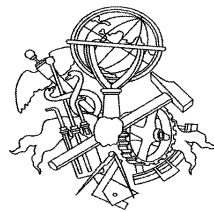


SISTEMA PARA MONITORIZAÇÃO CARDIOVASCULAR

Pedro Luís da Mota Peres



Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Área de Automação e Sistemas

Departamento de Engenharia Electrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

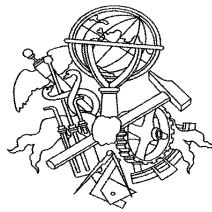
2010

Este relatório satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Unidade Curricular de Tese/Dissertação, do 2º ano, do Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Candidato: Pedro Luís da Mota Peres, N° 1040787, 1040787@isep.ipp.pt

Orientação científica: Lino Manuel Baptista Figueiredo, lbf@isep.ipp.pt

Co-orientação científica: Ramiro de Sousa Barbosa, rsb@isep.ipp.pt



Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Área de Especialização de Telecomunicações
Departamento de Engenharia Electrotécnica
Instituto Superior de Engenharia do Porto

9 de Dezembro de 2010

Agradecimentos

Aos meus pais e irmã, que sempre me apoiaram e deram ânimo para enfrentar as intempéries.

Resumo

Esta dissertação propõe o desenvolvimento de um sistema capaz de adquirir e monitorizar num computador o sinal do electrocardiograma (ECG) e de detectar o pico R do complexo QRS do referido sinal.

Numa primeira fase foi efectuado um estudo do sistema cardiovascular, de forma a compreender a actividade eléctrica do coração e dos diversos sinais que constituem o ECG. Foi efectuado um estudo sobre o sinal ECG, tendo sido estudadas as suas características, bem como técnicas e componentes básicos de aquisição e condicionamento do sinal, sendo também analisados diversos sistemas que efectuam a aquisição de ECG.

Numa segunda fase foram estudadas as *Field Programmable Analog Array* (FPAA), analisando o estado da arte desta tecnologia, bem como os dispositivos disponíveis comercialmente. Após esta análise foram seleccionados os dispositivos FPAA, bem como o restante *hardware* e *software* necessários para a realização desta Tese.

Foi desenvolvido um sistema de condicionamento de sinal ECG, e de detecção de pico R do complexo QRS, apenas com componentes analógicos discretos tendo sido analisados os resultados obtidos antes de se avançar para a fase seguinte.

Após a realização do sistema com componentes discretos, foi implementado um sistema em que grande parte do condicionamento do sinal ECG é efectuado por duas placas de desenvolvimento FPAA, de forma a diminuir a quantidade de componentes e a obter um sinal com melhor resolução. Os resultados obtidos foram analisados e comparados com o sistema desenvolvido.

Para monitorizar o sinal ECG e o pico R num computador, foi desenvolvido um sistema em que os sinais são convertidos pelo conversor A/D de um microcontrolador, e enviados por comunicação série para um computador, sendo os valores obtidos visualizados numa aplicação em ambiente MATLAB.

Palavras-Chave

Electrocardiograma, complexo QRS, FPAA, PIC18F2553, MATLAB, condicionamento de sinal.

Abstract

This Thesis proposes the development of a system capable of acquiring and displaying in a computer, the electrocardiogram signal (ECG) and to detect the R peak of the QRS complex.

In a first phase, the cardiovascular system was studied in order to understand the electrical activity of the hearth, and the various signals that compose the ECG. The characteristics of the ECG signal were studied, as well the techniques and basic components to acquire and conditioning the signal. Also, several systems that make the acquisition of the ECG were analysed.

In a second phase, the state of the art of the FPAA technology was presented, as well the different devices commercialized. After this analysis, the FPAA devices, and other hardware and software necessary to the project were selected.

Before advancing to the next phase, the signal conditioning of the ECG signal, and the detection of the R peak of the QRS complex, was implemented through discrete analog components, having been analysed the results before advancing to the next phase.

After the analog implementation, the signal conditioning was done by using two FPAA development boards, in order to reduce the amount of components and to obtain a signal with better resolution. The obtained results were analysed and compared with those of the analog system.

