



**FUNDAÇÃO  
UNIVERSIDADE  
FEDERAL DE  
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,  
ARQUITETURA E URBANISMO E  
GEOGRAFIA**

---

**MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

# **Algoritmo Adaptativo para Cancelamento de Ruídos em Sinais Bioelétricos Baseado em Rastreadores de Fase e Média Móvel**

**Américo Koji Tanji Junior**

**Campo Grande MS**  
26 de julho de 2020



FUNDAÇÃO  
UNIVERSIDADE  
FEDERAL DE  
MATO GROSSO DO SUL

FACULDADE DE ENGENHARIAS,  
ARQUITETURA E URBANISMO E  
GEOGRAFIA

---

MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## **Algoritmo Adaptativo para Cancelamento de Ruídos em Sinais Bioelétricos Baseado em Rastreadores de Fase e Média Móvel**

**Américo Koji Tanji Junior**

**Orientador:** Naji Rajai Nasri Ama

**Co-orientador:** Moacyr A. G. de Brito

Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica apresentado à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica.

**Campo Grande MS**  
26 de julho de 2020

# **Algoritmo Adaptativo para Cancelamento de Ruídos em Sinais Bioelétricos Baseado em Rastreadores de Fase e Média Móvel**

Dissertação apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção do Mestrado em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

---

Prof. Dr. Najj Rajai Nasri Ama  
Orientador

---

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito  
Co-orientador

---

Prof. Dr. Raymundo Cordero Garcia

---

Prof. Dr. Mauro Conti Pereira

**Campo Grande MS**  
26 de julho de 2020

## DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

**Américo Koji Tanji Junior**, residente e domiciliado na cidade de Sinop, Estado do Mato Grosso, portador do RG de nº 001386-162 SSP/MS e CPF nº 022.314.061-95, declaro que a dissertação apresentada, com o título “**Algoritmo Adaptativo para Cancelamento de Ruídos em Sinais Bioelétricos Baseado em Rastreadores de Fase e Média Móvel**” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 26 de julho de 2020.

---

**Américo Koji Tanji Junior**

*Dedico este trabalho a minha esposa Andréa, a  
minha mãe Arlene e meu irmão Alex.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço por este trabalho, primeiramente a Deus que me deu forças para a realização do mesmo.

A minha esposa Andréa que esteve ao meu lado, mesmos nas horas mais difíceis me oferecendo conforto e apoio incondicional.

A minha mãe e irmão que me ajudaram sempre que precisei.

Ao meu professor e orientador Naji, que dedicou seu tempo a este trabalho, me oferecendo seu conhecimento, sabedoria e paciência para que este projeto pudesse ser realizado.

Ao meu co-orientador Moacyr pelos conselhos, conhecimento e tempo dedicados a este trabalho e a pesquisa.

Aos professores, a todos os funcionários e a UFMS que possibilitaram a conclusão deste projeto.

A UCDB por permitir a utilização de sua estrutura para reuniões com meu orientador e ao desenvolvimento de parte do projeto.

## RESUMO

No mundo as doenças mais letais são as relacionadas ao sistema cardíaco, sendo que estas são responsáveis por 31% das mortes e destas, 75% ocorrem em países do terceiro mundo, onde as condições econômicas e sociais dificultam o acesso da população às melhores condições de saúde. Equipamentos como os eletrocardiógrafos podem facilmente identificar doenças cardíacas antes que as mesmas venham a ser fatais para o paciente, porém em países pobres muitas pessoas não conseguem acesso a estes exames, e muitos hospitais sequer possuem tal equipamento. Um eletrocardiógrafo é composto por circuitos eletrônicos principais como os eletrodos, o circuito de amplificação, isolamento, filtros e registrador. Dentro deste contexto, este trabalho tem como objetivo produzir um sistema de baixo custo computacional, que apresente uma boa relação de rejeição de ruído de EMI – SNR (principal causa de ruído nos sistemas de registro de ondas cardíacas) e de fácil implementação em equipamentos de dois eletrodos. O cancelador de ruídos é composto por dois filtros de média móvel e um rastreador de fase (2MAV-PLL) que apresentou uma SNR maior do que 44 dB, sem necessitar de alta frequência de amostragem para o funcionamento com uma banda de passagem de  $\pm 10$  Hz. Assim obteve-se um sinal filtrado com condições suficientes para que o mesmo possa ser avaliado pelos profissionais de saúde.

**Palavras-Chave:** Eletrônica biomédica, Processamento biomédico de sinais, ECG, Eletrocardiógrafo, MAV, Filtro de média móvel, Rastreadores de fase, PLL.

## ABSTRACT

In the world the most lethal diseases are those related to the cardiac system, being that they are responsible for 31% of the deaths and of these, 75% occur in third world countries, where the economic and social conditions hinder the population's access to better healthing conditions. Equipment such as electrocardiographs can easily identify heart disease before it becomes fatal to the patient, but in poor countries many people are unable to access these tests, and many hospitals do not even have such equipment. An electrocardiograph consists of main electronic circuits such as electrodes, the amplification circuit, isolation, filters and recorder. Within this context, this work aims to produce a low hardware cost system, which presents a good EMI noise rejection ratio - SNR (main cause of noise in cardiac wave recording systems) and easy to implement in two electrode equipment. The noise canceller is composed of two moving average filters and a phase-locked loop (2MAV-PLL) that presented an SNR greater than 44 dB, without requiring a high sampling frequency for operation with a bandwidth of  $\pm 10$  Hz. Thus, a filtered signal was obtained with sufficient conditions so that it can be evaluated by health professionals.

Keywords: Biomedical electronics, Biomedical signal processing, ECG, Electrocardiograph, MAV, Moving average filter, Phase locked loops, PLL.

## LISTA DE FIGURAS

<i>Número</i>		<i>Página</i>
Figura 1	- Eletrômetro Capilar de Lippman .....	19
Figura 2	- Comparação entre os registros de ECG (eletrometro x galvanômetro).....	20
Figura 3	- Eletrocardiógrafo de mesa de Thomas Lewis ( <i>Cambridge Scientific Instrument</i> ) .....	21
Figura 4	- Anatomia do Coração .....	22
Figura 5	- Membrana celular e os canais de cálcio, potássio e sódio.....	23
Figura 6	- Curvas PAR (a) e PAL (b) das células cardíacas. ....	24
Figura 7	- Complexo estimulante simplificado do músculo cardíaco .....	26
Figura 8	- Potencial de ação de cada um dos tecidos específicos do coração .....	27
Figura 9	- Complexo PQRST .....	28
Figura 10	- Disposição convencional dos eletrodos para as derivações padrão. Triângulo de Einthoven sobreposto ao tórax. ....	29
Figura 11	- Visão elétrica do coração e eixos cardíacos.....	30
Figura 12	- Representação dos planos do corpo humano .....	30
Figura 13	- Diagrama em blocos dos elementos do eletrocardiógrafo. ....	31
Figura 14	- Circuito de proteção. ....	32
Figura 15	- Circuito do pré-amplificador. ....	33
Figura 16	- Circuito de isolamento (a) ótico e (b) por transformador .....	34
Figura 17	- Circuito detector de falha de derivação. ....	35
Figura 18	- Circuito de rejeição de marca-passo .....	36
Figura 19	- Circuito de restauração da linha base .....	36

Figura 20	- Equipamentos de ECG comerciais (Dixtal EP-3 (a), Dixtal EP-12 (b), Bionet CardioCare 2000)	40
Figura 21	- Representação de cada uma das ondas do ECG no espectro de frequências.	46
Figura 22	- Diagrama em blocos do núcleo do algoritmo de Ziarani e Konrad	51
Figura 23	- Diagrama em blocos do algoritmo de Ziarani e Konrad para eliminação de EMI.	51
Figura 24	- Circuito do EPD e amplificadores de entrada.	53
Figura 25	- Amplificador de biopotencial de dois eletrodos proposto por Hwang e Webster.	53
Figura 26	- Filtro proposto baseado na topologia biquadrática Tow-Thomas com circuito escada R-2R.	55
Figura 27	- Vista esquemática do SDFT PLL	56
Figura 28	- Modelo do sinal corrompido e esquema do APIC	58
Figura 29	- Estrutura Geral de um PLL	61
Figura 30	- Estrutura generalizada do MA-PLL	62
Figura 31	- Modelo discreto linearizado do MA-PLL	62
Figura 32	- Diagrama de Bode do filtro MAV ( $N=10$ , $f_n=120$ Hz e $f_s= 1200$ Hz)	63
Figura 33	- Lugar das raízes do MA-PLL ( $N=10$ , $f_n=120$ Hz e $f_s= 1200$ Hz)	65
Figura 34	- Sistema do cancelador de interferência da rede elétrica proposto	66
Figura 35	- Sinal de ECG original (a), EMI (60 Hz) (b) e sinal de ECG poluído com EMI (c)	67
Figura 36	- Placa "Heart Monitor" com CI AD8232	68
Figura 37	- Conjunto de desenvolvimento LAUCHXL-F28379D	69
Figura 38	- Analisador de Desfibrilador JM-01	70
Figura 39	- Diagrama de blocos do circuito de filtro para ECG (Simulink)	71

<b>Figura 40</b>	<b>- Diagrama de blocos do circuito M-PLL (Simulink).....</b>	<b>71</b>
<b>Figura 41</b>	<b>- Diagrama de blocos do circuito A-MAV (Simulink).....</b>	<b>72</b>
<b>Figura 42</b>	<b>- Diagrama de blocos do circuito “Sum Delay” (Simulink) .....</b>	<b>73</b>
<b>Figura 43</b>	<b>- Circuito elétrico do protótipo .....</b>	<b>74</b>
<b>Figura 44</b>	<b>- Protótipo do sistema proposto montado.....</b>	<b>75</b>
<b>Figura 45</b>	<b>- Leitura de sinal de ECG pelo sistema proposto.....</b>	<b>75</b>
<b>Figura 46</b>	<b>- Sinal de ECG com ruído EMI físico (a) e com ruído digital do tipo senoide (b). .....</b>	<b>76</b>
<b>Figura 47</b>	<b>– Resposta em frequência do PLL antes (a) e depois (b) do filtro 2ª ordem ...</b>	<b>77</b>
<b>Figura 48</b>	<b>- Sinal de ECG com ruído EMI, ECG original e ECG filtrado. ....</b>	<b>79</b>
<b>Figura 49</b>	<b>- Curva dos valores de SNR e ordem do filtro (N) na frequência de 50 a 70 Hz . .....</b>	<b>80</b>
<b>Figura 50</b>	<b>- Resíduo do ruído após a filtragem (60 Hz, máximo SNR e mínimo SNR).....</b>	<b>81</b>
<b>Figura 51</b>	<b>- Sinais de ECG com ruído EMI e ruído senoidal .....</b>	<b>82</b>
<b>Figura 52</b>	<b>- Sinais de ECG original e filtrado .....</b>	<b>82</b>

## LISTA DE TABELAS

<i>Número</i>		<i>Página</i>
<b>Tabela 1</b>	<b>- Relação matemática entre as derivações.....</b>	<b>31</b>
<b>Tabela 2</b>	<b>- Valores médios em dB de SNR dos filtros (FIR, Kalman, LMS e UWT) .....</b>	<b>46</b>
<b>Tabela 3</b>	<b>- Valores médios em dB do SNR do sinal corrompido e filtrados (LMS, NLMS, SM-NLMS, SM-BNLMS II e PU-NLMS) .....</b>	<b>48</b>
<b>Tabela 4</b>	<b>- Comparação entre os filtros FIR-<i>equiripple</i> e HSSCZ+HSCC em relação ao SNR e a quantidade de blocos.....</b>	<b>49</b>
<b>Tabela 5</b>	<b>- Comparação de performance entre SDFT PLL e outros métodos.....</b>	<b>57</b>
<b>Tabela 6</b>	<b>- Comparação de performance entre APIC e outros métodos (atenuação em dB). .....</b>	<b>59</b>
<b>Tabela 7</b>	<b>- Comparação de performance entre APIC e outros métodos (atenuação em dB). .....</b>	<b>59</b>
<b>Tabela 8</b>	<b>- Dados estatísticos de SNR do sistema 2MAV-PLL. ....</b>	<b>80</b>
<b>Tabela 9</b>	<b>- Dados estatísticos de SNR do sistema 2MAV-PLL. ....</b>	<b>83</b>

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

$\Omega$	Ohms
$\mu\text{A}$	Microampère(s)
$\mu\text{s}$	Microsegundo(s)
$\mu\text{V}$	Microvolts
2MAV-PLL	Algoritmo Adaptativo de Dupla Média Móvel com PLL
AC-FPGA	Cancelador Adaptativo Baseado em FPGA
AD	Átrio Direito
ADC	Conversor Analógico Digital
AE	Átrio Esquerdo
APIC	Cancelador Adaptativo de Interferência da Rede Elétrica
AV	Atrioventricular
AVC	Acidente Vascular Cerebral
AVE	Acidente Vascular Encefálico
AVE	Acidente Vascular Encefálico
BD	Braço Direito
BE	Braço Esquerdo
BPM	Batimentos por Minuto
BW	Linha de Base
$\text{Ca}^{+2}$	Íons de Cálcio
CI	Circuito Integrado
CMR	Rejeição de Modo Comum
CMR-DIC	Rejeição de Modo Comum e Cancelamento Direto de Interferência
CMV	Tensão de Modo Comum
DAC	Conversor Digital Analógico
dB	Decibel(s)
DC	Corrente Contínua
DCV	Doenças Cardiovasculares
DDP	Diferença de Potencial Elétrico
DIC	Cancelamento de Interferência Direto
DSP	Processador Digital de Sinais

DWT	Transformada Wavelet Discreta
ECG	Eletrocardiograma
EDP	Efeito Divisão de Potencial
EM	Movimentação dos Eletrodos
EMI	Interferência Eletromagnética
EPD	Eletrodo de Perna Direita
FIR	Filtro de Resposta ao Impulso Finita
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis em Campo
HSSC	Simplificação de Hardware pela Convergência de Coeficientes
HSSCZ	Simplificação de Hardware por Ajuste de Coeficientes a Zero
Hz	Hertz(s)
IHM	Interface Homem Máquina
IIR	Filtro de Resposta ao Impulso Infinita
ITB	Índice Tornozelo-Braquial
K <sup>+</sup>	Íons de Potássio
kHz	Quilohertz(s)
kV	Quilovolt(s)
LF	Laço de filtro
LMS	Média Dos Mínimos Quadrados
LPF	Filtro Passa-Baixa
MΩ	Megaohms
M.A.P.A.	Monitoramento Ambulatorial de Pressão Arterial
M.R.P.A	Monitorização Residencial da Pressão Arterial
MA	Atividade Elétrica Muscular
MA-PLL	Circuito Rastreador de Fase com Filtro de Média Móvel
MAV	Média Móvel
mm/s	Milímetro(s) por Segundo
ms	Milissegundo(s)
MS	Ministério da Saúde
mV	Milivolt(s)
mVpp	Milivolt Pico a Pico
Na <sup>+</sup>	Íons de Sódio
NAM-ZK	Método Adaptativo Não Linear de Ziarani e Konrad
NB-NF	Filtro Rejeita-Faixa com Banda de Rejeição Estreita

NCO	Oscilador Numérico Controlado
NF	Filtro Rejeita-Faixa
nF	Nanofaraday
NLMS	Média dos Mínimos Quadrados Normalizada
OPAS	Organização Pan-Americana de Saúde
PAL	Potencial de Ação Lento
PAR	Potencial de Ação Rápido
PD	Detector de Fase
PE	Perna Esquerda
PI	Proporcional Integral
PLL	Rastreador de Fase
PRE	Período Refratário Efetivo
PRR	Período Refratário Relativo
PRTM	Potencial de Repouso Transmembrana
PSN	Período Supernormal
PU-NLMS	Média dos Mínimos Quadrados Normalizada com atualização parcial
s	Segundo(s)
SA	Sinoatrial
SAC1	Cancelador Simplificado sem Filtro de Erro e Bloqueio de Adaptação
SAC2	Cancelador Simplificado sem Bloqueio de Adaptação
SDFT	Transformada de Fourier Discreta Deslizante
SM-BNLMS II	<i>Set-Membership</i> da Média dos Mínimos Quadrados Bi-Normalizada II
SM-NLMS	<i>Set-Membership</i> da Média dos Mínimos Quadrados Normalizada
SNR	Relação Sinal Ruído
UWT	Wavelet Estacionário
V	Volt(s)
V/μs	Volt por microssegundo
VCO	Oscilador Controlado em Tensão
VD	Ventrículo Direito
VE	Ventrículo Esquerdo
VHDL	Linguagem de Descrição de Hardware
WB-NF	Filtro Rejeita-Faixa com Banda de Rejeição Larga

# SUMÁRIO

Campo Grande MS.....	i
Orientador: Naji Rajai Nasri Ama .....	ii
Co-orientador: Moacyr A. G. de Brito.....	ii
Campo Grande MS.....	ii
Campo Grande MS.....	ii
Campo Grande, 26 de julho de 2020. ....	iii
RESUMO .....	vi
abstract .....	vii
Lista de Figuras .....	8
Lista de Tabelas.....	11
Lista de Abreviaturas e Símbolos .....	12
Sumário .....	15
<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>17</b>
<b>1.1. Eletrocardiógrafo .....</b>	<b>31</b>
1.1.1. Modelos comerciais de um equipamento de ECG .....	37
<b>1.2. Justificativa para o desenvolvimento do trabalho.....</b>	<b>40</b>
<b>1.3. Objetivos .....</b>	<b>43</b>
1.3.1. Objetivo Geral.....	43
1.3.2. Objetivos Específicos.....	43
<b>1.4. Organização do Trabalho:.....</b>	<b>44</b>
<b>2. Revisão Bibliográfica de Técnicas de Filtragem de Sinais de ECG .....</b>	<b>45</b>
2.1. Aiboud et al. (2015):.....	45
2.2. Adochiei, Edu e Adochiei (2011) .....	46
2.3. Oliveira, Haddad e Henriques (2017): .....	47
2.4. Meidani e Mashoufi (2016): .....	48
2.5. Ziarani e Konrad (2002): .....	50

2.6.	Hwang e Webster (2006):.....	52
2.7.	Alzaher, Tasadduq e Mahnashi (2012):.....	54
2.8.	Mishra et al. (2015): .....	56
2.9.	Martens (2006): .....	57
<b>3.</b>	<b>Análise e Desenvolvimento .....</b>	<b>60</b>
3.1.	Filtro MAV.....	60
3.2.	Phase Locked Loop (PLL).....	61
3.2.1.	Detector de Fase.....	62
3.2.2.	Filtro de Realimentação .....	64
3.2.3.	Oscilador controlado por Tensão.....	65
3.3.	Algoritmo 2MAV-PLL Proposto .....	66
3.4.	Construção do projeto.....	67
3.4.1.	AD8232 .....	67
3.4.2.	Microcontrolador TMS320F28379D.....	68
3.4.1.	Analisador de desfibrilador JM-01 .....	69
3.4.2.	Programação .....	70
3.4.3.	Circuito Elétrico .....	73
3.4.4.	Montagem do sistema .....	74
<b>4.</b>	<b>Resultados .....</b>	<b>77</b>
4.1.	Resultados teóricos e simulados.....	77
4.2.	Resultados experimentais .....	81
4.3.	Comparação entre os métodos.....	83
<b>5.</b>	<b>Conclusões Gerais E PPropostas de continuidade .....</b>	<b>84</b>
<b>6.</b>	<b>Referências .....</b>	<b>86</b>
<b>Apêndice A .....</b>		<b>91</b>
Algoritmo Em Linguagem C++ .....		91
<b>Apêndice B.....</b>		<b>96</b>
Artigo submetido para publicação: .....		96

---

## 1. INTRODUÇÃO

---

Segundo dados do Ministério da Saúde (MS), no ano de 2017, mais de 358 mil pessoas vieram ao óbito, tendo como causas básicas as doenças cardiovasculares (DCV). Este número corresponde à 27% de todos os óbitos ocorridos no Brasil no mesmo período. Analisando os últimos cinco anos, os dados mostram que as mortes por DCV se mantem estatisticamente constante, em relação ao total de mortes [1].

Uma DCV é caracterizada como qualquer alteração no funcionamento padrão do coração ou dos vasos sanguíneos. Estas alterações podem ser as arritmias (alteração nos batimentos cardíacos), cardiomiopatias (dificuldade de fornecimento de sangue ao corpo pelo coração), pericardite (inflamação do miocárdio), parada cardíaca, valvulopatias (enfermidades nas válvulas do coração), malformação congênita, doenças vasculares como o acidente vascular encefálico (AVE), denominado antigamente como acidente vascular cerebral (AVC), entre outras. A análise do sistema cardiovascular pode ser realizada através de vários exames, tais como: exames laboratoriais de glicose e colesterol, eletrocardiograma (ECG), radiografia do tórax, teste ergométrico, monitoramento ambulatorial de pressão arterial (M.A.P.A.), holter, cintilografia do miocárdio, angiotomografia, ecocardiograma, cateterismo, monitorização residencial da pressão arterial (M.R.P.A.) e o índice tornozelo-braquial (ITB) [2], [3] e [4].

Dentre todos estes exames, existe um que tem baixo custo econômico e que pode salvar vidas, o eletrocardiograma [5]. O ECG consiste em realizar um registro gráfico ou numérico da atividade elétrica do coração; este registro pode ser obtido através de meio físico (papel) ou digital através de eletrodos posicionados sobre a pele do paciente, em método não invasivo. Os eletrodos podem ser do tipo descartável ou reutilizável e a pele do paciente necessita de um preparo. Eletrodos de baixa qualidade podem aumentar a quantidade de ruído gerado do contato entre o eletrodo e a pele do paciente. O preparo da pele do paciente pode ser realizado através de limpeza com álcool, esfoliada com gaze ou lixa e aplicado um gel condutor, tudo isto para que se obtenha o melhor contato entre eletrodo e pele e tornando o registro o mais limpo e visível.

---

### *História do Eletrocardiógrafo:*

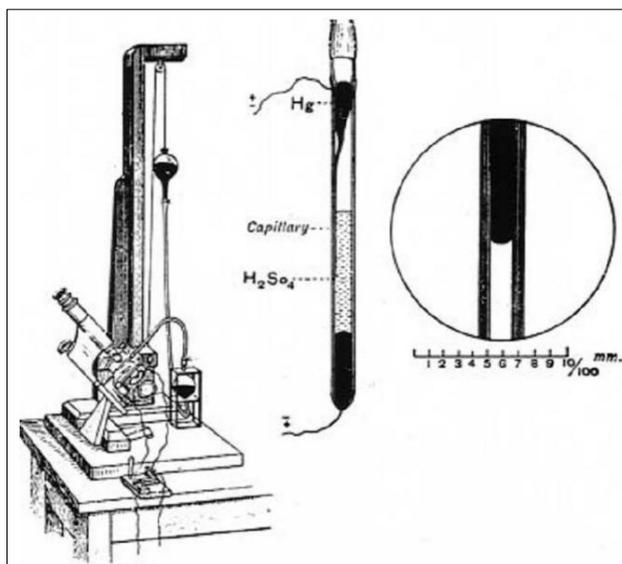
O século XIX foi uma era muito importante para a medicina e a engenharia, pois neste período grandes avanços realizaram-se através da união destas duas áreas. Foram criações importantes deste período o esfigmomanômetro, o raio-X e o aparelho de ECG. Estas invenções continuam presentes até a atualidade e auxiliam a medicina facilitando o diagnóstico de doenças [6].

Em 1902 o fisiologista alemão Willem Einthoven inventou o ECG, o maior avanço da medicina para diagnóstico de doenças do coração, porém as descobertas que se fizeram necessárias até que Einthoven tivesse condições de inventar o ECG ocorreram no século XVIII e no início do século XIX, através de Luigi Galvani, Alessandro Volta e outros cientistas [6]. Em 1843 o fisiologista alemão Emil DuBois-Reymond confirmou a descoberta do físico italiano Carlo Matteucci, de que cada contração do coração era acompanhada por uma corrente elétrica, analisando um coração de sapo e descrevendo o potencial de ação das células cardíacas, sendo considerado o pai da eletrofisiologia. O potencial cardíaco só foi registrado 13 anos depois, pelos fisiologistas Rudolph Albert von Kölliker e Heinrich Muller [7].

O ganhador do prêmio Nobel, o físico francês Gabriel Lippman, inventou em 1870 o eletrômetro de Lippman, vide Figura 1, instrumento utilizado para medir correntes ou tensões elétricas muito pequenas através de deformações mecânicas criadas pela ação do campo elétrico. Graças ao eletrômetro de Lippman os fisiologistas britânicos John Burdon Sanderson e Frederick Page descobriram em 1878 as fases do ciclo cardíaco (polarização e despolarização) [7].

A primeira leitura de atividade elétrica humana foi realizada pelo fisiologista Augustus D. Waller em 1887 no laboratório de fisiologia da universidade de Londres, onde o mesmo através de uma solução salina conseguiu observar a variação elétrica no eletrômetro de Lippman, cada vez que se tinha uma atividade cardíaca [8]. Conforme observado na Figura 2 a resposta do eletrômetro era muito lenta devido ao seu modo construtivo, o que ocasionava na perda de detalhe nos sinais, principalmente nos picos das ondas e em sinais mais rápidos, pois o mercúrio é muito pesado para oferecer uma boa resposta nestas condições.

Figura 1 - Eletrômetro Capilar de Lippman



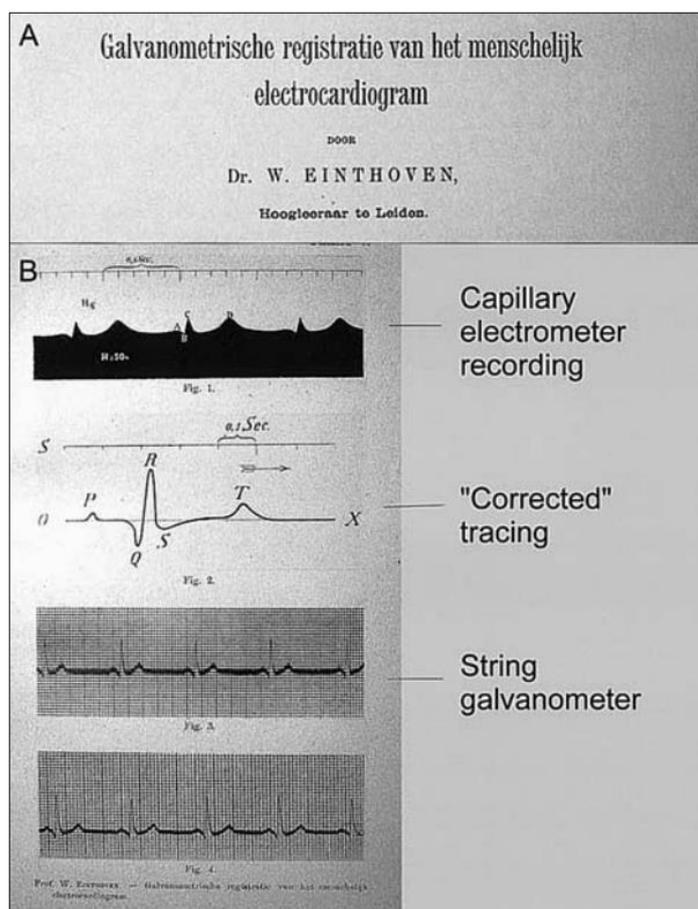
Fonte: [7]

Em 1889, ocorreu na cidade de Basel, Suíça o primeiro congresso Internacional de Fisiologistas, onde Waller apresentou o fruto do seu trabalho e de suas pesquisas, despertando o interesse em outros profissionais, para que os mesmos também trabalhassem com o eletrômetro de Lippman. Dentre os participantes estava Einthoven, que após algum tempo de estudo desenvolveu mecanismos matemáticos para obter um traçado bem mais próximo do real (Figura 2), porém o mesmo percebeu que a inércia do mercúrio era um ponto limitante na resposta do eletrômetro, mesmo tendo sucesso nas suas aproximações matemáticas. Nesta primeira etapa do estudo de Einthoven, o mesmo conseguiu determinar 5 deflexões distintas para cada pulso cardíaco (ondas P, Q, R, S e T), enquanto Waller tinha descoberto apenas duas [6].

