado tanto pela equação de diferenças como pela função de transferência, os pólos não tem influência na resposta em frequência deste tipo de filtro. Logo, eles são sempre estáveis.

3.4.2 Filtros IIR

O filtros IIR ou filtros de reposta ao impulso de duração inifinita possuem função de transferência racional em z^{-1} . Para uma resposta em frequência, este tipo de filtro gera resultados em menor comprimento de filtro que o filtro FIR correspondente, porém, às custas de distorção na fase e de um transiente inicial que não se limita a um intervalo de tempo finito (HAYKIN; VEEN, 2003). Os filtros IIR normalmente são implementados em estruturas que tem *feedback*, ou seja, estruturas recursivas. Eles possuem função de transferência contínua e é necessário determinar a função de transferência discreta $H(z)$ (ZIEMER; TRANTER; FANNIN, 1998). O fato deste tipo de filtro ter função de transferência contínua significa que ele pode ser construído no mundo analógico, com elementos

RLC e amplificadores operacionais. Sua convolução discreta é apresentada na Equação (OPPENHEIM, 1999).

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (3.21)$$

A equação de diferenças de um filtro IIR tem a forma mostrada na Equação 3.22 (OPPENHEIM, 1999), que relaciona uma sequência de entrada, representada por $x(n)$, e uma sequência de saída, representada por $y(n)$.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^{M-1} a_k y(n-k), a_0 = 1 \quad (3.22)$$

O somatório dos termos de entrada da equação de diferenças do filtro IIR tem a mesma característica que o somatório de entrada do filtro FIR, é uma média móvel da amostra atual e de $N-1$ amostras anteriores. Porém, o segundo termo difere. Ele representa a somatória dos valores anteriores de saída, o que garante a este tipo de filtro a característica de resposta ao impulso teoricamente infinita (MARQUES, 1996).

A função de transferência do filtro IIR é apresentada pela Equação 3.23 (OPPENHEIM, 1999).

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-(N-1)}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_M z^{-(M-1)}} \quad (3.23)$$

Diferentemente do filtro FIR, o filtro IIR possui influência tanto dos pólos quanto dos zeros. Esse tipo de filtro também é conhecido como filtro autoregressivo de média movente (do inglês, *Autoregressive Moving Average Filter*) (MARQUES, 1996).

3.4.3 Filtro Adaptativo

Diversos fatores podem ocasionar mudanças em um sistema ideal cujo modelo é linearmente invariante no tempo: não-linearidades no sistema físico, alteração dos parâmetros do sistema com o tempo, mudanças não previstas nas propriedades de entradas externas e até mesmo perturbações aplicadas ao sistema. Para produzir uma performance satisfatória considerando essas variações, utiliza-se o filtro adaptativo (HAYKIN; VEEN, 2003).

Segundo Haykin e Veen (2003), o filtro adaptativo é definido como um sistema variante no tempo que contém um mecanismo iterativo para ajustar seus parâmetros de um modo passo-a-passo para operar de maneira ótima de acordo com alguns critérios específicos. Os filtros adaptativos são aplicados principalmente para dois propósitos: equalização adaptativa e identificação de sistemas.

O filtro adaptativo pode ser utilizado para minimizar ruídos em sinais. Para tanto, o filtro faz uma estimativa do ruído para poder retirá-lo do sinal. Isso é feito do seguinte modo. Admite-se dois sinais x_k e y_k . O sinal y_k é o sinal de entrada com o ruído e o sinal x_k é um sinal correlacionado com o ruído. Deste modo, $y_k = s_k + n_k$ (LISBOA, 2018).

Na qual, s_k é o sinal que deseja estimar e n_k é o ruído. s_k e n_k não são correlacionados. O filtro adaptativo estimará o sinal s_k por meio do seguinte método (LISBOA, 2018):

$$\hat{s}_k = y_k - \hat{n}_k = s_k + n_k - \hat{n}_k \quad (3.24)$$

Isso significa que o filtro irá estimar \hat{n}_k , que será uma estimativa do ruído por meio do sinal x_n . A Figura 3.5 ilustra o modo de funcionamento do filtro adaptativo.

Figura 3.5 – Filtro adaptativo.

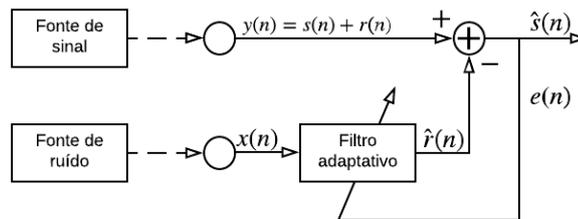


Imagem adaptada de (LISBOA, 2018).

4 Sistema de Aquisição e Processamento de Sinais Proposto

4.1 Sensor de ECG

Para a implementação deste projeto foi utilizado o sensor para aferir sinais cardíacos *AD8232* da *SparkFun* ([SPARKFUN ELECTRONICS, 2018](#)), baseado na tecnologia desenvolvida pela *Analog Devices*. Este sensor foi escolhido devido a sua disponibilidade no país de residência dos pesquisadores, visto que outros sensores foram adquiridos previamente no exterior mas não chegaram a tempo para a utilização neste projeto. Deste modo, o *AD8232* foi a melhor tecnologia disponível para o desenvolvimento desta pesquisa.

Este sensor mede a atividade elétrica do coração, o que faz dele um sensor de eletrocardiograma. Sua alimentação é de 3,3 V e sua saída é analógica. Em adição, o sensor possui pinos com os sinais de controle LO+, LO- e SDN, que não serão utilizados para esta aplicação. Para obter o sinal cardíaco, também há três entradas para os sinais fisiológicos chamadas LA, RA e RL, as quais indicam respectivamente a localização dos eletrodos no corpo humano. LA (do inglês, *left arm*) indica que esta entrada deve estar conectada ao eletrodo que irá ser alocado no braço esquerdo. RA (do inglês, *right arm*) conecta-se ao eletrodo que se localiza no braço direito e RL (do inglês, *right leg*) associa-se ao eletrodo posicionado na perna direita. Em adição, o sensor possui um LED que pulsa de acordo com ritmo cardíaco aferido. A Figura 4.1 apresenta o sensor utilizado.

Figura 4.1 – Sensor de atividade elétrica cardíaca *AD8232*.

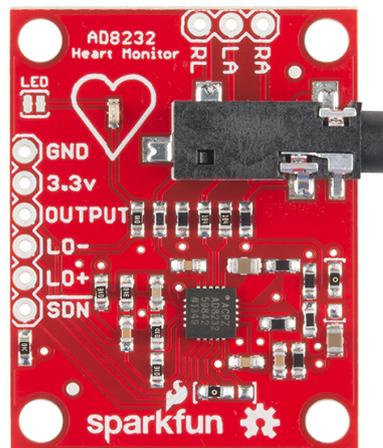


Imagem retirada de [SparkFunElectronics \(2018\)](#)

É recomendado que o posicionamento dos eletrodos para este sensor seja feito de

duas maneiras: os eletrodos dos braços posicionados nos pulsos e o eletrodo da perna na região do quadril ou os eletrodos dos braços posicionados no peito e o eletrodo da perna na região do quadril, como mostra a Figura 4.2.

Figura 4.2 – Posicionamentos dos eletrodos para o sensor *AD8232*.

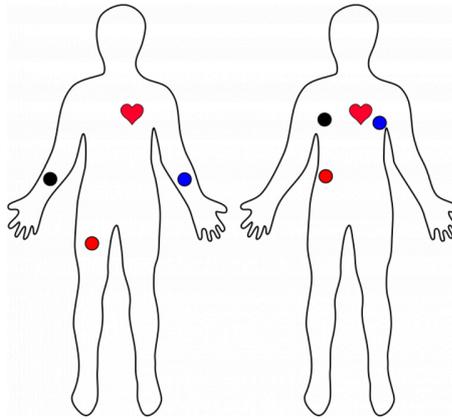


Imagem retirada de [SparkFunElectronics \(2018\)](#)

Os testes realizados contemplaram os dois posicionamentos de eletrodos, de modo a observar qual dispõe do melhor sinal e se há diferença nas medições por conta da alocação dos eletrodos. Em adição, ao aplicar gel condutor eletrolítico no contato do eletrodo com a pele, o sinal apresentou menos ruídos e, portanto, melhor para a análise. Isso se deve ao fato de o gel eletrolítico diminuir os efeitos dos ruídos causados pelo contato do eletrodo com a pele.

Primeiramente, o sensor de eletrocardiograma foi testado conectado ao Arduino Uno e o sinal foi processado pela IDE do Arduino e o *software Processing*. Com este teste foi possível observar o correto funcionamento do sensor. Após os testes com o Arduino, o sensor foi conectado à FPGA. Para tanto, foi necessário a elaboração de um circuito de condicionamento, visto que o ADC utilizado varia a tensão de 0 a 5 V, enquanto o sensor utiliza 0 a 3,3 V. Isso foi realizado para uma melhor visualização do sinal.

4.2 Circuito de Condicionamento de Sinais

Para condicionar o sinal do sensor é necessário saber qual sua faixa de trabalho. Por meio de medições empíricas, obteve-se a faixa de operação entre 1 V e 3,5 V. Esses dados foram obtidos medindo a saída analógica do sensor em um osciloscópio para três indivíduos diferentes e foi utilizado o valor da menor amplitude e da maior amplitude obtidos. Após obter a faixa de operação do sensor, desenvolveu-se uma fórmula para que o sinal ficasse entre 0,5 V e 4,5 V, para respeitar a faixa de operação do ADC.

Utilizando a equação da reta $y = mx + b$, substituiu-se os valores, como nas Equações 4.1 e 4.2 e substituindo uma equação na outra, obteve-se os valores dos coeficientes b

e m , os quais foram aplicados na Equação 4.3, que possibilitou a montagem de um circuito analógico de condicionamento.

$$0,5 = 1m + b \quad (4.1)$$

$$4,5 = 3,5m + b \quad (4.2)$$

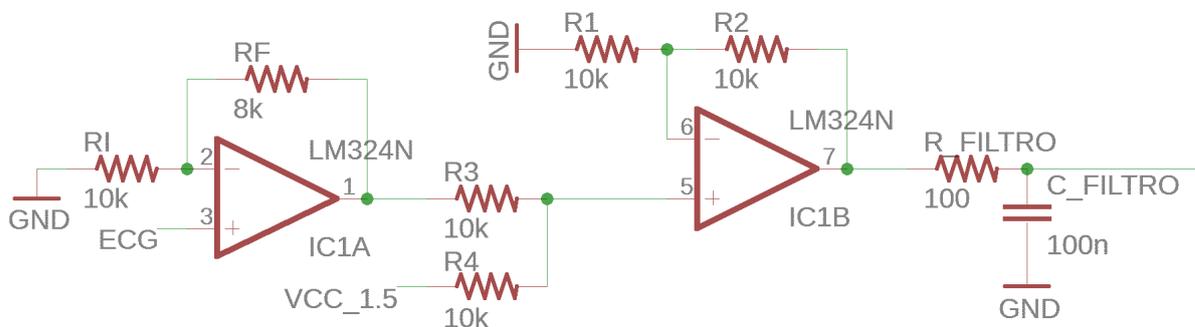
$$y = 1,6x - 1,1 \quad (4.3)$$

Para encontrar os valores dos resistores, substituiu-se o valor de b na fórmula do ganho do amplificador operacional $G = 1 + \frac{R_f}{R_i}$. Deste modo, $R_f = 0,6R_i$ e foram escolhidos os valores para $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ e para $R_f = 8 \text{ k}\Omega$. O valor de R_f foi escolhido como o resistor disponível para uso mais próximo à relação calculada.

Portanto, o circuito de condicionamento consistiu de um amplificador para o sinal de aproximadamente 1,6 vezes e um subtrator de 1,1 V. Porém, ao ajustar empiricamente, o valor utilizado para o *offset* do sinal foi de -1,5 V. O circuito integrado utilizado foi o LM324 cuja alimentação consistiu em 10 V e GND. Este CI foi escolhido por estar disponível para uso e por ter quatro amplificadores operacionais e deste modo, pode ser utilizado tanto para o circuito de condicionamento quanto para possíveis expansões do circuito.

A Figura 4.3 apresenta o esquemático do circuito de condicionamento desenvolvido. Foi acrescentado também um filtro passa-baixa ao final do circuito para evitar interferências de alta frequência.

Figura 4.3 – Circuito de condicionamento para o sensor de ECG.

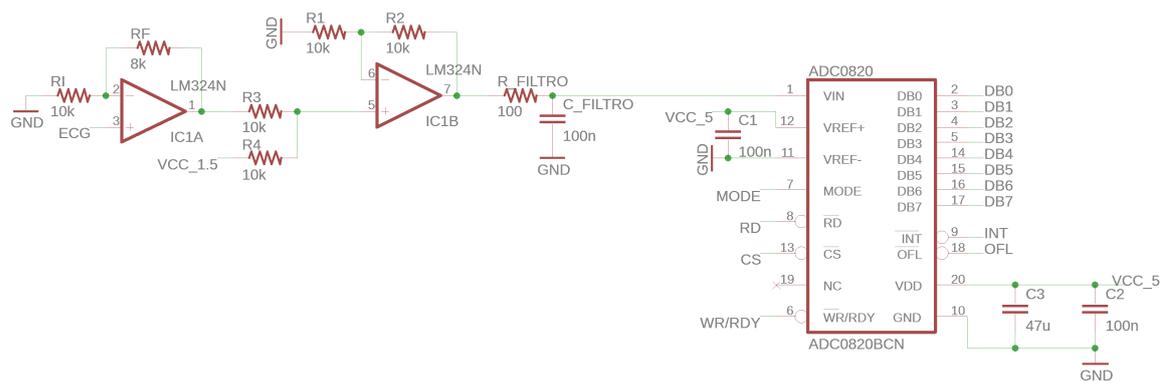


4.3 Conversor A/D e D/A

O circuito de condicionamento, portanto, foi acoplado ao conversor analógico/digital para enviar o sinal para a FPGA. O conversor A/D utilizado foi o *ADC0820* de 8 bits. Ele é alimentado com 5 V e GND e o sinal fica entre essa mesma faixa de tensão, o que justifica o condicionamento do sinal. Este conversor de 8 bits foi o escolhido por estar disponível para uso. Vale acrescentar que um conversor de mais bits proveria melhor resolução para o sinal. Porém, para a utilização proposta, este conversor teve performance adequada.

Para o conversor A/D não foi necessário criar circuito adicional, visto que seu circuito integrado é completo. Em adição, foram colocados capacitores entre a alimentação e o GND e entre a tensão de referência de 5 V e o GND. O circuito é mostrado na Figura 4.4.

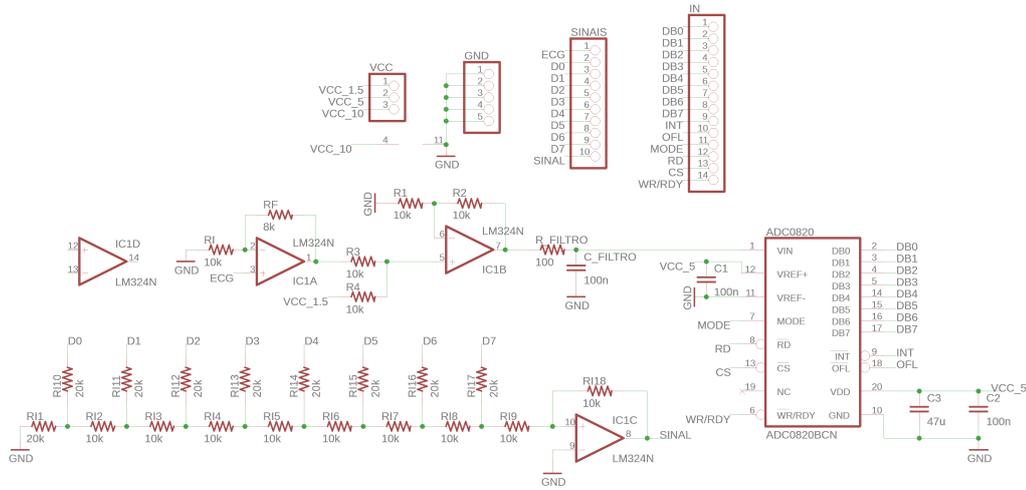
Figura 4.4 – Circuito de condicionamento e conversão do sinal de ECG.



Por fim, foi adicionado um conversor Digital/Analógico para a visualização do sinal filtrado pelo osciloscópio. Foi desenvolvido um conversor R-2R e ele foi conectado à FPGA e sua saída ao osciloscópio.

Utilizando o *ADC0820* e o conversor R-2R, além do circuito de condicionamento, a primeira versão da placa de circuito impresso (PCB, do inglês *Printed Circuit Board*) foi implementada. A Figura 4.5 apresenta o esquemático completo da placa utilizada.

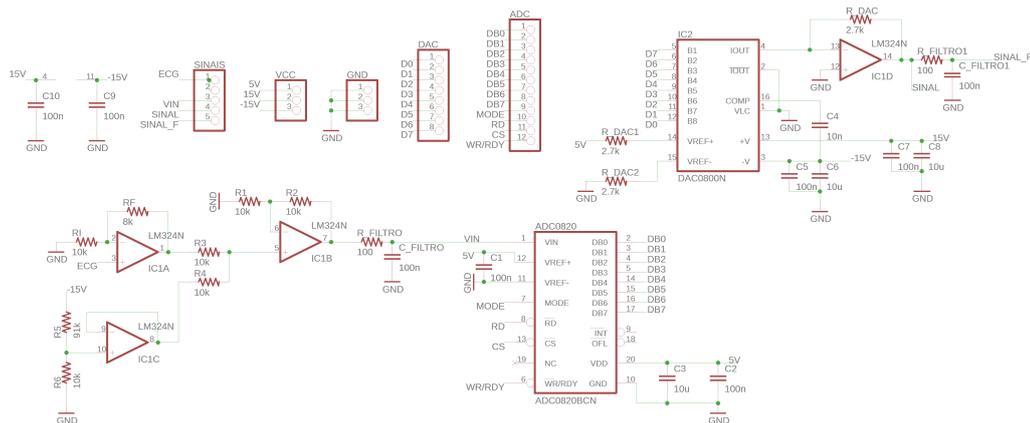
Figura 4.5 – PCB de condicionamento e conversão do sinal de ECG.



Ao longo dos testes, a segunda versão da PCB de condicionamento e conversão foi desenvolvida. Neste estágio, um conversor digital/analogico em formato de circuito integrado estava disponível para uso e portanto, substituiu o conversor R-2R. O DAC utilizado foi o *DAC0800* de 8 bits. A alimentação utilizada foi simétrica de ± 15 V. A tensão de referência foi de 5 V. Este modelo foi escolhido também por sua disponibilidade para aplicação no projeto.