In order to visualize the ECG signal and the R peak in a computer, the signals are converted by an A/D converter of a microcontroller and the collected data is sent through serial communication to a computer, and displayed in a MATLAB graphical environment application.

Keywords

Electrocardiogram, QRS complex , FPAA, PIC18F2553, MATLAB, signal conditioning.

Índice

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO	III
ABSTRACT	V
ÍNDICE	VII
ÍNDICE DE FIGURAS	IX
ÍNDICE DE TABELAS	XIII
ACRÓNIMOS	XV
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2. OBJECTIVOS.....	1
1.3. CALENDARIZAÇÃO	2
1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO	2
2. SISTEMA CARDIOVASCULAR	5
2.1. SISTEMA CARDIOVASCULAR	5
2.2. CORAÇÃO	9
2.3. ACTIVAÇÃO ELÉCTRICA DO CORAÇÃO	12
3. ELECTROCARDIOGRAFIA	17
3.1. FORMA DE ONDA DO ELECTROCARDIOGRAMA.....	18
3.2. SISTEMAS DE DERIVAÇÕES UTILIZADAS NA ELECTROCARDIOGRAFIA	21
3.3. FACTORES DE DISTORÇÃO NO ECG.....	26
3.4. ELÉCTRODOS	29
3.5. ELÉCTRODOS UTILIZADOS NA ELECTROCARDIOGRAFIA	33
3.6. SISTEMAS ELECTROCARDIOGRÁFICOS.....	39
4. FIELD-PROGRAMABLE ANALOG ARRAYS	45
4.1. TIPOS DE FPAA	48
4.2. BLOCOS ANALÓGICOS CONFIGURÁVEIS	50
4.3. ESTRUTURA DE ENCAMINHAMENTO	53
4.4. TÉCNICA DE INTERRUPTOR CAPACITIVO.....	54
4.5. APLICAÇÕES DA FPAA.....	55

4.6.	DISPOSITIVOS COMERCIALIZADOS	57
4.7.	ANADIGM AN231K04-DVLP3	63
4.8.	CIRCUITOS DE TESTE FPAA	69
5.	CONDICIONAMENTO DE SINAL DE SISTEMA ECG.....	75
5.1.	CONDICIONAMENTO DE SINAL.....	75
5.2.	CONDICIONAMENTO DE SINAL COM ELECTRÓNICA DISCRETA.....	76
5.3.	SISTEMA REALIZADO EM FPAA	85
5.4.	ANÁLISE DOS RESULTADOS	100
6.	SISTEMA PARA MONITORIZAÇÃO GRÁFICA DE SINAIS.....	103
6.1.	ARQUITECTURA GERAL DO SISTEMA.....	103
6.2.	MICROCONTROLADOR – PIC18F2553	104
6.3.	MATLAB	106
6.4.	ESTRUTURA DO PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR	107
6.5.	INTERFACE CRIADA EM MATLAB	115
7.	CONCLUSÕES	119
	REFERÊNCIAS DOCUMENTAIS.....	121
	ANEXO A. CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL COM ELECTRÓNICA DISCRETA	125
	ANEXO B. CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DE SINAL COM FPAA	127
	ANEXO C. CIRCUITO DE CONVERSÃO A/D DE SINAIS E ENVIO DE DADOS POR PORTA SÉRIE	129