Einthoven continuou tentando melhorar a atuação do eletrômetro de Lippman, mas seu desempenho em frequência era um grande limitador, mesmo assim ele registrou inúmeros eletrocardiogramas de diversos voluntários. Em sua busca por uma melhor leitura da atividade elétrica cardíaca, Einthoven voltou sua busca por outros equipamentos e aparatos que pudessem realizar esta tarefa, e devido a sua familiaridade com o galvanômetro de corda (inventado simultaneamente pelo físico Arsne D'Arsonval e o engenheiro Clement Ader, ambos franceses) o mesmo apresentou em 1901 o seu galvanômetro de corda modificado. O galvanômetro consistia em um filamento de quartzo extremamente fino ( $<3 \mu\text{m}$ ) revestido de prata que ficava imerso em um campo magnético muito forte, assim qualquer corrente, mesmo

que mínima que atravessasse este filamento causaria uma oscilação, que era proporcional à sua direção e à sua intensidade. As minúsculas deflexões eram captadas por um microscópio e registradas em uma fotografia, conforme apresentado na Figura 2 [6].

Figura 2 - Comparação entre os registros de ECG (eletrometro x galvanômetro)

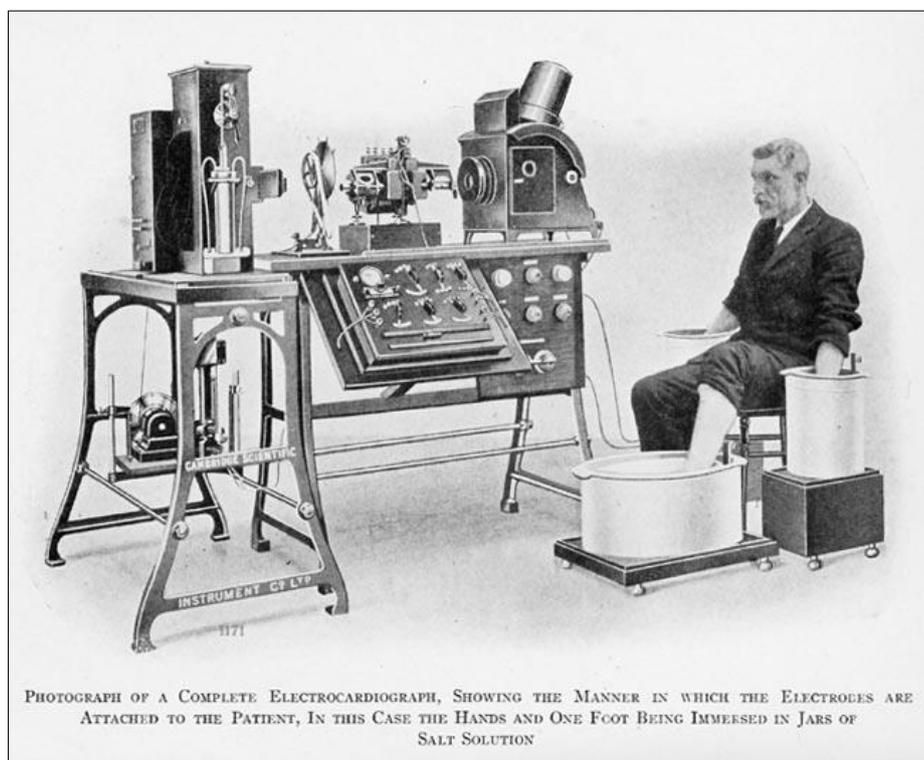


Fonte: [8]

Em 1909 o fisiologista inglês Thomas Lewis visitou o laboratório de Einthoven e retornou para Londres disposto a compreender e estudar as arritmias. Lewis montou um galvanômetro de corda em seu laboratório para realizar os estudos sobre ECG, onde assim como o de Einthoven o paciente necessitava ficar com as duas mãos e um pé imersos em uma solução salina para auxiliar na condução elétrica. Os estudos e publicações de Lewis acerca das doenças do coração catalisaram o interesse na eletrocardiografia na Europa e na América. Em 1911, Lewis publicou o clássico *“The Mechanism of the Heart Beat”* (o mecanismo da batida do coração em tradução livre) que continha todo o conhecimento adquirido sobre a eletrofisiologia. No mesmo ano a empresa *Cambridge Scientific Instrument Company of London* emprestou ao laboratório de Lewis seu primeiro eletrocardiógrafo de mesa (Figura 3).

Em 1912 Lewis publica seu livro “*Clinical Disorders of the Heart Beat*” que continha todo o conhecimento acerca das arritmias cardíacas, assim como as novas nomenclaturas e no ano seguinte uma seção extra sobre eletrocardiografia clínica [6].

Figura 3 - Eletrocardiógrafo de mesa de Thomas Lewis (*Cambridge Scientific Instrument*)

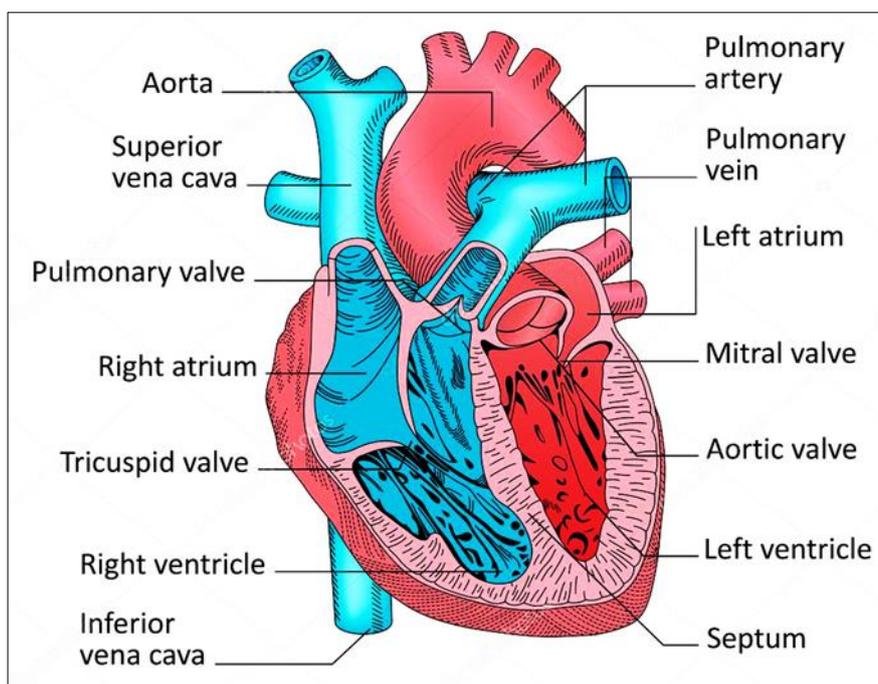


Fonte: [9]

### ***Fisiologia do Músculo Cardíaco:***

Anatomicamente o coração se assemelha a uma bomba pulsátil, dupla, unidirecional, com 4 estágios e dois tempos. Pulsátil pois o fluxo é enviado em pulsos pelo corpo conforme os batimentos por minuto (BPM), unidirecional pois as válvulas (tricúspide, pulmonar, mitral e aórtica) evitam o retorno do sangue pelo mesmo canal, dupla pois existem dois átrios e dois ventrículos, onde os átrios recebem o sangue vindo do corpo (lado direito – átrio direito (AD)) ou dos pulmões (lado esquerdo – átrio esquerdo (AE)) e enviam para os ventrículos que bombeiam o sangue para o corpo (lado esquerdo – ventrículo esquerdo (VE)) ou para os pulmões (lado direito – ventrículo direito (VD)). Dois tempos pois inicialmente se contraem os átrios que preenchem os ventrículos que são contraídos bombeando sangue para o corpo conforme visto na Figura 4. A fase de repouso dos ventrículos é nomeada de diástole e a fase de contração de sístole [10].

Figura 4 - Anatomia do Coração



Fonte: [11]

### ***Potencial Elétrico Celular:***

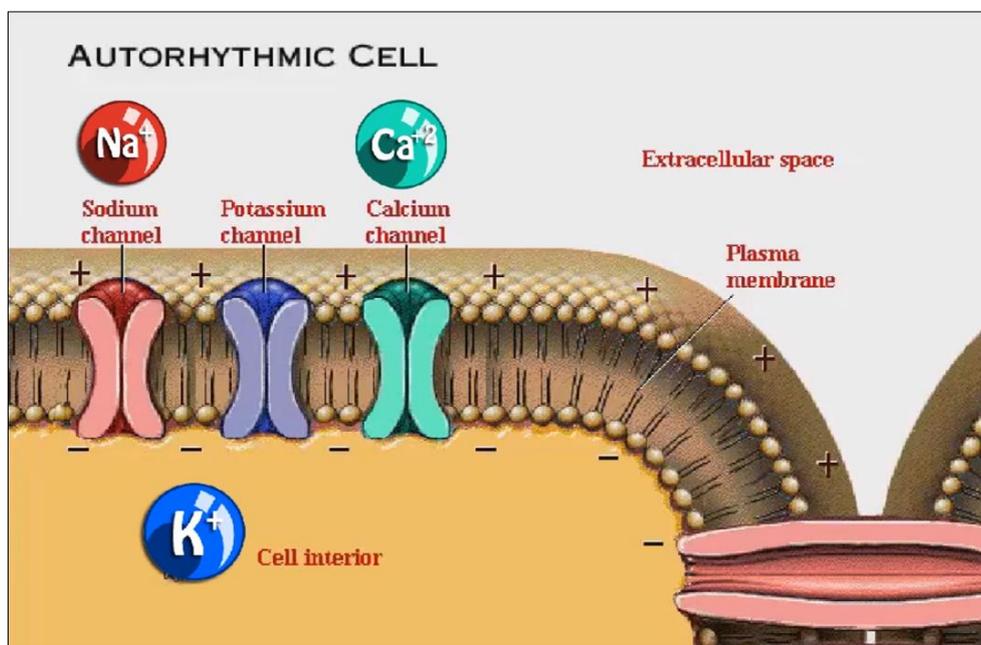
As células cardíacas possuem em sua estrutura uma diferença de potencial elétrico (DDP) entre os meios interno e externo. Estes são separados por uma membrana celular que isola os dois meios. Ambos os meios são compostos por soluções aquosas onde estão dissolvidos alguns íons. No meio intracelular, com a célula em repouso, encontra-se uma maior concentração de íons de potássio ( $K^+$ ) e no meio extracelular os íons de cálcio ( $Ca^{+2}$ ) e sódio ( $Na^+$ ). O potencial elétrico intracelular é em média -85 milivolt (mV), enquanto que externamente há um potencial de aproximadamente 20 mV [12].

A membrana celular cardíaca possui algumas características que garantem o controle de circulação dos íons nos meios intracelular e extracelular. Estes são:

- Resistência (diminui a livre passagem de íons);
- Condutância (permite a passagem de íons); e
- Capacitância (recebe ou libera cargas elétricas) através de mecanismos elétricos e osmóticos.

A membrana ainda possui dois tipos de canais de passagem de íons, rápidos e lentos, sendo que cada um pode ser um canal de íons de sódio, cálcio e potássio (Figura 5).

Figura 5 - Membrana celular e os canais de cálcio, potássio e sódio.



Fonte: [13] (adaptada por Tanji, 2019)

Os canais de passagem de íons são os responsáveis pelos dois potenciais de ação cardíacos existentes, o potencial de ação lento (PAL) e o potencial de ação rápido (PAR). O PAL ocorre no nó sinoatrial (SA), marca-passo natural do coração, e no nó atrioventricular (AV), mecanismo que controla a emissão do impulso elétrico dos átrios para os ventrículos. O PAR ocorre nos miócitos atriais e ventriculares e nas fibras de condução (fibras de Purkinje e feixe de His) [14].

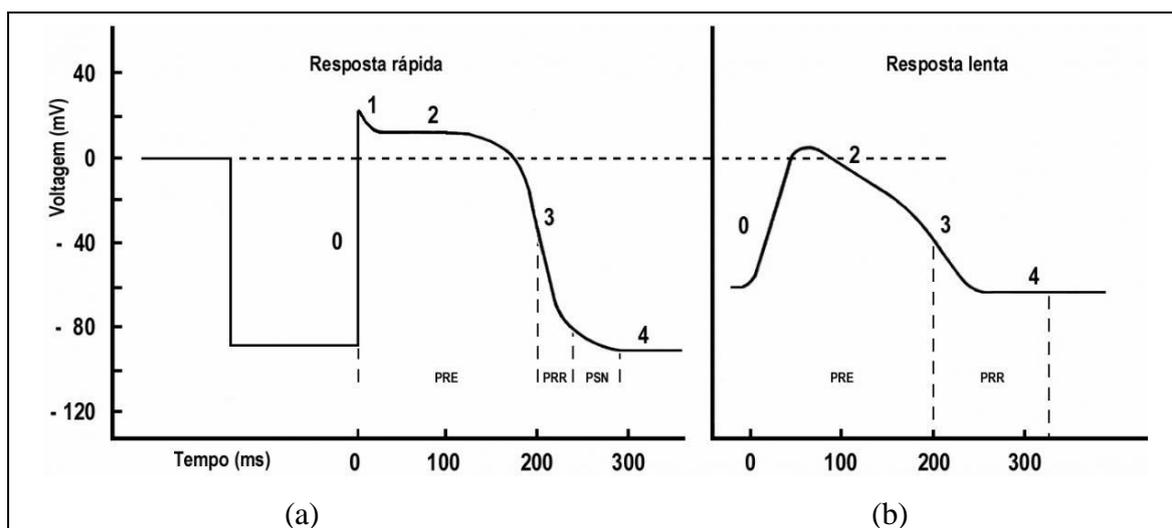
Ambos os potenciais de ação possuem 4 fases distintas entre si, como pode-se observar na Figura 6, para o PAL as fases se dividem em:

- Fase 0 (despolarização): os canais de sódio lento permitem a passagem de íons de sódio para o meio intracelular até que o mesmo eleve o seu nível de tensão de membrana de -60 mV até -40 mV, quando os canais de cálcio se abrem devido ao aumento da tensão;

- Fase 1 (repolarização parcial inicial): com os canais de cálcio rápido abertos, rapidamente a célula atinge uma tensão positiva, fazendo com que os canais de sódio e cálcio se fechem, realizando a repolarização parcial;
- Fase 2 (platô): o equilíbrio se mantém até que os canais de potássio rápido se abram;
- Fase 3 (repolarização final): com os canais de potássio rápido abertos, rapidamente o potássio deixa o interior da célula repolarizando a mesma.

A partir deste ponto as bombas de cálcio, potássio e sódio reestabelecem as concentrações iniciais dos íons [14].

Figura 6 - Curvas PAR (a) e PAL (b) das células cardíacas.



Fonte: [15]

Já as fases do PAR se dividem em:

- Fase 0 (despolarização): os íons de sódio e cálcio das células de PAL entram nas células de PAR através das junções comunicantes, alterando a sua tensão inicial (-90 mV), abrindo os canais de sódio rápido e desencadeando um aumento repentino da tensão intracelular;
- Fase 1 (repolarização parcial inicial): quando a tensão da célula deixa de ser negativa, o canal de sódio se fecha e os canais de potássio (rápido) e cálcio

(lento) se abrem, inicialmente a saída de potássio faz com que a célula se repolarize;

- Fase 2 (platô): a entrada de cálcio e a saída de potássio mantém um certo equilíbrio, permitindo uma tensão de platô próximo aos 10 mV;
- Fase 3 (repolarização final): quando a tensão chega próximo a 0 V não há mais tensão suficiente para manter o canal de cálcio aberto, assim o canal de potássio permite a saída dos íons repolarizando a célula [12].

A fase 4 em ambos os potenciais de ação é o período de repouso celular, onde o potencial de repouso transmembrana (PRTM) é mantido praticamente constante. O período refratário efetivo (PRE) é o momento em que a célula encontra-se inexcitável, independentemente de quais estímulos possa vir a sofrer. No período refratário relativo (PRR) a célula pode até vir a ser excitada novamente, mas é necessário um estímulo muito forte. O período supernormal (PSN) corresponde ao momento em que antecede a entrada da célula em repouso novamente [14].

### ***Eletrofisiologia do coração (complexo estimulante do músculo cardíaco):***

Segundo Button [10], o agrupamento de células em tecidos cardíacos específicos forma o complexo estimulante, sendo que esse possui 4 características essenciais:

Excitabilidade: é a propriedade de responder a um estímulo. A resposta da fibra cardíaca é representada pela contração muscular.

Contratilidade: em condições fixas, a resposta do coração é máxima, qualquer que seja a intensidade do estímulo, desde que supralimiar.

Ritmicidade ou automatismo: a fibra cardíaca tem a propriedade de originar, dentro de si mesma, o impulso que determina sua contração. Nem todas as partes do coração têm o mesmo automatismo.

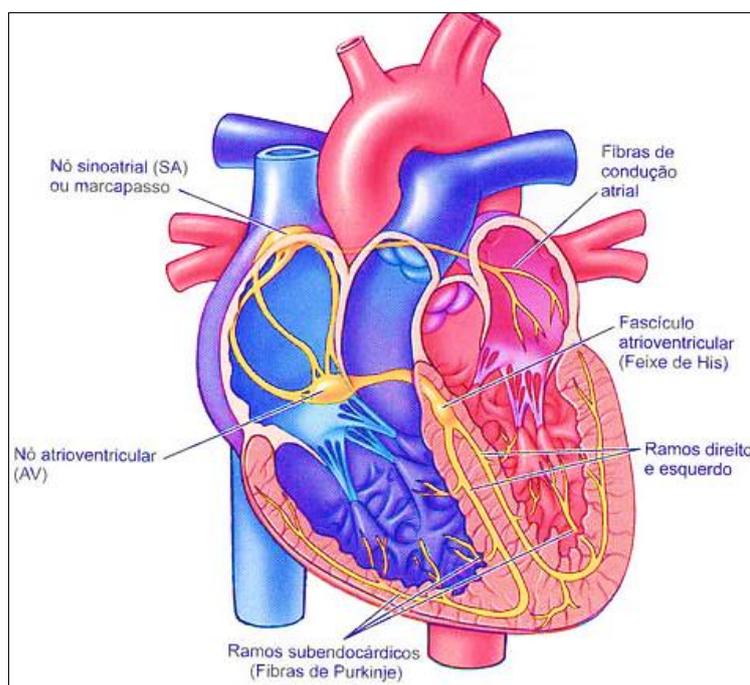
Condutibilidade: os estímulos ativadores da musculatura cardíaca se originam numa região restrita. Graças à condutibilidade, o processo de ativação se propaga por toda a musculatura cardíaca. A condutibilidade é comum a todo tecido cardíaco, porém, encontra-se particularmente desenvolvida no feixe de His e seus ramos e na rede de Purkinje [13].

No coração existem muitas estruturas específicas que podem se auto excitar, mas cada uma destas opera em uma frequência diferente, assim a estrutura com a frequência mais alta tende a controlar o ritmo cardíaco, o nó sinoatrial possui ritmo cardíaco de aproximadamente 70 BPM quando em repouso (vigília) e é o marca-passo natural do coração, assim quando os outros tecidos tentam se auto excitar o impulso elétrico do nó SA realiza o

estímulo externo fazendo com que as suas células entrem no PRE e PRR. O nó SA possui um PAL [12].

O impulso elétrico é então conduzido às fibras atriais<sup>1</sup> que direcionam o impulso a todos os tecidos dos átrios, fazendo-os se comprimir e direcionar o sangue para os ventrículos através das válvulas tricúspide e mitral. Ao mesmo tempo o sinal elétrico chega ao nó AV<sup>2</sup>, o marca-passo secundário do coração (auto excitação de 60 BPM), que aguarda até que os átrios tenham se contraído completamente para encaminhar o sinal elétrico para o feixe de His. Após a completa contração dos átrios o nó AV permite que o sinal elétrico seja transmitido para os ventrículos através do feixe de His<sup>3</sup> passando pelos ramos direito e esquerdo e chegando as fibras de Purkinje que estimulam os músculos ventriculares a partir do ápice cardíaco (Figura 7). Todo este processo é chamado de ciclo cardíaco e em condições normais tem duração de aproximadamente 800 milissegundos (ms) (Figura 8) [14].

Figura 7 - Complexo estimulante simplificado do músculo cardíaco



Fonte: [16]

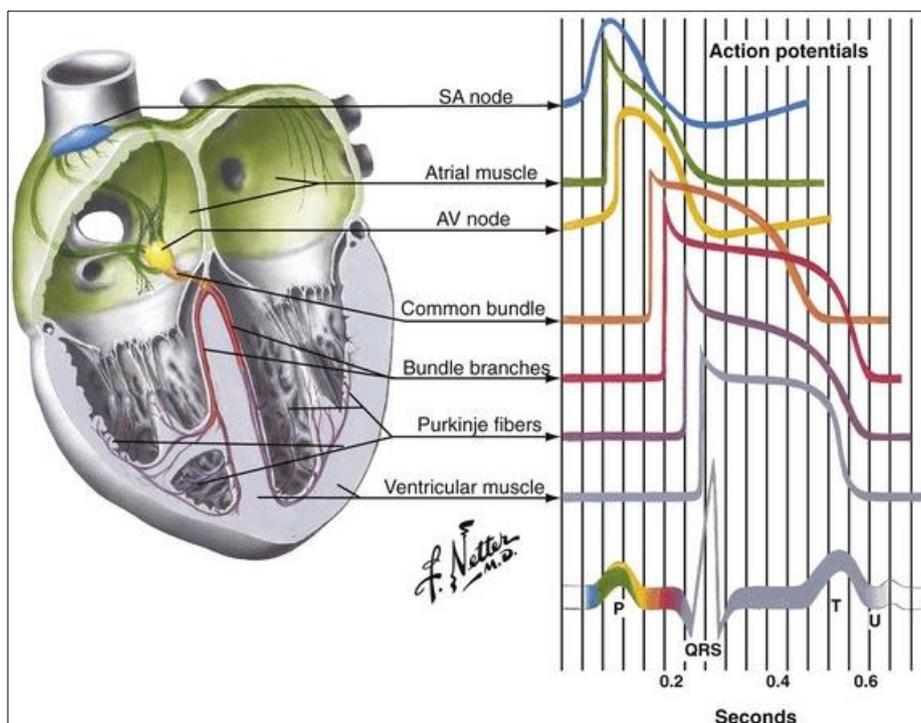
<sup>1</sup> As fibras atriais possuem um PAR.

<sup>2</sup> Possui um PAL que auxilia no controle do envio no impulso elétrico para as câmaras inferiores apenas quando as câmaras superiores já estão completamente contraídas.

<sup>3</sup> O feixe de His, assim como toda a estrutura condutora dos ventrículos possuem um PAR, permitindo que toda a estrutura dos ventrículos receba o sinal quase que instantaneamente após o envio do sinal pelo nó AV.

Na Figura 8 pode-se observar o potencial de ação (rápido e lento) específico de cada tecido especializado do coração juntamente com o seu tempo de início dentro do ciclo cardíaco. A leitura da soma da variação do vetor de DDP elétrico dentro do tecido cardíaco a partir de um ponto de referência específico é o eletrocardiograma. Devido as características únicas de potencial de ação de cada tecido e sua relação com a atividade mecânica do coração, do ponto de vista clínico, alterações físicas em qualquer estrutura do coração é refletida externamente através dos sinais elétricos [10].

Figura 8 - Potencial de ação de cada um dos tecidos específicos do coração



Fonte: [11]

#### *Sinal eletrocardiográfico, derivações e complexo PQRST:*

Ao registro da atividade elétrica do músculo cardíaco nomeia-se eletrocardiografia e o equipamento que realiza a leitura e o registro dessa atividade é o eletrocardiógrafo. A sequência das atividades do potencial de ação nas células cardíacas corresponde ao complexo PQRST descrito na Figura 9, que podem ser coletados de forma invasiva ou não invasiva, sendo esta a mais utilizada e a mais segura.



membrana de aproximadamente 100 mV, porém este sinal é atenuado pela própria impedância do corpo humano [12] [10].

Segundo Schwarz [17] o sistema de derivações cardíacas é descrito como:

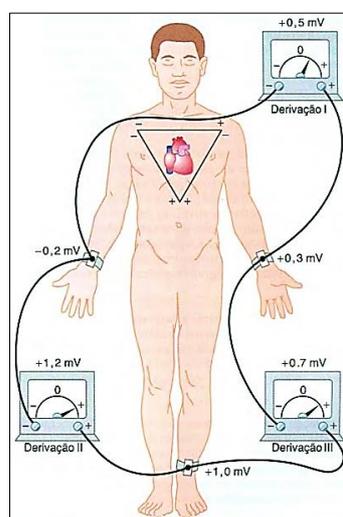
Em 1912, Einthoven propôs uma padronização na colocação e posicionamento dos eletrodos de eletrocardiografia. O sistema proposto era constituído de três eletrodos, posicionados no braço direito (BD), no braço esquerdo (BE) e na perna esquerda (PE), formando um triângulo, que ficou conhecido como triângulo de Einthoven. Cada um dos eixos de projeção deste triângulo forma uma derivação bipolar, nomeada com os numerais romanos I, II e III.

Um sistema de derivações unipolares foi proposto por Frank Wilson, por volta de 1930, com o intuito de representar de forma mais fidedigna a atividade elétrica cardíaca. Wilson propôs seis derivações precordiais, nomeadas de V1 a V6, referenciadas a um terminal central.

Outro sistema de derivações unipolares foi proposto por Emanuel Goldberger em 1942. Este método é obtido através da desconexão do eletrodo mais próximo da derivação unipolar a ser medida. A nomenclatura das derivações se inicia com a letra “a”, por ser chamada de derivação aumentada, formando as derivações aVR, aVL e aVF. Os sinais obtidos com as derivações aumentadas podem apresentar amplitude até 50% maiores que as derivações unipolares precordiais [16].

A Figura 10 demonstra as posições típicas de posicionamento dos eletrodos para as derivações bipolares (DI, DII e DIII), juntamente com o triângulo de Einthoven (triângulo equilátero invertido), onde na aresta superior (BD-BE) encontra-se DI, na aresta direita (BD-PE) DII e na aresta esquerda (BE-PE) DIII. As tensões típicas apresentadas em cada derivação bipolar estão demonstradas na mesma figura, sendo 0,5 mV para DI, 1,2 mV para DII e 0,7 mV em DIII no momento da onda P.

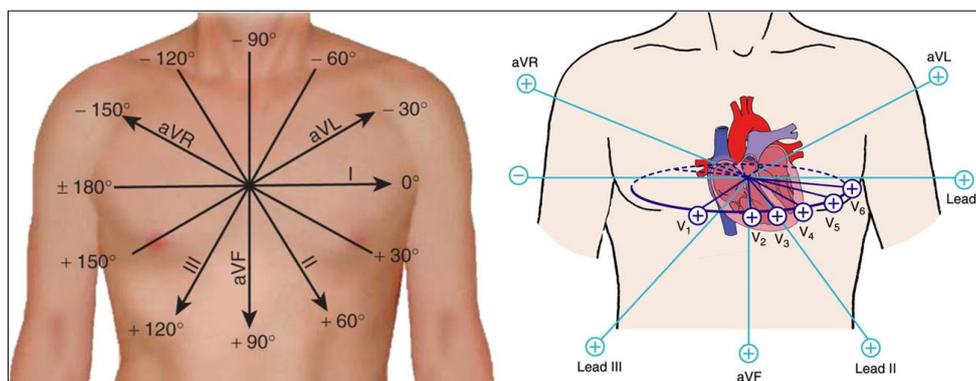
Figura 10 - Disposição convencional dos eletrodos para as derivações padrão. Triângulo de Einthoven sobreposto ao tórax.