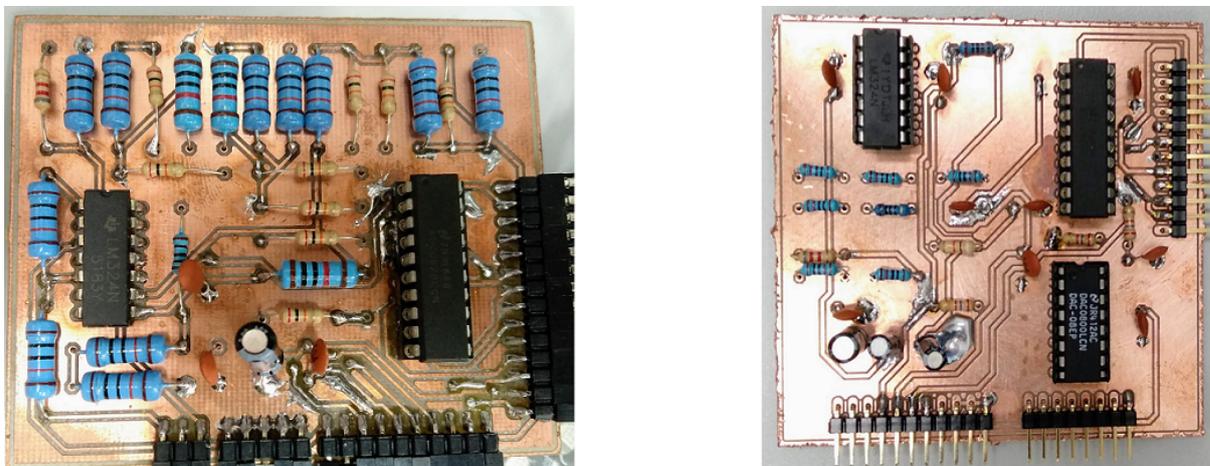
A saída deste DAC, contudo, é dada em corrente. Logo, foi necessário utilizar um circuito com amplificador operacional do LM324 para converter a corrente em tensão para sua visualização no osciloscópio. Em adição, foi implementado um filtro passa-baixa na entrada de sinal do ADC para exercer a função *anti-aliasing*, ou seja, atenua frequências acima da frequência de *Nyquist* e evita que erros causados pelo *aliasing* sejam amostrados. Na saída de sinal do DAC também foi adicionado um filtro passa-baixa analógico com a finalidade evitar qualquer ruído de alta frequência e também suavizar o sinal de saída do DAC para melhor visualização no osciloscópio. O esquemático da nova placa é visto na Figura 4.6.

Figura 4.6 – Segunda versão da PCB de condicionamento e conversão do sinal de ECG.



As placas de condicionamento utilizadas são apresentadas na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Placas de condicionamento e conversão do sinal de ECG. À esquerda, a primeira versão e à direita, a segunda versão.



4.4 Técnica de Filtragem Digital

Diversos fatores podem contribuir para adicionar ruídos e distorção no sinal de eletrocardiograma. A principal interferência é a rede elétrica, que pode adicionar ruído em 60 Hz e harmônicas. Também pode haver ruídos adicionados pelo tipo de eletrodo utilizado, atividade muscular, entre outros. Portanto, é necessário remover essas interferências para garantir um sinal no qual seja possível avaliar suas características, como por exemplo, as ondas principais e o tempo de ocorrência das mesmas. Para tanto, utilizam-se os filtros digitais. Os filtros digitais são comumente utilizados para o processamento de sinais fisiológicos, como sinais provenientes de eletrocardiograma, eletroencefalograma e eletromiograma. Esses filtros podem ser mais complexos que os filtros analógicos, mas eles são mais fáceis de modificar, visto que são programáveis e não envolvem modificações em *hardware* para sua alteração.

Como o objetivo desse projeto foi a análise do sinal de eletrocardiograma, a aplicação dos filtros digitais consagra-se como uma parte importante do estudo. Logo, foram aplicados diferentes tipos de filtros e observados sua influência no sinal elétrico cardíaco. Os sinais utilizados para esta análise são provenientes de duas fontes: o sensor *AD8232* aliado ao circuito de condicionamento e dados obtidos no banco de dados *MIT-BIH Arrhythmia Database* da *Massachusetts Institute of Technology* (MIT).

Com o intuito de auxiliar a escolha dos parâmetros dos filtros, a transformada de Fourier foi aplicada aos sinais de eletrocardiograma. A interferência mais significativa no sinal de ECG foi em 60 Hz para o sinal obtido pelo sensor *AD8232*. Já para os sinais obtidos do banco de dados, há uma componente de corrente contínua, que caracteriza a

variação da linha de base do sinal, e interferências de 60 Hz e suas harmônicas, 120 Hz e 180 Hz.

Ao detectar estes pontos críticos de interferência, os filtros digitais foram projetados e aplicados primeiramente no sinal do banco de dados. Ao decidir por um filtro, este foi projetado em VHDL (Linguagem de descrição em *hardware*, do inglês, *Hardware Description Language*) e aplicado ao sinal de ECG do AD8232. Os filtros foram implementados em *MATLAB* e *Simulink*.

Por conta da evidente interferência da rede elétrica em 60 Hz, o primeiro filtro utilizado foi o filtro IIR Notch. A frequência a rejeitar utilizada foi de 60 Hz, uma vez que o filtro Notch rejeita uma frequência específica, e o fator de qualidade foi alterado para otimização do resultado. Neste caso, a otimização do resultado significa retirar as interferências e ruídos do sinal sem distorcer as características das suas ondas principais, visto que o tempo de ocorrência e a amplitude de algumas ondas do sinal são importantes para o diagnóstico ou auxílio do diagnóstico de enfermidades.

Após, um filtro IIR Comb, que tem características parecidas com diversos filtros Notch em cascata, foi aplicado ao sinal com a frequência de corte de 60 Hz e ordem 6. O fator de qualidade também foi ajustado para um melhor resultado. A correlação cruzada e autocorrelação de ambos filtros foram executadas e nenhum deles apresentou atraso significativo para o sinal.

Em seguida, foram testados filtros Butterworth passa-baixa, passa-alta e passa-banda. A frequência de corte do filtro passa-baixa foi ajustado para 40 Hz e a frequência de corte do filtro passa-alta foi ajustado para 1 Hz. O filtro passa-banda teve a banda entre essas mesmas frequências. As frequências foram escolhidas com base na localização do sinal na frequência mas também foram ajustadas empiricamente. A ordem dos filtros também foi mudada, variando de 2 até 6. O melhor resultado foi obtido com ordem 3 para ambos.

Seguindo a mesma dinâmica do filtro Butterworth, passa-baixa, passa-alta e passa-banda, foi aplicado o filtro Chebyshev tipo 1. As frequências de corte utilizadas também foram 1 Hz e 40 Hz. A ordem do filtro foi modificada também, mas para o filtro Chebyshev a ordem escolhida foi 2.

Na mesma linha de testes, utilizou-se o filtro FIR. As frequências de corte foram 1 Hz e 40 Hz e o fator de qualidade variou mas o valor para a otimização do sinal foi 80. Esse fator de qualidade teve um valor muito alto, porém, foi o valor obtido empiricamente para o qual o sinal deve a menor distorção se comparado ao seu original. A ordem dos filtros FIR é maior que para os outros tipos de filtros e desse modo, a ordem utilizada foi 10.

Por fim, um filtro adaptativo foi implementado em *MATLAB* para observar seu

efeito no sinal de ECG. A ordem do filtro foi ajustada para 40 e a taxa de aprendizado para 0,001. Ambos valores foram ajustados empiricamente. O filtro estimou um ruído de 0,2 V de amplitude e componentes de 60 Hz e 120 Hz, de modo que o ruído como entrada do filtro é descrito pela Equação 4.4.

$$r = 0,2\text{sen}(2\pi 60t) + 0,2\text{sen}(2\pi 120t) \quad (4.4)$$

Ao analisar os resultados, observou-se que uma combinação de filtros poderia ser a melhor solução e para tanto, foi associado o filtro FIR passa-banda com um filtro Notch, o filtro FIR com o filtro IIR Comb e também o filtro adaptativo em cascata com um filtro IIR Comb para observar os efeitos no sinal. Porém, decidiu-se que o melhor compromisso entre evitar a distorção do sinal e eliminar ruídos foi obtido com o filtro Comb, que eliminou principalmente, a interferência da rede elétrica e harmônicas, assim como a variação da linha de base. Os códigos utilizados para as análises com os filtros digitais são apresentados no Apêndice A deste documento.

4.5 Algoritmo de Controle do A/D e Filtragem Digital

O algoritmo de controle do A/D e da filtragem foi desenvolvido em VHDL. O algoritmo completo encontra-se no Apêndice B deste documento.

O algoritmo inicia quando o reset muda seu estado para 1. Quando o reset está em alta, o sinal de controle do ADC *wr* também fica em alta. As outras variáveis e sinais são inicializados em zero. Uma constante C também é inicializada. Essa constante tem o valor de 51 bits, o que traduz em 1 V para o sinal analógico. Sua função é garantir que não terá nenhuma parte do sinal negativa após o processo de filtragem. O filtro IIR comb retira os *offsets* DC do sinal, o que faz com que ele fique com sua linha de base no zero, causando algumas ondas com a crista decrescente tornarem-se negativas, como as ondas Q e S. Para isso não ocorrer, soma-se a constante C. O valor dessa constante foi definido após diversos testes com o sinal. No momento em que o reset está alto, também são atribuídos os coeficientes do filtro utilizado.

Os processos com o contador acontecerão na transição positiva do *clock*. O *clock* utilizado é interno da FPGA e é de 27 MHz. A FPGA possui além desse *clock*, um *clock* de 51 MHz. Contudo, o *clock* de 27 MHz foi escolhido por conta da sua divisão exata com a frequência de amostragem utilizada, 360 Hz. Logo:

$$n = \frac{27000000}{360} = 75000 \text{ pontos} \quad (4.5)$$

Deste modo, o valor máximo do contador será 74999. Portanto, para resetar o contador, avalia-se se ele já chegou a este valor. Se sim, ele é zerado e o processo recomeça.

Caso contrário, ele continua contando.

O próximo processo é o controle do ADC. O sinal wr deve ficar em baixa nos primeiros 800 ns de cada período. Deste modo, o contador deve ser menor que um valor h , durante o qual, wr permanece zero. Para calcular este valor, utilizou-se a equivalência:

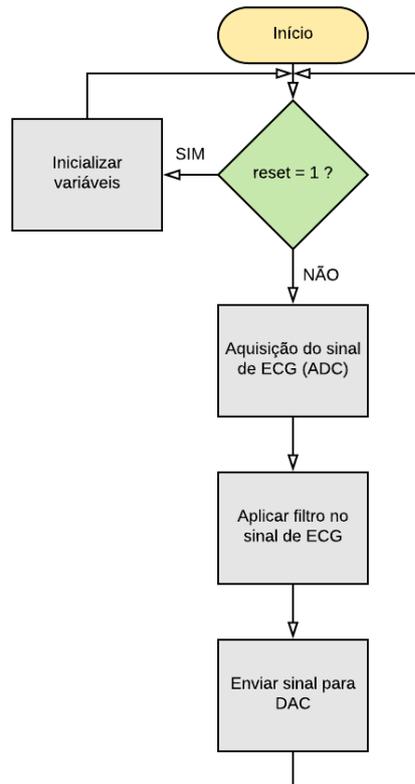
$$h = 800 \text{ ns } 75000 \text{ pontos } 360 \text{ Hz} \approx 22 \text{ pontos} \quad (4.6)$$

Portanto, enquanto o contador for menor que 22, wr se mantém em baixa. Após esses 800 ns, wr fica em alta e o ADC está pronto para enviar os dados. A leitura do sinal do ADC acontece $2 \mu\text{s}$, então, quando o contador for igual a 68, o sinal $r0$ recebe a leitura do ADC. No próximo valor de contador é adicionado um bit de sinal. O ADC envia os dados mas sem bit de sinal, entretanto, para fazer as operações em VHDL é necessário ter o bit de sinal. Logo, adiciona-se 0 como o bit de sinal na leitura do ADC. Neste momento, a leitura também é enviada aos *leds* da FPGA como meio de conferência que a FPGA está lendo os dados enviados pelo sensor.

O procedimento seguinte é o início da aplicação do filtro digital. Quando o contador atinge o valor 80, os valores dos registros do filtro são atualizados e $X(0)$ recebe $r1$, que neste momento, representa a leitura do ADC com o bit de sinal. A escolha do valor do contador para o início do filtro foi arbitrária, só era necessário um valor um pouco espaçado da leitura do filtro mas não tanto a ponto de tardar muito.

Quando o contador atinge 85 são calculadas as equações de diferenças do filtro e quando o contador está no valor 90 o filtro é aplicado ao sinal. Os próximos passos são ajustes nos valores do sinal, como a soma da constante C , passar o valor de *sfixed* para vetor e garantir que o sinal terá 8 bits para o envio para o DAC. Os processos encerram quando o contador iguala a 97, pois neste momento, os dados são enviados ao DAC. Após, o processo é continuamente executado, processando o sinal em tempo real. Para aplicações futuras, será adicionado neste código o algoritmo de detecção de frequência cardíaca. A Figura 4.8 ilustra os processos envolvidos neste algoritmo.

Figura 4.8 – Fluxograma do algoritmo de controle de A/D e filtragem digital.



4.6 Técnica de Estimação de Frequência Cardíaca

O algoritmo de estimação de frequência cardíaca foi baseado em [Pan e Tompkins \(1985\)](#), porém com algumas modificações. O algoritmo consiste nas seguintes partes:

- Filtragem do sinal;
- Derivação discreta;
- Saturação;
- Filtro de médias;
- Elevar ao quadrado;
- Detecção de pico;
- Limiar adaptativo;
- Comparação;
- Estimativa do tempo entre picos;

- Cálculo da frequência cardíaca instantânea.

A filtragem do sinal consistiu em um filtro IIR comb para eliminar a interferência da rede elétrica e as harmônicas, como explicado anteriormente. Após, o sinal foi diferenciado de modo discreto, de acordo com a fórmula da Equação 4.7.

$$y[n] = x[n] - x[n - 1] \quad (4.7)$$

De modo que $y[n]$ seja o sinal derivado e $x[n]$ seja o sinal de ECG filtrado. A derivada é feita para incrementar a amplitude do pico R , que é um sinal de alta frequência e as derivadas incrementam a energia dos sinais de alta frequência.

Entretanto, ao aplicar a derivada, a amplitude das ondas negativas, como a onda S, também é incrementada. Para evitar o efeito desse pico e sua influência no algoritmo, podendo causar uma leitura errônea, aplica-se a saturação. Desta maneira, somente será utilizado o pico R para a estimativa da frequência cardíaca. A saturação consiste em analisar os valores do sinal e todo valor que for menor que zero, recebe o valor zero e todo valor positivo, mantém seu valor original.

O fato de derivar o sinal também acrescenta ruído e para retirá-lo é empregado um filtro de médias. O filtro de médias foi elaborado segundo a Equação 4.8. Seja $u[n]$ o sinal saturado e $f[n]$ o sinal após o filtro de médias.

$$f[n] = \frac{u[n] + u[n - 1] + u[n - 2]}{3} \quad (4.8)$$

A função de transferência do filtro de médias é dada pela Equação 4.9.

$$G = \frac{z^2 + z + 1}{3z^2} \quad (4.9)$$

Da mesma maneira que Pan e Tompkins (1985), a saída do filtro de médias $f[n]$ é elevada ao quadrado para aumentar a energia do sinal. O novo sinal é chamado de $f_2[n]$. Após, é realizada a detecção de picos. Este processo é feito por meio da comparação dos pontos. Para toda a extensão do sinal $f_2[n]$, serão comparados os pontos. Seja y_{max} o operador que irá realizar a comparação. y_{max} é inicializado e começa a comparação. Se y_{max} for menor que o valor instantâneo de $f_2[n]$, então y_{max} recebe este valor. Ele faz a varredura por todo o sinal até encontrar o maior pico. A lógica da detecção de pico é descrita abaixo.

```

for h=1:length(f2)
    if f2(h) > ymax
        ymax = f2(h);
    end
end

```

Uma vez obtido o valor máximo, foi determinado um limiar igual a 40% do valor máximo encontrado. Esse *threshold* é chamado de limiar adaptativo pois ele depende do valor encontrado pelo algoritmo de pico máximo. Portanto, para cada sinal diferente analisado, o *threshold* também será diferente.

O valor do limiar definido é comparado com o sinal $f_2[n]$, que é o sinal depois de ser elevado ao quadrado. O resultado dessa comparação é uma onda retangular. O intervalo entre duas transições positivas da onda retangular equivale a distância entre duas ondas R consecutivas no sinal de eletrocardiograma.

Tome a onda quadrada como $q[n]$. Para medir a distância temporal entre duas transições positivas ou negativas da onda quadrada é necessário o auxílio de um contador. O contador reseta sua contagem quando ele recebe a transição negativa do sinal $q[n]$. Imediatamente após a transição negativa, o contador reinicia a contagem. O valor da contagem será capturado na transição negativa do pulso seguinte. Esse valor é proporcional ao período entre dois picos $q[n]$ consecutivos, que é igual ao tempo entre dois picos R . O contador captura o sinal antes de resetar.

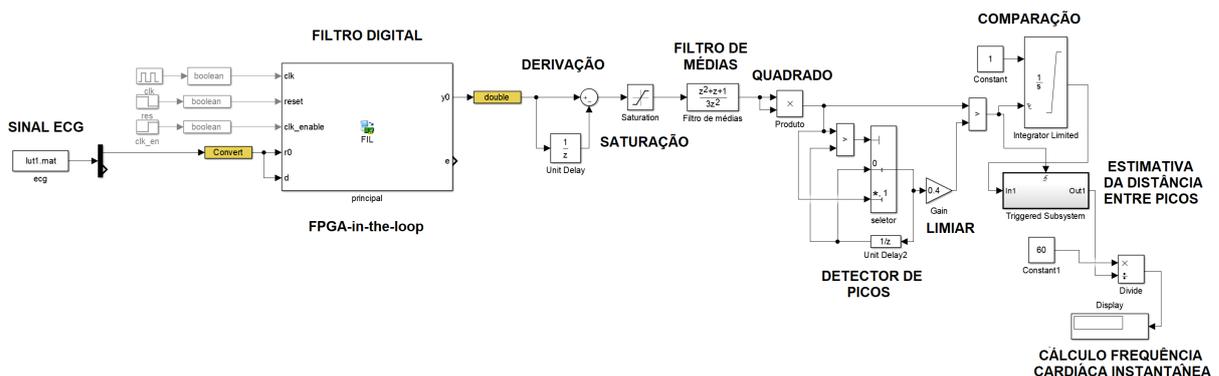
A última etapa do algoritmo de detecção de frequência cardíaca é o cálculo da frequência cardíaca instantânea. Para tanto, utiliza a distância entre os picos R consecutivos obtido na etapa prévia, denominado t . A Equação 4.10 mostra o cálculo para encontrar a frequência cardíaca instantânea (FCI).

$$FCI = \frac{60}{t} \tag{4.10}$$

Logo, é possível obter os valores instantâneos do batimento cardíaco. Esses valores podem ser utilizados de diversas formas. Pode ser feito a média para calcular os batimentos em um intervalo maior de tempo ou mesmo utilizar os batimentos instantâneos.

O algoritmo desenvolvido em *Simulink* é exposto na Figura 4.9. Todas as partes do algoritmo estão discriminadas no esquemático.

Figura 4.9 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca.