Índice de Figuras

Figura 1	Vista global do sistema cardiovascular [2].....	6
Figura 2	Circulação sistémica e pulmonar [3].....	7
Figura 3	Fluxo do sangue na circulação pulmonar [1]	9
Figura 4	Visualização externa do coração humano[1].....	10
Figura 5	Pericárdio e parede do coração [4].....	11
Figura 6	Vista em corte do coração[3].....	12
Figura 7	Acção potencial de um miócito ventricular [1]	14
Figura 8	Sistema de condução de impulsos no interior do coração [2]	15
Figura 9	Potenciais de acção do coração [6].....	16
Figura 10	Dipolo eléctrico gerado no coração [1]	18
Figura 11	Forma de onda típica de um ECG para um ciclo cardíaco [1]	19
Figura 12	Diversas configurações possíveis do complexo QRS [9].....	20
Figura 13	Segmento ST [8].....	21
Figura 14	Registo da direcção e impulso eléctrico por um galvanómetro [5]	22
Figura 15	Triângulo de Einthoven [6]	23
Figura 16	Circuito do sistema de derivações unipolares [6].....	25
Figura 17	Localização das derivações pré-cordiais [2]	25
Figura 18	Derivações pré-cordiais e eléctrodos de derivação neutra [5].....	26
Figura 19	Camadas da pele [13]	27
Figura 20	Circuito equivalente da interface pele-eléctrodo[12]	28
Figura 21	Distúrbios no sinal do ECG devido ao movimento do paciente [12]	29
Figura 22	Efeito da camada de cloreto de prata [14].....	32
Figura 23	Circuito equivalente de um eléctrodo [7].....	33
Figura 24	Eléctrodos de membro (a) e disco metálico (b) [7]	34
Figura 25	Eléctrodo de sucção [12].....	35
Figura 26	Eléctrodos flutuantes do tipo <i>top-hat</i> [12].....	35
Figura 27	Eléctrodo descartável [12].....	36
Figura 28	Eléctrodo flexível [12]	37
Figura 29	Eléctrodo têxtil desenvolvido pela Philips [16]	38
Figura 30	MAC 5500 [18].....	40

Figura 31	Biopac MP35 [20]	41
Figura 32	Electrocardiógrafo portátil HR300 [21]	42
Figura 33	Sistema SmartShirt [22]	43
Figura 34	Sistema <i>BioHarness</i> [23].....	43
Figura 35	Disposição dos sensores no cinto [23].....	44
Figura 36	Fluxo de projecto tradicional (a) e recorrendo a FPAA (b)[25]	46
Figura 37	Estrutura conceptual de uma FPAA [26].....	47
Figura 38	Analogia entre FPAA (b) e primeiros PLD (a) [24].....	48
Figura 39	Diagrama de blocos de uma FPAA de larga escala [27]	49
Figura 40	Estrutura genérica de um CAB [28]	51
Figura 41	Comparação entre as estruturas de CAB dos dispositivos da Lattice (a) e da Anadigm (b) [29][30]	51
Figura 42	Estrutura de uma CAM da Anadigm [29]	52
Figura 43	Estrutura conceptual de encaminhamento de uma FPAA [31].....	53
Figura 44	Circuito de interruptor capacitivo equivalente a uma resistência [32]	54
Figura 45	Circuito equivalente a um integrador [32].....	55
Figura 46	Aplicação de condicionamento de sinal na FPAA [29].....	56
Figura 47	Família de dispositivos ispPAC [30].....	57
Figura 48	Esquema de aplicação do ispPAC 30 [30].....	58
Figura 49	Esquema simplificado do filtro de 5ª ordem do ispPAC80/81 [30]	59
Figura 50	Estrutura interna da FPAA AN221E04 [29].....	60
Figura 51	Diagrama de blocos dos dispositivos PSoC3 e PSoC5 [34].....	62
Figura 52	Placa de desenvolvimento AN231K04-DVLP3 [35]	63
Figura 53	Arquitectura da FPAA AN231E04 [36]	64
Figura 54	Cascata de FPAA [35].....	66
Figura 55	Acoplamento de sinais analógicos na entrada da FPAA	67
Figura 56	Acoplamento de sinais analógicos na saída da FPAA.....	67
Figura 57	Interface de desenvolvimento do AnadigmDesigner2 [37].....	68
Figura 58	Ferramenta AnadigmFilter [37].....	69
Figura 59	Montagem comparadora em circuito analógico	70
Figura 60	Montagem comparadora na FPAA [37]	71
Figura 61	Sinal na saída do circuito analógico (esquerda) e FPAA (direita).....	71
Figura 62	Rectificador de onda completa analógico.....	72
Figura 63	Rectificador de onda completa na FPAA	72
Figura 64	Sinal na saída do circuito analógico (esquerda) e da FPAA (direita).....	73