Fonte: [12]

Ao lado esquerdo da Figura 11 há o eixo cardíaco das derivações bipolares e das derivações unipolares aumentadas, juntamente com o ângulo de visão do vetor resultante, no lado direito são incluídas as derivações bipolares precordiais.

Figura 11 - Visão elétrica do coração e eixos cardíacos

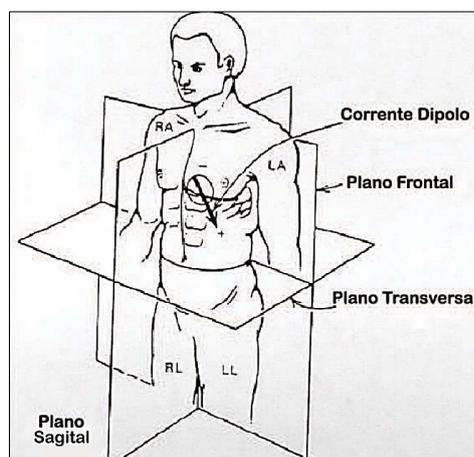


Fonte: [18] (adaptado por Tanji, 2019)

Assim para se manter um padrão nos registros das atividades elétricas do coração a posição dos eletrodos é de suma importância e para tanto a mesma é padronizada. Ao todo 9 eletrodos são necessários para gerar 12 derivações. É comum encontrar um eletrodo adicional na perna direita para servir como referência e atenuar as interferências [10].

O sistema de derivações permite observar eletricamente a atividade do músculo cardíaco através de planos distintos, o plano vertical, também chamado de plano frontal, contendo seis derivações e o plano precordial ou transversal contendo também seis derivações (Figura 12) [19].

Figura 12 - Representação dos planos do corpo humano



Fonte: [19]

Matematicamente as derivações se correlacionam obedecendo as equações da Tabela 1, assim basta algumas derivações para que se possa estimar as restantes.

Tabela 1 - Relação matemática entre as derivações.

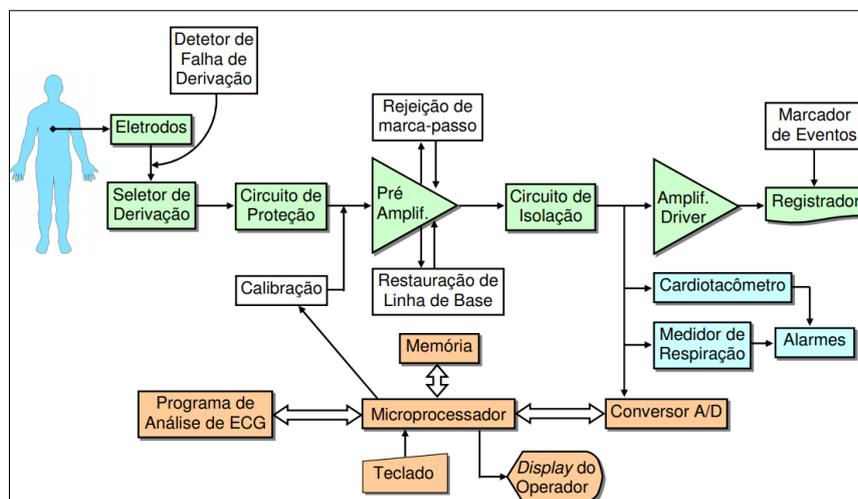
<i>Tipo de derivação</i>	<i>Eletrodos usados</i>	<i>Definição</i>
Bipolar ou derivação de membros	BE, BD e PE	DI = BE – BD DII = PE – BD DIII = PE – BE
Aumentada ou derivação unipolar de extremidade (Goldberg)	BE, BD e PE	aVR = BD - ½(BE + PE) aVL = BE - ½(PE + BD) aVF = PE - ½(BE + BD)
Unipolares precordiais (Wilson)	V1, V2, V3, V4, V5 e V6 (mais 1 em cada braço, 1 em cada perna, sendo à direita aterrada; eletrodo explorador = vi, i entre 1 e 6, uma das posições precordiais)	V1 = v1 - (BD + BE + PE) / 3 V2 = v2 - (BD + BE + PE) / 3 V3 = v3 - (BD + BE + PE) / 3 V4 = v4 - (BD + BE + PE) / 3 V5 = v5 - (BD + BE + PE) / 3 V6 = v6 - (BD + BE + PE) / 3

Fonte: [19] (adaptado por Tanji, 2019)

## 1.1. ELETROCARDIOGRAFO

Conforme já salientado, o equipamento que realiza o exame de ECG é o eletrocardiógrafo. A Figura 13 apresenta o diagrama de blocos dos principais componentes, onde os setores estão classificados por cores, onde os quadros verdes indicam os circuitos essenciais para o funcionamento, em laranja os circuitos digitais e interfaces homem máquina (IHM), em azul os circuitos de análise de parâmetros opcionais, e em branco os circuitos de auto calibração e eventos.

Figura 13 - Diagrama em blocos dos elementos do eletrocardiógrafo.

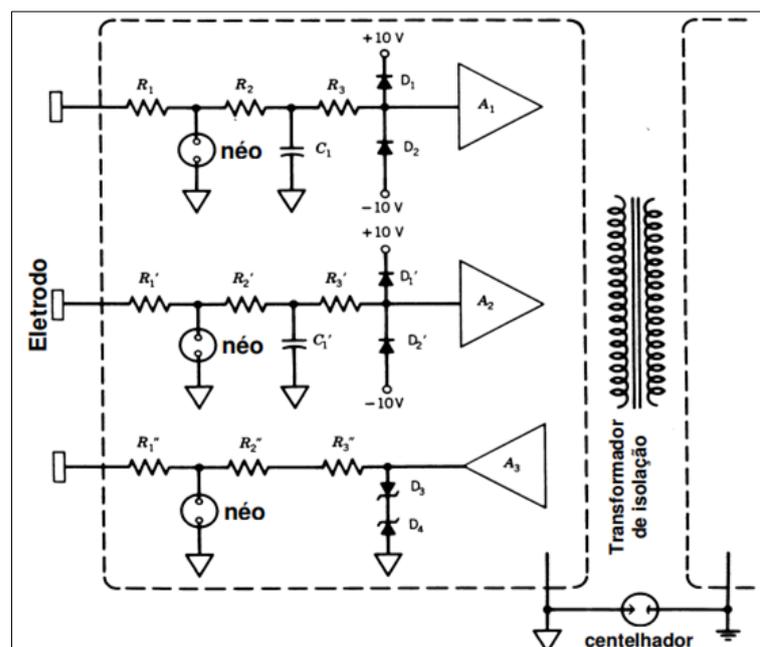


Fonte: [10]

Circuitos essenciais (verde):

- Eletrodos: responsáveis por realizar a interface entre o paciente e o eletrocardiógrafo, podem ser do tipo reutilizável ou descartável, pode-se realizar a aplicação de solução específica para melhorar o contato dos eletrodos reutilizáveis;
- Seletor de derivação: permite selecionar a derivação a ser mensurada, bipolares ou unipolares. O chaveamento pode ser realizado por *hardware* (eletrônico ou eletromecânico) ou *software* (algoritmo nos microcontroladores ou microprocessadores);
- Circuito de proteção: isola fisicamente o paciente do equipamento, principalmente de desfibriladores (até 5 kV), protegendo tanto o paciente quanto o eletrocardiógrafo. Na Figura 14 há um modelo de circuito de proteção com transformador de isolamento e centelhadores que curto-circuitam com o aterramento quando na presença de altas tensões;

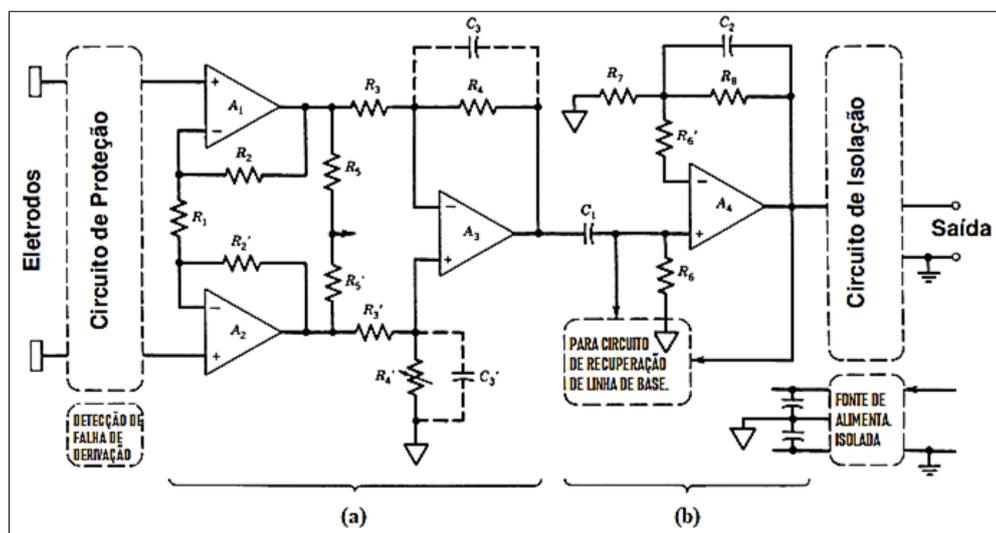
Figura 14 - Circuito de proteção.



Fonte: [10]

- Pré-amplificador: conforme Figura 15 este circuito é composto por um amplificador de instrumentação (Figura 15 (a)) com alta impedância de entrada, ganho limitado a fim de evitar saturação, alta rejeição de modo comum (CMR), maior que 60 decibéis (dB) e um amplificador com filtro passa-faixa responsável pela resposta em frequência e pelo ganho. O filtro deve eliminar o ruído da rede (50 ou 60 Hz) e os biológicos (biopotencial das células do tecido muscular, pele e do artefato de movimento) sem distorcer o sinal de ECG. Tipicamente configurado como um filtro passa faixas com banda de filtragem entre 0,01 e 150 Hz [20];

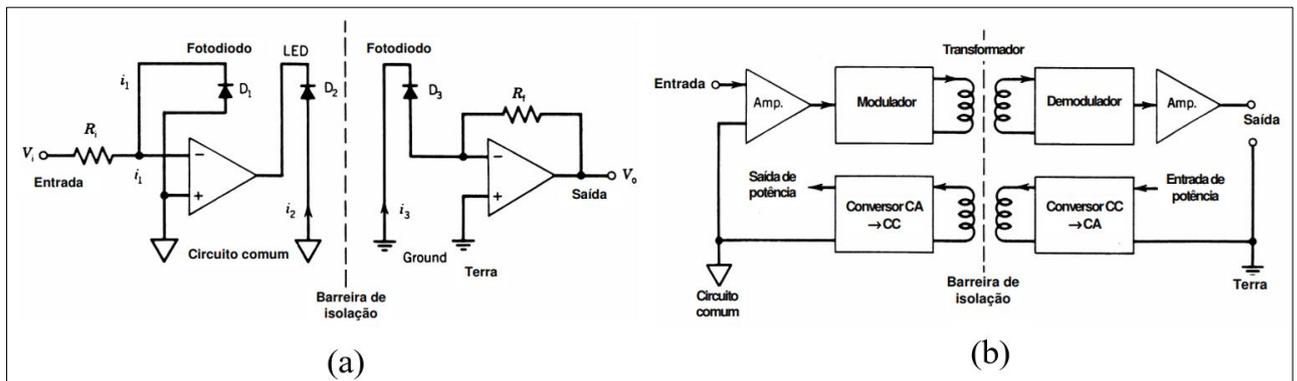
Figura 15 - Circuito do pré-amplificador.



Fonte: [10]

- Circuito de isolamento: protege o paciente contra correntes de fuga, o máximo permitido por norma é de 10  $\mu\text{A}$  em 60 Hz. Como características principais este circuito deve suportar tensões de 5 kV, menor fuga de corrente capacitiva possível, menor distorção do sinal de ECG e imunidade a ruídos. Duas técnicas têm prevalecido no mercado, a de isolamento ótico (barato, porém a resposta não é linear) conforme verificado na Figura 16 (a) e a com transformador de isolamento (alto custo tecnológico, conversores, moduladores e demoduladores) conforme Figura 16 (b) [21];

Figura 16 - Circuito de isolamento (a) ótico e (b) por transformador



Fonte: [10]

- Driver amplificador: amplifica o sinal possibilitando o registro em escala adequada, pode conter filtros adicionais;
- Registrador: registra o sinal de forma analógica ou digital em velocidades de 12,5, 25,0 ou 50,0 mm/s;

Circuitos digitais e IHM (laranja):

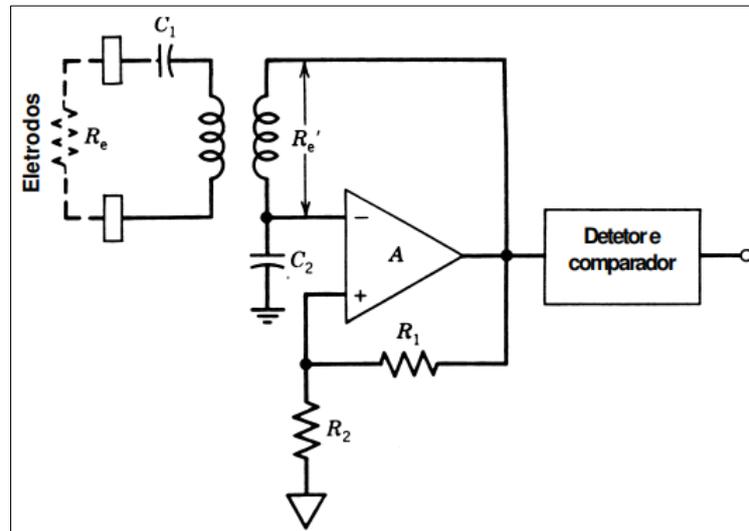
- Microprocessador: juntamente com a memória, teclado, display, algoritmo de análise de ECG e conversor analógico digital (ADC), realiza o gerenciamento de todo o equipamento, a interface com o operador, interpreta o exame e realiza pré-diagnósticos. Pode ser utilizado também para realizar a comunicação com um computador ou envio de dados.

Circuitos de auto calibração e eventos (branco):

- Detector de falha de derivação: identifica falhas nos eletrodos (desconexão ou deslocamento). O método mais comum é através do monitoramento da impedância entre os eletrodos, aproximadamente  $100 \Omega$  a uma frequência de 100 kHz. A Figura 17 contém um típico circuito de detecção de derivação por monitoramento de impedância (multivibrador), onde  $R_e$  é a impedância entre os eletrodos e produz uma frequência de oscilação percebida pelo transformador e por  $C_2$ ,  $C_1$  funciona como um filtro passa-alta eliminando a corrente contínua (DC), o multivibrador não oscila se a impedância  $R_e$  for muito elevada, o comparador (amplificador operacional A) compara o sinal

recebido com um sinal de referência e dispara um alarme quando necessário. A frequência de 100 kHz não interfere no sinal de ECG (eliminado por filtros) e nem apresenta riscos aos pacientes.

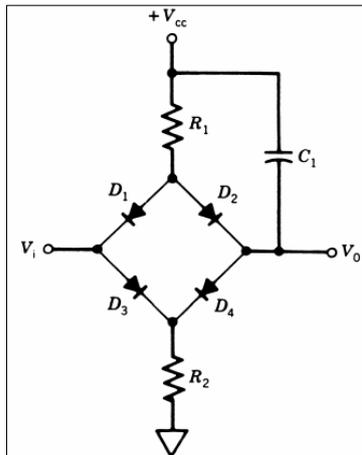
Figura 17 - Circuito detector de falha de derivação.



Fonte: [10]

- Marcador de eventos: tem a função de enviar ao registrador os eventos ocorridos durante o exame, tais como desconexão dos eletrodos, alarmes de taquicardia ou braquicardia, resultados e interpretações do QRS, entre outros que podem ser acrescentados dependendo do fabricante (*hardware* ou *software*);
- Rejeição de marca-passo: filtro específico para sinais do tipo impulso de tensão (Figura 18), como os marca-passos ( $\approx 1 \text{ V}/\mu\text{s}$  e duração de 5 ms), tanto internos quanto externos. O filtro composto por  $R_1$  e  $C_1$  impede que na saída  $V_o$  surjam inflexões muito rápidas de tensão oriundas de  $V_i$ , a ponte de diodo relaciona a entrada com a tensão de referência ( $V_{cc}$ ) limitando a saída à tensão de referência e ajustando-se os componentes  $R_1$ ,  $R_2$  e  $C_1$  pode-se atenuar os sinais de marca-passo sem que se deforme o sinal de ECG;

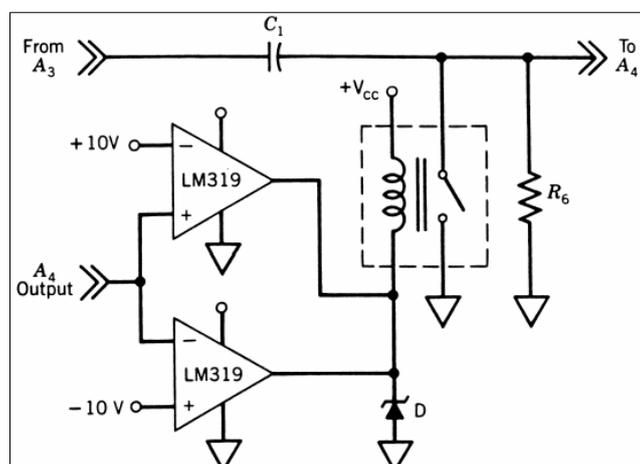
Figura 18 - Circuito de rejeição de marca-passo



Fonte: [10]

- Calibração: circuito que envia um sinal de 1 mV à 80 ms ao microprocessador e ao registrador e serve para aferição do operador;
- Restauração de linha de base: Diversos fatores podem deslocar ou alterar a linha base do sinal do ECG, tais como saturação dos amplificadores por um sinal DC, resposta lenta do sistema, chaveamento entre as derivações, mau contato nos eletrodos, movimento do paciente, etc. Este circuito é responsável por reiniciar a linha base quando a mesma se encontra em saturação. Na Figura 19 os amplificadores LM319 comparam o sinal  $A_4$  com  $\pm 10$  V, quando este limite é ultrapassado o rele é acionado descarregando  $C_1$  e restaurando a linha base;

Figura 19 - Circuito de restauração da linha base



Fonte: [10]

Circuitos de análise de parâmetros opcionais (azul):

- Cardiotacômetro: sistema que identifica os BPM;
- Medidor de respiração: sistema que registra as respirações por minuto através da variação da impedância torácica;
- Alarmes: sistema para emitir um sinal de alerta assim que alguma condição pré-estabelecida atinja seu limite.

### ***1.1.1. Modelos comerciais de um equipamento de ECG***

Os equipamentos comerciais são baseados nos circuitos padrões apresentados, sendo que algumas marcas se destacam devido a sua qualidade e popularidade entre os cardiologistas.

*Eletrocardiógrafo EP-3 da marca Dixtal:* Um excelente equipamento muito popular entre os cardiologistas, no ano de 2019 [22]. Foi elaborado por uma das marcas mais conhecidas do Brasil, fundada em 1978 [23], que foi adquirida em 2008 pela holandesa Philips.

Descrição do equipamento:

- Traçado permanente, de alta qualidade.
- 3 canais e 12 derivações ao toque de uma só tecla, em uma só página. Impressão com papel e caneta comuns.
- Correção automática da linha base e de interferência. Traçado digital de alta fidelidade. Ponto J<sup>4</sup> bem definido.
- Bateria, pilha e rede. Vários modos de operação. Saída digital para eventual interligação ao computador.

---

<sup>4</sup> O ponto J é o local onde se inicia a segmento ST (Figura 1.9), ponto determinado pelo fim da onda S.

- Baixo custo operacional. Principais características: Eletrocardiógrafo Portátil Digital de 1 e 3 canais.
- Impressão em papel comum (não termossensível) e caneta comum (Roller Ball). Formulário contínuo ou folhas individuais.
- Comunicação com microcomputadores (RS 232).
- 12 derivações automáticas com registro em uma única página.
- Realiza cópias dos exames.
- Entrada analógica para sinais externos.
- Processamento digital para eliminação de ruídos de rede elétrica e tremor muscular.
- Quatro modos de operação: Automático, Manual, Ritmo e Externo. Alimentação por pilhas, baterias recarregáveis ou rede elétrica.
- Operação automática com uma única tecla.
- Indicação visual de problemas: eletrodo solto, falta de papel, etc.
- Proteção contra descarga de desfibrilador [24].

*Eletrocardiógrafo Wincardio, marca Micromed:* Um ECG fabricado no Brasil pela empresa Micromed, criada em 1993, com foco principal em exames clínicos de repouso. Descrição:

- Necessita de computador para seu pleno funcionamento.
- Conexão com ou sem fio.
- 12 derivações simultâneas: DI, DII, DIII, aVR, aVL e aVF, V1, V2, V3, V4, V5, V6.
- Faixa de frequências: 0,05Hz a 150Hz (-3dB).

- Conversão analógico-digital: 16 bits a 600 amostras/s por canal.
- Amplitude máxima do sinal de entrada: 20mVpp.
- Potencial de eletrodo máximo antes da saturação: +/- 340mV.
- CMRR: 100dB (mínimo).
- Sensibilidade: 2,6  $\mu$ V.
- Velocidade de traçado de 25 mm/s e 50 mm/s (+/- 1%).
- Ganhos de amplitude de 5 mm/mV, 10 mm/mV e 20 mm/mV (+/- 5%).
- Filtros digitais para eliminação de flutuação de linha de base, interferência de rede elétrica de 60Hz e interferência muscular.
- Frequências cardíacas de 30 a 240 bpm (+/- 1%).
- Circuito do paciente com terra flutuante com proteção contra descargas de desfibriladores cardíacos [25].

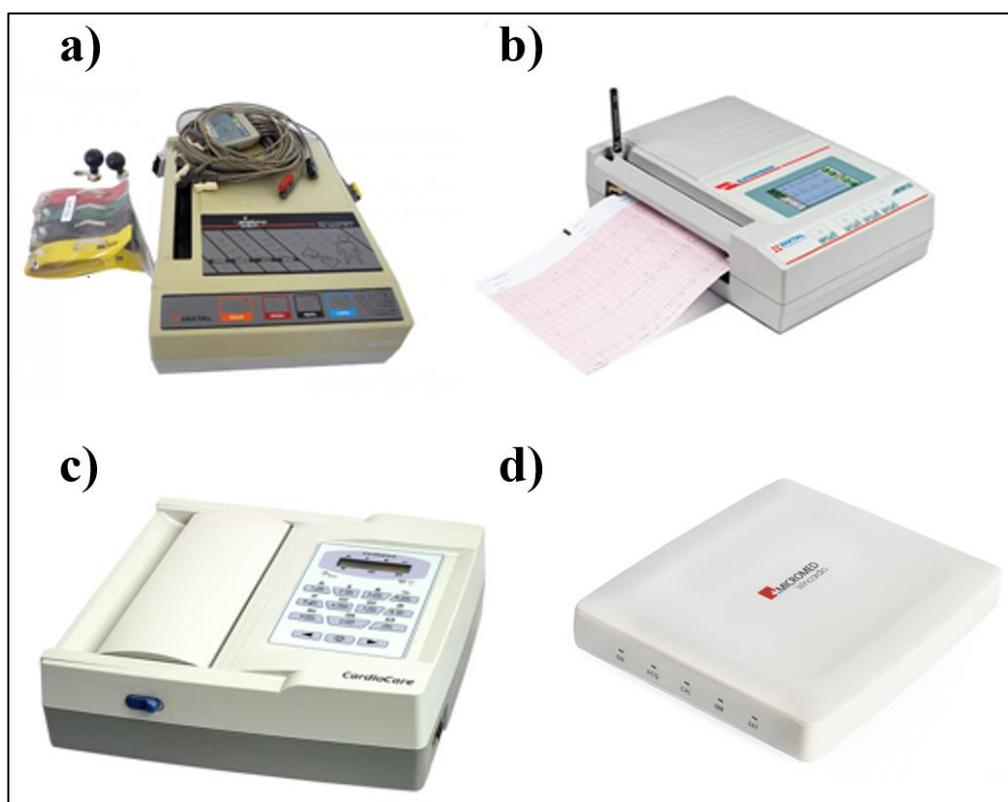
*Eletrocardiógrafo CardioCare 2000, marca Bionet:* Atualmente é o ECG mais vendido no Brasil, fabricado pela empresa Bionet da Coreia do Sul e importado pela empresa Macrosul. Descrição:

- Impressora térmica integrada de alta resolução.
- Impressão em 1, 3, 6 e 12 canais no formato A4.
- Economia de impressão, em modo grade, permite o uso de bobina de fax.
- Fácil operação utilizando apenas uma tecla.
- Interpretação do ECG e medidas complexas.

- Bateria recarregável de longa duração.
- *Software* permite visualizar / arquivar / enviar / imprimir em papel comum.
- Opcionais de suporte com rodízios e/ou mesa de transporte [26].

A Figura 20 apresenta 3 modelos comerciais de equipamentos de ECG, sendo 2 com registradores analógicos (a e c) e um com tela sensível ao toque (b).

Figura 20 - Equipamentos de ECG comerciais (Dixtal EP-3 (a), Dixtal EP-12 (b), Bionet CardioCare 2000 e Micromed Wincardio USB (d))



Fonte: Tanji, 2019

## 1.2. JUSTIFICATIVA PARA O DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO

Segundo a Organização Pan-Americana de Saúde (OPAS) [27], em 2015, assim como no Brasil, as DCV foram responsáveis por 17,7 milhões de mortes. Este número representa 31% de todas as mortes em nível global, sendo 7,4 milhões por DCV e 6,7 milhões

por AVE. Mais de 75% destas mortes ocorrem em países de média ou baixa renda, sendo que estas poderiam ser evitadas através de uma medida preventiva acerca de fatores de risco e facilidade ao acesso de diagnósticos de ECG, um exame economicamente viável e muito eficiente.

O maior problema encontrado durante o desenvolvimento e projeto de equipamentos de ECG está na filtragem dos ruídos que interferem nos sinais de biopotencial. Vários fatores podem favorecer para a poluição do sinal com ruído, mas a condição mais comum é a interferência da rede de energia elétrica através de interferência eletromagnética [28].

Sinais de biopotencial possuem poucos milésimos de volts de amplitude, que podem ser facilmente contaminados com ruídos externos de amplitude maior do que a do próprio sinal, assim Metting van Rijn, Peper e Grimbergen [28] estabelecem uma tolerância de 1% (relação sinal ruído (SNR) de 30 dB) de ruído no sinal após processamento para considerá-lo adequado à interpretação médica. Estes valores só podem ser alcançados utilizando-se de filtros e amplificadores para eliminar as interferências e permitir o registro apropriado do sinal.

Equipamentos de ECG de baixo custo, utilizando-se de apenas dois eletrodos e com sistema de filtragem e amplificação adequados podem salvar muitas vidas em todo o mundo, principalmente em países de baixa renda onde as DCV causam muitas vítimas. Além do mais, o desenvolvimento de um equipamento bi-eletrodo pode ser aplicado em desfibriladores, cardioversores, equipamentos vestíveis de ECG, monitoração remota, monitoração em tempo real durante a prática de atividades físicas para monitoramento de rendimento, monitoramento de pacientes de risco e exames à distância.