5 Resultados

Os sinais utilizados para esta análise são provenientes de duas fontes: o sensor *AD8232* aliado ao circuito de condicionamento e dados obtidos no banco de dados *MIT-BIH Arrhythmia Database* da *Massachusetts Institute of Technology* (MIT). Esses sinais podem ser observados nas Figuras 5.1 e 5.2, respectivamente. O banco de dados fornece dois sinais do mesmo indivíduo e da mesma gravação em um arquivo. Para as análises, foi utilizado o primeiro sinal gravado no arquivo.

Figura 5.1 – Sinais de ECG do *AD8232*. No canal 1, em azul, está o sinal direto do sensor e no canal 2, em lilás, o sinal após o condicionamento.

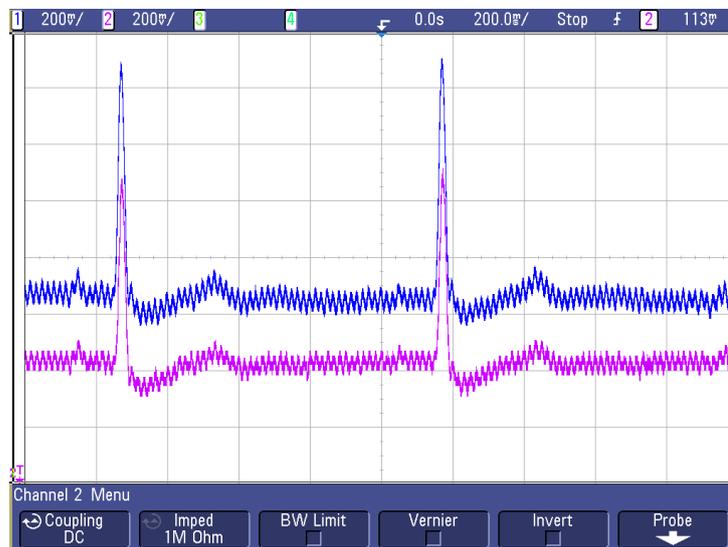
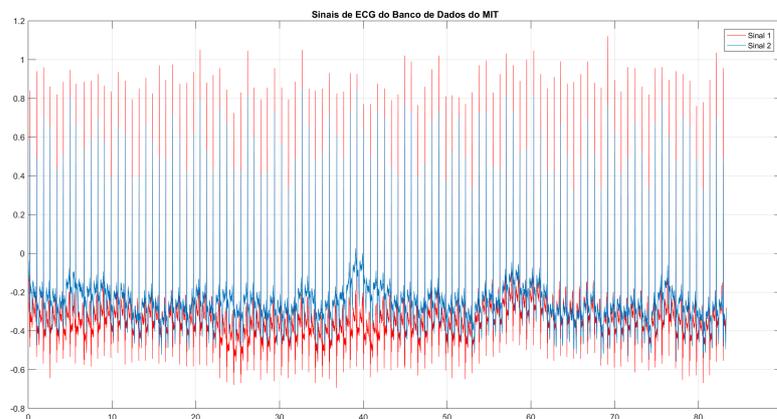


Figura 5.2 – Sinais de ECG do banco de dados.



Foi possível observar que ambos sinais são ruidosos e o sinal da Figura 5.2 possui

variação da linha de base do sinal, ou seja, há uma componente de baixíssima frequência que causa essa variação na parte central do sinal.

A Figura 5.3 apresenta o FFT aplicado ao sinal do *AD8232* no osciloscópio e a Figura 5.4 mostra o FFT do sinal obtido no banco de dados.

Figura 5.3 – Espectro do sinal de ECG do *AD8232*.

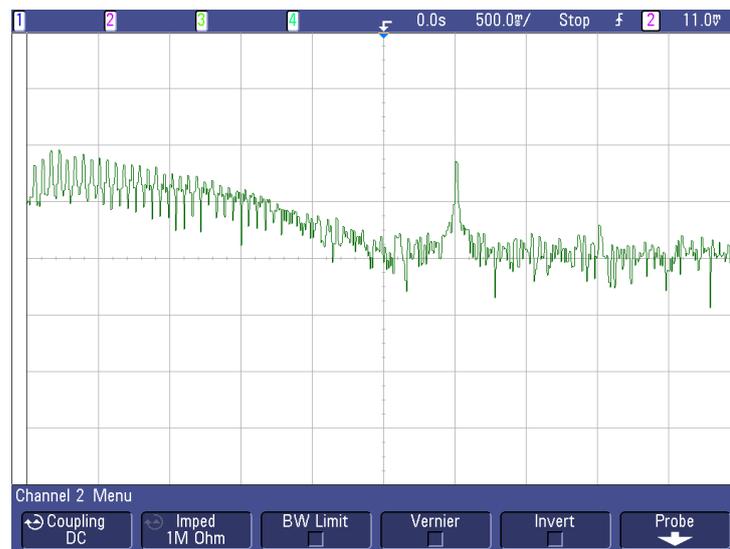
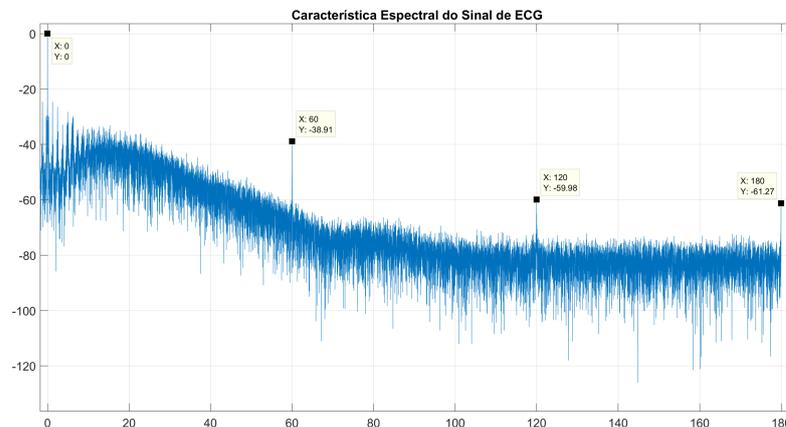


Figura 5.4 – Espectro do sinal de ECG do banco de dados.



Como descrito anteriormente, as principais interferências estão em 60 Hz e harmônicas. No sinal obtido do banco de dados, também observa-se uma influência marcante em frequência muito próxima a zero, o que caracteriza uma componente de corrente contínua que causa a variação da linha de base do sinal.

5.1 Resultados de Simulação

Para o filtro Notch calculado, sua função de transferência é apresentada na Equação 5.1, seu espectro de magnitude e fase é exposto na Figura 5.5 e a Figura 5.6 exibe o sinal de ECG após a filtragem.

$$G_n = \frac{0,9935z^2 - 0,9935z + 0,9935}{z^2 - 0,9935z + 0,987} \quad (5.1)$$

Figura 5.5 – Bode plot do filtro Notch com taxa de amostragem de 0,0028 segundos.

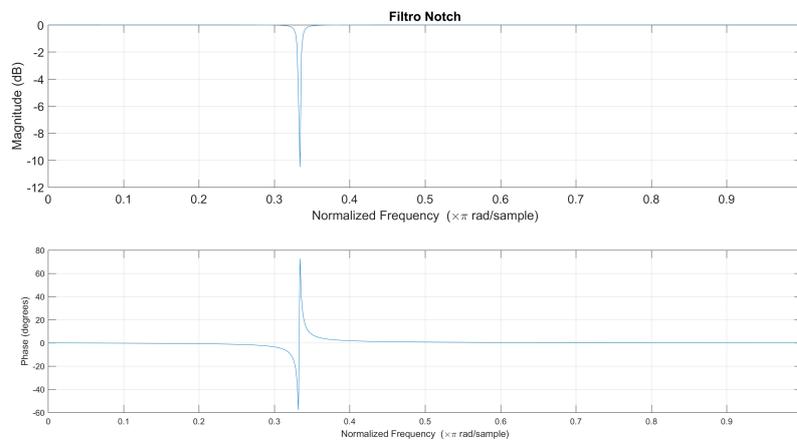
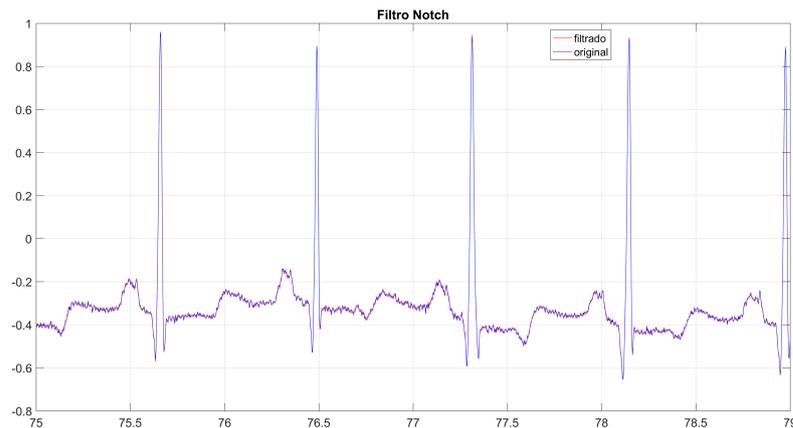


Figura 5.6 – Sinal de ECG após o filtro Notch.



Para o filtro Notch, é possível perceber que não há atrasos em 60 Hz. Além disso, pelo espectro de magnitude, nota-se que ele rejeita bem a frequência de 60 Hz. Em relação ao sinal de ECG após a aplicação do filtro, não há deformação das ondas principais do sinal. Porém, ele segue perfeitamente o sinal original, o que significa que o filtro não remove a variação da linha de base. Ele também não remove ruídos de alta frequência, o

que fica evidente ao observar o sinal filtrado. O filtro Notch, para essa aplicação, possui um desempenho razoável.

Os resultados obtidos para o filtro Comb são expostos nas Figuras 5.7 e 5.8, que são, respectivamente, seu espectro de magnitude e fase e a resposta do sinal ao aplicar o filtro. A Equação 5.2 expõe a função de transferência deste filtro.

$$G_c = \frac{0,9807z^6 - 0,9807}{z^6 - 0,9615} \quad (5.2)$$

Figura 5.7 – Bode plot do filtro Comb com taxa de amostragem de 0,0028 segundos.

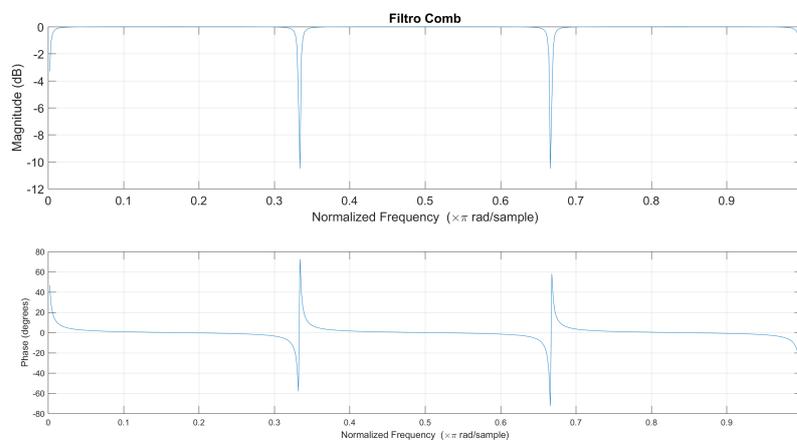
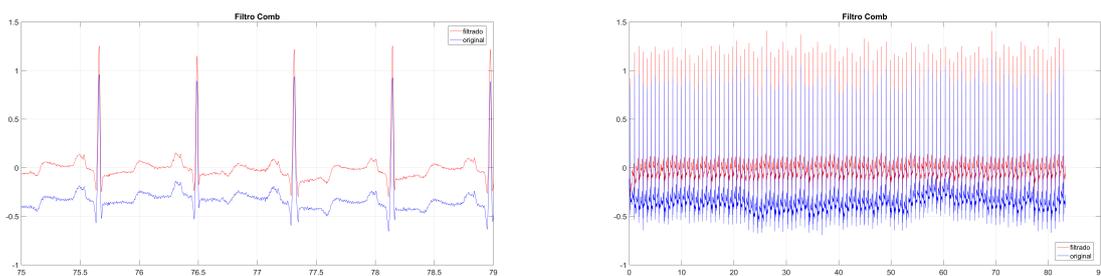


Figura 5.8 – Sinal de ECG após o filtro Comb.



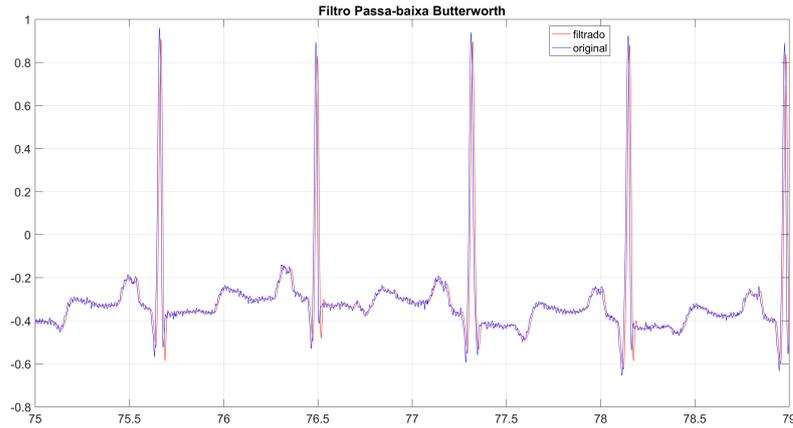
Ao analisar a Figura 5.7, observa-se que o filtro Comb rejeita a frequência de 60 Hz e as harmônicas 120 Hz e 180 Hz. Além disso, ele também rejeita baixíssimas frequências, próximas a zero. Isso faz com que ele elimine a variação da linha de base do sinal e, portanto, a componente de corrente contínua que faz a linha de base variar em amplitude. Ele não deforma o sinal e elimina grande parte dos ruídos, porém, não todos. O sinal não está perfeitamente sem ruídos, mas há uma melhora considerável em relação ao sinal original.

Para os filtros Butterworth aplicados, as Figuras 5.9, 5.10a e 5.10b apresentam o sinal de ECG após o processamento do filtro passa-baixa, passa-alta e passa-banda,

respectivamente. As funções de transferência são descritas nas Equações 5.3, 5.4 e 5.5 na mesma ordem das Figuras.

$$G_b = \frac{0,02362z^3 + 0,07087z^2 + 0,07087z + 0,02362}{z^3 - 1,626z^2 + 1,054z - 0,2395} \quad (5.3)$$

Figura 5.9 – Sinal de ECG para o filtro Butterworth Passa-baixa.



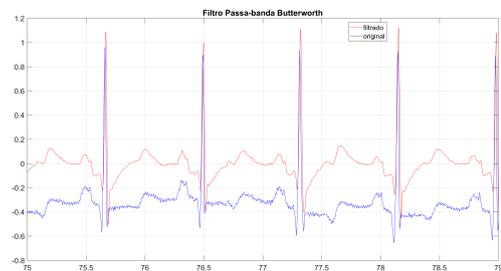
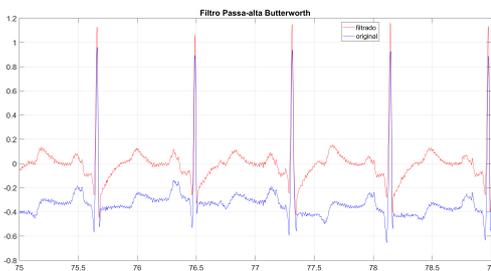
$$G_a = \frac{0,9827z^3 - 2,948z^2 + 2,948z - 0,9827}{z^3 - 2,965z^2 + 2,931z - 0,9657} \quad (5.4)$$

$$G_p = \frac{0,02321z^6 - 0,06964z^4 + 3,469 * 10^{-18}z^3 + 0,06964z^2 - 0,02321}{z^6 - 4,591z^5 + 8,806z^4 - 9,096z^3 + 5,37z^2 - 1,72z + 0,2313} \quad (5.5)$$

Figura 5.10 – Filtro Butterworth.

(a) Passa-alta.

(b) Passa-banda.



O filtro Butterworth passa-baixa elimina todas as oscilações de alta frequência do sinal, o que faz ele ficar visivelmente agradável. Porém, esse filtro deforma o complexo QRS, principalmente as ondas Q e S. Ele também adiciona um atraso, entretanto, o atraso

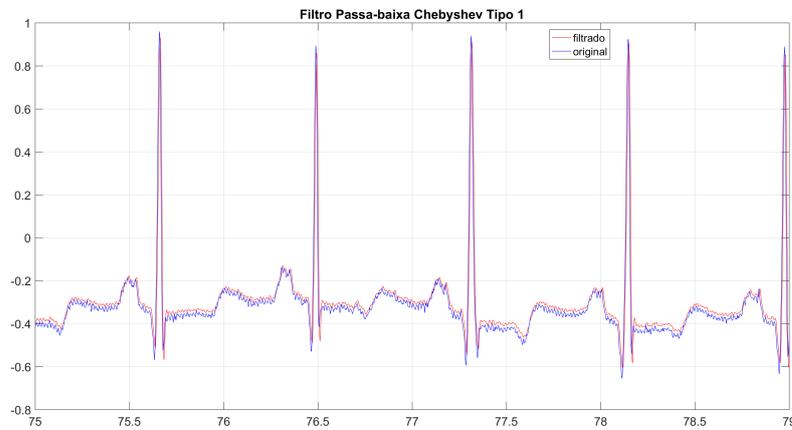
é pouco e para este caso, insignificante. A razão pelo qual este filtro não foi o ideal para essa aplicação é o fato de ele deformar as ondas, o que pode ser prejudicial em um exame de eletrocardiograma.

Já o filtro passa-alta, deforma completamente o sinal e não retira as oscilações, o que o torna inadequado para esta aplicação, apesar de ele retirar a componente CC. O que leva a análise de um filtro passa-banda, amplamente utilizado para sinais de eletrocardiograma. O filtro Butterworth passa-banda, porém, não foi uma escolha apropriada para este caso. Apesar de eliminar as oscilações de alta frequência e a componente CC, ele deformou o sinal.

As Figuras 5.11, 5.12a e 5.12b apresentam o sinal de ECG após o processamento dos filtros Chebyshev tipo 1 passa-baixa, passa-alta e passa-banda, respectivamente. As respectivas funções de transferência são apresentadas nas Equações 5.6, 5.7 e 5.8.

$$G_{cb} = \frac{0,1103z^2 + 0,2205z + 0,1103}{z^2 - 0,9294z + 0,3966} \quad (5.6)$$

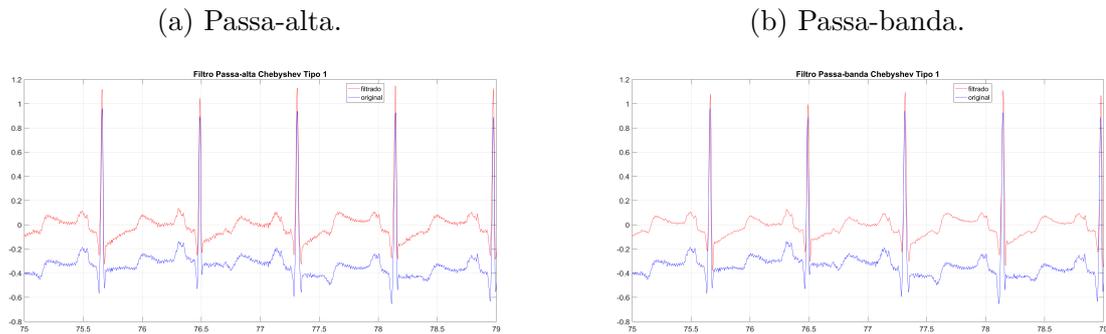
Figura 5.11 – Sinal de ECG para o filtro Chebyshev tipo 1 Passa-baixa.



$$G_{ca} = \frac{0,9363z^2 - 1,873z + 0,9363}{z^2 - 1,984z + 0,9837} \quad (5.7)$$

$$G_{cp} = \frac{0,1032z^4 - 0,2065z^2 + 0,1032}{z^4 - 2,913z^3 + 3,224z^2 - 1,701z + 0,3901} \quad (5.8)$$

Figura 5.12 – Filtro Chebyshev tipo 1.