Figura 65	Diagrama de blocos dos sistemas de condicionamento de sinal dos sinais biopotenciais	76
Figura 66	Diagrama de blocos da aquisição do ECG e detecção de QRS	77
Figura 67	Amplificador de instrumentação [19].....	78
Figura 68	Sinal ECG na saída do amplificador de instrumentação	78
Figura 69	Filtro passa-alto 1Hz	79
Figura 70	Sinal ECG na saída do filtro passa-alto.....	79
Figura 71	Filtro passa – baixo	80
Figura 72	Sinal ECG na saída do filtro passa-baixo.....	81
Figura 73	Filtro rejeita-banda 50 Hz	82
Figura 74	Sinal ECG na saída do filtro rejeita-banda.....	82
Figura 75	Filtro passa-banda 17 Hz.....	83
Figura 76	Sinal na saída do filtro passa-banda	83
Figura 77	Circuito de valor absoluto (a) e filtro passa-baixo 100 Hz (b).....	84
Figura 78	Sinal na saída no circuito de valor absoluto (esquerda) e no filtro (direita).....	84
Figura 79	Diagrama de blocos da aquisição do ECG e detecção de QRS com FPAA.....	85
Figura 80	Circuito de amplificação (a) e filtro passa-alto 1 Hz (b).....	87
Figura 81	Sinal na saída do amplificador de instrumentação	87
Figura 82	Sinal ECG na saída do filtro passa-alto 1Hz	88
Figura 83	Circuito de condicionamento de sinal ECG na FPAA 1	89
Figura 84	Resposta em frequência do filtro passa-baixo 100 Hz	90
Figura 85	Configuração das duas CAM filtros passa-baixo 100 Hz	91
Figura 86	Sinal ECG na saída do filtro passa-baixo 100 Hz	91
Figura 87	Resposta em frequência do filtro rejeita-banda 50 Hz	92
Figura 88	Configuração da primeira CAM do filtro rejeita-banda.....	93
Figura 89	Configuração da segunda CAM do filtro rejeita-banda	94
Figura 90	Sinal ECG na saída do filtro rejeita-banda 50 Hz	94
Figura 91	Circuito detector de pico R no complexo QRS na FPAA 2	95
Figura 92	Configuração da CAM filtro passa-banda 17 Hz	96
Figura 93	Sinal na saída do filtro passa-banda	96
Figura 94	Configuração da CAM rectificadora de onda completa.....	97
Figura 95	Sinal obtido na saída da CAM rectificadora de onda completa	98
Figura 96	Configuração da CAM de detector de pico.....	99
Figura 97	Sinal de detecção de pico R no complexo QRS	99

Figura 98	Sinal ECG do circuito com elementos discretos (Esquerda) e circuito com FPAA (Direita)	100
Figura 99	Sinal detector de QRS do circuito com elementos discretos (Esquerda) e circuito com FPAA (Direita)	100
Figura 100	Diagrama de blocos do sistema de aquisição e interface de dados em ambiente gráfico	104
Figura 101	Diagrama de pinos do PIC18f2553 [40]	104
Figura 102	Esquemático de ligação do MAX232	105
Figura 103	Fluxograma da função main	108
Figura 104	Fluxograma da função de interrupção	109
Figura 105	Fluxograma da função que executa a conversão e envio dos sinais	112
Figura 106	Interface gráfica desenvolvida	117

Índice de Tabelas

Tabela 1	Calendarização do projecto	3
Tabela 2	Potencial <i>Half-cell</i> de diferentes materiais[7]	30

Acrónimos

3D	–	Três dimensões
A/D	–	Analógico/Digital
AMPOP	–	Amplificador operacional
ASCII	–	<i>American Standard Code for Information Interchange</i>
AV	–	Atrioventricular
CAB	–	Bloco Analógico Configurável
CAM	–	Módulo Analógico Configurável
CCS	–	<i>Custom Computer Services</i>
CI	–	Circuito Integrado
D/A	–	Digital/ Analógico
dpASP	–	<i>Dynamically Programmable Analog Signal Processor</i>
ECG	–	Electrocardiograma
EEG	–	Electroencefalograma
EEPROM	–	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
EMG	–	Electromiograma
FPAA	–	<i>Field-Programmable Analog Arrays</i>
FPGA	–	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
GPIO	–	<i>General Purpose Input/Output</i>