Equipamentos com dois eletrodos apenas, sem a necessidade do eletrodo de perna direita economizam cabos, eletrodos, tempo de preparo e podem simplificar a aplicação no cotidiano laboral. São mais sustentáveis pois utilizam menos material, agredindo menos o meio ambiente e economicamente mais acessíveis às populações de países do terceiro mundo, principais locais de morte por DCV e AVE por falta de cuidado e diagnóstico.

Comparando com o diagrama de blocos da Figura 13 de Button, o modelo apresentado neste trabalho será bem mais simples, porém mantendo-se a qualidade apresentada nos trabalhos anteriores. Os blocos que compõem este projeto são: eletrodos, pré-amplificador, amplificador, registrador, microprocessador, ADC e conversor digital para

analógico (DAC). Os blocos de proteção e isolamento serão dispensados durante os estudos deste trabalho de maneira a simplificar o circuito.

As faixas de frequências de leitura de um sinal de ECG tipicamente encontram-se entre DC e 150 Hz, pois as ondas do complexo QRS possuem frequências diferentes. Para uma frequência de batimentos cardíacos de aproximadamente 60 BPM, as ondas T e P tipicamente possuem um espectro de frequência próximo da DC, em torno de 0,05 a 0,5 Hz, já as ondas QRS possuem um espectro de frequência próximo a 10 Hz. Como a frequência cardíaca de uma pessoa pode variar de 40 até mais de 100 BPM, as ondas do complexo QRS também variam a sua frequência, assim os equipamentos devem ter uma faixa de leitura de frequência suficiente para não perder nenhum sinal do coração.

Segundo o Dr. Djalma Duarte, coordenador do curso de ECG da [ecg.med.br](http://ecg.med.br), as amplitudes máximas (onda R) normais dos sinais de ECG no plano frontal estão entre 0,5 e 1,9 mV e no plano precordial estão entre 0,8 e 2,9 mV [29]. Baixas amplitudes podem indicar obesidade, derrame pericárdico, derrame pleural, enfisema pulmonar ou pneumotórax e altas amplitude podem indicar miocardiopatia hipertrófica ou risco de morte súbita [30].

Em [31] e [32] a banda de passagem é de 0,05 a 100 Hz, em [33] a banda de passagem é de DC à 100 Hz, em [34] a banda de passagem é de 0,05 a 150 Hz e em [20] a banda de passagem é de 0,01 a 150 Hz. Respeitando-se os critérios de Nyquist para circuitos digitais, a frequência de amostragem do sinal deve ser no mínimo duas vezes a máxima frequência do sinal para evitar perda de dados.

Tipicamente os equipamentos comerciais trabalham com uma frequência de amostragem de 240 ou 360 Hz [33], porém as novas técnicas pesquisadas têm utilizado frequências maiores para a amostragem dos sinais. Em [35] a frequência de amostragem é de 400 Hz, em [36] e [37] a frequência de amostragem é de 1000 Hz, e em [38] a frequência de amostragem é de 6,4 kHz, porém o sistema necessita de 25,6 kHz para operar. Em [33] e [39] têm-se exemplos de pesquisadores que trabalham com a frequência de amostragem de 360 Hz.

Neste contexto, o filtro utilizado neste trabalho operará com uma banda de passagem de DC até 360 Hz e uma frequência de amostragem de 1 kHz.

### 1.3. OBJETIVOS

#### 1.3.1. *Objetivo Geral*

Projetar um sistema de cancelamento de interferências eletromagnéticas oriundas da rede elétrica de potência através de um sistema de filtragem adaptativo baseado em um filtro de média móvel (MAV – “*Moving Average*”) e um rastreador de fase (PLL – “*Phase Locked-Loop*”).

#### 1.3.2. *Objetivos Específicos*

- Realizar a revisão bibliográfica das técnicas utilizadas nos últimos anos para operar a filtragem de sinais bioelétricos, a fim de estabelecer parâmetros para a técnica a ser aplicada neste desenvolvimento;
- Realizar a busca de um banco de dados de exames de ECG afim de utilizá-lo nas simulações;
- Determinar os parâmetros construtivos do filtro matematicamente, assim como os seus controladores;
- Construir um modelo de simulação em *software* capaz de reproduzir o sinal do banco de dados e de atribuir interferências ao mesmo;
- Construir um modelo completo do filtro em *software*;
- Elaborar um algoritmo em linguagem computacional capaz de ser utilizado com a família dos microcontroladores ou microprocessadores;
- Realizar os testes com simulador de ECG;
- Validar os dados obtidos e comparar com outros métodos.

---

#### **1.4. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO:**

Finalizada a revisão bibliográfica acerca do sistema cardiovascular, dos blocos padrão dos eletrocardiógrafos comerciais e dos modelos comerciais mais vendidos, bem como salientado a motivação deste trabalho e os objetivos a serem alcançados, o restante desta dissertação está dividido conforme segue:

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão das técnicas de filtragem de sinais de ECG, onde vários autores expõem suas ideias sobre novas tecnologias para o cancelamento de ruído oriundo de interferência eletromagnética (EMI).

No Capítulo 3 é apresentado com detalhes a análise do projeto e o desenvolvimento do sistema de duplo filtro média móvel adaptado em frequência, denominado 2MAV-PLL.

No Capítulo 4 são apresentados os resultados simulados e experimentais sobre o filtro 2MAV-PLL.

No Capítulo 5, são apresentadas as conclusões finais e propostas de continuidade do trabalho.

---

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DE TÉCNICAS DE FILTRAGEM DE SINAIS DE ECG

---

### 2.1. AIBOUD ET AL. (2015):

Aiboud et al., em 2015, [31], informam que a faixa de frequência em que os equipamentos de ECG operam, tipicamente estão entre 0,05 e 100 Hz. As interferências no sinal são originadas a partir de interferências da rede elétrica, atividade elétrica dos músculos, instabilidade no contato do eletrodo com a pele e problemas de instrumentação. Vários métodos são abordados para a eliminação dos ruídos, tais como filtros de resposta ao impulso finita (FIR), filtros de resposta ao impulso infinita (IIR), filtros adaptativos, lógica Fuzzy e transformada Wavelet.

O foco do trabalho de Aiboud et al. é a comparação entre os filtros de Kalman (adaptativo), filtro da média dos mínimos quadrados (LMS) (adaptativo), Wavelet estacionário (UWT) e FIR passa-baixa. Como resultado os filtros de Kalman e LMS obtiveram o menor atraso de fase. O filtro LMS conseguiu eliminar as frequências muito baixas, porém levou mais tempo para se adaptar ao sinal, apesar disso o filtro de Kalman e o UWT não conseguiram eliminar as frequências muito baixas devido aos seus aspectos construtivos, mas se adaptaram rapidamente ao sinal [31].

Aiboud et al. realizam os testes com 90 registros de ECG obtidos da base de dados de *Physiobank*<sup>5</sup>. Estes dados são registrados através de DI por 60 s a uma frequência de 500 Hz e 10 mV de amplitude. Com estes dados é gerada a Tabela 2, onde é possível observar que o filtro de Kalman possui a melhor SNR entre os filtros analisados.

---

<sup>5</sup> <https://archive.physionet.org/physiobank/database/>

Tabela 2 - Valores médios em dB de SNR dos filtros (FIR, Kalman, LMS e UWT)

<i>Filtros</i>	<i>FIR</i>	<i>Kalman</i>	<i>LMS</i>	<i>UWT</i>
<SNR>	14.7405	14.9639	14.0106	8.5313

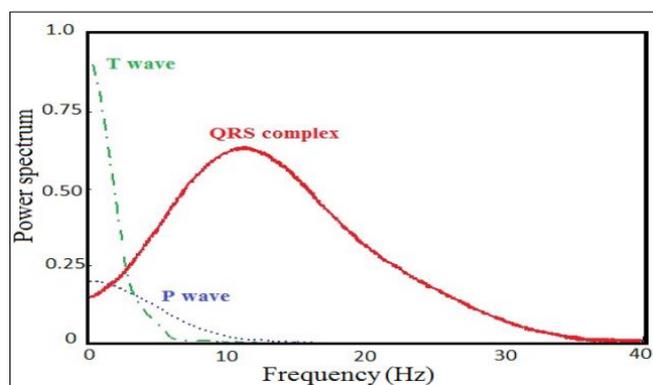
Fonte: [31] (adaptado por Tanji, 2019)

Com o conjunto das características observadas e a SNR, Aiboud et al. concluem que os melhores resultados para os testes realizados foram do filtro adaptativo do tipo Kalman.

## 2.2. ADOCHIEI, EDU E ADOCHIEI (2011)

Adochiei, Edu e Adochiei, no ano de 2011, [36], realizaram uma comparação entre dois métodos distintos de filtragem para sinais de ECG, o método da transformada Wavelet discreta (DWT) e um filtro adaptativo baseado no erro quadrático médio. A Figura 21 demonstra a faixa de frequência dos principais componentes do ECG de um paciente saudável, assim Adochiei, Edu e Adochiei trabalham com frequências abaixo de 50 Hz.

Figura 21 - Representação de cada uma das ondas do ECG no espectro de frequências.



Fonte: [36]

Adochiei, Edu e Adochiei utilizam duas bibliotecas do software LabVIEW para realizar as simulações e os testes, sendo estas a Wavelet Denoise, configurada como UWT de cinco níveis e Adaptive filter Express VI, configurada como LMS normalizada (NLMS) com período de amostragem de 0,001 s e um filtro de 2ª ordem.

Um sinal de ECG com amplitude de 1,0 V de pico a pico e frequência de 60 BPM foi contaminado com 3 tipos diferentes de ruídos com uma amplitude de 300 mV: ruído branco, ruído gaussiano e EMI na frequência fundamental mais a 2ª e a 3ª harmônicas em uma rede de

50 Hz. Após a execução dos algoritmos de filtragem o erro médio foi de aproximadamente 0,060 para o UWT e 0,006 para o NLMS [36].

Adochiei, Edu e Adochiei concluem que o filtro NLMS obteve os melhores resultados para os testes realizados através do método de comparação do erro médio dos sinais (sinal filtrado menos o sinal original sem ruído), porém o mesmo desconsidera o tempo de atraso gerado pelos filtros e não traz informações assertivas sobre o SNR.

### **2.3. OLIVEIRA, HADDAD E HENRIQUES (2017):**

Oliveira, Haddad e Henriques [39], 2017, em seu artigo, realizam a comparação de 5 variações do filtro adaptativo LMS em conjunto com os algoritmos da família *Set-Membership*, sendo o próprio LMS, o NLMS, o *Set-Membership* NLMS (SM-NLMS), o *Set-Membership* Bi-Normalizado versão II (SM-BNLMS II) e o NLMS com atualização parcial (PU-NLMS).

Quatro registros da base de dados do *MIT-BIH Database Distribution* foram utilizados, cada um com 4000 amostras. Quatro tipos de ruídos foram acrescentados aos registros de ECG, oscilação da linha de base (BW), movimentação dos eletrodos (EM), atividade elétrica muscular (MA) e EMI na frequência fundamental de 60 Hz e 2 mV de pico a pico (amostrado em 200 Hz). O desempenho dos algoritmos de filtragem foi mensurado através do SNR.

A Tabela 3 demonstra significativa melhora do SNR em ambos os algoritmos utilizados, porém, conforme o trabalho de Oliveira, Haddad e Henriques, o SM-NLMS desempenhou melhor atenuação de ruído em 3 dos 4 testes apresentados e obteve a melhor média. Apenas nos artefatos do tipo MA que houve um destaque para o algoritmo PU-NLMS, que ficou com a terceira melhor atenuação na média geral. Oliveira, Haddad e Henriques não analisam o atraso do sinal em seus estudos.

Tabela 3 - Valores médios em dB do SNR do sinal corrompido e filtrados (LMS, NLMS, SM-NLMS, SM-BNLMS II e PU-NLMS)

<i>Filtros</i>	<i>Sinal Corrompido</i>	<i>LMS</i>	<i>NLMS</i>	<i>SM-NLMS</i>	<i>SM-BNLMS II</i>	<i>PU-NLMS</i>
BW	-3,9241	8,9145	6,3162	11,3392	9,4991	7,3212
EM	-4,3764	7,6608	7,4826	7,8266	7,5349	7,5398
MA	-8,1299	1,1486	1,4380	1,2975	0,9629	4,4942
EMI	-0,1738	1,3144	0,4307	5,8291	2,8744	0,7414
Média	-4,1511	4,7596	3,9169	6,5731	5,2178	5,0242

Fonte: [39] (adaptado por Tanji, 2019)

#### 2.4. MEIDANI E MASHOUFI (2016):

Meidani e Mashoufi [32], em seu artigo de 2016, demonstram uma técnica, utilizando filtros rejeita-faixa (NF) do tipo FIR, para a eliminação de EMI. As causas principais de EMI nos equipamentos de ECG são, segundo os autores:

- Interferências da rede de energia;
- Campo eletromagnético das máquinas próximas, frequência fundamental e suas harmônicas;
- Efeito adverso do laço de corrente dentro dos próprios cabos do equipamento de ECG;
- Aterramento inadequado do paciente ou do equipamento de ECG;
- Equipamentos elétricos de alta potência como ar condicionado, elevador, raio-x, tomografia, entre outros.

Com o objetivo de utilizar a menor quantidade possível de *hardware* a escolha de filtros FIR rejeita faixa pelos autores [32] está embasada em 3 características principais: fase linear, eficiência para projetos de NF e estabilidade. Utilizando um filtro de 14<sup>a</sup> ordem do tipo *equiripple* o SNR obtido foi de 8,1192. Dois algoritmos são propostos para a melhoria do método existente, sendo eles: Simplificação de *Hardware* por Ajuste de Coeficientes a Zero (HSSCZ) e Simplificação de *Hardware* pela Convergência de Coeficientes (HSCC).

No algoritmo HSSCZ, Meidani e Mashoufi [32] sugerem que os menores coeficientes do filtro FIR sejam substituídos por zero, economizando assim dois blocos, um somador e um multiplicador, para cada coeficiente ajustado como zero. A condição para se aceitar as mudanças são: o SNR deve manter um valor mínimo aceitável definido pelo projetista e os sinais de saída devem ser comparados para verificar a similaridade entre os mesmos. Caso as condições não sejam mantidos os coeficientes vizinhos devem ser modificados e uma nova análise de critérios realizada.

No algoritmo HSCC é proposto que os coeficientes semelhantes sejam unidos, economizando assim um bloco de multiplicação. As mesmas condições do algoritmo HSSCZ são aplicadas e o método da correlação cruzada é utilizado em ambos os algoritmos para a verificação de similaridade dos sinais [32].

Meidani e Mashoufi [32] simulam um filtro FIR usando o método *equiripple* para eliminar uma EMI de 60 Hz em um sinal de ECG e comparam os resultados com um filtro elaborado a partir da aplicação dos algoritmos HSSCZ e HSCC simultaneamente. A banda de frequência é de 0,5 Hz até 100 Hz e o NF terá frequência de corte de 59 e 61 Hz. A Tabela 4 apresenta os resultados obtidos com a implementação do algoritmo misto sugerido.

Tabela 4 - Comparação entre os filtros FIR-*equiripple* e HSSCZ+HSCC em relação ao SNR e a quantidade de blocos.

	<i>Filtro FIR-equiripple</i>	<i>Filtro FIR HSSCZ + HSCC</i>	<i>Diferença (%)</i>
Blocos de Atraso	14	11	-21
Blocos de Multiplicação	8	2	-75
Blocos de Adição	14	4	-71
SNR	8,1192	13,1571	+58

Fonte: [32] (adaptado por Tanji, 2019)

O algoritmo proposto auxiliou na economia de *hardware* e a qualidade do sinal de saída se manteve satisfatória, principalmente devido à resposta em magnitude do filtro. O foco do trabalho foi na qualidade do sinal, em vez da resposta em frequência; com isto, algumas pequenas variações de sinais podem ser eliminadas do sinal de saída, mas para aplicações onde o foco é a economia de *hardware* o algoritmo se mostrou realmente bem útil. Aplicações como equipamentos vestíveis, portáteis e de monitoramento diário necessitam ser leves, ocupar pouco espaço e economizar energia, características estas alcançadas com o filtro desenvolvido. De acordo com os autores, não há como dizer qual filtro é melhor, mas cada projetista deve

analisar as características essenciais para o projeto em questão e escolher a melhor tecnologia disponível [32].

### 2.5. ZIARANI E KONRAD (2002):

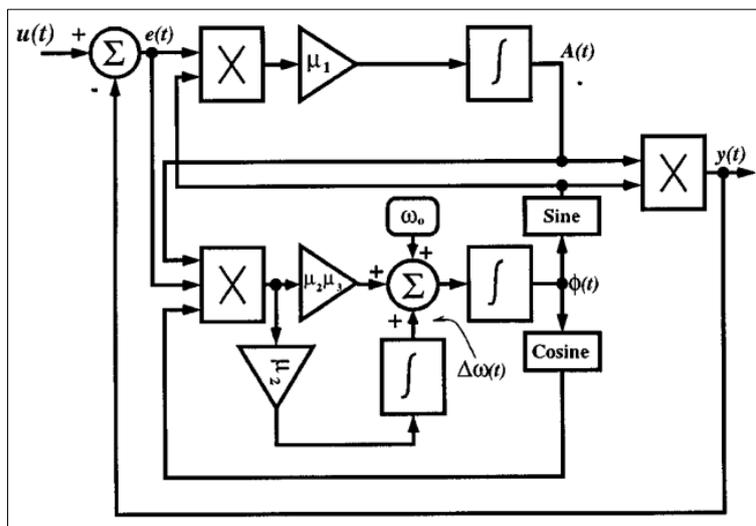
Ziarani e Konrad [33], no ano de 2002, criam um algoritmo não linear para a eliminação de EMI em sinais de ECG. Ratificando os autores anteriores, o sinal de ECG possui espectro de frequência entre a corrente contínua e 100 Hz, possibilitando a operação com frequência de amostragem de 240 ou 360 Hz (conforme os equipamentos comerciais). Para uma melhor varredura, os autores optam por trabalhar com a frequência de amostragem de 360 Hz, permitindo através do critério de Nyquist a observação de sinais de até 180 Hz sem a aparição do efeito de *aliasing* (teoricamente).

Diferentemente dos filtros convencionais de ECG, que se utilizam de elaborados NF para eliminar os ruídos provenientes de EMI, os autores propõem a elaboração de um algoritmo que rastreie a fase, amplitude e frequência do ruído contido dentro do sinal de ECG, sendo assim necessário um filtro simples de 2ª ordem que isole o ruído. O ruído isolado é enviado para o algoritmo e então através dos dados do ruído (amplitude, fase e frequência) é gerado uma onda senoidal semelhante a EMI que será subtraída do sinal de entrada, obtendo como resultado um sinal livre de ruído [33].

A Figura 23 apresenta o diagrama em blocos do método adaptativo não linear de Ziarani e Konrad (NAM-ZK) para a eliminação de EMI do sinal de ECG, o núcleo do algoritmo é apresentado na Figura 22, n conjuntos de blocos são construídos paralelamente a fim de se eliminar o ruído na frequência principal e nas suas harmônicas.

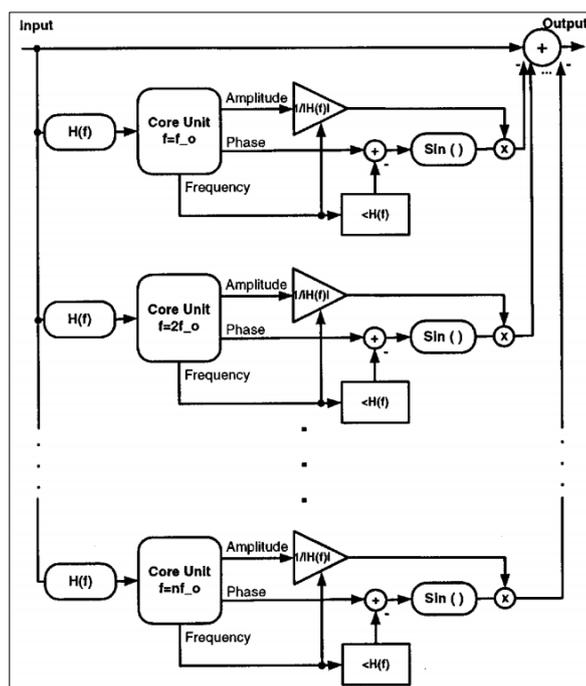
Para a análise de desempenho os autores adicionam um ruído de 60 Hz e 1 mV ao sinal de ECG de 1,5 mV de pico a pico em uma frequência de 80 BPM. Os parâmetros  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  e  $\mu_3$  determinam a velocidade de convergência e o erro final. O algoritmo sugerido pelos autores, com as melhores configurações para os parâmetros, resultou em rastreamento do erro em até 3 ciclos para frequências da rede oscilando em até  $\pm 2$  Hz da frequência fundamental.

Figura 22 - Diagrama em blocos do núcleo do algoritmo de Ziarani e Konrad.



Fonte: [33]

Figura 23 - Diagrama em blocos do algoritmo de Ziarani e Konrad para eliminação de EMI.



Fonte: [33]

Na comparação com métodos já existentes, Ziarani e Konrad [33] citam os principais recursos do algoritmo elaborado:

- Eficácia no rastreamento de grandes variações nos parâmetros da EMI, tais como amplitude e frequência;

- Não necessita de uma referência do sinal de ruído;
- Não necessita de sincronização externa, como por exemplo um circuito PLL;
- Robustez e imunidade a ruídos;
- Simplicidade na sua estrutura.

Com o algoritmo proposto alcançou-se uma atenuação no ruído da EMI de aproximadamente 20 dB.

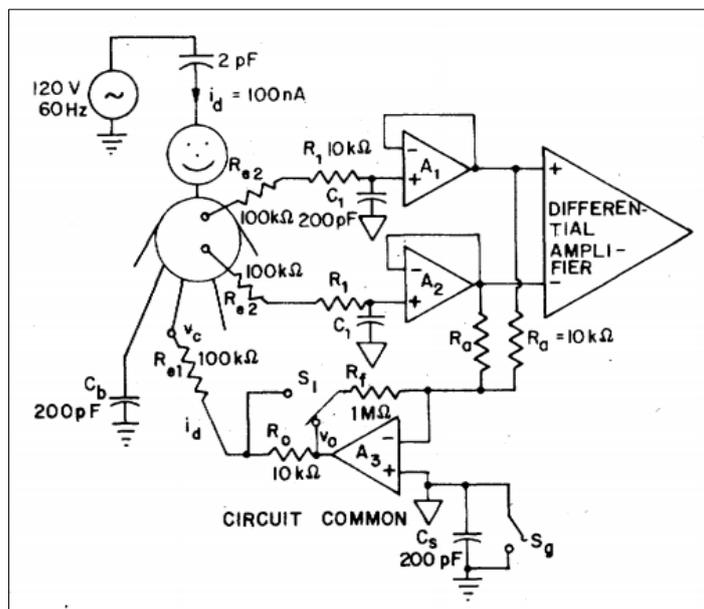
## **2.6. HWANG E WEBSTER (2006):**

Em 2008, Hwang e Webster [34] apresentam um algoritmo composto por duas etapas para a eliminação de ruído nos sinais de ECG captados por dois eletrodos.

A primeira etapa consiste em resolver a ausência do eletrodo de perna direita (EPD), responsável por descarregar interferências vindas da rede elétrica e de cargas estáticas, que podem saturar os amplificadores de entrada, através de uma amostra do sinal dos amplificadores  $A_1$  e  $A_2$ , o sinal é invertido e enviado de volta ao corpo do paciente. A Figura 24 é um circuito clássico do EPD. Isso ocorre principalmente porque uma tensão de modo comum (CMV) induzida na linha de energia, carga eletrostática ou polarização dos eletrodos é transformada em tensão diferencial pelo efeito divisor de potencial se as impedâncias eletrodo-pele estiverem desequilibradas [34] [40].

A CMR propõe atenuar a CMV até valores aceitáveis para o processamento de sinal, principalmente em circuitos que operam com baixa tensão de alimentação. Na Figura 25 os amplificadores  $A_1$  e  $A_2$  formam um buffer de acoplamento com alto valor de CMR. Os resistores  $R_{C1}$  e  $R_{C2}$  são escolhidos com base na impedância de entrada a fim de enviar uma amostra do sinal para o PLL e obter alta impedância de entrada em modo diferencial. O amplificador  $A_{cm}$ , o capacitor  $C_f$  e o resistor  $R_f$  formam a realimentação, que substitui o EPD [34].

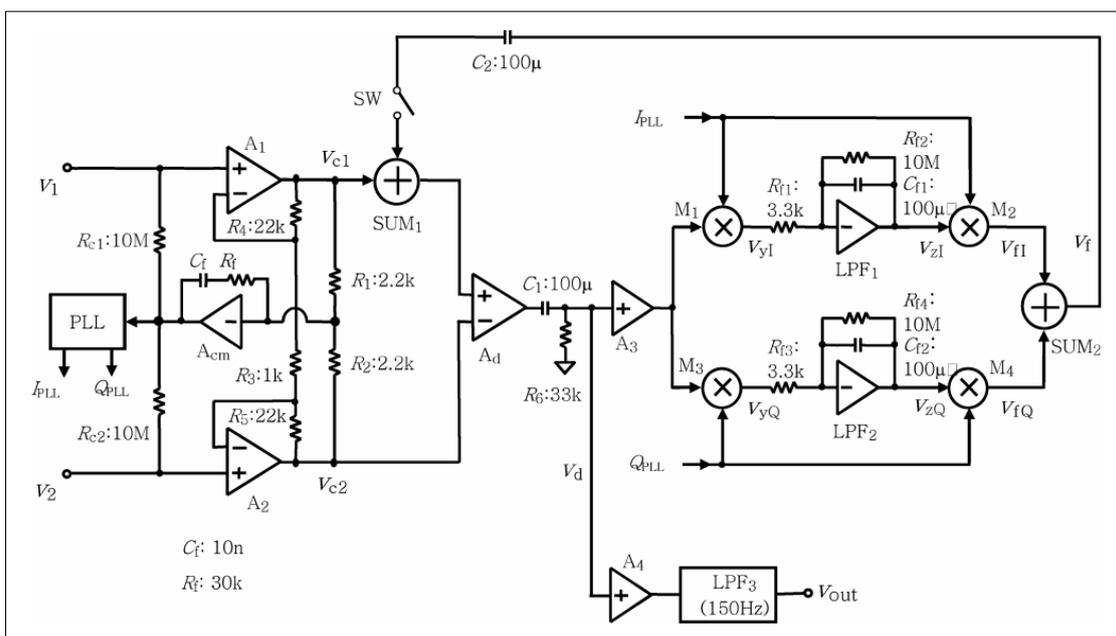
Figura 24 - Circuito do EPD e amplificadores de entrada.



Fonte: [40]

A segunda etapa do algoritmo consiste em um cancelamento de interferência direto (DIC), onde após o amplificador diferencial e o filtro passa-alta de 0,05 Hz a componente do ruído é isolada do sinal original, multiplicando-se pelo sinal  $I_{PLL}$ , em fase com o ruído, e pelo sinal  $Q_{PLL}$ , quadratura do ruído, e após passar pelos filtros passa-baixa e somar os sinais, tem-se o sinal do ruído e pode-se então subtrair o mesmo do sinal de ECG [34].

Figura 25 - Amplificador de biopotencial de dois eletrodos proposto por Hwang e Webster.



Fonte: [34]

Hwang e Webster obtiveram como resultado do algoritmo de rejeição de modo comum e cancelamento direto de interferência (CMR-DIC) uma banda de passagem de 0,05 a 150 Hz com 3 dB de ganho. Em 60 Hz há uma rejeição de 54 dB, com uma banda de 0,6 Hz, medidos a partir de um sinal de 20 mVpp. O sinal filtrado apresentou distorções insignificantes, porém a sua sensibilidade às descargas eletroestáticas se mostrou maior do que os circuitos com EPD, o que foi percebido quando o paciente tocou um ponto de aterramento. A recuperação do sinal foi de 0,5 s quando o paciente soltou do cabo aterrado.