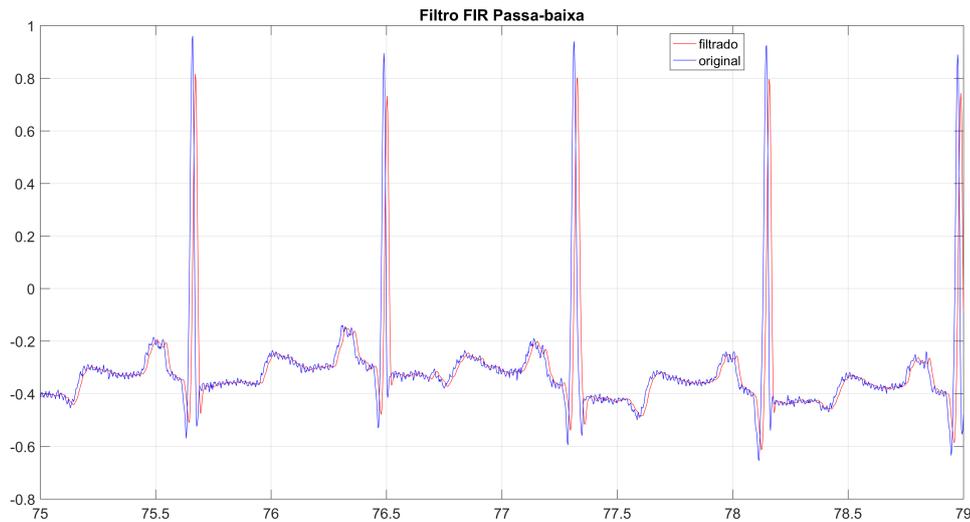


Ao analisar os resultados obtidos, conclui-se que os filtros Chebyshev tipo 1 não são apropriados para o processamento de sinais de eletrocardiograma. Para o filtro passa-baixa, ele elimina parte das interferências de alta frequência, mas de modo menos eficiente que o Butterworth. Esse filtro também deforma, mesmo que pouco, o complexo QRS. Para o filtro passa-alta, o mesmo problema que ocorreu com o Butterworth é visto neste caso. Há uma deformação significativa da onda em geral, afetando principalmente o complexo QRS e a onda P. Ele elimina a componente CC mas não reduz as oscilações no sinal. E, por fim, o passa-banda. Do mesmo modo que o filtro Butterworth, o sinal não apresenta mais oscilações de alta frequência nem de baixa frequência, mas mantém a deformação presente no filtro passa-alta, o que altera a característica das ondas e afeta a interpretação do sinal.

Finalmente, as Figuras 5.13, 5.14a e 5.14b apresentam os resultados com o filtro FIR passa-baixa, passa-alta e passa-banda, respectivamente e suas respectivas funções de transferência, nas Equações 5.9, 5.10 e 5.11.

$$G_{fb} = -0,001961z^{10} + 0,005144z^9 + 0,04116z^8 + 0,1204z^7 + 0,2101z^6 + 0,2502z^5 + 0,2101z^4 + 0,1204z^3 + 0,04116z^2 + 0,005144z - 0,001961 \quad (5.9)$$

Figura 5.13 – Sinal de ECG para o filtro FIR Passa-baixa.

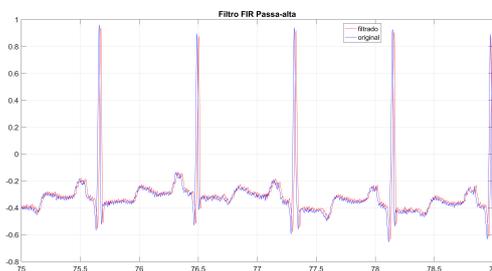


$$Gca = -0,0004437z^{10} - 0,0009313z^9 - 0,002208z^8 - 0,003787z^7 - 0,005065z^6 + 0,994z^5 - 0,005065z^4 - 0,003787z^3 - 0,002208z^2 - 0,0009313z - 0,0004437 \quad (5.10)$$

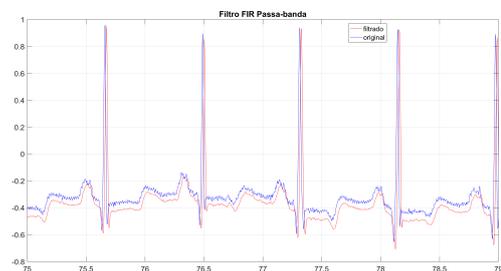
$$Gcp = -0,003651z^{10} + 0,003766z^9 + 0,04468z^8 + 0,1381z^7 + 0,2453z^6 + 0,2934z^5 + 0,2453z^4 + 0,1381z^3 + 0,04468z^2 + 0,003766z - 0,003651 \quad (5.11)$$

Figura 5.14 – Filtro FIR.

(a) Passa-alta.



(b) Passa-banda.

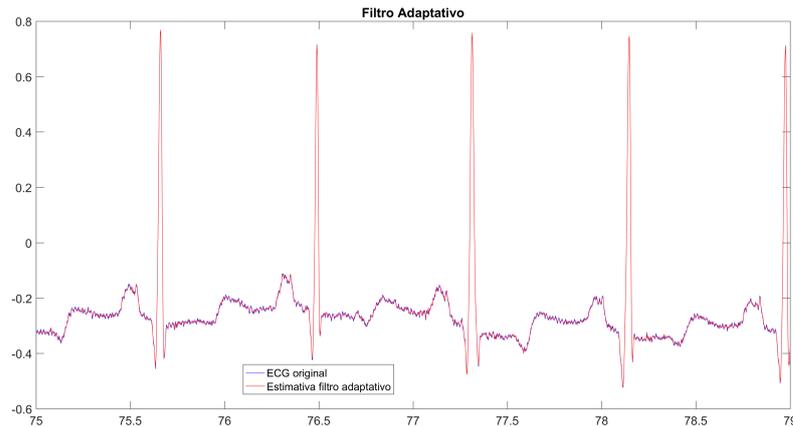


Os filtros FIR tiveram resultados bons para o sinal de eletrocardiograma. O filtro FIR passa-baixa eliminou as oscilações do sinal significativamente, causou pouca deformação e pouco atraso no sinal. O sinal manteve suas características principais, principalmente o complexo QRS e a onda P. O filtro passa-alta não eliminou a maioria das oscilações do sinal, causou um atraso e não eliminou a componente de corrente contínua em baixíssima

frequência. Por fim, o passa-banda eliminou bem as oscilações no sinal, causou um atraso não muito significativo para este tipo de análise e um deslocamento em amplitude, que também não tem consequências. Em geral, a aplicação do filtro FIR passa-baixa é bem sucedida, porém, o filtro passa-alta não elimina a variação da linha de base do sinal.

O resultado do filtro adaptativo é apresentado na Figura 5.15.

Figura 5.15 – Sinal de ECG para o filtro adaptativo.

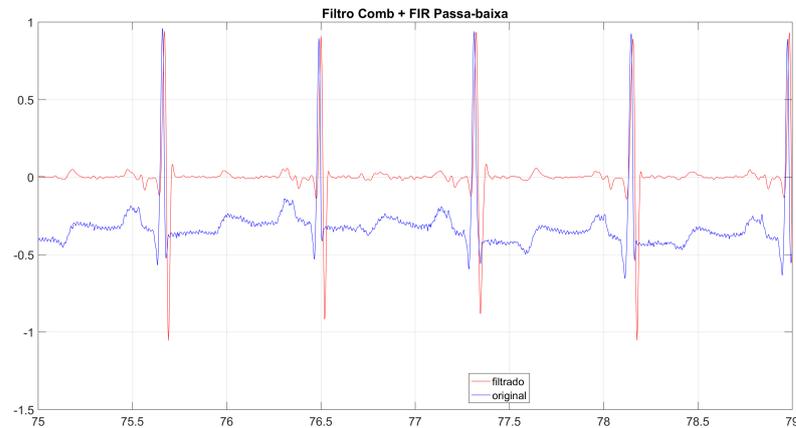


O filtro adaptativo teve um resultado bom em relação ao sinal de eletrocardiograma. Ele eliminou a maioria das interferências, que eram de 60 Hz e 120 Hz e não deformou o sinal em amplitude, ficando fiel ao sinal original. Porém, ele não retirou o nível DC e o sinal manteve sua variação da linha de base.

Em uma tentativa de obter as vantagens de ambos filtros, combinou-se o filtro Comb o filtro FIR passa-baixa para tentar eliminar as oscilações de alta frequência e a componente de corrente contínua. A Figura 5.16 apresenta o resultado obtido e a Equação 5.12 mostra a função de transferência calculada.

$$G_{cp} = -0,001693z^{16} + 0,004441z^{15} + 0,03554z^{14} + 0,1039z^{13} + 0,1814z^{12} + 0,216z^{11} + 0,1831z^{10} + 0,09949z^9 - 0,09949z^7 - 0,1831z^6 - 0,216z^5 - 0,1814z^4 - 0,1039z^3 - 0,03554z^2 - 0,004441z + 0,001693 \quad (5.12)$$

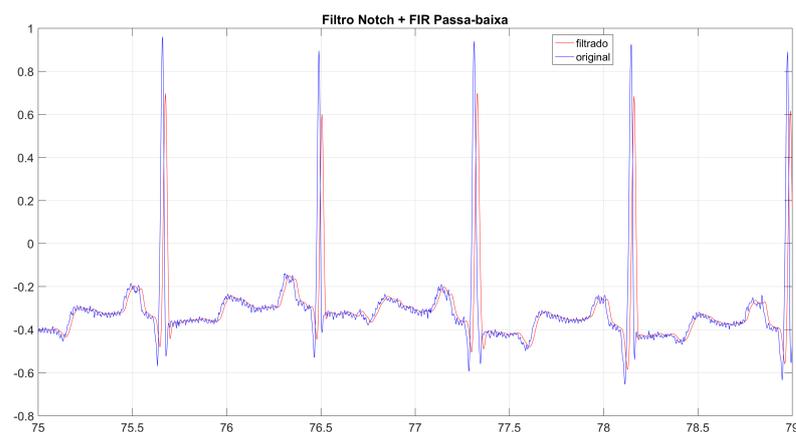
Figura 5.16 – Sinal de ECG para o filtro Comb em cascata com FIR Passa-baixa.



Como pode ser observado, esses filtros em cascata não obtiveram um bom resultado para o sinal, deformando-o em grandes proporções. Ajustou-se a ordem do filtro FIR e o fator de qualidade do filtro Comb mas não foi possível obter um sinal bom com esses filtros. Logo, o filtro Comb em cascata foi substituído por um filtro Notch. A Figura 5.17 ilustra o resultado e a Equação 5.13 expõe a função de transferência.

$$G_{cp} = 0,02544z^6 + 0,1988z^5 + 0,2522z^4 - 0,002533z^3 + 0,2522z^2 + 0,1988z + 0,02544 \quad (5.13)$$

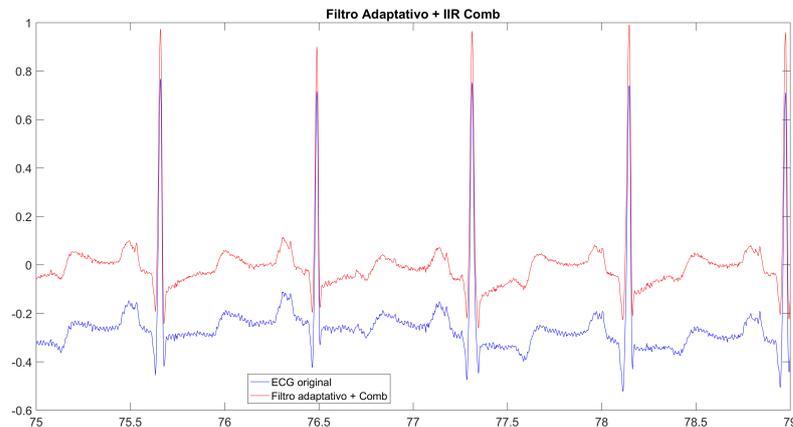
Figura 5.17 – Sinal de ECG para o filtro Notch em cascata com FIR Passa-baixa.



O sinal obtido foi praticamente sem nenhum tipo de oscilação, porém, atenuado em amplitude. Assim como no caso anterior, a ordem do filtro FIR e o fator de qualidade do filtro Notch foram alterados, mas o sinal sempre manteve o aspecto similar ao da Figura 5.17.

Por fim, combinou-se o filtro IIR comb com um filtro adaptativo para tentar aprimorar a qualidade do sinal e diminuir as desvantagem de cada filtro. A Figura 5.18 demonstra o resultado obtido neste processo.

Figura 5.18 – Sinal de ECG para o filtro adaptativo em cascata com o filtro comb.



Essa combinação foi bem sucedida pois o sinal conservou suas características originais, como a amplitude, teve seus ruídos atenuados e ainda eliminou a variação da linha de base.

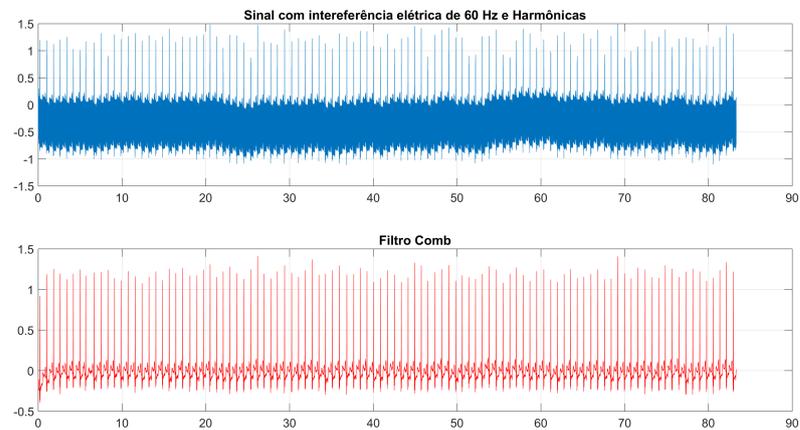
Após essa extensa análise dos tipos de filtros para o sinal de ECG, pode-se escolher o filtro para a implementação em VHDL e FPGA. Os filtros que tiveram desempenho mais satisfatório considerando a retirada de oscilações de alta frequência e da rede elétrica e harmônicas, a correção da variação da linha de base e a menor deformação possível das ondas que compõe o sinal foram o filtro IIR comb, filtro FIR passa-baixa e a combinação do filtro adaptativo com o filtro comb. Porém, optou-se ao final pelo filtro Comb pelo fato de que, apesar de sua ordem 6, ele só possui dois coeficientes no numerador e dois no denominador, enquanto o filtro FIR possui 10 coeficientes e o filtro adaptativo é mais complexo de se implementar. Logo, o custo computacional para o filtro comb é menor, o que fará o processamento do sinal em tempo real mais rápido. Além disso, o filtro comb retira a componente de corrente contínua e deixa o sinal sem variação da linha base, o que, para a análise do sinal, é uma vantagem ter o sinal estacionário em relação à amplitude.

Apesar do filtro FIR eliminar com mais eficácia as oscilações em alta frequência, o filtro Comb possui as vantagens citadas acima, o que acarretou em sua escolha. Em adição, ao comparar a resposta somente do filtro comb com a resposta de sua combinação com o filtro adaptativo, o filtro adaptativo elimina os ruídos com mais eficácia, porém, não tão mais eficaz a ponto de compensar sua implementação junto ao filtro comb para esta aplicação.

Após a seleção do filtro comb, ele foi testado para garantir seu funcionamento

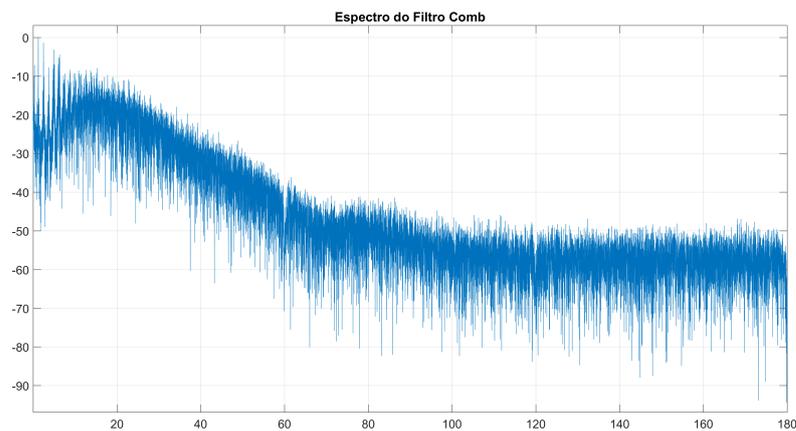
correto. Logo, foi inserido um sinal de 60 Hz e um sinal de 120 Hz junto ao sinal do eletrocardiograma e após, aplicado o filtro neste sinal com ruído. A Figura 5.19 mostra o resultado deste teste.

Figura 5.19 – Sinal de ECG com adição de ruídos e sinal filtrado por filtro comb.



Em adição, a transformada de Fourier foi aplicada novamente ao sinal, porém, ao sinal filtrado com o filtro comb para a melhor visualização se o filtro realmente eliminou as interferências ou não. A Figura 5.20 mostra a FFT do sinal filtrado.

Figura 5.20 – Espectro do sinal de ECG filtrado com o filtro Comb.

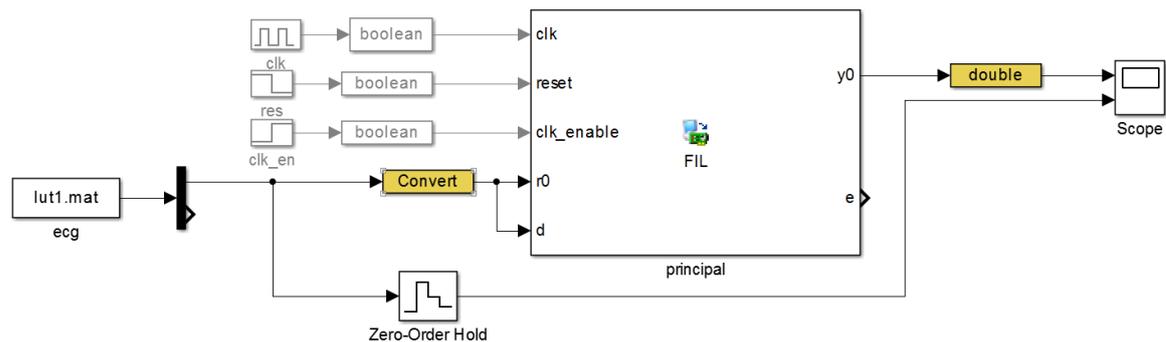


Como pode ser observado, o filtro retirou as interferências da rede elétrica e harmônicas e também a componente de corrente contínua que causada a variação da linha de base do sinal.