I/O	– <i>Input/Output</i>
ISEP	– Instituto Superior de Engenharia do Porto
ispPAC	– <i>In-System Programmable Analog Integrated Circuits</i>
JTAG	– <i>Joint Test Action Group</i>
LUT	– <i>Look-up Table</i>
MATLAB	– MATrix LABoratory
P	– Proporcional
PD	– Proporcional-Derivativo
pFET	– Transistor de Efeito de Campo de Canal Positivo
PI	– Proporcional-Integral
PID	– Proporcional-Integral-Derivativo
PLD	– Dispositivos Lógicos Programáveis
PSoC	– <i>Programmable System-on-Chip</i>
RF	– Rádio frequência
SA	– Sinoauricular
SAR	– Registo de Aproximações Sucessivas
SD	– <i>Secure Digital</i>
SPI	– <i>Serial Peripheral Interface Bus</i>
SRAM	– <i>Static random access memory</i>
T _{AD}	– <i>Tempos de conversão</i>
UHF	– <i>Ultra High Frequency</i>

USART – *Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*

USB – *Universal Serial Bus*

1. INTRODUÇÃO

1.1. CONTEXTUALIZAÇÃO

Este projecto surgiu no âmbito da unidade curricular de tese/dissertação do curso de Mestrado em Engenharia Electrotécnica e Computadores do ramo de Automação e Sistemas no Instituto Superior de Engenharia do Porto com o objectivo de desenvolver um sistema de monitorização cardiovascular que permita obter os sinais do electrocardiograma, e monitorização dos dados registados.

1.2. OBJECTIVOS

Actualmente existem diversos sistemas portáteis que efectuem a aquisição de sinais de electrocardiograma (ECG). Muitos desses sistemas utilizam circuitos de condicionamento de sinal com componentes analógicos discretos. O objectivo principal deste trabalho é o de implementar um sistema que integre *Field Programmable Analog Arrays* (FPAA) para efectuar o condicionamento do sinal ECG, permitindo reduzir o número de componentes utilizados, reduzindo o consumo e aumentando a portabilidade do sistema.

Os objectivos específicos são:

- Efectuar um estudo sobre os sinais ECG e sobre a tecnologia FPAA;
- Implementar um sistema que efectue o condicionamento de sinal ECG com FPAA;
- Analisar o comportamento do sistema com FPAA face a outro sistema constituído unicamente com componentes analógicos discretos;
- Implementar uma interface gráfica que permita visualizar os sinais obtidos no sistema de condicionamento de sinal num PC.

1.3. CALENDARIZAÇÃO

Sendo a implementação de um sistema para monitorização cardiovascular, a motivação deste trabalho, a sua prossecução foi conduzida segundo a calendarização apresentada na Tabela 1.

1.4. ORGANIZAÇÃO DO RELATÓRIO

No Capítulo 1 é efectuada uma introdução ao trabalho proposto. No Capítulo seguinte, 2, é efectuado um estudo do sistema cardiovascular. No Capítulo 3 é efectuado um estudo da morfologia do sinal que compõe o electrocardiograma (ECG), bem como a análise a eléctrodos biopotenciais, utilizados na aquisição do sinal, e de sistemas que efectuem a aquisição e tratamento do sinal ECG. No Capítulo 4 é efectuado um estudo sobre as FPAA. No Capítulo 5 são apresentados os sistemas de condicionamento de sinal ECG implementados, bem como os seus resultados. No Capítulo 6 é descrito o sistema que permite a visualização num computador pessoal (PC) dos sinais obtidos no sistema de condicionamento com FPAA. No Capítulo 7 são fornecidas as conclusões e apresentadas perspectivas futuras do trabalho.