### **2.7. ALZAKER, TASADDUQ E MAHNASHI (2012):**

Alzaker, Tasadduq e Mahnashi [41], em 2012, igualmente aos autores anteriores, enfatiza que a CMR é um dos parâmetros mais importantes em sistemas de aquisição de sinais biopotenciais. Apesar disso, os modernos amplificadores de instrumentação podem apresentar um CMR de até 90 dB. Um defeito característico é conhecido como “efeito de divisão potencial” (EDP), onde a conversão do modo comum para o modo diferencial, principalmente devido à incompatibilidade entre os componentes externos e internos prejudica o CMR. As maneiras mais comuns de eliminar o EDP são a blindagem, a isolação e o circuito de perna direita.

Os circuitos principais de um sistema de processamento de sinais biomédicos são o amplificador de baixo ruído, com ganho entre 20 e 40 dB, um NF com -90 dB de rejeição, um filtro passa-baixa para eliminação dos ruídos de alta frequência, um conversor ADC e um processador digital de sinais (DSP). O NF pode ser tanto digital quanto analógico, NF digitais são mais úteis e eficientes quando a EMI é bem menor que o sinal, o que normalmente não ocorre. Para os NF analógicos apresentarem as características necessárias (atenuação idealmente infinita e banda de rejeição estreita), uma desvantagem é a utilização de resistências e de capacitâncias com valores elevados, normalmente na casa de  $M\Omega$  e nF, o que deixa praticamente inviável a sua construção em um circuito integrado (CI). Componentes com valores reativamente altos podem apresentar comportamento não linear e correntes parasitas, evitando assim o funcionamento apropriado do filtro [41].

Os autores [41] propõem um filtro que atenda aos parâmetros necessários sem apresentar desvantagens que prejudique o funcionamento do sistema. As características estipuladas pelos autores são:

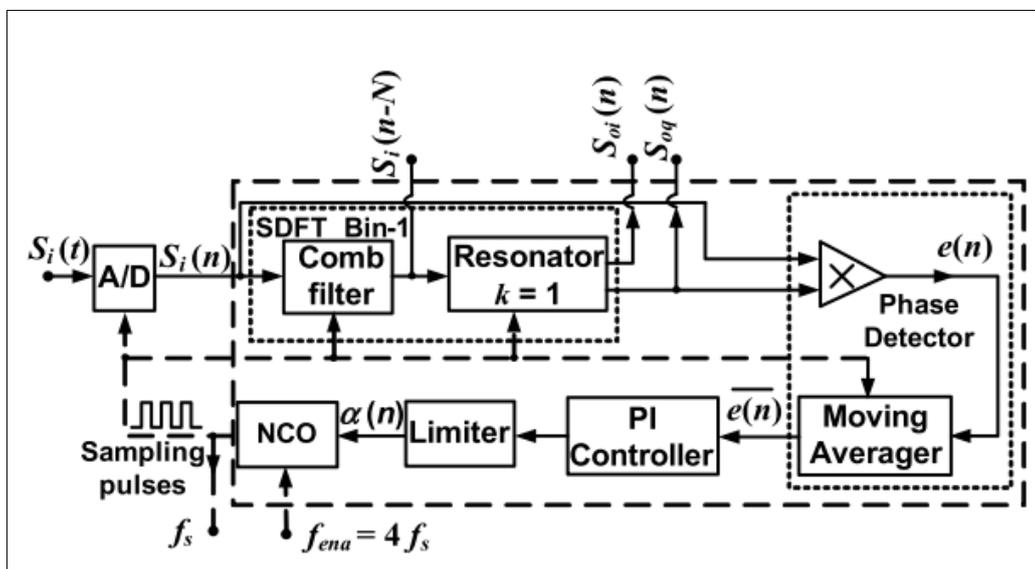


### 2.8. MISHRA ET AL. (2015):

Mishra et al. [38], propõe em seu trabalho de 2015 um cancelador de EMI adaptativo baseado em um PLL combinado com uma transformada de Fourier discreta deslizante (SDFT), para ser utilizado em sinais de ECG. A Figura 27 apresenta os blocos básicos utilizados no projeto, sendo o SDFT composto por um filtro combinado e um ressonador digital, um PLL composto por um multiplicador e uma média móvel, um controlador integral proporcional (PI), um limitador e oscilador numérico controlado (NCO).

O filtro proposto passou por quatro testes para validação dos resultados: 1) sinal de ECG corrompido com uma EMI fundamental de 50 Hz, 2) sinal corrompido por uma EMI de 55 Hz, 3) súbita mudança na frequência da EMI de 50 para 55 Hz e de 50 para 45 Hz e 4) sinal corrompido pela EMI juntamente com a variação da linha de base. O sistema foi elaborado em um arranjo de portas programáveis em campo (FPGA), o sistema de aquisição é composto por um módulo pré-fabricado da BIOPAC e o LabView foi utilizado como IHM [38].

Figura 27 - Vista esquemática do SDFT PLL



Fonte: [38]

Para os testes 1 e 2, os autores obtiveram uma atenuação de -40 dB na frequência fundamental da EMI. O teste 3 demonstra as mesmas atenuações com um tempo de recuperação menor que 0,2 s para cada uma das súbitas mudanças da frequência da interferência. O teste 4 apresentou boa recuperação nos desvios da linha de base; porém foi

inteiramente implementado no LabView utilizando-se de uma linguagem de descrição de hardware (VHDL) [38]. A Tabela 5 demonstra uma comparação de desempenho entre o SDFT PLL [38], o cancelador adaptativo baseado em FPGA (AC-FPGA) de Ramos et al. [37], o NAM-ZK [33] e o cancelador adaptativo de interferência da rede elétrica (APIC) de Martens et al. [35].

Tabela 5 - Comparação de performance entre SDFT PLL e outros métodos.

	<i>SDFT PLL</i>	<i>AC-FPGA</i>	<i>NAM-ZK</i>	<i>APIC</i>
Atenuação de EMI	-40 dB	-27,87 dB	-20 dB	-36 dB <sup>6</sup>
Frequência de Amostragem	6,4 kHz (25,6 kHz)	1 kHz	360 Hz	400 Hz

Fonte: [33] [38] [37] [35] (adaptado por Tanji, 2019)

Os autores analisaram o desempenho do SDFT PLL em relação ao ruído Gaussiano, à inter-harmônicas e às sub-harmônicas, porém o sistema não foi capaz de eliminar tais interferências sem modificações ou acréscimos de outros blocos e componentes. Para a filtragem das harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas, ressonadores adicionais devem ser incluídos no projeto, um para cada uma das frequências que se deseja remover, além de necessitar de uma alta frequência de amostragem para seu funcionamento [38].

## 2.9. MARTENS (2006):

No ano de 2006, Martens et al. [35] produziram um artigo realizando várias implementações e melhorias no método NAM-ZK [33]. Estas melhorias foram implementadas para que o método possa atender aos requisitos sugeridos por Metting van Rijn em 1990 [28] para uma aquisição de ECG de alta qualidade, sendo que a amplitude do ruído de EMI no sinal de deve estar baixo de 1% da amplitude do sinal de QRS de pico a pico.

Seis importantes melhorias foram propostas pelos autores [35]:

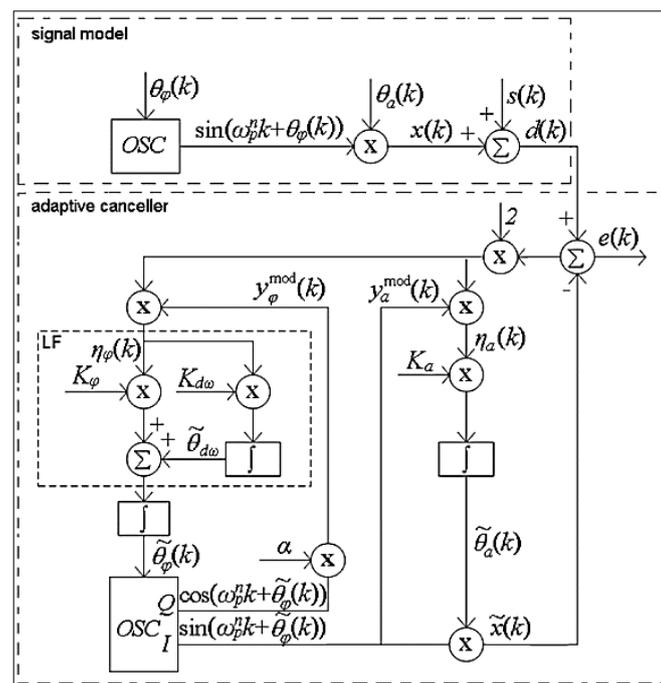
- Sistema estruturado como um PLL;

<sup>6</sup> Este valor foi alterado com base no artigo publicado por Martens et al. [33], pois havia um erro de digitação no artigo [36].

- Adaptação do esquema para que o mesmo funcione inicialmente sem a necessidade de se conhecer a amplitude da EMI;
- Melhorias na constante de derivação, a fim de melhoras no rastreamento;
- Uma solução generalizada para controlar o bloqueio de adaptação, que não requer detecção de QRS;
- Uma solução para a redução de harmônicos.

A Figura 28 apresenta o esquema do APIC, onde dois blocos principais podem ser observados, o modelo do sinal e o cancelador adaptativo. O cancelador adaptativo está estruturado como um PLL, onde há um filtro em laço, um oscilador, a realimentação negativa, e um controlador integrador, além das referências  $K_a$  e  $K_\varphi$ .

Figura 28 - Modelo do sinal corrompido e esquema do APIC



Fonte: [35]

Os testes foram realizados utilizando um sinal de ECG de 1000  $\mu\text{V}$  de pico a pico, este sinal é corrompido com uma EMI de 50 Hz  $\pm 8\%$ , uma amplitude que varia de 15 até 1500  $\mu\text{V}$  e um componente harmônico de 150 Hz. O método de análise escolhido pelos autores é o SNR, com mil aquisições realizadas. Cinco outros métodos de filtragem de ECG são

escolhidos para realizar a comparação de desempenho com o APIC: NF com banda de rejeição estreita (NB-NF), NF com banda de rejeição larga (WB-NF), um cancelador simplificado sem filtragem de erro e bloqueio de adaptação (SAC1), o SAC1 acrescentando-se um filtro de erro (SAC2) e o NAM-ZK [33]. Os resultados são apresentados na Tabela 6 e Tabela 7, com exceção do algoritmo NAM-ZK que não conseguiu filtrar o sinal do teste, pois o ajuste do ganho em laço deve ser precisamente ajustado para cada sinal de interferência, não convergindo assim para o teste proposto [35].

Tabela 6 - Comparação de performance entre APIC e outros métodos (atenuação em dB).

<i>Variação da Frequência</i>	<i>APIC</i>	<i>NB-NF</i>	<i>WB-NF</i>	<i>SAC1</i>	<i>SAC2</i>
0%	36	23	15	6	19
0,8%	37	11	15	6	20
8%	38	1	9	5	22

Fonte: [35] (adaptado por Tanji, 2019)

Tabela 7 - Comparação de performance entre APIC e outros métodos (atenuação em dB).

<i>SNR de entrada</i>	<i>APIC</i>	<i>NB-NF</i>	<i>WB-NF</i>	<i>SAC1</i>	<i>SAC2</i>
-20 dB	36	23	15	17	19
0 dB	36	23	15	6	19
20 dB	36	23	15	14	24

Fonte: [35] (adaptado por Tanji, 2019)

Em média o SNR do método APIC é de 36 dB para todos os testes de desempenho realizados, porém uma das limitações do sistema apontadas pelos autores é a variação máxima em frequência de  $\pm 4$  Hz para a referência da rede elétrica.

---

### 3. ANÁLISE E DESENVOLVIMENTO

---

O cancelamento de ruídos provenientes da rede elétrica é a maior preocupação para tratamento de sinais, principalmente os sinais bioelétricos. Muitos algoritmos foram propostos ao longo dos anos, como observados nos trabalhos publicados por Ziarani e Konrad [33], Ramos et. al. [37], Oliveira et. al. [39], entre outros.

Técnicas clássicas foram amplamente desenvolvidas durante os anos de 1980 e 1990 como em Winter e Webster [40] e Metting van Rijn, Peper e Grimbergen [28] [42]. Estas técnicas consistiam em filtros rejeita faixa analógicos ou digitais que podem ser configurados com bandas de passagem estreitas ou largas. Filtros com banda estreita oferecem problemas quanto à variação da frequência fundamental da rede de distribuição de energia elétrica entregue pelas concessionárias, mas possuem boas respostas de eliminação de ruídos. Já os filtros de banda larga possuem baixa qualidade de resposta e filtragem, mas não sofrem com as variações da frequência fundamental da rede.

#### 3.1. FILTRO MAV

O filtro de média móvel é um filtro digital que apresenta comportamento semelhante aos filtros FIR do tipo passa baixa. No cancelador adaptativo, proposto neste trabalho, dois filtros MAV serão utilizados, sendo o primeiro para filtrar as altas frequências geradas pelo detector de fase (PD) e o segundo para realizar o cancelamento do ruído de EMI presente no sinal de ECG. No filtro MAV do PD as frequências de corte e sintonização são constantes e são utilizadas 10 amostras (ordem ou largura = 10), este valor é definido através da relação entre a frequência de amostragem (1200 Hz) e a frequência de corte (120 Hz), conforme equação 3.5 e 3.14. No MAV principal (adaptativo) o algoritmo utiliza a frequência rastreada pelo PLL como frequência de corte para realizar a sintonização do filtro e gerar o cancelamento preciso do ruído de EMI.

Os filtros MAV apresentam algumas vantagens para a aplicação neste projeto, como:

- Baixo custo computacional, operações simples de soma e divisão;
- Fácil implementação;

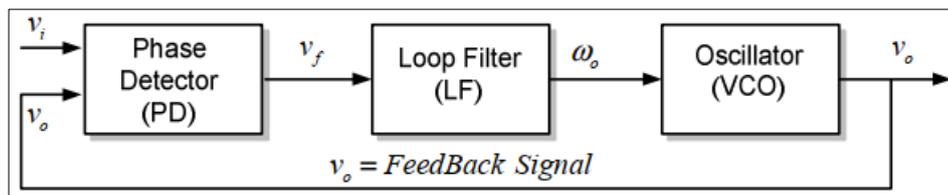
- Elimina a EMI na frequência natural e em suas harmônicas, preservando as frequências intermediárias;
- Atraso de fase linear; e
- Faixa de rejeição estreita.

Como desvantagem, a atenuação dos picos dos sinais, podem ser um problema nas ondas Q dos sinais de ECG.

### 3.2. PHASE LOCKED LOOP (PLL)

Um PLL é composto por três circuitos principais, sendo eles o detector de fase (PD), responsável por comparar o sinal da realimentação com o sinal de entrada, o laço de filtro (LF), responsável por filtrar as altas frequências geradas no PD e pela dinâmica do sistema, muitas vezes pode ser utilizado um controlador proporcional integral (PI)<sup>7</sup> como LF e, um oscilador controlado em tensão (VCO) que gera a onda senoidal da tensão de referência (realimentação). Neste trabalho sua utilização é justificada pela necessidade de se conhecer apenas a frequência natural do ruído EMI presente no sinal de ECG [43]. A Figura 29 apresenta uma estrutura geral de um PLL.

Figura 29 - Estrutura Geral de um PLL



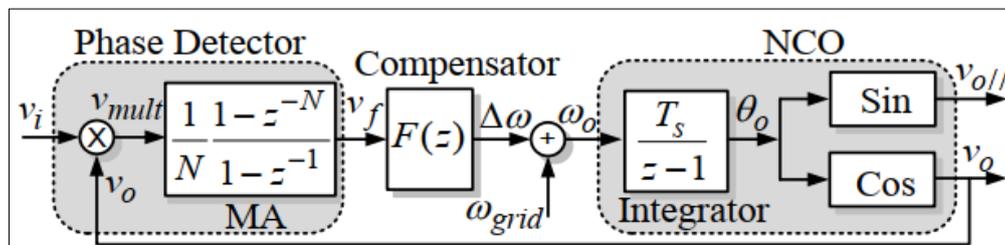
Fonte: [44]

O sistema PLL utilizado para o projeto foi baseado no trabalho de Ama, Komatsu e Matakas [45] (MA-PLL) onde o mesmo é desenhado com um filtro MAV não adaptativo (Figura 30). A opção por este PLL se dá pois o mesmo apresenta baixo custo computacional e

<sup>7</sup> Um controlador PI é composto por duas etapas onde a etapa P será proporcional ao erro e a etapa I será uma integral do erro, ambas as etapas devem ser configuradas para ajustar o valor do erro a zero em malha fechada.

boa resposta em frequência (não necessita-se da amplitude e da fase do sinal para este projeto, pois deseja-se eliminar toda a EMI) mesmo quando se tem uma oscilação na amplitude da EMI.

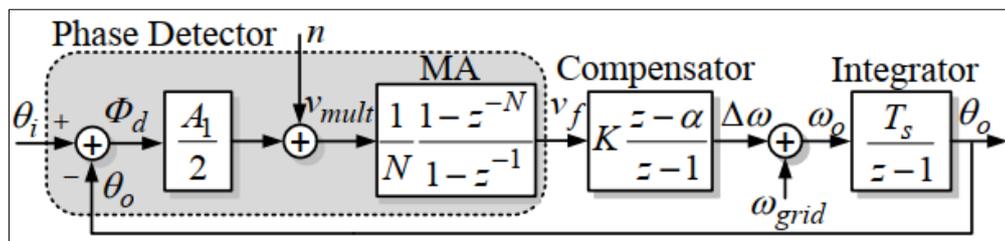
Figura 30 - Estrutura generalizada do MA-PLL



Fonte: [45]

Para a definição dos parâmetros do PLL, o mesmo foi linearizado seguindo os mesmos passos do trabalho apresentado por Ama, Komatsu e Matakas [45] e a estrutura é demonstrada na Figura 31. As equações de linearização estão demonstradas no domínio discreto.

Figura 31 - Modelo discreto linearizado do MA-PLL



Fonte: [45]

### 3.2.1. Detector de Fase

O PD possui como sinal de entrada  $\Phi_d$ , que é uma linearização do sinal  $\text{sen}(\theta_i - \theta_o)$  para ângulos muito pequenos (equação 3.1 e 3.2).

$$\Phi_d = \theta_i - \theta_o \tag{3.1}$$

$$\text{sen}(\Phi_d) \approx \Phi_d \tag{3.2}$$

O sinal de saída  $v_{mult}$  é composto pelo sinal  $\Phi_d$  mais um componente de alta frequência ( $n$ ), que representa um distúrbio aplicado ao sistema.

$$v_{mult} = 0,5 \cdot A_1 \cdot \Phi_d + n \quad (3.3)$$

O filtro digital MAV apresenta características passa baixa para eliminar o componente  $n$  do sinal  $v_{mult}$ . A função de transferência deste filtro é definida na equação 3.4, onde  $N$  é a ordem do filtro definida pela quantidade de amostras na janela.

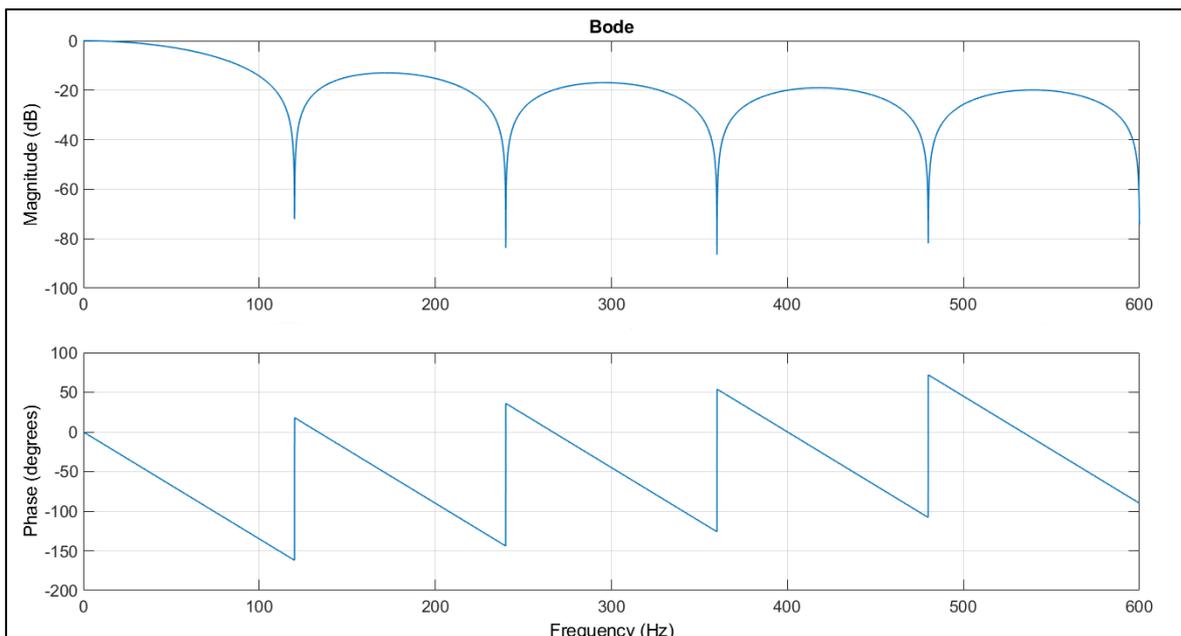
$$MAV(z) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1-z^{-N}}{1-z^{-1}} \quad (3.4)$$

A equação 3.5 é utilizada para o cálculo do valor de  $N$ , sendo que apenas valores inteiros podem ser assumidos.  $N$  é a razão entre a frequência de amostragem  $f_s$  e a frequência natural  $f_n$ .

$$N = f_s / f_n \quad (3.5)$$

Neste trabalho o sistema apresentado trabalhará com uma frequência de amostragem de 1200 Hz e a frequência de corte será de 120 Hz, filtrando assim os sinais de alta frequência. O diagrama de bode do filtro MAV é demonstrado na Figura 32.

Figura 32 - Diagrama de Bode do filtro MAV ( $N=10$ ,  $f_n=120$  Hz e  $f_s= 1200$  Hz)



Fonte: Tanji, 2020

### 3.2.2. Filtro de Realimentação

O LF será configurado como um controlador PI (equação 3.6), segundo Ama [45], utilizando-se a técnica do lugar das raízes (*root locus*). O coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) é definido pelos parâmetros da equação 3.7.

$$F(z) = K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} \quad (3.6)$$

$$\zeta_{min} < \zeta < \zeta_{max} \quad (3.7)$$

O tempo de acomodação ( $t_s$ ) é obtido através da equação 3.8, onde  $\omega_c$  é a frequência de cruzamento de ganho.

$$t_s \approx \frac{4}{\zeta \cdot \omega_c} \quad (3.8)$$

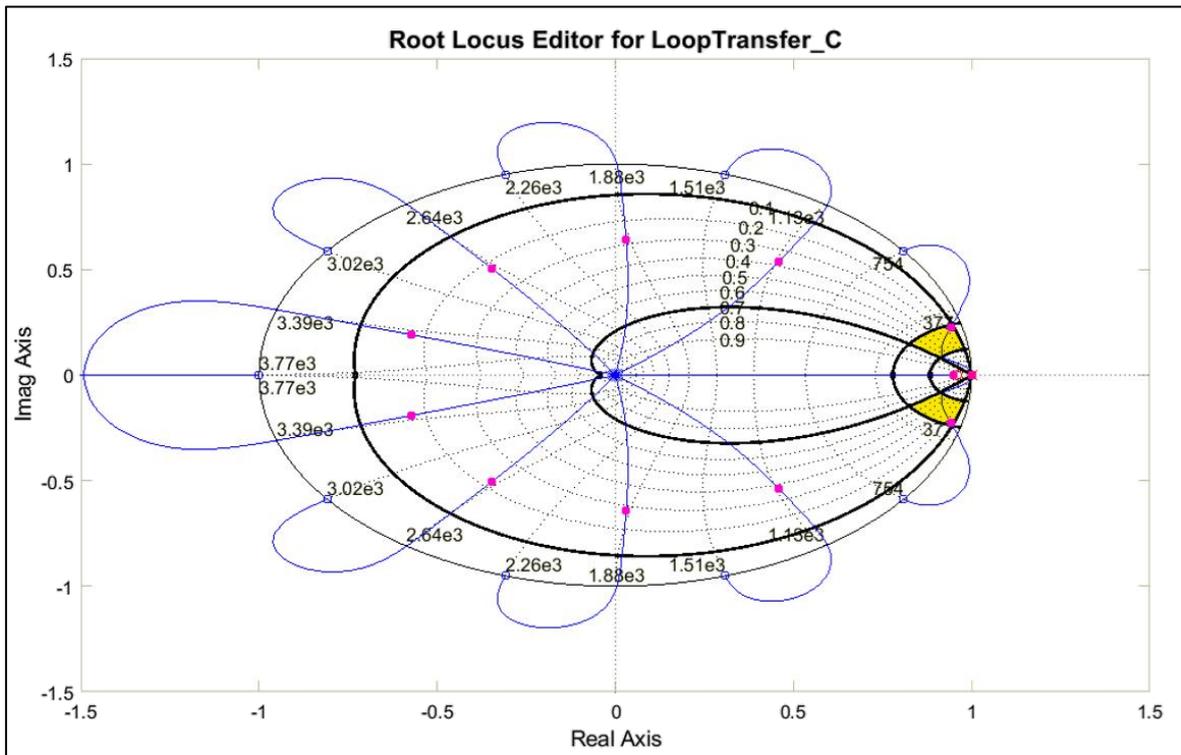
Os parâmetros de seleção dos polos e zeros serão os mesmos utilizados por Ama [44] e [45]. A equação 3.9 é utilizada para facilitar a aplicação do método do lugar das raízes, pois possui um multiplicador  $K$  e um zero  $\alpha$ .

$$F(z) = K \cdot \frac{z-\alpha}{z-1} \quad (3.9)$$

$$K = K_p + K_i \quad (3.10)$$

$$\alpha = \frac{K_p}{K_p + K_i} \quad (3.11)$$

A Figura 33 apresenta o lugar das raízes do PLL (PD + LF + VCO), onde estão destacadas as linhas do coeficiente de amortecimento (0,1 e 0,7) e as frequências naturais (25 Hz e 45 Hz). A região onde as raízes do controlador devem se encontrar estão delimitadas em amarelo e os dois pontos magentas dentro desta área são as raízes do controlador LF. Valores de frequência natural elevados podem permitir que ruídos oriundos do PD passem para o VCO e valores baixos podem deixar o PLL com uma resposta mais lenta. Valores de coeficiente de amortecimento elevados pode deixar o sistema lento, tendendo a respostas criticamente amortecidas ( $\zeta = 1$ ) ou superamortecidas ( $\zeta > 1$ ), já valores baixos demais podem elevar muito o sobressinal causando a saturação dos limitadores. Em todos estes casos ocorrerá a instabilidade do PLL.

Figura 33 - Lugar das raízes do MA-PLL (N=10,  $f_n=120$  Hz e  $f_s=1200$  Hz)

Fonte: Tanji, 2020

Os valores adotados para  $\alpha$  e  $K$  foram 0,957437866536668 e 319,1934263090495, respectivamente. Para a implementação sugere-se utilizar variáveis com ponto flutuante e no mínimo 8 bytes. Para uma melhor definição dos valores de  $\alpha$  e  $K$ , Ama [46] desenvolve um algoritmo baseado em duas equações.