5.2 Resultados de *FPGA-in-the-loop*

O filtro Comb foi, portanto, implementado em VHDL. Para validar o código em VHDL antes de testar propriamente no sensor foi realizado o *FPGA-in-the-loop* (FIL). O esquemático em *Simulink* para este processo é exposto na Figura 5.21.

Figura 5.21 – *FPGA-in-the-loop* do sinal de ECG filtrado por filtro Comb.



Para definir a quantidade de bits decimais necessários para realizar as operações do filtro em FPGA foi testado primeiramente um sinal de 60 Hz como entrada e filtrado com o filtro comb. Primeiramente, foram utilizados 11 bits fracionários, após 14 bits e por fim, 16 bits. Os resultados das simulações podem ser observados nas Figuras 5.22, 5.23a e 5.23b.

Na Figura 5.22, o transitório do sinal vai de -5 a 8 , enquanto nas Figuras 5.23a e 5.23b o transitório vai de $-0,6$ a 1 . O transitório para o sinal com 11 bits é 8 vezes maior que o transitório para o sinal com 14 bits fracionários. Já em relação ao sinal de 16 bits fracionários, o transitório, se comparado ao sinal com 14 bits, não há muita diferença. Além disso, o sinal com 11 bits tem bastante oscilações em regime permanente. Já o sinal com 16 bits fracionários possui um regime permanente com menos oscilações, mais linear, comparando com o sinal de 14 bits. Portanto, 11 bits não é o suficiente para as operações. Conclui-se que o valor ideal de bits em ponto fixo para realizar as operações da FPGA deve ser entre 14 e 16 bits. Para as seguintes simulações foram utilizados 16 bits fracionários.

Figura 5.22 – Sinal de 60 Hz com 11 bits fracionários.

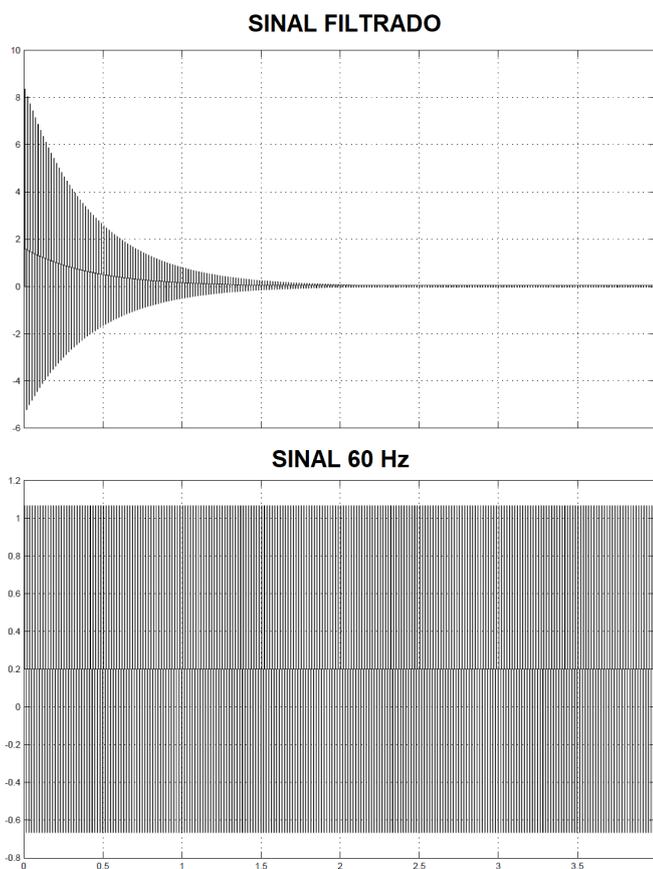
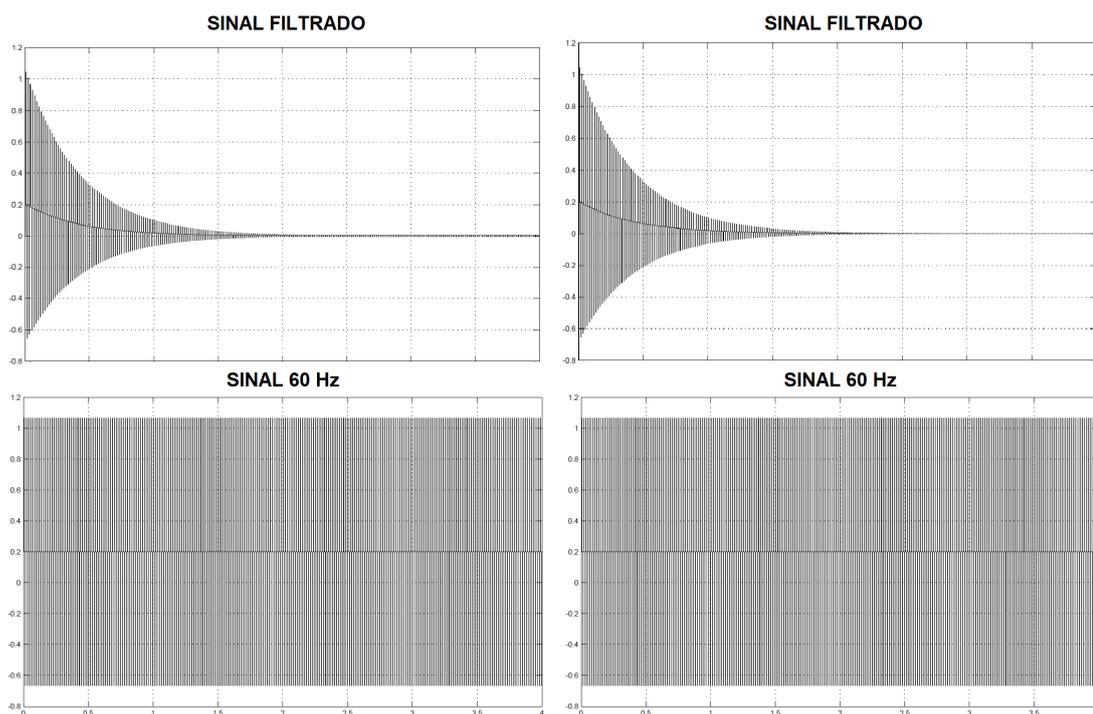


Figura 5.23 – Análise da quantidade de bits fracionários necessária.

(a) Sinal de 60 Hz com 14 bits fracionários. (b) Sinal de 60 Hz com 16 bits fracionários.

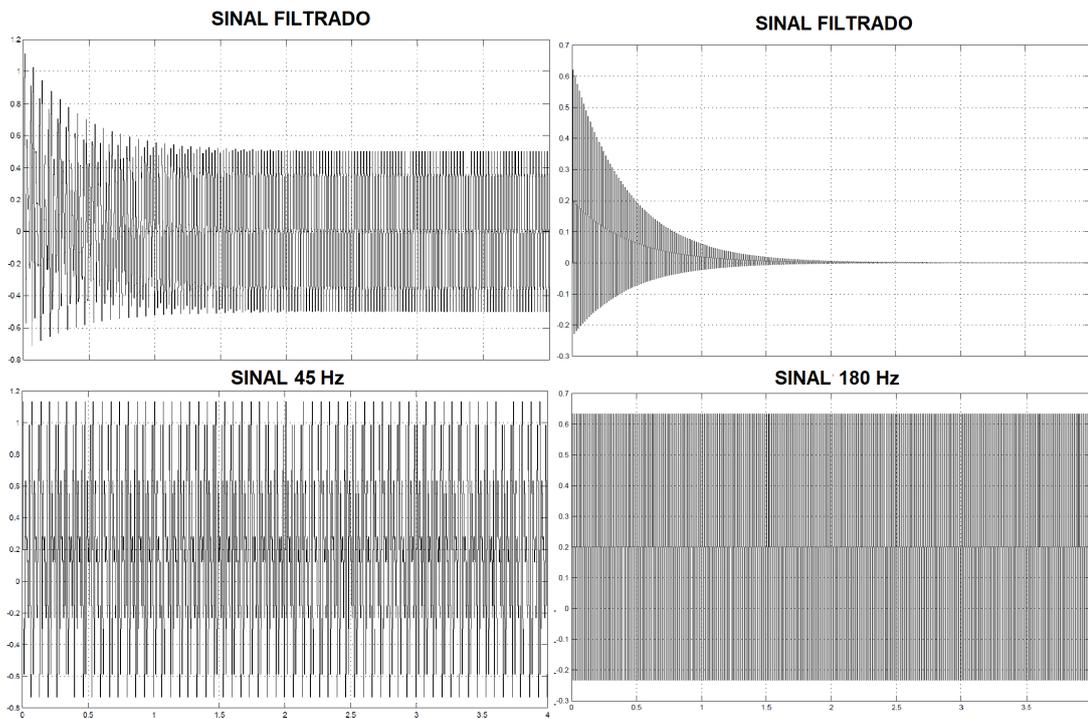


Para validar o funcionamento do filtro IIR comb em VHDL foram aplicados dois sinais, um de 45 Hz, que não deveria ser retirado, e um de 180 Hz, que deve ser anulado com a passagem do filtro. Os resultados são expostos nas Figuras 5.24a e 5.24b.

Figura 5.24 – Testes de validação do filtro IRR Comb.

(a) Sinal de 45 Hz.

(b) Sinal de 180 Hz.

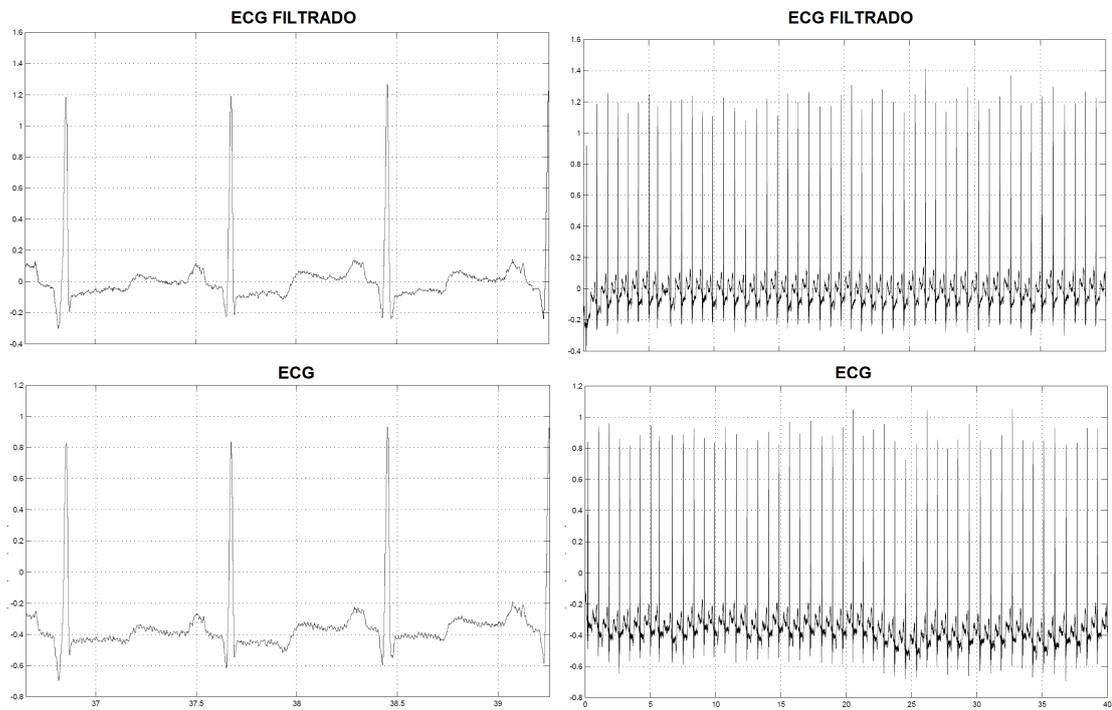


Este teste comprova a eficácia do filtro, visto que o sinal de 45 Hz não foi eliminado após o filtro e o sinal de 180 Hz teve sua amplitude reduzida a zero. Com o filtro funcionando como deveria, o próximo passo é aplicá-lo ao sinal de eletrocardiograma. As Figuras 5.25a e 5.25b demonstram os resultados no sinal de eletrocardiograma do filtro implementado em VHDL.

A Figura 5.25a apresenta o filtro Comb funcional em VHDL. O sinal original tem mais ruídos e o sinal filtrado já tem parte desses eliminados, fazendo com que o contorno de suas ondas seja mais nítido. É evidente na Figura 5.25b a remoção da variação da linha de base do sinal. Portanto, o filtro Comb está operacional de acordo com os resultados de simulações obtidos.

Figura 5.25 – ECG com filtro Comb.

(a) Visualização de algumas ondas do sinal. (b) Visualização do sinal inteiro analisado.



Por fim, o algoritmo de detecção de frequência cardíaca foi implementado em *Simulink* em *FPGA-in-the-loop*. As Figuras 5.26, 5.27 e 5.28 apresentam os resultados de cada processo do algoritmo.

Figura 5.26 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados para os processos de derivação discreta, saturação e filtro de médias.

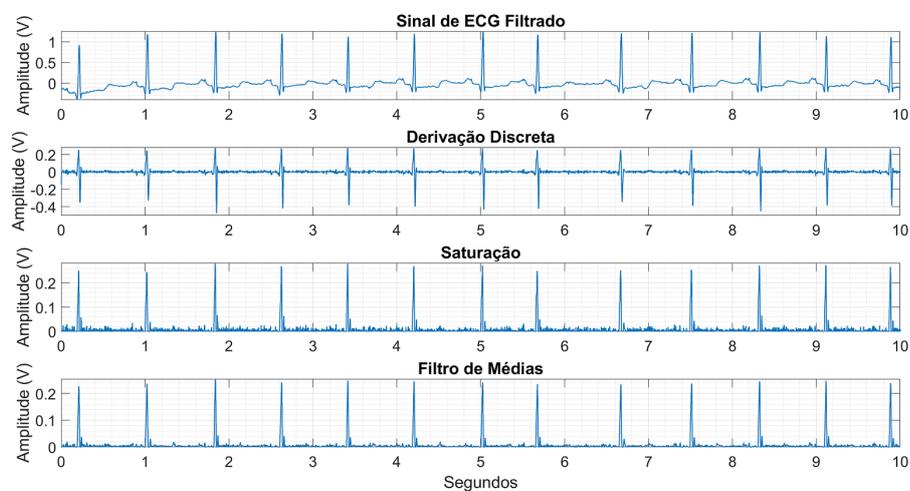


Figura 5.27 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados dos processos de elevar ao quadrado, detecção de picos e definição do limiar adaptativo. Também é ilustrado o limiar em relação ao sinal elevado ao quadrado.

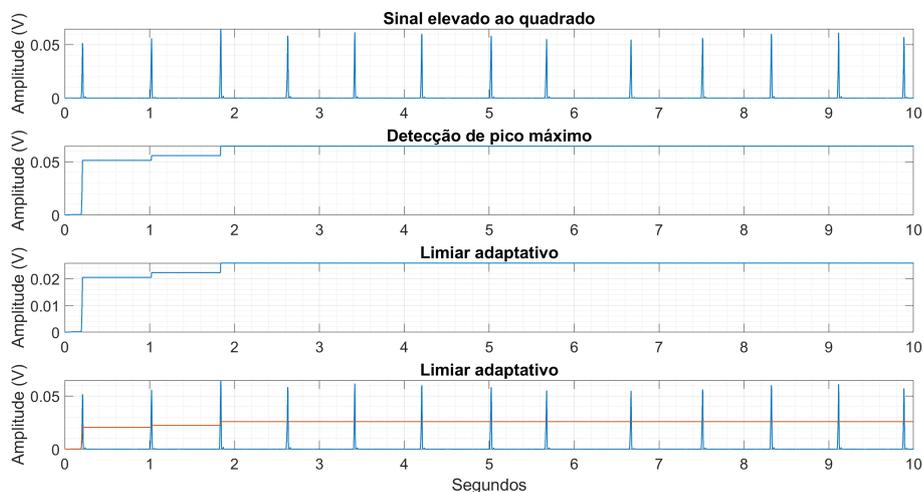
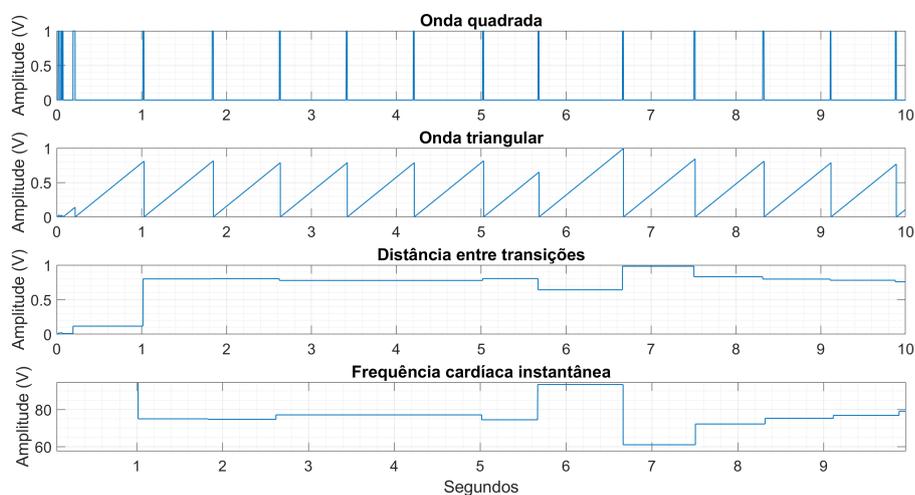


Figura 5.28 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados para os processos de comparação, criação da onda triangular para a detecção das distâncias entre os picos das ondas R e a frequência cardíaca instantânea.



Por fim, o algoritmo de detecção de frequência cardíaca foi implementado em VHDL também utilizando *FPGA-in-the-loop*. A Figura 5.29 mostra o esquemático para esta etapa e as Figuras 5.30, 5.31 e 5.32 apresentam os resultados de cada processo do algoritmo. Para o algoritmo em VHDL foi necessário adicionar um fator de escala no passo do cálculo das distâncias entre as transições para garantir o valor correto da frequência cardíaca final. Isso ocorre porque as grandezas que o VHDL trabalha não são iguais as que o *Simulink* utilizou.

Figura 5.29 – Esquemático do algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea em VHDL com *FPGA-in-the-loop*.

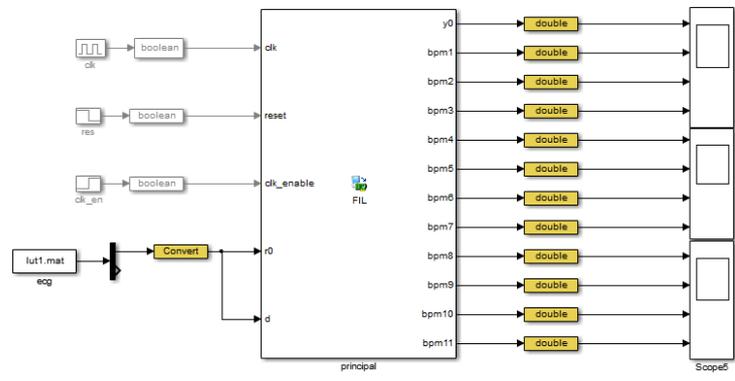


Figura 5.30 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados para os processos de derivação discreta, saturação e filtro de médias.

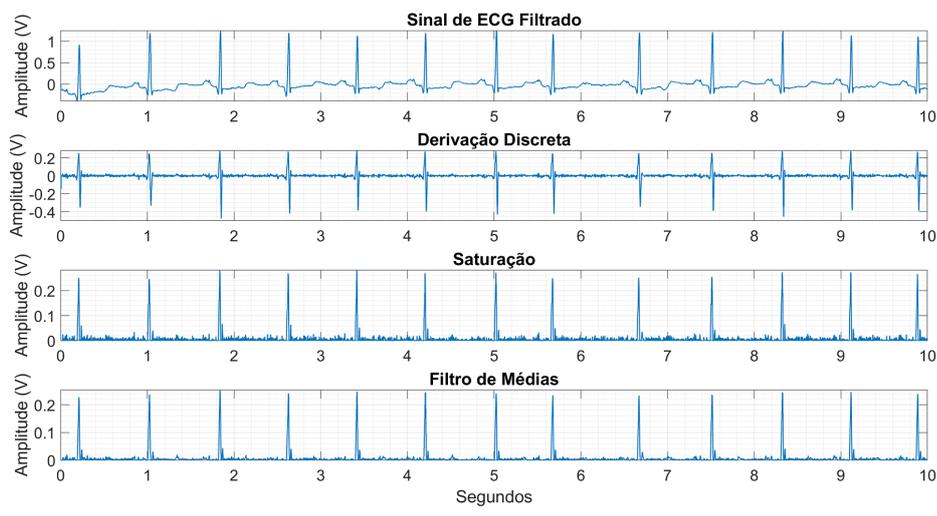


Figura 5.31 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados dos processos de elevar ao quadrado, detecção de picos e definição do limiar adaptativo.

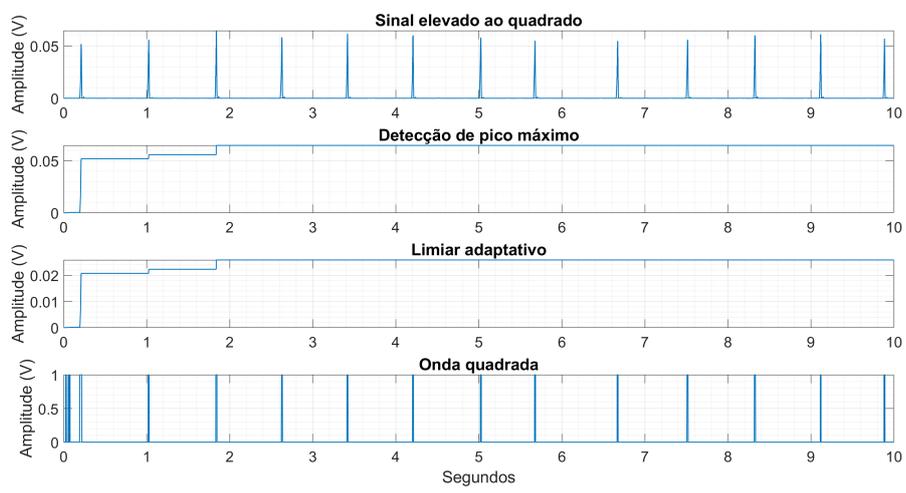
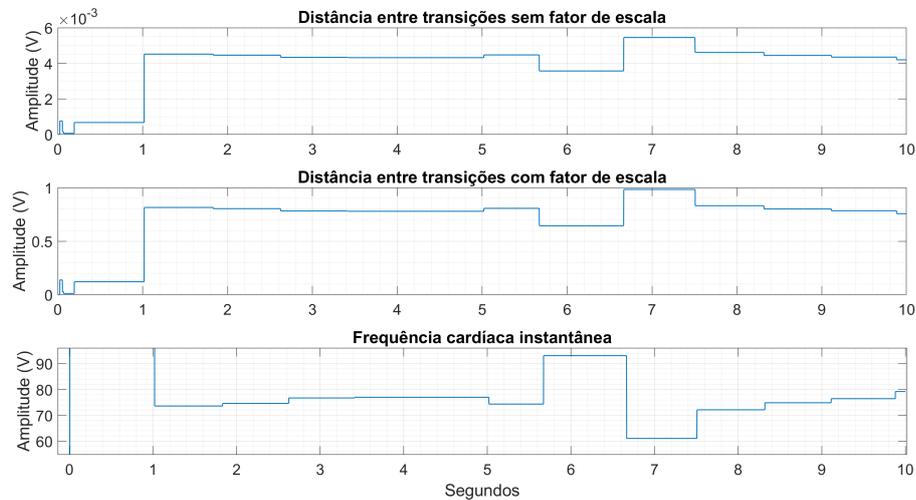


Figura 5.32 – Algoritmo de detecção de frequência cardíaca instantânea. Resultados da detecção das distâncias entre os picos das ondas R com e sem o fator de escala e do cálculo da frequência cardíaca instantânea.



É possível observar os valores instantâneos de batimentos cardíacos. A medição dos valores instantâneos é versátil e pode ser utilizada para diferentes finalidades. Se necessário, pode-se aplicar uma média nesses valores para obter os batimentos cardíacos durante o intervalo de tempo desejado. Nota-se que o algoritmo é bem sucedido, uma vez que os batimentos cardíacos do sinal analisado, se contados manualmente e com o algoritmo, apresentam os mesmos valores.

Além disso, este algoritmo permite a detecção de arritmias instantâneas, como a observada no sinal analisado. Os batimentos cardíacos estão em torno de 70 e subitamente, crescem para 95 e depois caem para em torno de 60 e por fim, estabilizam-se em 70 novamente. Para uma conclusão concreta, é necessário que um médico analise toda a extensão do sinal. Contudo, neste caso, sabe-se que o indivíduo provedor do sinal de ECG realmente possui arritmia.

Em adição, ao comparar as duas implementações, os resultados são extremamente similares, inclusive as medições da frequência cardíaca. Isso confirma que a implementação de ambos foi realizada corretamente e o algoritmo realiza sua função de modo correto e fidedigno.

5.3 Resultados Experimentais

Com o intuito de testar o sistema de aquisição de sinal e o filtro digital escolhido, o filtro foi implementado em VHDL e testado em FPGA com o modelo Cyclone II. O sensor *AD8232* foi conectado ao circuito de condicionamento e após, ao ADC. Este enviou o sinal para o FPGA, que filtrou o sinal com o filtro IIR Comb e enviou para o DAC para a visualização no osciloscópio. Para validação, o sistema foi testado em dois indivíduos diferentes com dois tipos de posicionamento de eletrodos e eletrodos de duas marcas distintas. Essas variações foram realizadas para comparar a influência do posicionamento dos eletrodos, do material do eletrodo e das próprias características individuais no sinal de eletrocardiograma. Os dados dos indivíduos podem ser verificados na Tabela 1.

Tabela 1 – Características dos indivíduos submetidos aos testes.

Indivíduo	Sexo	Idade	Peso	Altura
1	Masculino	37 anos	95 kg	1,75 metros
2	Masculino	23 anos	79 kg	1,74 metros

Os *set-ups* experimentais podem ser vistos nas Figuras 5.33, 5.34a e 5.34b. A Figura 5.33 mostra a montagem com a primeira versão da PCB de condicionamento e conversão enquanto as Figuras 5.34a e 5.34b já ilustram o sistema montado com a segunda versão. Além disso, a Figura 5.35 mostra o posicionamento dos eletrodos nos indivíduos.

Figura 5.33 – Montagem inicial com a primeira versão da PCB.

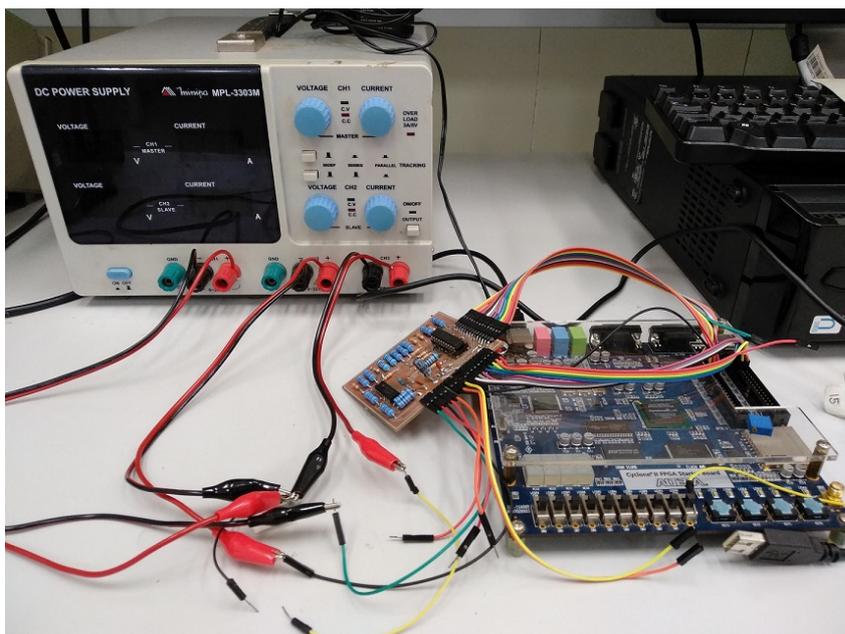


Figura 5.34 – Montagem com a segunda versão da PCB.

(a) Segunda versão da PCB.

(b) Equipamentos utilizados nos testes.

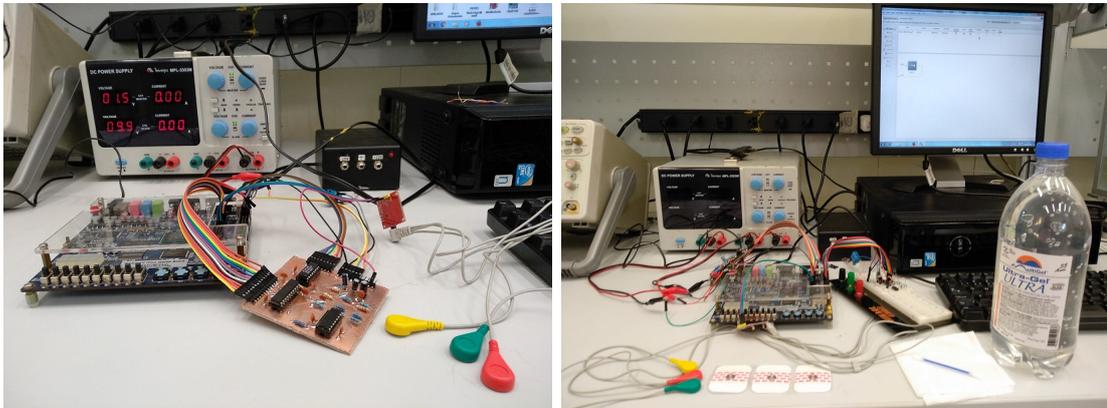


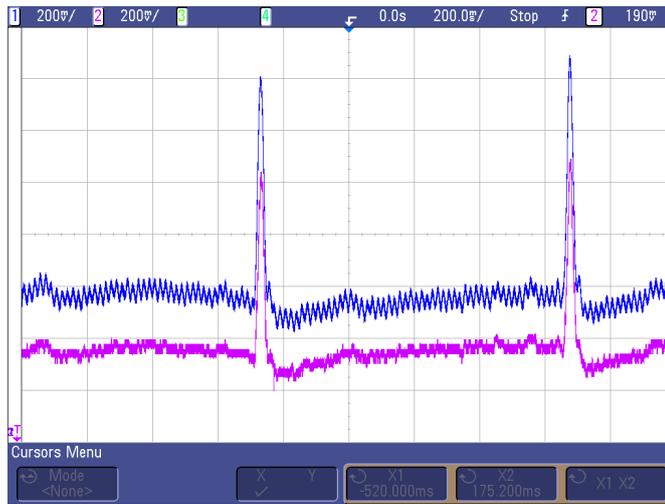
Figura 5.35 – Posicionamento dos eletrodos no Indivíduo 2.



Para ambos indivíduos serão apresentados os resultados experimentais visualizados em osciloscópio e também os dados obtidos no formato *.csv* do osciloscópio e plotado em *MATLAB* para encontrar as ondas principais do sinal de eletrocardiograma.

A Figura 5.36 evidencia o resultado experimental para o primeiro indivíduo, com a utilização de eletrodos de marca inferior e o posicionamento dos eletrodos na região dos braços, próximos às mãos e no quadril. As características do ECG são mostradas na Figura 5.38a.

Figura 5.36 – Indivíduo 1, eletrodos inferiores, posicionamento com eletrodos nos braços.



A Figura 5.37 mostra o resultado experimental para o primeiro indivíduo, com a utilização de eletrodos de marca inferior e o posicionamento dos eletrodos na região do tórax e no quadril. As características do ECG são mostradas na Figura 5.38b.

Figura 5.37 – Indivíduo 1, eletrodos inferiores, posicionamento com eletrodos no tórax.

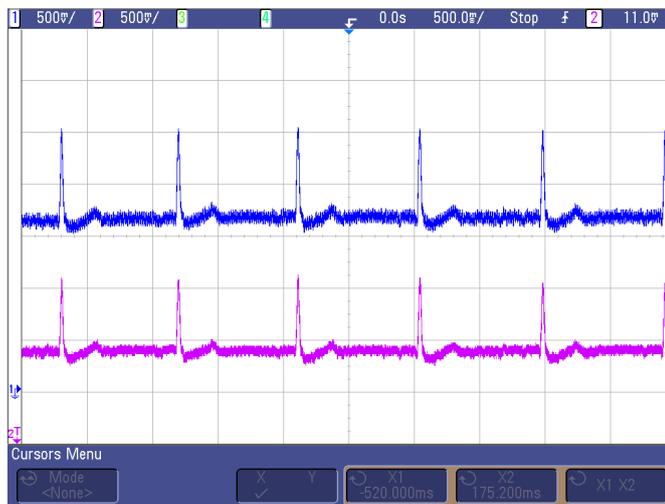
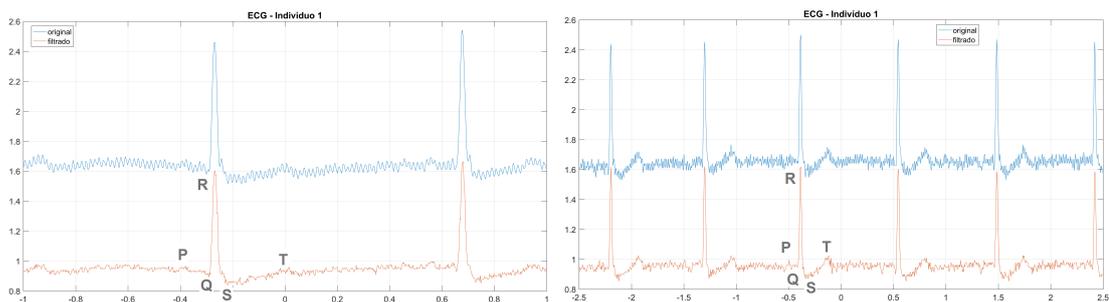


Figura 5.38 – Características do ECG

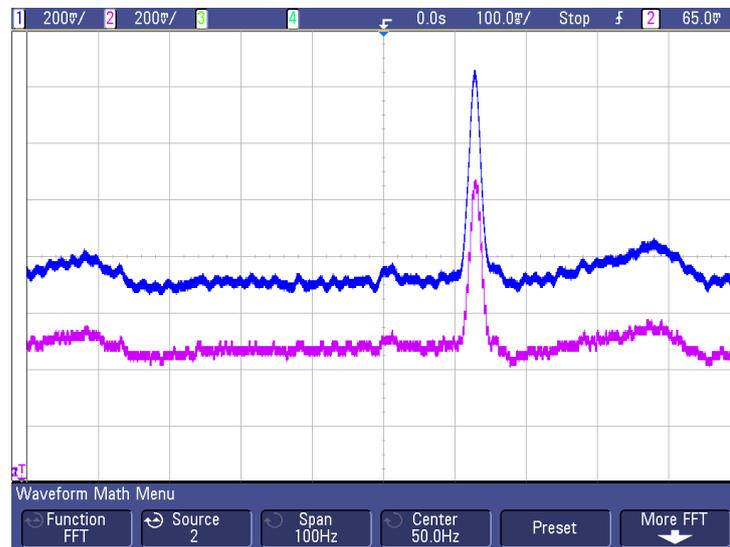
(a) Indivíduo 1 - eletrodos nos braços.

(b) Indivíduo 1 - eletrodos no tórax.



A Figura 5.39 apresenta o resultado experimental para o primeiro indivíduo, com a utilização de eletrodos de marca superior e o posicionamento dos eletrodos na região dos braços e no quadril. As características do ECG são mostradas na Figura 5.41a.

Figura 5.39 – Indivíduo 1, eletrodos superiores, posicionamento com eletrodos nos braços.



A Figura 5.40 expõe o resultado experimental para o primeiro indivíduo, com a utilização de eletrodos de marca superior e o posicionamento dos eletrodos na região do tórax e no quadril. As características do ECG são mostradas na Figura 5.41b.

Figura 5.40 – Indivíduo 1, eletrodos superiores, posicionamento com eletrodos no tórax.