### 3.2.3. Oscilador controlado por Tensão

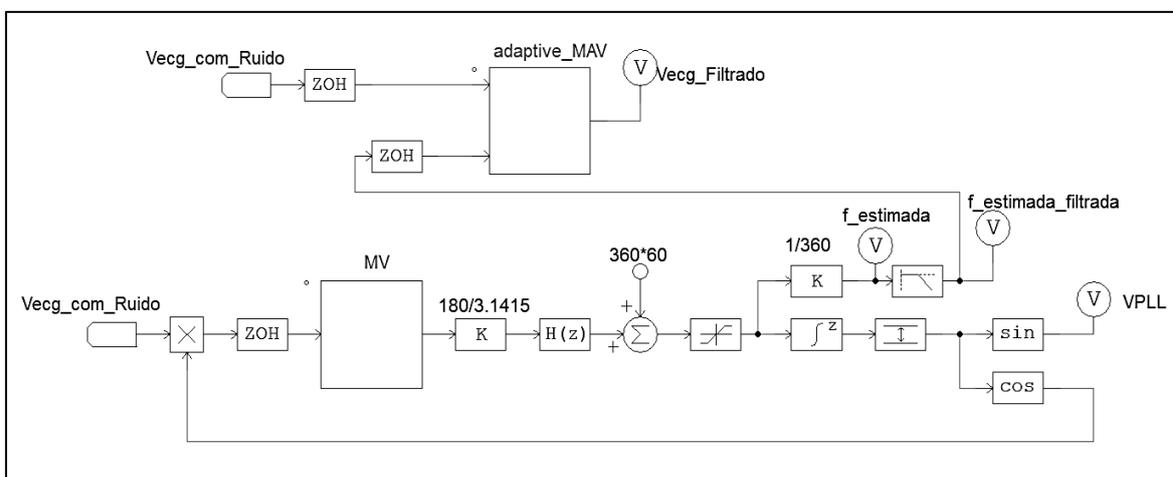
O oscilador controlado por tensão é composto por um integrador digital, um seno e um cosseno, conforme verificado na Figura 30. No MA-PLL linearizado (Figura 31) apenas o integrador está presente (equação 3.12).

$$I(z) = \frac{T_s}{z-1} \quad (3.12)$$

### 3.3. ALGORITMO 2MAV-PLL PROPOSTO

A Figura 34 apresenta o diagrama de blocos do método proposto para a leitura e filtragem de sinais bioelétricos obtidos através de dois eletrodos. Assim como proposto por Dobrev em 2002 [47], a utilização de apenas dois eletrodos confere muitas vantagens econômicas, e tal método pode ser aplicado em equipamentos de ECG de monitoramento constante dentro de hospitais, assim como em sistemas de fácil vestimenta.

Figura 34 - Sistema do cancelador de interferência da rede elétrica proposto.



Fonte: Tanji, 2020

O algoritmo presente na Figura 34 pode ser dividido em duas partes principais. O cancelador de EMI adaptativo de média móvel, que é composto por um filtro de média móvel com tamanho da janela de amostragem variável. A equação 3.13 traz  $Y_{MAV}$  como o sinal de ECG filtrado, saída do sistema,  $x_i$  é o sinal de ECG de entrada com ruído EMI e  $N$  é o tamanho da janela de amostragem, que permite uma variação de  $\pm 10$  Hz na frequência da rede.

$$Y_{MAV} = \frac{\sum_{i=0}^N x_i}{N} \tag{3.13}$$

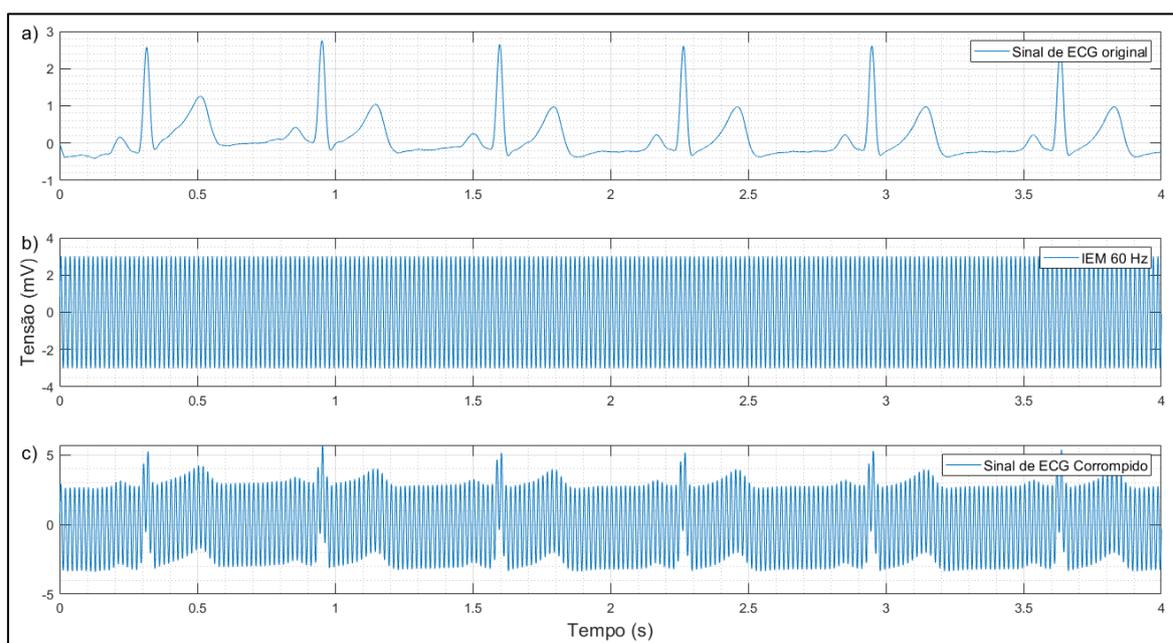
O tamanho de  $N$  é definido através da equação 3.14, onde  $f_a$  é a frequência de amostragem e  $f_n$  é a frequência filtrada estimada da rede elétrica através do PLL.

$$N = \frac{f_a}{f_n} \tag{3.14}$$

Limitadores são utilizados para evitar que o sinal de ECG saturado extrapole os limites do microcontrolador. Um limitador de 18.000 ( $50 \times 360$ ) à 25.200 ( $70 \times 360$ ) é posicionado após o controlador LF e um limitador de 0 a 360 do tipo “range” é posicionado após o integrador VCO.

Na Figura 35 são apresentados na imagem superior (a) o sinal de ECG puro obtido no banco de dados do *MIT-BIH Database Distribution*, em uma frequência aproximada de 80 BPM e uma amplitude de sinal de 3,5 mVpp. Na imagem intermediária (b) tem-se o sinal senoidal referente a rede elétrica, com uma frequência de 60 Hz e uma amplitude de 6 mVpp. A imagem inferior (c) apresenta o sinal de ECG corrompido, onde apenas o contorno do complexo QRS pode ser observado. Todos os sinais apresentam um tempo de leitura de 4 s.

Figura 35 - Sinal de ECG original (a), EMI (60 Hz) (b) e sinal de ECG poluído com EMI (c)



Fonte: Tanji, 2020

### 3.4. CONSTRUÇÃO DO PROJETO

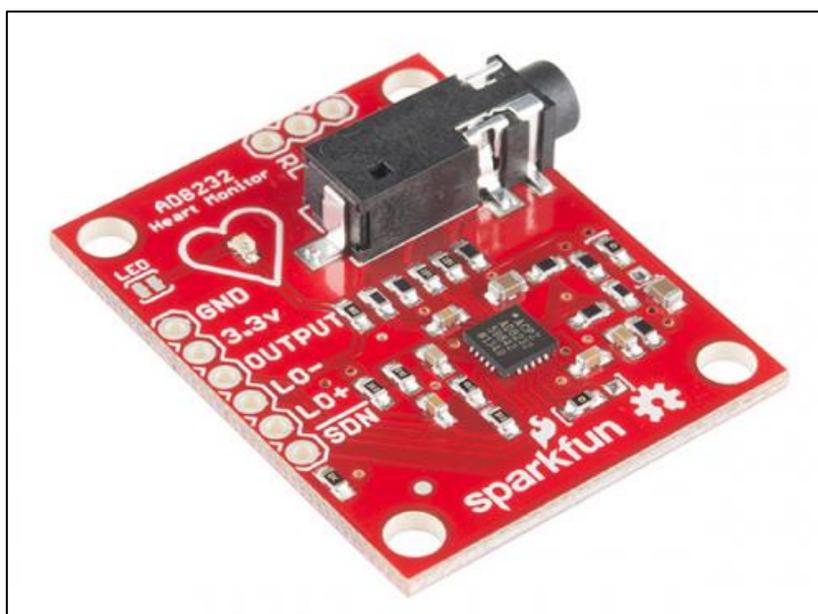
#### 3.4.1. AD8232

Para a aquisição dos dados e interface com os pacientes foi utilizada a tecnologia da empresa Analog Devices, o CI AD8232, que trata-se de monitor de ECG de canal único que combina no mesmo CI um bloco de pré-filtragem com filtros de EMI, ruído muscular e de

artefato, pré-amplificadores, além de detectores de falta de eletrodo, podendo ser configurados para utilização com ou sem o eletrodo de perna direita.

Devido a facilidade de montagem, utilizou-se a placa do fabricante Sparkfun que conta com os componentes necessários para a configuração do CI AD8232, um conector do tipo P3 para ligação dos eletrodos pacientes e cabo paciente (Figura 36) [48].

Figura 36 - Placa “Heart Monitor” com CI AD8232



Fonte: [48]

### 3.4.2. Microcontrolador TMS320F28379D

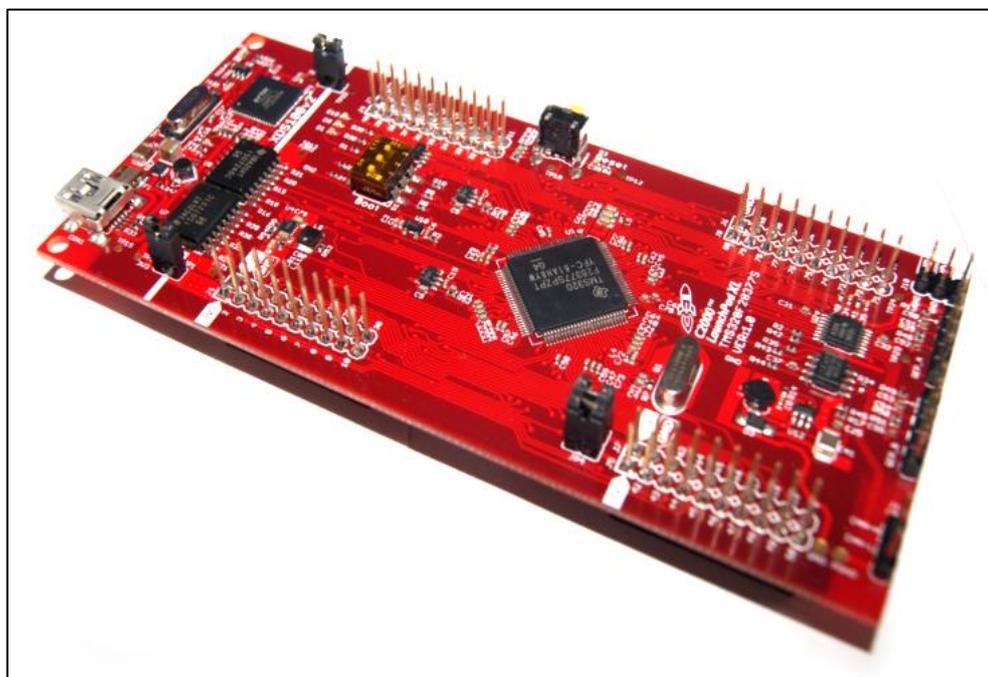
O sistema desenvolvido foi embarcado no conjunto de desenvolvimento LAUNCHXL (Figura 37), fabricado pela empresa Texas Instrument, que utiliza o microcontrolador TMS320F28379D. As características principais deste microcontrolador para este projeto são:

- Arquitetura de dois núcleos (*dual-core*);
- CPUs de 32 bit;
- Frequência de clock de 200 MHz;
- Unidade trigonométrica exclusiva;

- Conversores ADC de 12 bits ou 16 bits;
- Pontos flutuantes de grande precisão baseados em instrução IEEE 754 [49].

Esse conjunto de desenvolvimento possui alimentação por porta USB e portas dedicadas para as entradas e saídas digitais e analógicas, montados em uma placa própria e pinos macho ou fêmea para a conexão dos periféricos. A programação do sistema foi realizada através do programa Simulink utilizando-se de pacote específico para microcontroladores da família F2837xD.

Figura 37 - Conjunto de desenvolvimento LAUCHXL-F28379D



Fonte: [49]

#### ***3.4.1. Analisador de desfibrilador JM-01***

Para realizar os testes práticos do projeto, foi utilizado o analisador de desfibrilador JM-01, do fabricante TRANSMAI, onde o mesmo possui a capacidade de medir a energia liberada pelo desfibrilador em Joules, e possui um simulador interno que simula a forma de onda do ECG humano, sendo esta onda disponível nos contatos das pás e saídas de derivação compatível com padrão 5 vias de ECG. (RA, RL, LA, LL, V) [50].

O simulador interno de ECG possui saída com amplitude de 1mV na derivação DI, tanto nas pás quanto nos conectores de 5 vias. A onda utilizada para os testes foi a derivação DI com 100 batimentos por minuto.

Figura 38 - Analisador de Desfibrilador JM-01



Fonte: Tanji, 2020

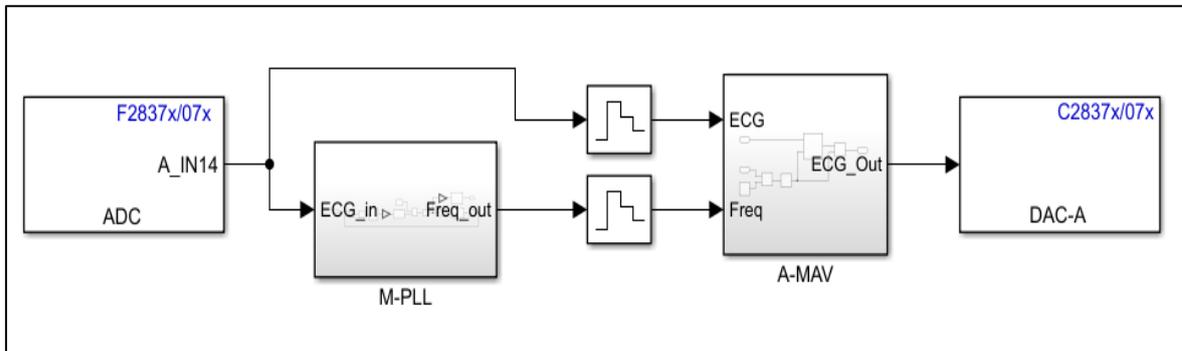
### 3.4.2. Programação

Inicialmente desenvolveu-se a partir do circuito da Figura 34 um algoritmo em linguagem C++ (Apêndice A), para que fosse facilitada a migração para as mais diversas plataformas e microcontroladores. É importante que o microcontrolador escolhido possua uma velocidade de clock suficientemente rápida para que as instruções possam ser realizadas dentro do período de amostragem ( $833,33 \mu\text{s}$ ) e que possua capacidade para variáveis de ponto flutuante de 8 bytes. A velocidade de clock necessária pode variar dependendo da plataforma e da arquitetura do microcontrolador.

Para a programação do conjunto LAUNCHXL-F28379D, conforme já salientado, optou-se pela utilização do Simulink juntamente com o pacote de blocos e bibliotecas específico para a família F2837xD. O sistema foi dividido em dois blocos principais, o M-PLL

e o A-MAV (Figura 39), juntamente com uma entrada ADC conectada a placa AD8232 e o DAC para reconstruir o sinal digital filtrado.

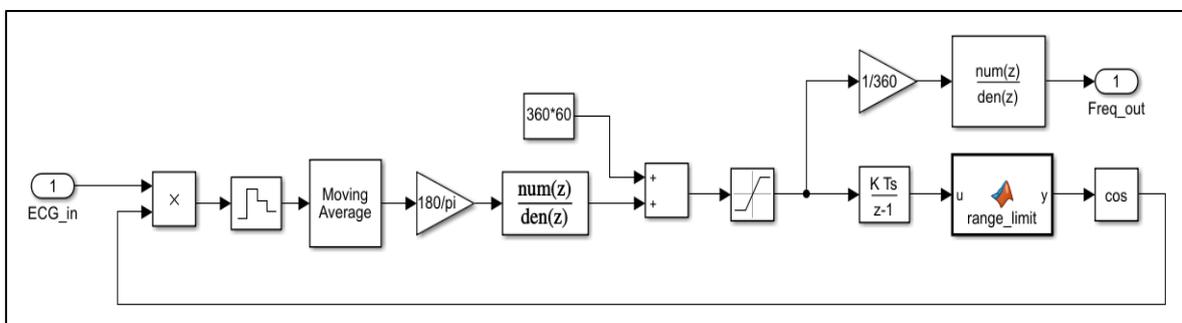
Figura 39 - Diagrama de blocos do circuito de filtro para ECG (Simulink)



Fonte: Tanji, 2020

O bloco M-PLL (Figura 40) trata-se de um PLL com filtro do tipo média móvel (LF), um controlador digital e um oscilador (VCO). A resposta em frequência é obtida através do filtro passa-baixa e será utilizada como referência para o A-MAV. O limitador que é alimentado pela saída do controlador é configurado entre os limites de 50 Hz ( $360 \cdot 50$ ) e 70 Hz ( $360 \cdot 70$ ). O limitador posicionado após o integrador discreto, trata-se de um controlador cíclico, onde quando o valor atingi o limite superior o valor reinicia no limite inferior, e quando o mesmo atinge o limite inferior o mesmo reinicia no limite superior (“*range\_limit*”) com limites configurado entre zero e 360. Como entrada deste bloco tem-se o próprio sinal de ECG (ADC in) e como saída tem-se a frequência do ruído de EMI.

Figura 40 - Diagrama de blocos do circuito M-PLL (Simulink)

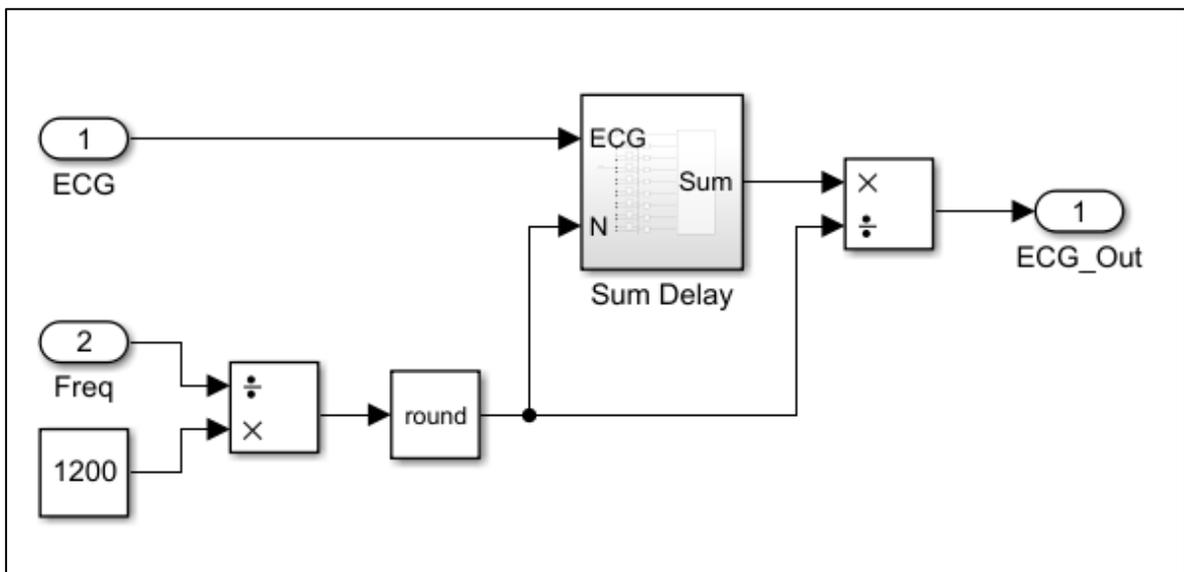


Fonte: Tanji, 2020

O bloco A-MAV possui como entradas o sinal de ECG (ADC in) e a frequência de referência do ruído EMI, e como saída o sinal filtrado. O filtro adaptativo de média móvel foi

elaborado com base nos blocos do próprio Simulink, sem a necessidade de se utilizar o bloco de função.

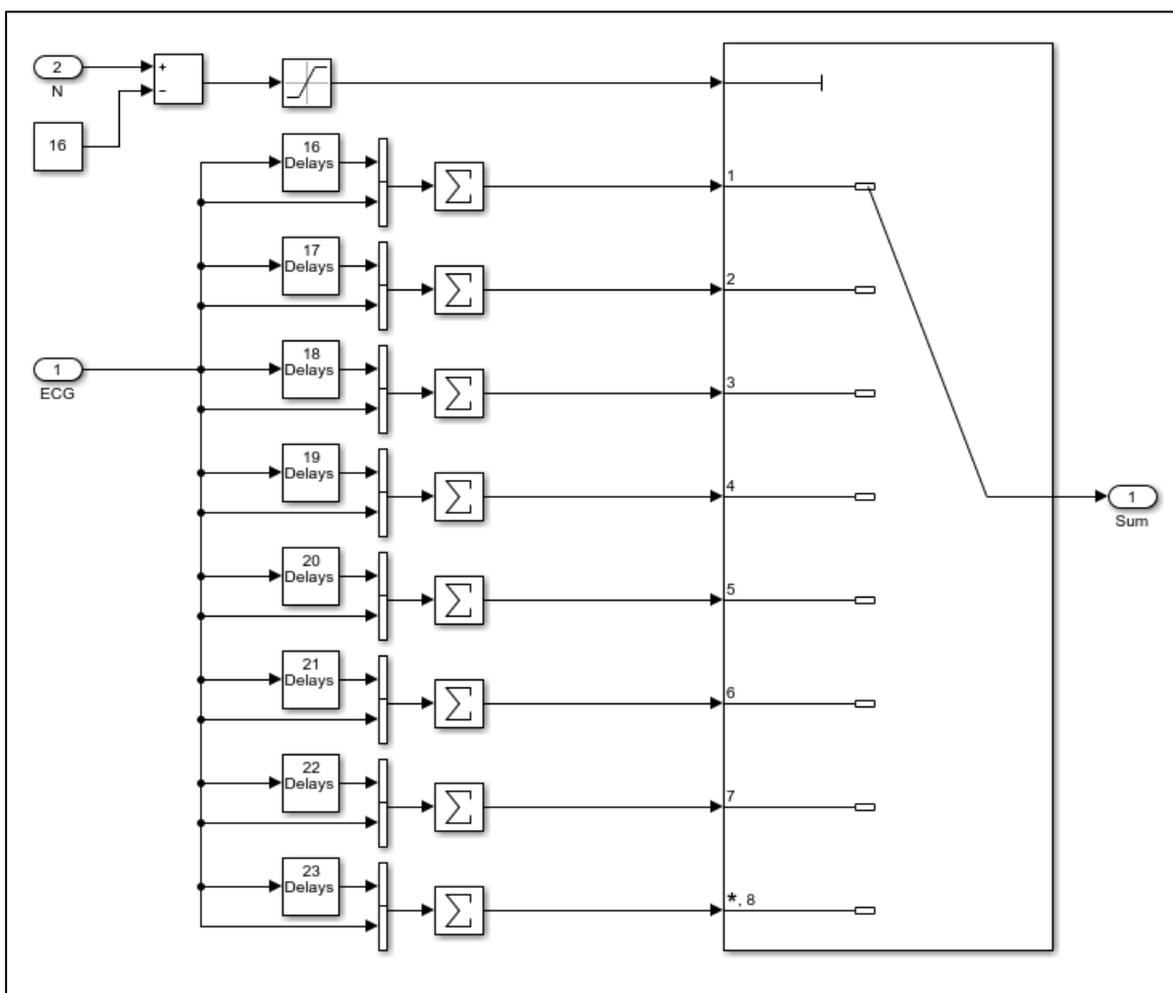
Figura 41 - Diagrama de blocos do circuito A-MAV (Simulink)



Fonte: Tanji, 2020

O subsistema “*Sum Delay*” (Figura 42) é composto por oito conjuntos de blocos de atraso e soma que correspondem a cada uma das oito janelas existentes entre a frequência de 50 Hz ( $N = 24$ ) e 70 Hz ( $N = 17$ ). O bloco de comutação é responsável por selecionar o tamanho da janela de acordo com o valor da frequência de referência. O limitador de 1 a 8 serve como proteção para que o sistema não selecione valores fora da faixa, evitando erros de operação e compilação.

Figura 42 - Diagrama de blocos do circuito “Sum Delay” (Simulink)

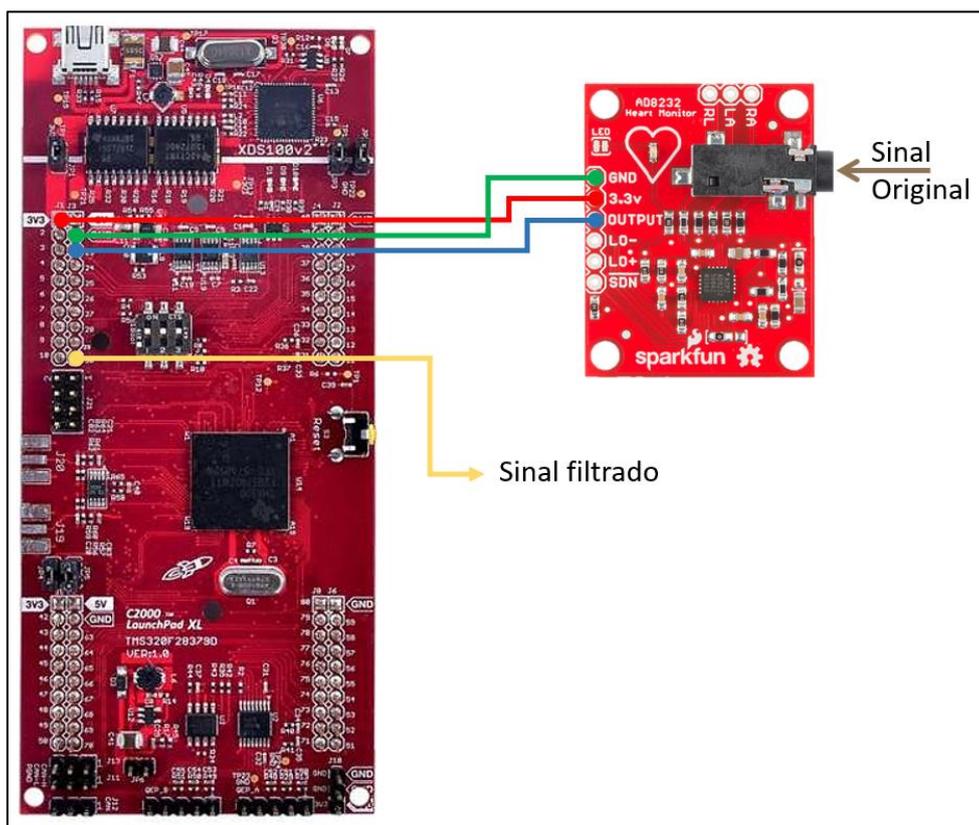


Fonte: Tanji, 2020

### 3.4.3. Circuito Elétrico

O protótipo foi implementado utilizando-se do kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D e a placa AD8232. O circuito elétrico encontra-se na Figura 43. Na placa AD8232 os sinais LO – (eletrodo do braço esquerdo desconectado), LO + (eletrodo do braço direito desconectado) e SDN (desliga) não serão utilizados. O sinal bioelétrico pode ser captado tanto pelo conector P3 quanto pelos bornes RA, LA e RL. No conjunto de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D foram utilizados apenas os pinos 1 (3V3), 22 (GND), 23 (ADCIN14) e 30 (DACA). A alimentação foi realizada através do conector USB e o sinal filtrado pode ser obtido tanto no pino 30 como no cabo USB através do Simulink.