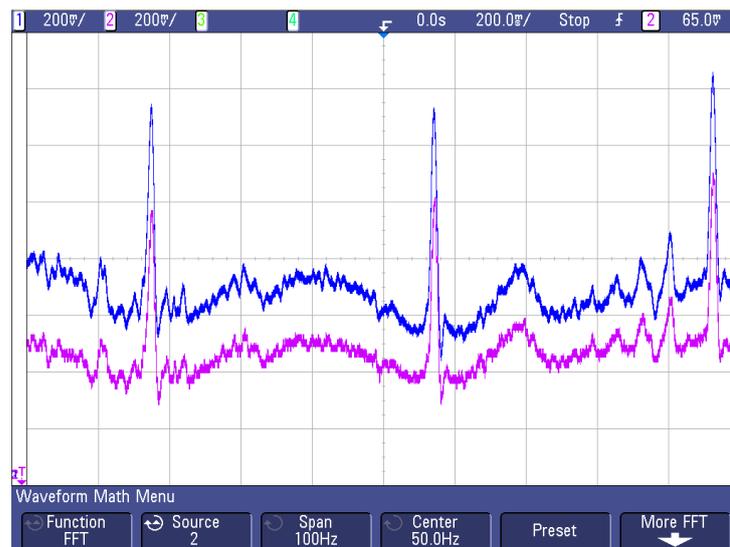
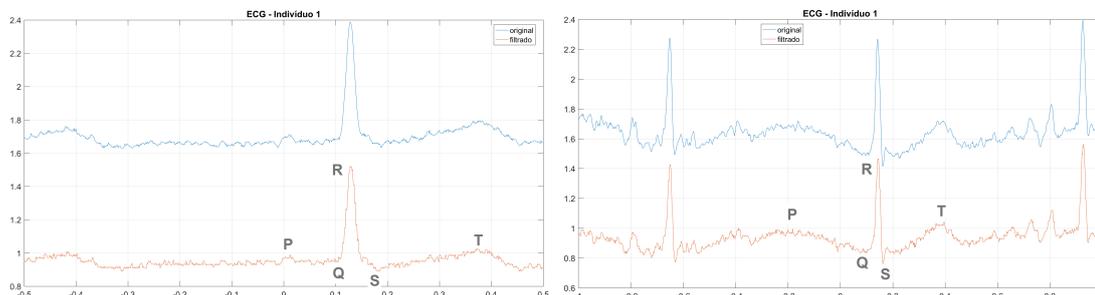


Figura 5.41 – Características do ECG

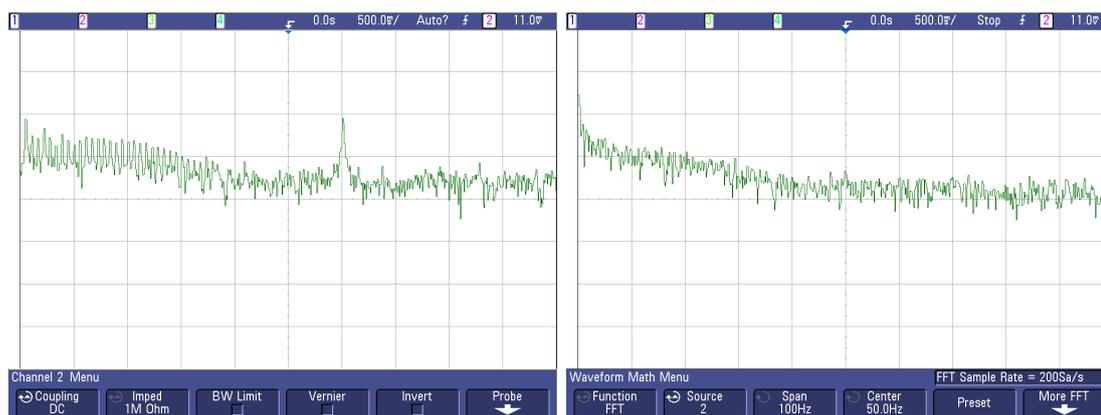
(a) Indivíduo 1 - eletrodos nos braços. (b) Indivíduo 1 - eletrodos no tórax.



Para o indivíduo 1 também foi calculado no próprio osciloscópio a FFT do sinal original e do sinal filtrado. As Figuras 5.42a e 5.42b ilustram os resultados obtidos.

Figura 5.42 – Transformada de Fourier do sinal original e filtrado.

(a) Indivíduo 1 - FFT do sinal original. (b) Indivíduo 1 - FFT do sinal filtrado.

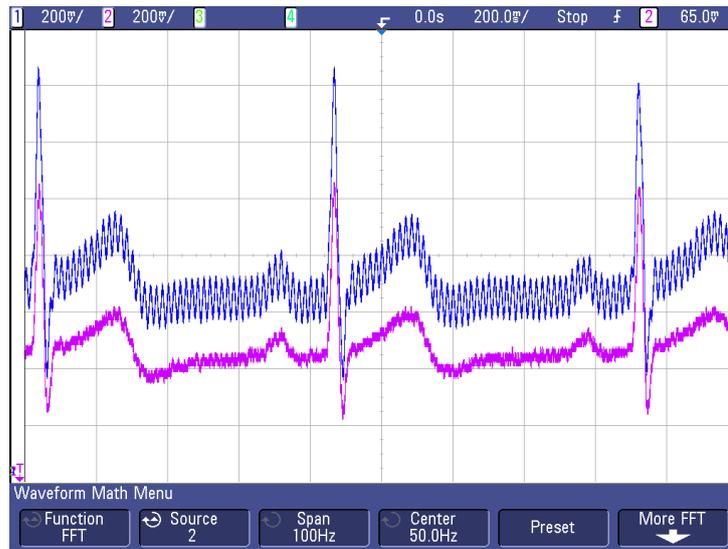


Observa-se que após o filtro IIR comb, a componente de 60 Hz, que antes era a de maior amplitude no sinal, não está mais presente. Isso indica que o filtro eliminou a interferência da rede elétrica nos sinais apresentados.

Para a segunda série de experimentos, outro indivíduo foi analisado. O indivíduo 2 não teve variação de posicionamento dos eletrodos, somente foi modificada a qualidade dos eletrodos.

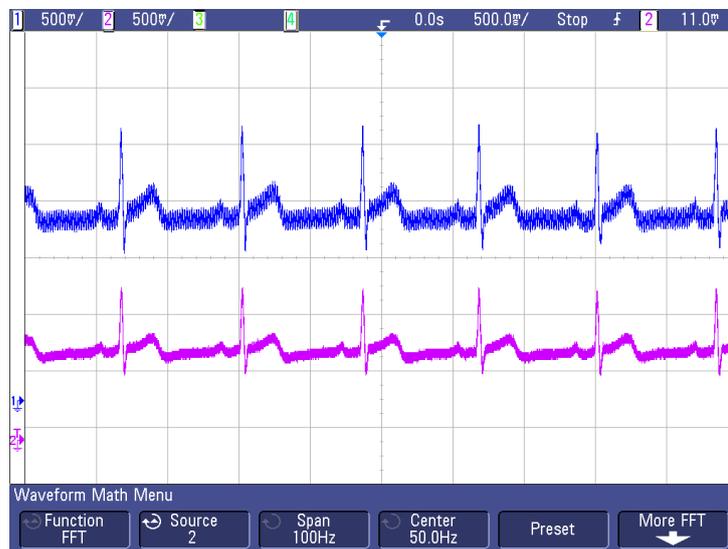
A Figura 5.43 denota o resultado experimental para o segundo indivíduo, com a utilização de eletrodos de marca inferior e o posicionamento dos eletrodos na região dos braços e no quadril.

Figura 5.43 – Indivíduo 2, eletrodos inferiores, posicionamento com eletrodos nos braços.



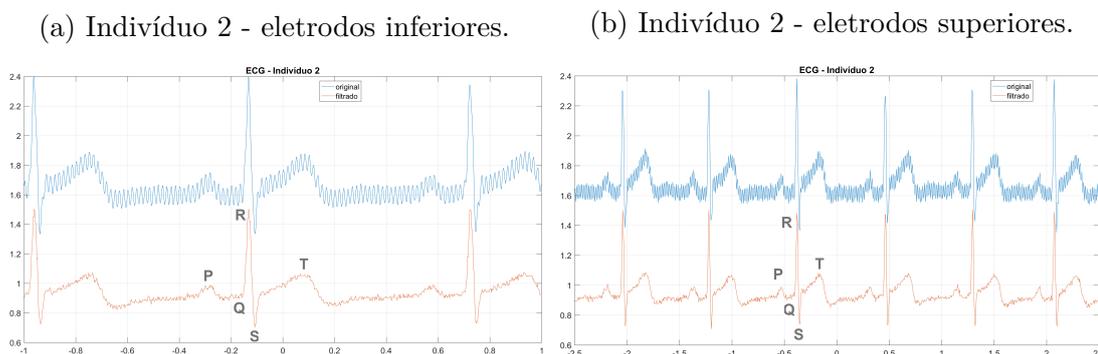
A Figura 5.44 indica o resultado experimental para o primeiro indivíduo, com a utilização de eletrodos de marca superior e o posicionamento dos eletrodos na região dos braços e no quadril.

Figura 5.44 – Indivíduo 2, eletrodos superiores, posicionamento com eletrodos nos braços.



A Figura 5.45 indica as características das ondas de eletrocardiograma obtidas do indivíduo 2.

Figura 5.45 – Características do ECG



Ao analisar as ondas cardíacas de ambos indivíduos, nota-se uma diferença considerável em seus formatos. Para o indivíduo 1, a configuração dos eletrodos nos braços provou não ser eficiente. As ondas não são tão nítidas, principalmente quando usando o eletrodo de qualidade inferior. Neste caso, as ondas são quase indistinguíveis. Já com os eletrodos no tórax, há maior clareza na distinção das ondas. Entretanto, ao utilizar o eletrodo de qualidade inferior a onda *P* quase não é marcada. Já com os eletrodos de qualidade superior, todas as ondas podem ser observadas com maior clareza. Para o indivíduo 2, independente do tipo de eletrodo, seu sinal elétrico cardíaco é forte e bem marcado, podendo distinguir facilmente todas as ondas e segmentos. Essas diferenças podem ocorrer devido as características pessoais de cada indivíduo, como idades, peso e altura.

Analisando o sinal do eletrocardiograma, observa-se uma interferência elétrica significativa na maioria dos sinais, principalmente do indivíduo 2. Após a aplicação do filtro proposto, a melhora no sinal é nítida, eliminando as interferências e ruídos indesejados. Isso pode ser observado tanto no sinal no próprio osciloscópio, como no sinal plotado em *MATLAB*.

Por fim, os testes revelam que o sistema de aquisição e processamento de sinal é funcional e bem sucedido em seu propósito, que é observar as ondas de eletrocardiograma. O sistema consegue gravar os dados mantendo suas características e é possível observar a diferença do sinal de cada pessoa, cada qual com suas características individuais. Além disso, o filtro escolhido e projetado atende às expectativas e elimina a maior parte das interferências e dos ruídos, inclusive compensando os ruídos por conta dos eletrodos de qualidade inferior e aprimorando a qualidade da onda nestes casos, uma vez que é possível mesmo na medição de pior qualidade, distinguir as ondas principais do sinal de ECG.

Conclusão

Neste projeto de conclusão de curso foi criado um sistema de aquisição e processamento de sinais de eletrocardiograma com base em um monitor de frequência cardíaca, um circuito de condicionamento e conversão A/D e D/A e o FPGA. Os sinais de eletrocardiograma foram analisados utilizando *MATLAB* e tiveram duas origens, o sinal gravado por meio do sistema proposto e implementado e sinais do banco de dados do *MIT*. Os sinais utilizados inicialmente tiveram o propósito de serem analisados para determinar o melhor tipo de filtro para o sistema em questão. Uma extensa análise foi realizada, a qual utilizou diversos tipos de filtros digitais e foi decidido utilizar o filtro IIR comb para 60 Hz e harmônicas.

Este filtro eliminou o sinal da interferência elétrica, que é o maior problema em sistema de aquisição de sinais fisiológicos, não somente o eletrocardiograma, mas como o eletromiograma e o eletroencefalograma também. Pelo fato de filtrar 60 Hz, o filtro comb também anulou os efeitos do ruído de contato do eletrodo, que possui uma componente em 60 Hz. Além disso, como o filtro IIR comb também retira o nível DC, as interferências causadas pelo contato do eletrodo com a pele e os efeitos da respiração no sinal foram suprimidos. Este filtro não foi eficaz contra as oscilações de alta frequência que não são harmônicas de 60 Hz. Porém, isso não fez muita diferença na análise do sinal, uma vez que as principais fontes de interferências foram eliminadas.

O algoritmo de frequência cardíaca também foi bem sucedido, pois suas medições foram validadas pela contagem manual da frequência cardíaca dos sinais utilizados. O algoritmo, apesar de baseado em artigos que são referência na área, não foi simplesmente uma reprodução e teve modificações inseridas pela autora deste projeto e seu orientador.

Os objetivos principais deste projeto foram atingidos. Entretanto, não somente os objetivos técnicos foram benéficos, mas o ganho de conhecimento para os envolvidos. Como objetivo pessoal da autora, este trabalho visou o aprendizado na área de engenharia biomédica, bem como a parte de filtros digitais e processamento de sinais. Apesar do nível técnico não ser elevado, o conhecimento adquirido foi de grande validade e será útil para a vida acadêmica e profissional da autora.

Considerações Finais

Como futuros projetos relacionados a este trabalho de conclusão de curso, sugere-se:

- Aplicação de *wavelets* nos sinais e comparar sua resposta com os filtros digitais;
- Melhorar e otimizar o algoritmo de detecção de frequência cardíaca, o que seria um tema de interesse para publicações;
- Otimizar o sistema de aquisição e processamento de sinais;
- Criar uma interface gráfica de usuário (GUI, do inglês *Graphical User Interface*) no *software MATLAB* para uma visualização mais intuitiva do sistema como um todo;
- Utilizar este projeto como parte de uma possível disciplina de sinais e sistemas ou processamento digital de sinais com o intuito de fomentar o interesse dos alunos por essa área tão importante da engenharia elétrica.

Referências

- BADNJEVIĆ, A.; GURBETA, L. Development and perspectives of biomedical engineering in south east european countries. In: IEEE. *Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO), 2016 39th International Convention on*. [S.l.], 2016. p. 457–460. Citado na página 12.
- FRIESEN, G. M. et al. A comparison of the noise sensitivity of nine qrs detection algorithms. *IEEE Transactions on biomedical engineering*, IEEE, v. 37, n. 1, p. 85–98, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.
- GARCÍA, P. D. R. C. *Implementação de Sistemas Discretos - Notas de Aula de Processamento Digital de Sinais II*. [S.l.]: FAENG - UFMS, 2018. Citado na página 29.
- GOLDEN, D. P.; WOLTHUIS, R. A.; HOFFLER, G. A spectral analysis of the normal resting electrocardiogram. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, IEEE, n. 5, p. 366–372, 1973. Citado na página 18.
- GOLDMAN, M. J. *Principles of clinical electrocardiography*. [S.l.]: Lange Medical Publications, 1979. Citado 5 vezes nas páginas 16, 17, 18, 19 e 23.
- GUS, I. *Eletrocardiografia*. [S.l.]: Fundo Editorial BYK, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 22.
- HAYKIN, S.; VEEN, B. V. *Signals and systems. Hoboken*. [S.l.]: NJ: John Wiley and Sons, 2003. Citado 9 vezes nas páginas 25, 26, 27, 28, 29, 31, 32, 33 e 34.
- LIENHARD, J. *A 3000-year-old toe*. [S.l.]: <http://www.uh.edu/engines/epi1705.htm>, 2002. Citado na página 12.
- LISBOA, U. de. *Filtragem Adaptativa*. [S.l.]: <https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/848204501355724/filtragemAdaptativa.pdf>, 2018. Citado na página 35.
- LOWERY, M. *Recording and Analysis of Bioelectric Signals - Module of Neural Engineering*. [S.l.]: Faculty of Electrical and Electronic Engineering - University College Dublin, 2016. Citado 4 vezes nas páginas 15, 16, 21 e 23.
- MALMIVUO, J.; PLONSEY, R. et al. *Bioelectromagnetism: principles and applications of bioelectric and biomagnetic fields*. [S.l.]: Oxford University Press, USA, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 21.
- MARQUES, A. A. d. A. Projecto e implementação em tempo real de filtros digitais utilizando microprocessadores de sinal. *Dissertação de mestrado sob orientação do Professor Doutor Diamantino da Silva Freitas*, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 1996. Citado 3 vezes nas páginas 32, 33 e 34.
- OPPENHEIM, A. V. *Discrete-time signal processing*. [S.l.]: Pearson Education India, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.

- OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S. *with IT Young, Signals and Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1983. Citado 4 vezes nas páginas 24, 28, 29 e 30.
- PAN, J.; TOMPKINS, W. J. A real-time qrs detection algorithm. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, v. 32, n. 3, p. 230–236, 1985. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.
- PHILLIPS, R. E.; FEENEY, M. K. *The Cardiac Rhythms - A Systematic Approach to Interpretation*. [S.l.]: W. B. Saunders Company, 1990. Citado 3 vezes nas páginas 6, 20 e 22.
- SPARKFUN/ELECTRONICS. *SparkFun Single Lead Heart Rate Monitor - AD8232*. [S.l.]: <https://www.sparkfun.com/products/12650>, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.
- THAKOR, N. V.; WEBSTER, J. G.; TOMPKINS, W. J. Estimation of qrs complex power spectra for design of a qrs filter. *IEEE Transactions on biomedical engineering*, IEEE, n. 11, p. 702–706, 1984. Citado na página 18.
- ZIEMER, R.; TRANTER, W.; FANNIN, D. *Signals and Systems, 4/e*. [S.l.]: Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998. Citado 6 vezes nas páginas 24, 25, 26, 27, 28 e 33.

Apêndices

APÊNDICE A – Códigos em *MATLAB*

Os códigos a seguir são referentes as aplicações de filtros digitais nos sinais de eletrocardiograma.

```

1  % Trabalho de Conclusão de Curso
2  % Análise de Sinais de Eletrocardiograma utilizando FPGA
3  % Vitória dos Santos Fahed
4  % Filtros Digitais
5
6  clc; close all; clear all;
7  load lut1;
8  t=lut0(1,:);
9  s1=lut0(2,:); %s1: sinal ECG original
10 s2=lut0(3,:);
11 ts=t(2)-t(1);
12 fs=1/ts;
13 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
14 % Parâmetros dos filtros utilizados
15 f=60;           %frequência de corte
16 fb=40;         %frequência de corte para filtro passa-baixa
17 Q=80;          %fator de qualidade
18 wn=f/(0.5*fs); %frequência normalizada
19 wb=fb/(0.5*fs); %frequência normalizada para filtro passa-baixa
20 bw=wn/Q;       %largura de banda
21 Nc=fs/f;       %ordem do filtro comb
22 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
23 % Filtro Notch
24 [Bn, An] = iirnotch(wn, bw);
25 Gn=tf(Bn, An, ts)           %função de transferência do filtro
26 xfl =filter(Bn,An,s1);      %filtrar
27 figure(1)
28 freqz(Bn, An)               %resposta na frequência do filtro
29 title('Filtro Notch');set(gca, 'fontsize', 14);
30 figure(2)
31 plot(t,xfl,'r', t, s1, 'b'); grid on; title('Filtro Notch');

```

```

32 legend('filtrado','original','location','best');
33 xlim([75 79]); set(gca,'fontsize',14);
34 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
35 % Filtro Comb
36 [Bc, Ac] = iircomb(Nc, bw);
37 Gc=tf(Bc, Ac, ts)           %função de transferência do filtro
38 xf2 =filter(Bc,Ac,s1);      %filtrar
39 figure(3)
40 freqz(Bc,Ac)                %resposta na frequência do filtro
41 title('Filtro Comb');set(gca,'fontsize',14);
42 figure(4)
43 plot(t,xf2,'r',t,s1,'b'); grid on; title('Filtro Comb');
44 legend('filtrado','original','location','best');
45 xlim([75 79]); set(gca,'fontsize',14);
46 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
47 % Espectro Filtro Comb
48 x=fftshift(abs(fft(xf2)));
49 Mx=20.*log10(x/max(x));
50 L=length(x);
51 vf= -fs/2:fs/L:fs/2-fs/L;
52
53 figure(5)
54 plot(vf,Mx); grid on; title('Espectro do Filtro Comb');
55 set(gca,'fontsize',14);
56 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
57 % Filtro Comb + Ruído
58 s2= s1+0.5.*sin(2*pi*60*t+(1.*pi/3));
59 [Bcr, Acr] = iircomb(Nc, bw);
60 Gcr=tf(Bcr, Acr, ts)        %função de transferência do filtro
61 xf3 =filter(Bcr,Acr,s1);    %filtrar
62
63 figure(6)
64 subplot(211)
65 plot(t, s2); grid on;
66 title('Sinal com interferência elétrica de 60 Hz e Harmônicas');
67 set(gca,'fontsize',14);
68 subplot(212)
69 plot(t,xf3,'r'); grid on; title('Filtro Comb');
70 set(gca,'fontsize',14); xlim([75 79]);

```



```
149 % Filtro FIR Passa-baixa
150 Bfb = fir1(Nb, wb);
151 Afb=1;
152 Gfb=tf(Bfb, Afb, ts); %função de transferência do filtro
153 xf1 =filter(Bfb,Afb,s1); %filtrar
154
155 figure(19)
156 freqz(Bfb, Afb); %resposta na frequência do filtro
157 title('Filtro FIR Passa-baixa');set(gca, 'fontsize', 14);
158 figure(20); set(gca, 'fontsize', 14);
159 plot(t,xf1,'r', t, s1, 'b'); grid on;
160 legend('filtrado','original', 'location', 'best');
161 xlim([75 79]); title('Filtro FIR Passa-baixa');
162 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
163 % Filtro FIR Passa-alta
164 Bfa= fir1(Na, wa, 'high');
165 Afa=1;
166 Gfa=tf(Bfa, Afa, ts);
167 xf2 =filter(Bfa,Afa,s1); %filtrar
168
169 figure(21); title('Filtro FIR Passa-alta');
170 freqz(Bfa,Afa); set(gca, 'fontsize', 14);
171 figure(22); title('Filtro FIR Passa-alta');
172 plot(t,xf2,'r', t, s1, 'b'); grid on;
173 legend('filtrado','original', 'location', 'best');
174 xlim([75 79]); set(gca, 'fontsize', 14);
175 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
176 % Filtro FIR Passa-banda
177 Bpb = fir1(10, [2*wa wb]);
178 Apb=1;
179 Gpb=tf(Bpb, Apb, ts);
180 xf4 =filter(Bpb,Apb,s1); %filtrar
181
182 figure(23)
183 freqz(Bpb, Apb, 10000, fs);set(gca, 'fontsize', 14);
184 title('Filtro FIR Passa-banda');
185 figure(24); set(gca, 'fontsize', 14);
186 plot(t,xf4,'r', t, s1, 'b'); grid on;
187 legend('filtrado','original', 'location', 'best');
```

```

188 xlim([75 79]); title('Filtro FIR Passa-banda');
189 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
190 % Filtro Notch + Passa-baixa FIR
191 Gn1 = Gn*Gfb
192 [Bn1,An1] = tfdata(Gn1, 'v');
193 An1=1;
194 xf5 =filter(Bn1,An1,s1); %filtrar
195
196 figure(25); title('Filtro Notch + FIR Passa-baixa');
197 freqz(Bn1, An1);set(gca, 'fontsize', 14);
198 figure(26); set(gca, 'fontsize', 14);
199 plot(t,xf5,'r', t, s1, 'b'); grid on;
200 legend('filtrado','original', 'location', 'best');
201 xlim([75 79]); title('Filtro Notch + FIR Passa-baixa');
202 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
203 % Filtro Comb + FIR
204 [Bc, Ac] = iircomb(Nc, bw);
205 Gc=tf(Bc, Ac, ts) %função de transferência do filtro
206 Gn2 = Gc*Gfb;
207 [Bn2,An2] = tfdata(Gn2, 'v');
208 An2=1;
209 xf6 =filter(Bn2,An2,s1); %filtrar
210 figure(27)
211 freqz(Bc,Ac) %resposta na frequência do filtro
212 title('Filtro Comb + FIR Passa-baixa');set(gca, 'fontsize', 14);
213 figure(28); set(gca, 'fontsize', 14);
214 plot(t,xf6,'r', t, s1, 'b'); grid on;
215 legend('filtrado','original', 'location', 'best');
216 xlim([75 79]); title('Filtro Comb + FIR Passa-baixa');
217 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
218 %Filtro adaptativo
219 %Parâmetros
220 lr=0.001; %taxa de aprendizado
221 Nf=40; %ordem do filtro;
222 r=0.2*sin(2*pi*60*t)+0.2*sin(2*pi*120*t); %Estimativa de EMI60Hz
223 d=s1;
224 yf=zeros(size(s1)); %vetor linha
225 ef=zeros(size(s1)); %vetor linha
226 L=length(d); %#elementos de x

```

```
227
228 W=randn(1,Nf); %pesos
229 for i=Nf+1:L;
230     X=r(i-Nf:i-1); % vetor de entrada X
231     y=W*X'; % saída
232     erro=d(i)-y; % erro do filtro no i-essimo passo
233     W=W+(lr*erro*X); % adaptação peso
234     yf(i)=y;
235     ef(i)=erro;
236 end
237
238 figure(29)
239 subplot(211); plot(t,s1); title('ECG original');
240 subplot(212); plot(t,ef); title('Erro do filtro');
241 figure(30)
242 plot(t,s1,'b',t,ef,'r'); title('Filtro Adaptativo');
243 set(gca, 'fontsize', 14); xlim([75 79]);
244 legend('ECG original','Estimativa filtro adaptativo');
245
246 wn=60/(0.5*fs);
247 bw=wn/Q;
248 [B, A]=iircomb(fs/60, bw);
249 yf2=filter(B,A,ef); %%%
250 Gc=tf(B, A, ts);
251
252 figure(31);
253 plot(t,s1,'b',t,yf2,'r'); title('Filtro Adaptativo + IIR Comb');
254 set(gca, 'fontsize', 14); xlim([75 79]);
255 legend('ECG original', 'Filtro adaptativo + Comb');
```

APÊNDICE B – Códigos em VHDL

O código em VHDL a seguir refere-se a aquisição, conversão analógica-digital, filtragem e conversão digital-analógica do sistema proposto.

```

1  library ieee;
2  use ieee.std_logic_1164.all;
3  use ieee.std_logic_arith.all;
4  use ieee.std_logic_unsigned.all;
5  use ieee.numeric_std.all;
6  use ieee.fixed_float_types.all;
7  use ieee.fixed_pkg.all;
8
9  entity ECG1 is port(
10 rst          : in std_logic;
11 clk27M       : in std_logic;
12 ADC          : in std_logic_vector(7 downto 0);
13 d            : in  std_logic_vector(15 downto 0);
14 wr           : out std_logic;
15 cs           : out std_logic;
16 rs           : out std_logic;
17 modo        : out std_logic;
18 leds_out: out std_logic_vector(7 downto 0);
19 DAC         : out std_logic_vector(7 downto 0);
20 y0          : out std_logic_vector(15 downto 0);
21 e           : out std_logic_vector(15 downto 0)
22 );
23 end ECG1;
24 architecture arq of ECG1 is
25 type coeficientes is array(0 to 6) of sfixed(3 downto -16);
26 type registrosX is array(0 to 6) of sfixed(8 downto 0);
27 type registrosY is array(0 to 6) of sfixed(8 downto -14);
28 signal r0          : std_logic_vector (7 downto 0);
29 signal cont        :std_logic_vector(17 downto 0);
30 signal B           : coeficientes;
31 signal A           : coeficientes;

```

```
32 signal X          : registrosX;
33 signal Y          : registrosY;
34 signal SB         : sfixed(8 downto -11);
35 signal SA         : sfixed(8 downto -11);
36 signal r1        : std_logic_vector(8 downto 0);
37 signal Z         : sfixed(8 downto 0);
38 signal C         : sfixed(8 downto 0);
39 signal Zslv      : std_logic_vector (8 downto 0);
40 signal r         : sfixed(1 downto -14);
41 begin
42   cs  <= '0';
43   rs  <= '0';
44   modo <= '1';
45
46   process(rst,clk27M) is --sequencial
47   begin
48     if (rst = '1')then
49       wr <='1';          -- wr = 1
50       leds_out <= (others=>'0');
51       cont <= (others=>'0'); -- resetar contador
52       DAC <= (others=>'0');
53       C <= to_sfixed(51,C);
54       --%%%%%%%% Filtro Comb %%%%%%%%%%%%%%
55       SB <= (others =>'0');
56       SA <= (others =>'0');
57       e <= (others =>'0');
58       -- Coeficientes
59       B(0) <= to_sfixed(0.9807407258,B(0));
60       B(1) <= to_sfixed(0.0000000000,B(1));
61       B(2) <= to_sfixed(0.0000000000,B(2));
62       B(3) <= to_sfixed(0.0000000000,B(3));
63       B(4) <= to_sfixed(0.0000000000,B(4));
64       B(5) <= to_sfixed(0.0000000000,B(5));
65       B(6) <= to_sfixed(-0.9807407258,B(6));
66
67       A(0) <= to_sfixed(1.0000000000,A(0));
68       A(1) <= to_sfixed(0.0000000000,A(1));
69       A(2) <= to_sfixed(0.0000000000,A(2));
70       A(3) <= to_sfixed(0.0000000000,A(3));
```

```
71  A(4) <= to_sfixed(0.0000000000,A(4));
72  A(5) <= to_sfixed(0.0000000000,A(5));
73  A(6) <= to_sfixed(-0.9614814516,A(6));
74  --%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
75  for i in 0 to 6 loop
76    X(i) <= (others => '0'); -- inicializando registradores
77    Y(i) <= (others => '0'); -- inicializando registradores
78  end loop;
79  elsif (rising_edge(clk27M)) then
80    if (cont = 74999) then --N = 75000
81      cont <= (others => '0'); --resetar o contador
82    else
83      cont <= cont + 1; -- incrementar contagem
84    end if;
85    if (cont < 22) then
86      wr <= '0'; --pulso negativo por 800 ms
87    else
88      wr <= '1'; --stand by
89    end if;
90    if (cont = 68) then
91      r0 <= ADC; --ler valor estavel do ADC
92    end if;
93    if (cont = 69) then
94      r1 <= '0' & r0; -- sinal positivo de 9 bits
95      leds_out <= r0; -- (8 bits + bit de sinal)
96    end if;
97    =====FILTRO=====
98    if (cont = 80) then
99      for i in 6 downto 1 loop
100        X(i) <= X(i-1); -- atualizando valores previos
101        Y(i) <= Y(i-1); -- atualizando valores previos
102      end loop;
103      X(0) <= to_sfixed(r1, X(0)); -- X(0): entrada atual;
104      =====
105    elsif (cont = 85) then
106      SB <= resize((B(0)*X(0))+(B(6)*X(6)),SB);
107      SA <= resize((A(6)*Y(6)),SA);
108    elsif (cont = 90) then
109      Y(0) <= resize(SB-SA,Y(0));
```

```
110 elsif (cont = 95) then
111   Z <= resize (Y(0) + C, Z);
112 elsif (cont = 96) then
113   Zslv <= to_slv (Z);
114 elsif (cont = 97) then
115   DAC <= Zslv (7 downto 0);
116 end if;
117 end if;
118 end process;
119 end arq;
```

O código descrito abaixo foi utilizado para fazer as simulações em *FPGA-in-the-loop* com o filtro digital e o algoritmo de detecção de frequência cardíaca.

```
1 --Filtragem ECG
2 library ieee;
3 use ieee.std_logic_1164.all;
4 use ieee.std_logic_arith.all;
5 use ieee.std_logic_unsigned.all;
6 use ieee.numeric_std.all;
7 use ieee.fixed_float_types.all;
8 use ieee.fixed_pkg.all;
9
10 entity principal is port (
11   clk           :           in std_logic;
12   reset         :           in std_logic;
13   clk_enable    :           in std_logic;
14
15   r0            : in std_logic_vector(15 downto 0);
16   d             : in std_logic_vector(15 downto 0);
17   y0           : out std_logic_vector(23 downto 0);
18   bpm1         : out std_logic_vector(23 downto 0);
19   bpm2         : out std_logic_vector(31 downto 0);
20   bpm3         : out std_logic_vector(31 downto 0);
21   bpm4         : out std_logic_vector(31 downto 0);
22   bpm5         : out std_logic_vector(31 downto 0);
23   bpm6         : out std_logic_vector(31 downto 0);
24   bpm7         : out std_logic_vector(31 downto 0);
25   bpm8         : out std_logic;
26   bpm9         : out std_logic_vector(31 downto 0);
```

```
27 bpm10 : out std_logic_vector(17 downto 0);
28 bpm11 : out std_logic_vector(31 downto 0)
29 ); end entity;
30
31 architecture arq1 of principal is
32 type coeficientes is array(0 to 6) of sfixed(3 downto -16); --
33 type registrosX is array(0 to 6) of sfixed(1 downto -14);
34 type registrosY is array(0 to 6) of sfixed(7 downto -16); --24 bits
35
36 signal B      : coeficientes;
37 signal A      : coeficientes;
38 signal X      : registrosX;
39 signal Y      : registrosY;
40 signal SB     : sfixed(7 downto -16);
41 signal SA     : sfixed(7 downto -16);
42 signal cont   : std_logic_vector(20 downto 0);
43 signal cont2  : std_logic_vector(31 downto 0);
44 signal yp     : sfixed(7 downto -16);
45
46 signal y1     : sfixed(7 downto -16);
47
48 signal y2     : sfixed(15 downto -16);
49 signal y3     : sfixed(15 downto -16);
50 signal y3p    : sfixed(15 downto -16);
51 signal y3pp   : sfixed(15 downto -16);
52 signal y4     : sfixed(15 downto -16);
53 signal y5     : sfixed(15 downto -16);
54 signal y6     : std_logic;
55 signal estado: std_logic;
56 signal y7     : sfixed(15 downto -16);
57 signal y8     : sfixed(1 downto -16);
58 signal y9     : sfixed(15 downto -16);
59 signal ymax   : sfixed(15 downto -16);
60 signal thr    : sfixed(15 downto -16);
61 signal C1     : sfixed(15 downto -16);
62 signal C2     : sfixed(15 downto -16);
63
64 signal r: sfixed(1 downto -14);
65 begin
```

```
66 r <= to_sfixed(r0,r);
67
68 process (clk, clk_enable, reset) is
69
70 begin
71 if (reset = '1') then
72 SB <= (others =>'0');
73 SA <= (others =>'0');
74 yp <= (others =>'0');
75 y3p <= (others =>'0');
76 y3pp <= (others =>'0');
77 ymax <= (others =>'0');
78 thr <= (others =>'0');
79 y1 <= (others =>'0');
80 y2 <= (others =>'0');
81 y3 <= (others =>'0');
82 y4 <= (others =>'0');
83 y5 <= (others =>'0');
84 y7 <= (others =>'0');
85 y8 <= (others =>'0');
86 y9 <= (others =>'0');
87 C1 <= to_sfixed(180.5, C1);
88 C2 <= to_sfixed(60, C2);
89 % Coeficientes
90 B(0) <= to_sfixed(0.9807407258,B(0));
91 B(1) <= to_sfixed(0.0000000000,B(1));
92 B(2) <= to_sfixed(0.0000000000,B(2));
93 B(3) <= to_sfixed(0.0000000000,B(3));
94 B(4) <= to_sfixed(0.0000000000,B(4));
95 B(5) <= to_sfixed(0.0000000000,B(5));
96 B(6) <= to_sfixed(-0.9807407258,B(6));
97
98 A(0) <= to_sfixed(1.0000000000,A(0));
99 A(1) <= to_sfixed(0.0000000000,A(1));
100 A(2) <= to_sfixed(0.0000000000,A(2));
101 A(3) <= to_sfixed(0.0000000000,A(3));
102 A(4) <= to_sfixed(0.0000000000,A(4));
103 A(5) <= to_sfixed(0.0000000000,A(5));
104 A(6) <= to_sfixed(-0.9614814516,A(6));
```

```
105 %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
106 for i in 0 to 6 loop
107     X(i) <= (others =>'0'); % inicializando registradores
108     Y(i) <= (others =>'0'); % inicializando registradores
109 end loop;
110 elsif (rising_edge(clk)) then
111     if (clk_enable = '1') then
112         if (cont = 19) then
113             cont <= (others =>'0'); % resetar contador
114         else
115             cont <= cont + 1;% incrementar contador
116         end if;
117     if (cont = 1) then
118         for i in 6 downto 1 loop
119             X(i) <= X(i-1);           % atualizando valores previos
120             Y(i) <= Y(i-1);           % atualizando valores previos
121         end loop;
122         X(0) <= r; -- X(0): entrada atual;
123     elsif (cont = 2) then
124         SB <= resize((B(0)*X(0))+(B(6)*X(6)),SB);
125         SA <= resize((A(6)*Y(6)),SA);
126     elsif (cont = 3) then
127         Y(0) <= resize( SB-SA,Y(0) );
128         y1 <= resize( SB-SA,y1 );
129     elsif (cont = 4) then
130         y2 <= resize ((y1-yp),y2);
131         yp <= y1;
132     elsif (cont = 5) then
133     if (y2 < 0) then
134         y3 <= (others =>'0');
135     else
136         y3 <= y2;
137     end if;
138     elsif (cont = 7) then
139         y4 <= resize((y3 + y3p + y3pp)/3, y4);
140         y3pp <= y3p;
141         y3p <= y3;
142     elsif (cont = 9) then
143         y5 <= resize (y4*y4, y5);
```

```
144 elsif (cont = 10) then
145     if (y5 > ymax) then
146         ymax <= y5;
147     end if;
148 elsif (cont = 12) then
149     thr <= resize (0.4 * ymax, thr);
150 elsif (cont = 13) then
151     if (y5 > thr) then
152         y6 <= '1';
153     else
154         y6 <= '0';
155     end if;
156 elsif (cont = 15) then
157     if (y5 > thr AND estado = '0') then
158         y7 <= to_sfixed(cont2,y7);
159         cont2 <=(others =>'0');
160         estado <= '1';
161     else
162         cont2 <= cont2 + 1;
163         if (thr > y5) then
164             estado <= '0';
165         end if;
166     end if;
167 elsif (cont = 18) then
168     y8 <= resize (C1 * y7, y8);
169 elsif (cont = 19) then
170     if (y8 < 4*thr OR y8 = 4*thr) then
171         y9 <= (others =>'0');
172     else
173         y9 <= resize ((C2/y8), y9);
174     end if;
175 end if;
176 end if;
177 end if;
178 end process;
179 y0 <= to_slv(Y(0));-- enviamos o resultado ã saída
180 bpm1 <= to_slv(y1); -- sinal filtrado
181 bpm2 <= to_slv(y2); -- sinal derivado
182 bpm3 <= to_slv(y3); -- saturaÃ§ão
```

```
183 bpm4  <= to_slv(y4);    -- filtro de mÃ©dias
184 bpm5  <= to_slv(y5);    -- onda elevada ao quadrado
185 bpm6  <= to_slv(y6);    -- pico mÃ¡ximo
186 bpm7  <= to_slv(thr);  -- threshold
187 bpm8  <= y6;           -- onda quadrada
188 bpm9  <= to_slv(y7);    -- contador 2
189 bpm10 <= to_slv(y8);    -- contador 2 * 180,5
190 bpm11 <= to_slv(y9);    -- BPM = 60/y8
191 end;
```