Figura 43 - Circuito elétrico do protótipo

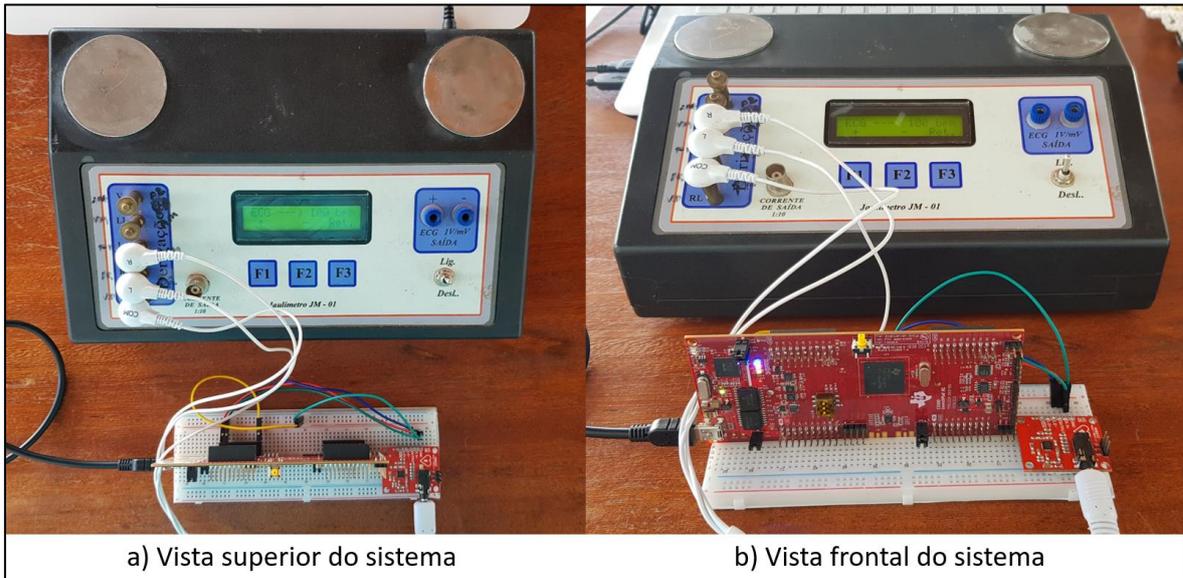


Fonte: Tanji, 2020

#### 3.4.4. Montagem do sistema

A montagem foi realizada utilizando-se uma matriz de contato, a placa AD8232, o conjunto de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, cabos de conexão, simulador de ECG JM-01 e o cabo paciente de 3 vias. Devido a utilização de apenas duas vias, os jumpers da placa AD8232 devem ser posicionados de modo que o CI funcione com a detecção de eletrodo apenas no modo conjunto e o jumper do drive de perna direita na posição desligado. O cabo COM (perna direita) está conectado na imagem apresentada na Figura 44 apenas para evitar ruído durante as leituras de referência. A Figura 44 apresenta no lado esquerdo (a) a vista superior do sistema e no lado direito (b) a vista frontal do sistema montado.

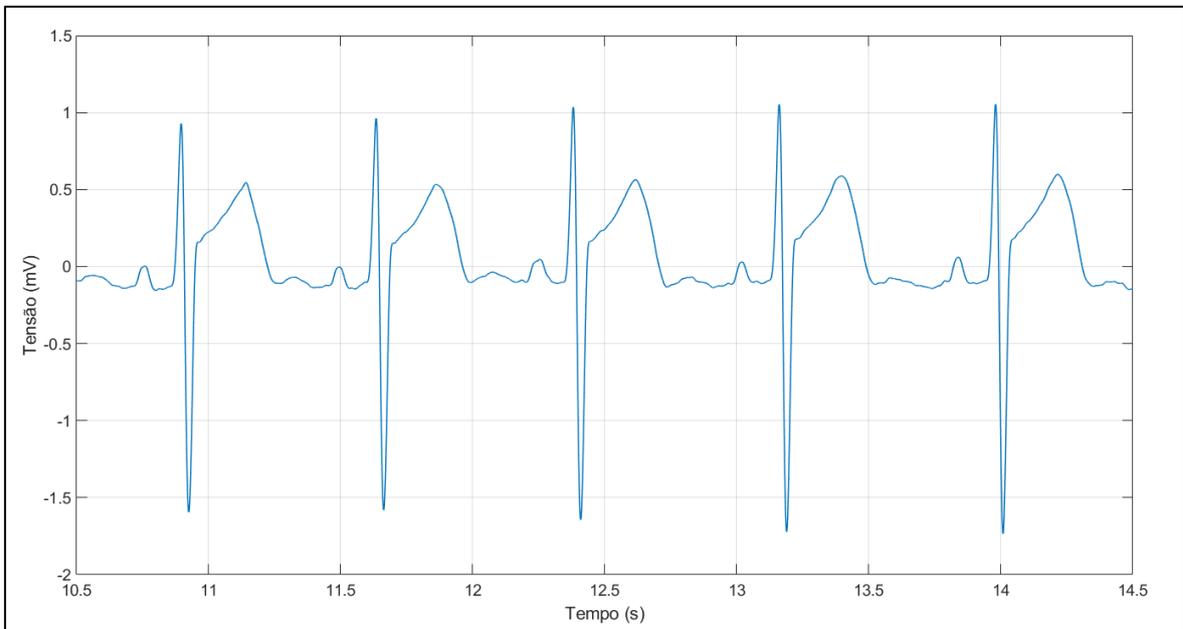
Figura 44 - Protótipo do sistema proposto montado



Fonte: Tanji, 2020

Com o sistema montado foi realizada uma aquisição de 52 segundos de sinal de ECG, com um período de amostragem de  $833,333 \mu\text{s}$ , a Figura 45 apresenta a leitura do sinal de ECG realizado pelo sistema proposto.

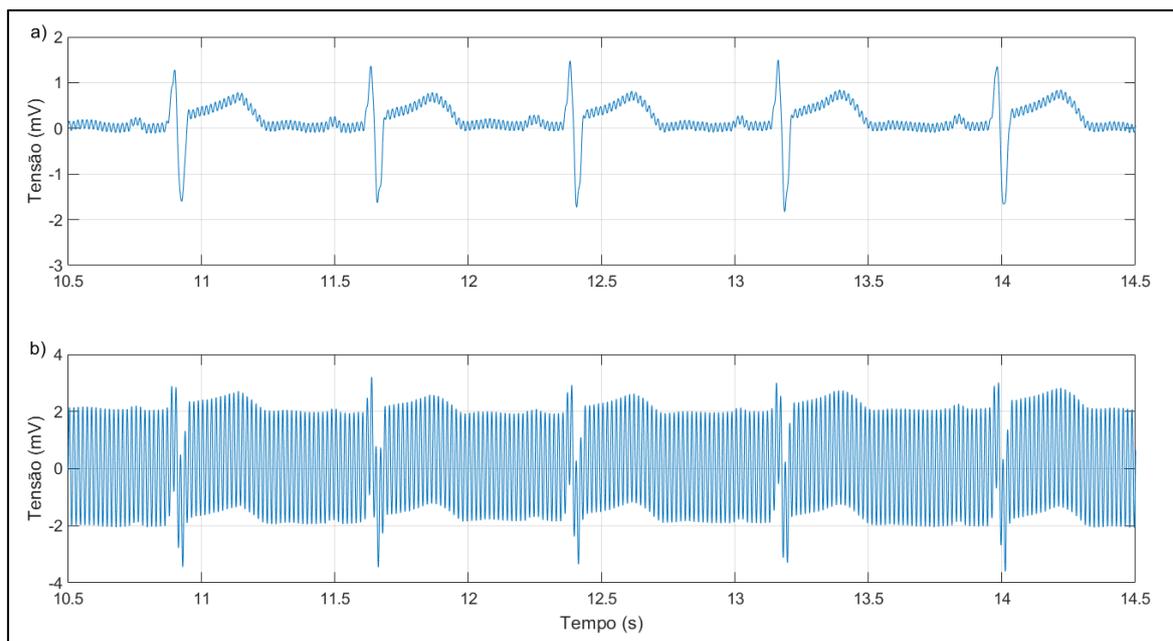
Figura 45 - Leitura de sinal de ECG pelo sistema proposto



Fonte: Tanji, 2020

Este sistema foi corrompido de dois modos diferentes, o primeiro foi inserindo o ruído diretamente no cabo de duas vias através de um indutor (gerando EMI na frequência da rede) e o segundo modo foi através de uma senoide com amplitude de 2 V e frequência de 60 Hz inserida digitalmente no sinal antes do processamento. Os sinais sem filtragem podem ser visualizados na Figura 46.

Figura 46 - Sinal de ECG com ruído EMI físico (a) e com ruído digital do tipo senoide (b)



Fonte: Tanji, 2020

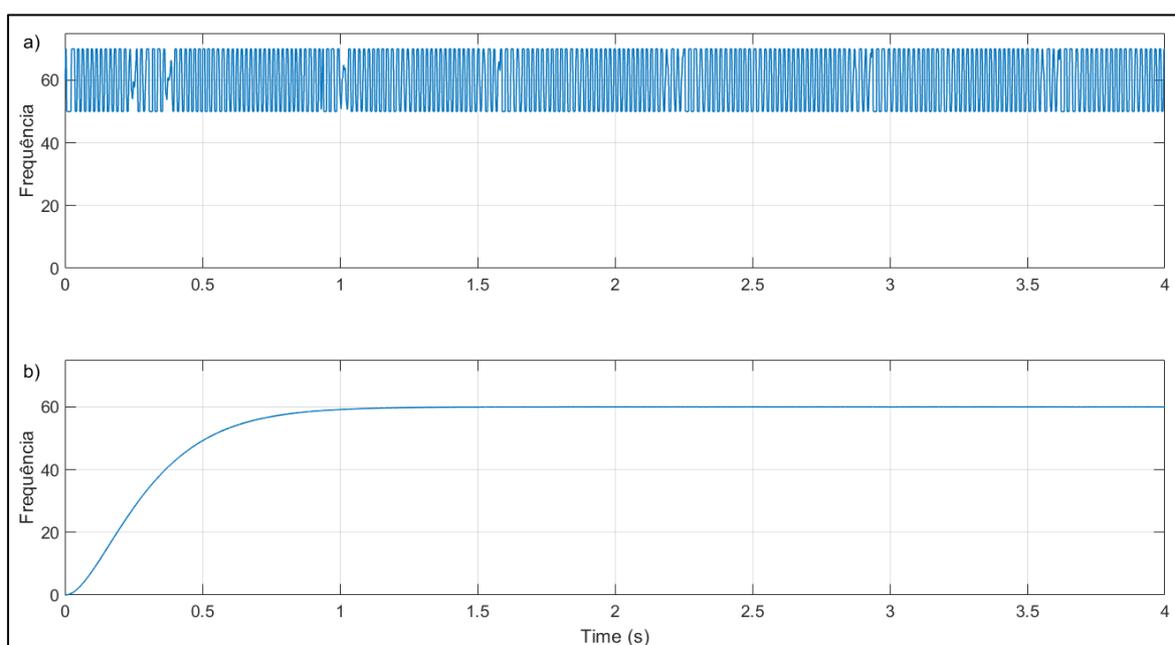
## 4. RESULTADOS

### 4.1. RESULTADOS TEÓRICOS E SIMULADOS

O PLL utilizado apresenta como resposta a frequência natural do ruído de EMI presente no sinal bioelétrico, esta por sua vez irá realizar a sintonização do filtro adaptativo MAV, sem a necessidade da fase ou da amplitude. Conforme o diagrama de blocos (Figura 40) tem-se em “Freq\_out” a frequência filtrada oriunda do LF (controlador PI) após a filtragem pelo filtro passa baixa (LPF) de segunda ordem. Este filtro é configurado com uma frequência de corte de 1 Hz, pois necessitamos apenas da componente contínua do sinal oriundo do LF.

A Figura 47 apresenta a resposta em frequência do PLL antes e depois do LPF. No item (a) tem-se a resposta antes da filtragem, onde é possível observar o ruído de alta frequência presente no sistema. No item (b) tem-se o sinal filtrado, onde observa-se a acomodação do sinal até a frequência de 60 Hz.

Figura 47 – Resposta em frequência do PLL antes (a) e depois (b) do filtro 2ª ordem



Fonte: Tanji, 2020

Através do valor da frequência fornecido pelo PLL o filtro adaptativo MAV irá definir o tamanho da janela  $N$  (equação 3.14). O valor de  $N$  deverá estar no conjunto dos números inteiros, logo para um intervalo de frequências teremos o mesmo valor de  $N$ , vide Figura 49. Conforme podemos observar, quanto maior o valor da frequência natural do ruído de EMI, menor será o valor de  $N$ .

A SNR é definida como a razão entre a potência média do sinal de entrada ( $P_{sinal}$ ) e a potência média do ruído ( $P_{ruído}$ ) (equação 3.1), porém para sinais sob as mesmas impedâncias a equação 3.1 pode ser utilizada para mensurar a SNR desde que se tenha a mesma janela de amostragem. Na equação 3.2  $SNR_{in}$  é a SNR do sinal de entrada,  $A_{sinal}$  é a média das amplitudes do sinal de entrada e  $A_{ruído}$  é a média das amplitudes do ruído de entrada [51].

$$SNR = \frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \quad (3.1)$$

$$SNR_{in} = \left( \frac{A_{sinal}}{A_{ruído}} \right)^2 \quad (3.2)$$

Utilizando os resultados simulados em *software* e a equação 3.2, obteve-se o valor da SNR de entrada de 0,2619; através da equação 3.3 é possível dimensionar o SNR em dB. O SNR de entrada do circuito é de -11,6376 dB.

$$dB_{in} = 20 * \log_{10} \left( \frac{A_{sinal}}{A_{ruído}} \right) \quad (3.3)$$

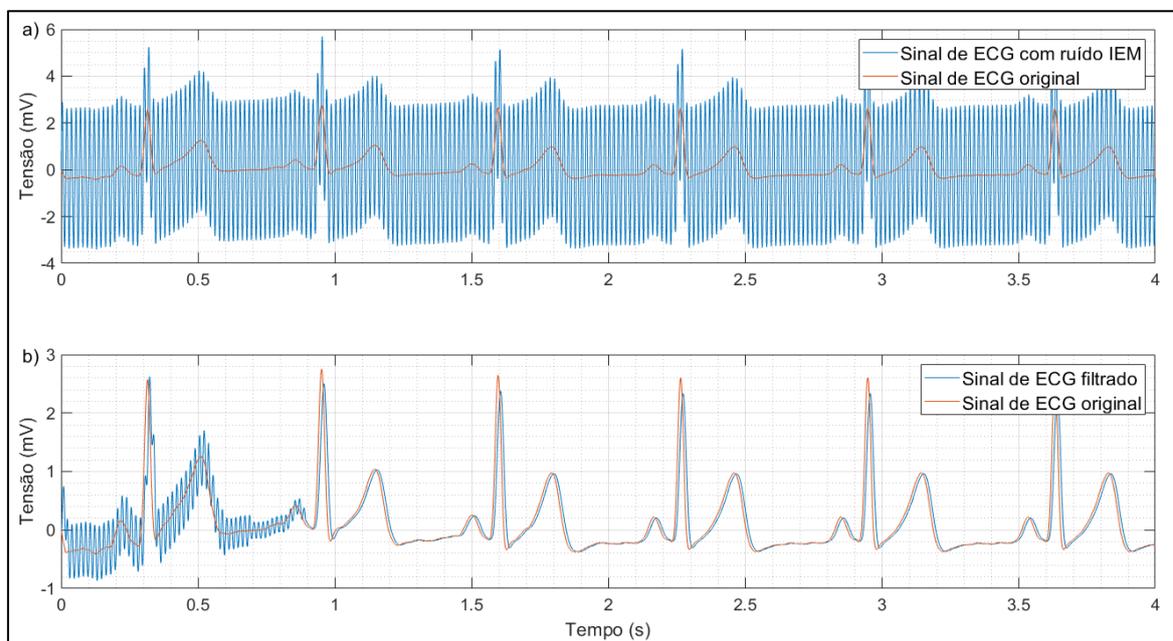
A SNR do sinal filtrado em dB é mensurada pela equação 3.4. É aplicado o algoritmo de cancelamento proposto aos dois sinais: o sinal original ( $A_{sol}$ ) e o sinal corrompido com EMI filtrado ( $A_{scf}$ ), a diferença entre estes é o resíduo após a filtragem. Assim  $dB_{out}$  na equação 3.4 é a SNR do sinal de ECG filtrado. A SNR é 584,3627 ou 63,7052 dB.

$$dB_{out} = 20 * \log_{10} \left( \frac{A_{sinal}}{A_{sol} - A_{scf}} \right) \quad (3.4)$$

A Figura 48 apresenta no quadro superior (a) o sinal de ECG poluído pelo ruído da rede elétrica e no quadro inferior (b) o sinal de ECG após o mesmo ser processado pelo algoritmo proposto neste trabalho, comparado com o sinal de ECG original. Através das medições realizadas o atraso máximo do sinal foi de 9,98 ms. Este atraso encontra-se dentro

dos parâmetros máximos determinados pela norma ABNT NBR IEC 60601-2-27:2013<sup>8</sup> onde o atraso máximo de transmissão deve ser de 35 ms.

Figura 48 - Sinal de ECG com ruído EMI, ECG original e ECG filtrado.



Fonte: Tanji, 2020

Para o cálculo da SNR depois do sinal filtrado é necessário que o sinal original de ECG seja atrasado até o ponto do sinal filtrado e o tempo de acomodação seja descartado, realizou-se tal procedimento de duas maneiras distintas, a primeira submetendo o sinal de ECG original ao algoritmo proposto e, a segunda realizando o atraso matematicamente após a medição do mesmo, ambos os métodos apresentaram sinais muito semelhantes.

A Figura 49 apresenta a relação sinal ruído para a faixa de frequência do sistema proposto neste trabalho (50 a 70 Hz). Na frequência de referência utilizada neste trabalho (60 Hz) a SNR ficou na faixa dos 43,98 dB, enquanto que 30,6 e 47,0 foram as SNR mínimas e máximas apresentadas pelo sistema (Tabela 8). Os valores apresentados são uma média dos sinais filtrados. O atraso no sinal se manteve constante em toda a faixa de frequências.

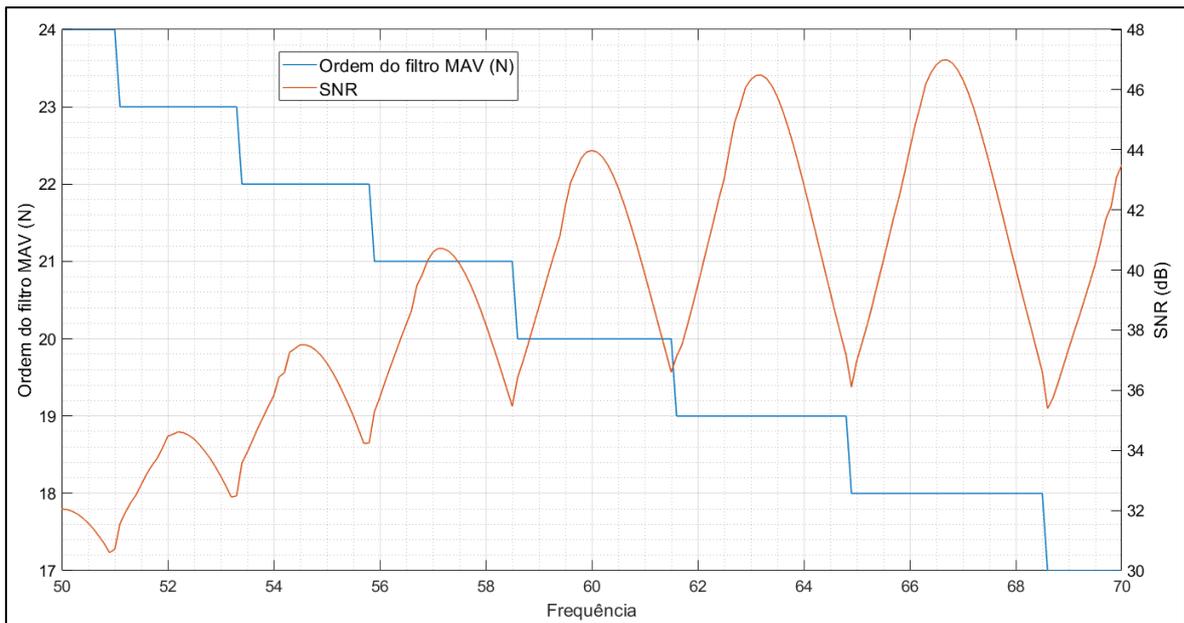
<sup>8</sup> Equipamento eletromédico Parte 2-27: Requisitos particulares para a segurança básica e o desempenho essencial dos equipamentos de monitoração eletrocardiográfica.

Tabela 8 - Dados estatísticos de SNR do sistema 2MAV-PLL.

<i>Dados Estatísticos</i>	<i>dB</i>
Mínimo	30,60
Máximo	46,99
Média	38,90
Range	16,39

Fonte: Tanji, 2020

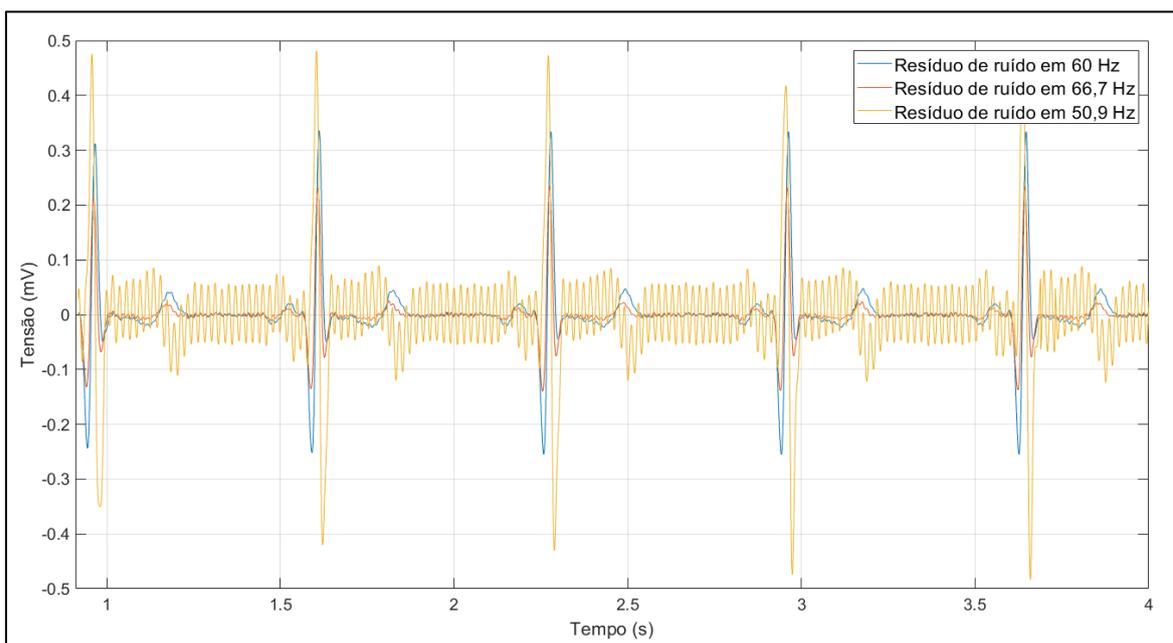
Figura 49 - Curva dos valores de SNR e ordem do filtro (N) na frequência de 50 a 70 Hz



Fonte: Tanji, 2020

Na Figura 50 são apresentados os resíduos do ruído após a filtragem pelo sistema proposto nas frequências de 60 Hz (nominal), 66,7 Hz (melhor atenuação do ruído, máxima SNR) e 50,9 Hz (pior caso de atenuação do ruído, mínima SNR). É nítido observar que pelas próprias características de resposta do filtro de média móvel, a maior diferença entre o sinal original e o sinal filtrado está nos picos das ondas, onde a diferença pode chegar até a 0,5 mV no pior caso e 0,3 mV na média.

Figura 50 - Resíduo do ruído após a filtragem (60 Hz, máximo SNR e mínimo SNR)



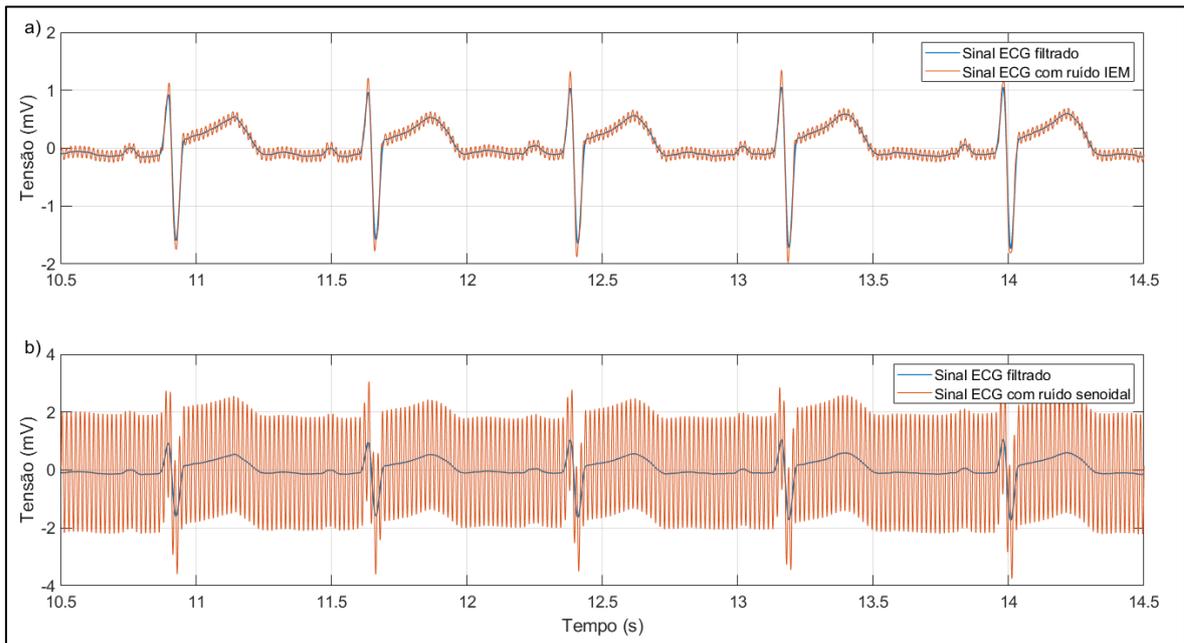
Fonte: Tanji, 2020

## 4.2. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a contaminação do sinal original de ECG gerado pelo simulador JM-01, o mesmo foi lido e os sinais apresentaram uma SNR de 25,69 dB para a interferência eletromagnética gerada pelo indutor no cabo paciente e uma SNR de -23,55 dB para a interferência gerada digitalmente. Observando a Figura 51 é possível observar que o ruído gerado pela interferência eletromagnética possui amplitude próxima de 0,2 mV e é cerca de 4,5 vezes menor que a amplitude do sinal bioelétrico, já o sinal gerado pelo ruído senoidal de 60 Hz possui amplitude de 2,0 mV e é 3,9 vezes maior que a amplitude do sinal bioelétrico, porém em ambos os casos o sinal filtrado apresentou boa qualidade.

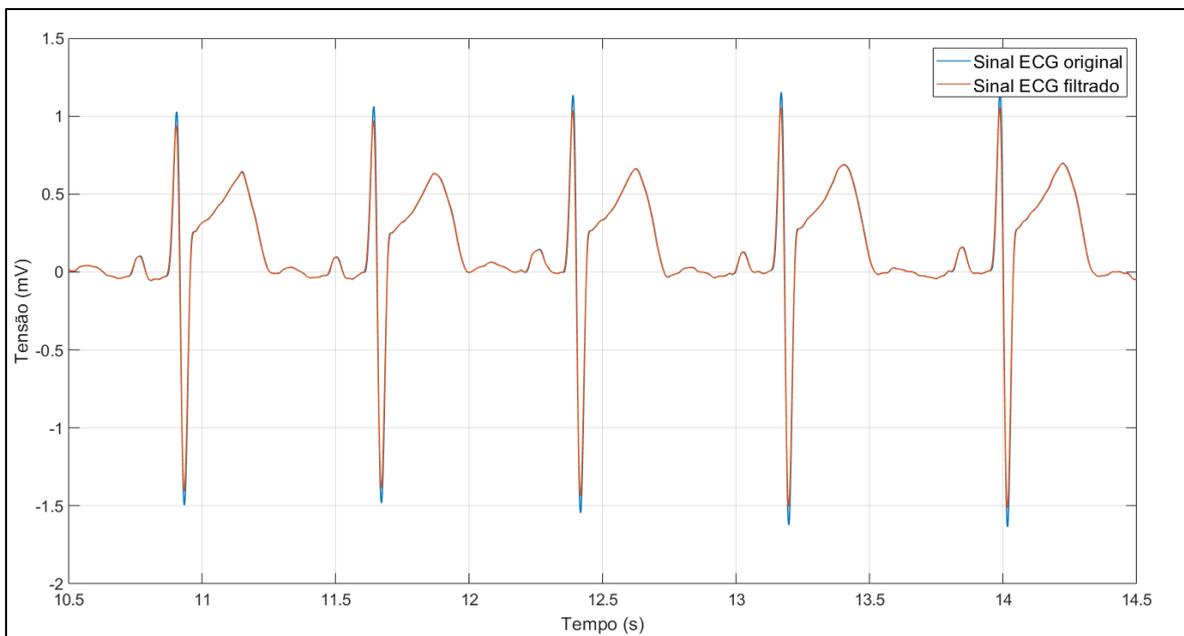
O atraso máximo observado durante os experimentos práticos foi de 10 ms, próximo aos resultados simulados e a SNR do sinal filtrado foi de 45,37 dB exibindo um sinal com ótima qualidade sem ruídos. Na Figura 52 é possível comparar o sinal original atrasado em 10 ms com o sinal filtrado pelo sistema proposto, onde a maior divergência entre os sinais encontra-se nos picos das ondas R, conforme esperado pelas características dos filtros MAV.

Figura 51 - Sinais de ECG com ruído EMI e ruído senoidal



Fonte: Tanji, 2020

Figura 52 - Sinais de ECG original e filtrado



Fonte: Tanji, 2020

### 4.3. COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS

A Tabela 9 apresenta a comparação entre o algoritmo desenvolvido neste trabalho (2MAV-PLL) e os métodos analisados no capítulo 2 – Revisão Bibliográfica de Técnicas de Filtragem de Sinais de ECG, apresentando o SNR na frequência natural da rede e a frequência de amostragem necessária para o funcionamento do método quando aplicável.

Tabela 9 - Dados estatísticos de SNR do sistema 2MAV-PLL.

<i>Autor</i>	<i>Algoritmo de filtragem</i>	<i>SNR (dB)</i>	<i>Frequência de filtragem (Hz)</i>	<i>Frequência de amostragem (Hz)</i>
Autor, 2020	2MAV-PLL	43,98	50 a 60	1.200
Aiboud et al., 2015 [31]	FIR	14,74	-	-
	Kalman	14,96	-	-
	LMS	14,01	-	-
	UWT	8,53	-	-
Adochiei, Edu e Adochiei, 2011 [36]	UWT	12,21	-	1.000
	NLMS	22,21	-	1.000
Oliveira, Haddad e Henriques, 2017 [39]	LMS	3,01	58.2 a 61.8	-
	NLMS	0,69	58.2 a 61.8	-
	SM-NLMS	10,39	58.2 a 61.8	-
	SM-BNLMS II	6,80	58.2 a 61.8	-
	PU-NLMS	2,49	58.2 a 61.8	-
Meidani e Mashoufi, 2016 [32]	FIR-equiripple	8,12	59 a 61	-
	FIR HSSCZ + HSCC	13,16	59 a 61	-
Ziarani e Konrad, 2002 [33]	NAM-ZK	20,00	58 a 62	360
Hwang e Webster, 2008 [34]	CMR-DIC <sup>9</sup>	54,00	59,4 a 60,6	Analógico
Alzاهر, Tasadduq e Mahnashi, 2013 [41]	CI R-2R <sup>10</sup>	61,00	40 a 80 ( $\pm 0,6$ ) <sup>11</sup>	Analógico
Mishra et al., 2015 [38]	SDFT PLL	40,00	45 a 55	6.400 (25.600)
Ramos et al., 2007 [37]	AC-FPGA	27,87		1.000
Martens et al., 2006 [35]	APIC	36,00	46 a 54	400
	NB-NF	11,00	49,6 a 50,4	400
	WB-NF	15,00	49,6 a 50,4	400
	SAC1	6,00	46 a 54	400
	SAC2	19,00	46 a 54	400

Fonte: Tanji, 2020

<sup>9</sup> Filtro analógico (circuito integrado) utilizando amplificadores operacionais e melhorando a rejeição de modo comum.

<sup>10</sup> Filtro analógico baseado na topologia Tow-Thomas biquadrático com resistores escada R-2R.

<sup>11</sup> A frequência de filtragem deve ser definida durante a produção do CI para que se possa definir os valores de RC. Após definida a frequência, a tolerância é de  $\pm 0,6$  Hz.

---

## 5. CONCLUSÕES GERAIS E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

---

O algoritmo 2MAV-PLL apresentado neste trabalho possui uma ótima relação sinal ruído. As simulações demonstraram resultados promissores, pois dentro das técnicas de cancelamento estudadas, este possui a melhor relação sinal ruído com um custo de *hardware* menor. Apenas os métodos analógicos apresentaram uma relação de SNR melhor, porém o método de Hwang e Webster apenas trabalha com uma variação de  $\pm 0,6$  Hz em relação a frequência fundamental da rede elétrica e o método de Alzaher, Tasadduq e Mahnashi deve ser configurado de acordo com a frequência definida (configuração física dos componentes eletrônicos analógicos RC durante a construção do CI) e após configurado apresenta a mesma variação de frequência que o método anterior ( $\pm 0,6$  Hz).

O algoritmo aqui proposto pode eliminar frequências com uma banda de  $\pm 10$  Hz, sem a necessidade de se obter a fase do sinal, e onde a amplitude do sinal de entrada, tanto do ruído quanto do sinal não interferem no cancelamento das interferências, mantendo-se bons resultados mesmo quando a amplitude do ruído varia, além de ser um método digital de fácil reconfiguração em caso de necessidade de alteração da frequência natural da rede elétrica.

Nos testes experimentais a SNR do sinal de saída se manteve semelhante aos resultados simulados, onde visualmente o sinal se mostrou bem limpo e detalhado, tanto com o ruído de EMI quanto com o ruído digital senoidal, apresentando em média 45 dB de SNR na frequência de 60 Hz. Assim como nos resultados simulados, nos resultados experimentais os picos da onda R e S foram atenuados em praticamente 10% de sua amplitude, sem comprometer a duração das ondas e sem ocasionar deformações.

O atraso gerado pelo algoritmo de filtragem durante os testes simulados e experimentais ficaram bem abaixo do limite normatizado (9,9 ms contra 35 ms) e não comprometeram a duração (largura) das ondas, mantendo as características originais das mesmas. A atenuação se manteve dentro de valores razoáveis nas amplitudes máximas e as ondas com amplitudes intermediárias e baixas não sofreram diminuição do sinal.

---

Como continuidade do trabalho aqui desenvolvido, sugere-se alguns caminhos que podem ser seguidos:

- Implementar um algoritmo que corrija a atenuação de amplitude;
- Implementar algoritmos de análise (frequência cardíaca e respiratória, arritmias, medidas dos segmentos e das ondas);
- Implementar o sistema em outras tecnologias de 16 ou 32 bits (microcontroladores Atmel, Microchip, Espressif e ST);
- Implementar o sistema em uma placa de circuito impresso (PCI) dedicada de modo a aumentar a SNR e a CMR, diminuindo a interferência causada pelos fios;
- Implementar uma IHM própria (tela, teclado e alarmes);
- Realizar os testes com leitura de sinais em pacientes humanos.

## 6. REFERÊNCIAS

---

- [1] Ministério da Saúde, “DATASUS,” [Online]. Available: <http://tabnet.datasus.gov.br>. [Acesso em 2 de Outubro de 2019].
- [2] T. Kawamura, “Índice Tornozelo-Braquial (ITB) determinado por esfigmomanômetros oscilométricos automáticos,” *Arq. Bras. Cardiol. [online]*, vol. 90, nº 5, pp. 322-326, 2008.
- [3] J. A. Morsch, “Telemedicina Morsch,” 28 de dezembro de 2018. [Online]. Available: <https://telemedicinamorsch.com.br/>. [Acesso em 02 outubro de 2019].
- [4] G. V. d. Silva, K. C. Ortega e D. M. Jr, “Papel da MAPA e da MRPA na avaliação de pacientes com hipertensão de difícil controle,” *Rev Bras Hipertens*, vol. 15, nº 1, pp. 17-20, 2008.
- [5] P. J. Moffa, A. H. Uchida e P. B. Barbosa, “Normatização dos equipamentos e técnicas para a realização de exames de eletrocardiografia e eletrocardiografia de alta resolução,” *Arquivo Brasileiro de Cardiologia*, vol. 80, nº 5, pp. 572 - 578, 2003.
- [6] W. B. Fye, “A History of the Origin, Evolution, and Impact of Electrocardiography,” *The American Journal of Cardiology*, vol. 73, nº 13, pp. 937-949, 1994.
- [7] R. T. Giffoni e R. M. Torres, “Breve história da eletrocardiografia,” *Rev Med Minas Gerais*, vol. 20, nº 2, pp. 263-270, 2010.
- [8] P. Kligfield, “The Centennial of the Einthoven Electrocardiogram,” *Journal of Electrocardiology*, vol. 35, nº Supplement, pp. 123-129, 2002.
- [9] Circa, “Willem Einthoven And The Electrocardiogram,” *Past Medical History*, 1911. [Online]. Available: <https://www.pastmedicalhistory.co.uk/wp-content/uploads/2017/05/Early-ECG-machine.jpg>. [Acesso em 07 de junho de 2018].
- [10] V. L. S. N. Button, “Eletrocardiógrafo e monitor cardíaco,” 2003. [Online]. Available: [https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/1622599/mod\\_resource/content/0/ECG1.pdf](https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/1622599/mod_resource/content/0/ECG1.pdf). [Acesso em 23 de julho de 2018].

- [11] F. H. Netter, Coleção Netter de Ilustrações Médicas Sistema Cardiovascular, Rio de Janeiro: Elsevier Editora Ltda., 2014.
- [12] A. C. Guyton e J. E. Hall, “O Coração,” em *Tratado de Fisiologia Médica*, Rio de Janeiro, Elsevier Editora Ltda., 2006, pp. 103-160.
- [13] Pearson Education Inc., “Interactive Physiology,” Pearson Education Inc., [Online]. Available:  
[http://www.interactivephysiology.com/demo/misc/assignmentfiles/cardiovascular/Cardiac\\_Action\\_Potential.doc](http://www.interactivephysiology.com/demo/misc/assignmentfiles/cardiovascular/Cardiac_Action_Potential.doc). [Acesso em 05 de outubro de 2019].
- [14] R. M. Berne e M. N. Levy, “O Sistema Cardiovascular,” em *Fisiologia*, B. M. Koeppen e B. A. Stanton, Eds., Rio de Janeiro, Elsevier Editora Ltda., 2009, pp. 289-416.
- [15] D. Duarte, “ecg,” ECG - Curso de Eletrocardiografia, [Online]. Available:  
<http://ecg.med.br/eletrogenese.asp>. [Acesso em 24 de julho de 2018].
- [16] Aula de Anatomia, “Coração,” Aula de Anatomia, [Online]. Available:  
<https://www.auladeanatomia.com/novosite/sistemas/sistema-cardiovascular/coracao/>. [Acesso em 12 de setembro de 2019].
- [17] L. Schwarz, “Artigo de Revisão: Eletrocardiograma,” *Revista Ilha Digital*, vol. 1, nº 1, pp. 3-19, 2009.
- [18] Atlas Holter, “Derivações do eletrocardiograma e eixo elétrico do QRS,” Atlas Holter, [Online]. Available: <http://holterconnexion.com.br/atlasdeholter/derivacoes-do-eletrocardiograma-e-eixo-eletrico-do-qrs/>. [Acesso em 16 de outubro de 2019].
- [19] M. C. d. Silva, “Sistema para Avaliação da Conformidade de Eletrocardiógrafos,” PUC-Rio, 2008. [Online]. Available: <https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/colecao.php?strSecao=resultado&nrSeq=12402@1>. [Acesso em 10 de outubro de 2019].
- [20] J. G. [ed.] Webster e e. al., *Medical Instrumentation: Application and Design*, Hoboken: John Wiley & Sons, 2010.
- [21] Associação Brasileira de Normas Técnicas, “Equipamento Eletromédico Parte 1: Requisitos gerais para segurança básica e desempenho essencial,” ABNT, Rio de Janeiro, 2016.
- [22] M. Camarotto, “De olho no mercado externo, Philips anuncia aquisição da Dixtal Biomédica,” UOL Economia, 13 05 2008. [Online]. Available:

- <https://economia.uol.com.br/ultnot/valor/2008/05/13/ult1913u88479.jhtm>. [Acesso em 20 11 2019].
- [23] W. B. e. Entrevista, “Dixtal: pioneirismo e fé no futuro,” Manager Online Ltda, 2004. [Online]. Available: [https://www.manager.com.br/reportagem/reportagem.php?id\\_reportagem=1093](https://www.manager.com.br/reportagem/reportagem.php?id_reportagem=1093). [Acesso em 22 11 2019].
- [24] Dixtal Biomédica e Tenologia, *Eletrocardiógrafo EP-3*, São Paulo: Dixtal Biomédica e Tenologia, 2007.
- [25] MICROMED Biotecnologia Ltda., “Manual do Usuário Wincardio USB,” 2019. [Online]. Available: <https://micromed.ind.br/site/solucoes/wincardio/>. [Acesso em 26 de 07 de 2019].
- [26] Macrosul, “Eletrocardiógrafo CardioCare 2000 Bionet,” Macrosul, [Online]. Available: <http://macrosul.com/loja/eletrocardiografo-cardiocare-2000-bionet/>. [Acesso em 26 de 07 de 2020].
- [27] Organização Pan-Americana de Saúde, “Doenças cardiovasculares,” OPAS, Brasília, 2017.
- [28] A. C. Metting van Rijn, A. Peper e C. A. Grimbergen, “High-quality recording of bioelectric events part 1, interference reduction, theory and practice,” *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 28, nº 5, p. 389–397, 1990.
- [29] D. D. Duarte, “O Eletrocardiograma Normal,” O ECG - Curso de Eletrocardiografia, [Online]. Available: <http://ecg.med.br/eletro-normal.asp>. [Acesso em 10 de maio de 2020].
- [30] Sociedade Brasileira de Cardiologia, “Seção de Eletrocardiograma,” 2014. [Online]. Available: [http://educacao.cardiol.br/2014/ecg/exibir\\_anterior.asp?cod=51](http://educacao.cardiol.br/2014/ecg/exibir_anterior.asp?cod=51). [Acesso em 10 de maio de 2020].
- [31] Y. Aiboud, J. El Mhamdi, A. Jilbab e H. Sbaa, “Review of ECG Signal de-noising techniques,” *2015 Third World Conference on Complex Systems (WCCS)*, p. 6, 23 a 25 de novembro de 2015.
- [32] M. Meidani e B. Mashoufi, “Introducing new algorithms for realising an FIR filter with less hardware in order to eliminate power line interference from the ECG signal,” *IET Signal Processing*, vol. 10, nº 7, pp. 709-716, 2016.

- 
- [33] A. K. Ziarani e A. Konrad, “A Nonlinear Adaptive Method of Elimination of Power Line Interference in ECG Signals,” *IEEE Transactions On Biomedical Engineering*, vol. 49, n° 6, pp. 540-547, 2002.
- [34] I.-D. Hwang e J. G. Webster, “Direct Interference Canceling for Two-Electrode Biopotential Amplifier,” *IEEE Transactions On Biomedical Engineering*, vol. 55, n° 11, pp. 2620-2627, 2008.
- [35] S. M. M. Martens, M. Mischi, S. G. Oei e J. W. M. Bergmans, “An Improved Adaptive Power Line Interference Canceller for Electrocardiography,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 53, n° 11, pp. 2220-2231, 2006.
- [36] F. Adochiei, I. Edu e N. Adochiei, “Comparative Filtering Methods for Noisy ECG Signals,” *Proceedings of the 3rd International Conference on E-Health and Bioengineering - EHB 2011*, 24 a 26 de novembro de 2011.
- [37] R. Ramos, A. Manuel-Lazaro, J. D. Rio e G. Olivar, “FPGA-Based Implementation of an Adaptive Canceller for 50/60-Hz Interference in Electrocardiography,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, n° 6, pp. 2633-2640, 2007.
- [38] S. Mishra, D. Das, R. Kumar e P. Sumathi, “A Power-Line Interference Canceler Based on Sliding DFT Phase Locking Scheme for ECG Signals,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, n° 1, pp. 132-142, 2015.
- [39] E. S. d. Oliveira, D. B. Haddad e F. d. R. Henriques, “Filtragem Adaptativa Aplicada ao Cancelamento de Artefatos em Sinais de ECG,” *XXXV Simpósio Brasileiro De Telecomunicações E Processamento De Sinais - SBrT2017*, 3 a 6 de setembro de 2017.
- [40] B. B. Winter e J. G. Webster, “Driven-Right-Leg Circuit Design,” *IEEE Transactions On Biomedical Engineering*, vol. 30, n° 1, pp. 62-66, 1983.
- [41] H. A. Alzaher, N. Tasadduq e Y. Mahnashi, “A Highly Linear Fully Integrated Powerline Filter for Biopotential Acquisition Systems,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 7, n° 5, pp. 703-712, 2013.
- [42] A. C. Metting van Rijn, A. Peper e C. A. Grimbergen, “High-quality recording of bioelectric events part 2, low-noise, low-power multichannel amplifier design,” *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 29, n° 4, pp. 433-440, 1991.
- [43] R. E. Best, *Phase-Locked Loops*, Nova iorque: The McGraw-Hill, 2003.

- 
- [44] N. Ama, R. Destro, W. Komatsu, F. J. Kassab e L. J. Matakas, “PLL Performance under Frequency Fluctuation-Compliance with Standards for Distributed Generation Connected to the Grid,” em *IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, São Paulo, 2013.
- [45] N. R. N. Ama, W. Komatsu e L. M. Junior, “Digital Control For PLLs Based On Moving Average Filter: Analysis And Design In Discrete Domain,” *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 20, nº 3, pp. 293-299, 2015.
- [46] N. R. N. Ama, W. Komatsu e L. M. Junior, “Single and three phase moving average filter PLLs: Digital controller,” *Electric Power Systems Research*, vol. 116, pp. 276 - 283, 2014.
- [47] D. Dobrev, “Two-electrode non-differential biopotential amplifier,” *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 40, nº 5, p. 546–549, 2002.
- [48] SPARKFUN, “AD8232 Heart Rate Monitor Hookup Guide,” SPARKFUN Start Something, [Online]. Available: <https://learn.sparkfun.com/tutorials/ad8232-heart-rate-monitor-hookup-guide/all>. [Acesso em 03 02 2020].
- [49] Texas Instrument, “TMS320F28379D C2000 Delfino,” Texas Instrument Inc., [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/TMS320F28379D>. [Acesso em 02 02 2020].
- [50] Transmai Equipamentos Médicos Hospitalares Ltda., “Analisador de Desfibrilador - Manual do Usuário,” São Paulo, SP, Revisão 1.0.
- [51] J. C. D. O. Medeiros, *Princípios de telecomunicações: teoria e prática*, São Paulo: Érica, 2007.

---

## APÊNDICE A

---

### ALGORITMO EM LINGUAGEM C++

//Algoritmo para leitura e processamento de sinais de ECG

//Constantes do M-PLL (sempre em caixa alta)

```
const int LO_POS = 10;           //Leads-off Detect +
const int LO_NEG = 11;          //Leads-off Detect -
const int ECG_PIN = A0;         //Terminal de entrada do sinal de ECG
const int N = 10;               //Tamanho da janela do MAV 1
const float Kp = 180.0/PI;       //Ganho proporcional do controlador
const float K = 319.1934261;     //Índice K do controlador do M-PLL
const float alpha = 0.9574378665; //Índice alfa do controlador do M-PLL
const float pll_ref = 360.0*60.0; //Frequência de referencia
const int pll_ref_max = 360.0*70.0; //Máximo valor de frequência do M-PLL
const int pll_ref_min = 360.0*50.0; //Mínimo valor de frequência do M-PLL
const float pll_Kp2 = 1.0/360.0; //Ganho proporcional 2 do M-PLL
const float b0 = 6.8181455E-006; //Coeficiente b0 do LPF de 2a ordem
const float b1 = 1.3636291E-005; //Coeficiente b1 do LPF de 2a ordem
const float b2 = 6.8181455E-006; //Coeficiente b2 do LPF de 2a ordem
const float a1 = -1.9895554;     //Coeficiente a1 do LPF de 2a ordem
const float a2 = 0.98958264;    //Coeficiente a2 do LPF de 2a ordem
const float T = 1.0/1200.0;     //Período de amostragem;
```

//Constantes do A-MAV

```
const float fs = 1/T;           //Frequência de amostragem
```

---

```
//Variáveis do M-PLL
float ecg_erro; //Sinal de ECG
float ecg_read; //Sinal de ECG lido
float mav1_buffer[N]; //Buffer do filtro MAV1;
int mav1_pos = 0; //Posição do buffer de MAV1
float mav1_med = 0; //Média atual do MAV1
float mav1_med_ant = 0; //Média anterior do MAV1
float pll_Kp1; //Ganho proporcional 1 do M-PLL
float pll_Kp1_ant; //Ganho proporcional 1 anterior do M-PLL
float pll_Cz; //Controlador do M-PLL (Hz no PSIM)
float pll_Cz_ant = 0; //Controlador anterior do M-PLL
float pll_ref_out; //Valor do pll após a referência (ramificação do M-
//PLL)
float pll_out; //Saída do pll após ganho proporcional 2
float pll_filter_out; //Saída do pll após o filtro de 2a ordem
float pll_filter_out_ant; //Saída do pll após o filtro de 2a ordem (anterior)
float pll_filter_out_ant2; //Saída do pll após o filtro de 2a ordem (2 anterior)
float pll_out_ant; //Saída do pll após ganho proporcional 2 (anterior)
float pll_out_ant2; //Saída do pll após ganho proporcional 2 (2 anterior)
float pll_fb_int; //Saída do integrador de realimentação
float pll_ref_out_ant = 0; //Valor do anterior pll após a referência
//(ramificação do M-PLL)
float pll_fb_int_ant = 0; //Saída do integrador de realimentação (anterior)
float pll_fb_cos = 1.0; //Realimentação do M-PLL

//Variáveis do A-MAV
float n; //Tamanho da janela do A-MAV Filter
float ecg_buffer[24]; //Buffer de carregamento
float soma; //Soma do filtro AMAV
float ecg_filtrado; //ECG filtrado (saída final)
```

---

```
void setup() {
  Serial.begin(9600);           //Inicialização da comunicação serial
  pinMode(LO_POS, INPUT);      //Setup for leads off detection LO +
  pinMode(LO_NEG, INPUT);      //Setup for leads off detection LO -
  pinMode(ECG_PIN, INPUT);     //Setup for ECG signal in
}

void loop() {
  //Leitura dos dados
  ecg_read = analogRead(ECG_PIN);

  //Multiplicador de realimentação
  ecg_erro = ecg_read * pll_fb_cos;

  //MAV - Moving Average Filter do PLL
  mav1_pos++;                  //Atualização da posição do Buffer
  if(mav1_pos == N){          //Verificar a necessidade de reiniciar o Buffer
    mav1_pos = 0;
  }
  mav1_med = mav1_med_ant + (ecg_erro/N) - (mav1_buffer[mav1_pos]/N);

  //Ganho proporcional 1
  pll_Kp1 = Kp * mav1_med;
  pll_Kp1_ant = Kp * mav1_med_ant;

  //Atualização das variáveis do MAV do PLL
  mav1_med_ant = mav1_med;
  mav1_buffer[mav1_pos] = ecg_erro;

  //Controlador Cz do PLL
  pll_Cz = K*pll_Kp1 - K*alpha*pll_Kp1_ant + pll_Cz_ant;
  pll_Cz_ant = pll_Cz;

  //Soma da referência de frequência
  pll_ref_out = pll_Cz + pll_ref;
```

---

```
//Limitador de frequência do PLL (50 a 70)
    if(pll_ref_out>pll_ref_max){
        pll_ref_out = pll_ref_max;
    }
    if(pll_ref_out<pll_ref_min){
        pll_ref_out = pll_ref_min;
    }

//Saída do M-PLL (entrada pll_ref_out)
//Ganho proporcional 2
    pll_out = pll_ref_out * pll_Kp2;
//Limitador - Filtro passa baixa de 2 ordem
    pll_filter_out = b0*pll_out + b1*pll_out_ant + b2*pll_out_ant2 - a1*pll_filter_out_ant -
a2*pll_filter_out_ant2;
//Atualização das variáveis do LPF
    pll_out_ant2 = pll_out_ant;
    pll_out_ant = pll_out;
    pll_filter_out_ant2 = pll_filter_out_ant;
    pll_filter_out_ant = pll_filter_out;

//Realimentação do M-PLL (entrada pll_ref_out)
//Integrador (forward Euler)
    pll_fb_int = T*pll_ref_out_ant + pll_fb_int_ant;
    pll_fb_int_ant = pll_fb_int;
    pll_ref_out_ant = pll_ref_out;
//Limitador Range (0 a 360)
    while(pll_fb_int>360){
        pll_fb_int = pll_fb_int - 360;
    }
    while(pll_fb_int<0){
        pll_fb_int = pll_fb_int + 360;
    }
```

---

```
//Cosseno
    pll_fb_cos = cos(pll_fb_int);

//Adaptive MAV (entrada pll_filter_out e ecg_read)
//Cálculo do tamanho da janela N
    if(pll_filter_out<=50){
        n = round(1200/50);
    }
    else if(pll_filter_out>=70){
        n = round(1200/70);
    }
    else{
        n = round(1200/pll_filter_out);
    }

//Carregamento do buffer
    for(int k=23;k>0;k--){
        ecg_buffer[k] = ecg_buffer[k-1];
    }
    ecg_buffer[0] = ecg_read;
//Cálculo da média móvel
    for(int k=0;k<N;k++){
        soma = soma + ecg_buffer[k];
    }
    ecg_filtrado = soma/n;
//Saída do filtro
    Serial.println(ecg_filtrado);
}
```

## APÊNDICE B

---

### ARTIGO SUBMETIDO PARA PUBLICAÇÃO:

Américo K. Tanji Jr., Moacyr A. G. de Brito, Raymundo C. Garcia and Naji R. N. Ama, Improved Noise Cancelling Algorithm for ECG based on Moving Average Adaptive Filter, IEEE Latin America Transactions, 1-8, 2020.