2. SISTEMA CARDIOVASCULAR

2.1. SISTEMA CARDIOVASCULAR

O sistema cardiovascular é composto pelo coração, vasos sanguíneos, sangue e sistema linfático. O sistema cardiovascular é um sistema em malha fechada em que o sangue é bombeado pelo coração por um conjunto de vasos sanguíneos (artérias) e retorna para o coração por outro conjunto (veias), como se pode observar na Figura 1 [1].

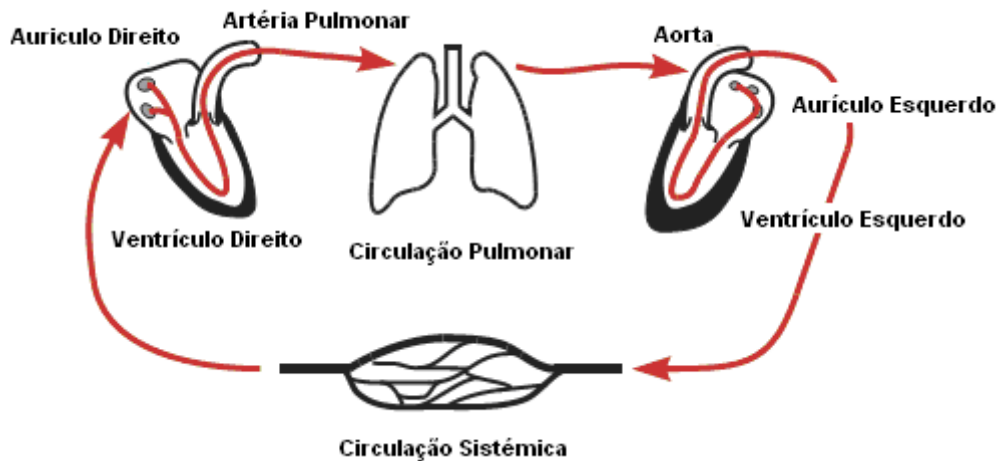


Figura 1 Vista global do sistema cardiovascular [2]

O sangue é composto por elementos em suspensão (células e fragmentos de células) no líquido (plasma), e possui três funções específicas [1]:

- Transporte de oxigénio, dióxido de carbono, nutrientes, desperdícios gerados pelo metabolismo, hormonas, etc.;
- Regulação do pH, temperatura e pressão osmótica;
- Protecção contra moléculas exteriores e doenças, bem como a coagulação para impedir a perda excessiva de sangue.

Os elementos em suspensão no sangue incluem as células vermelhas (eritrócitos), células brancas (leucócitos), e fragmentos de células conhecidos como plaquetas. As células vermelhas têm como função primordial o transporte de oxigénio e dióxido de carbono. As células brancas são os agentes do sistema imunitário que protegem contra infecções e cancro. As plaquetas têm como função a de serem agentes na coagulação do sangue.

O sangue é constituído por plasma, uma solução aquosa que contém electrólitos, proteínas e outras moléculas, nas quais as células se encontram em suspensão. As células compreendem 40-45% do volume de sangue, sendo principalmente eritrócitos (glóbulos vermelhos), e também leucócitos (glóbulos brancos) e plaquetas.

O sangue flui através dos tecidos do corpo em vasos sanguíneos. Os vasos sanguíneos possuem uma elevado nível de ramificação de forma a permitir que qualquer célula do

corpo se encontre perto de pelo menos um dos mais pequenos ramos, designados de capilares, permitindo a troca de nutrientes e produtos derivados do metabolismo [1].

Como referido, o sistema cardiovascular é um sistema em malha fechada, embora mais especificamente existam dois sistemas em malha fechada, que têm origem e destino no coração, designados de circulação pulmonar e circulação sistémica.

A circulação pulmonar é composta pelo lado direito do coração e pelos pulmões, enquanto a circulação sistémica inclui o lado esquerdo do coração, que fornece sangue aos órgãos sistémicos (todos os tecidos e órgãos excepto a parte do pulmão onde se efectuam as trocas de gases), como se pode observar na Figura 2.

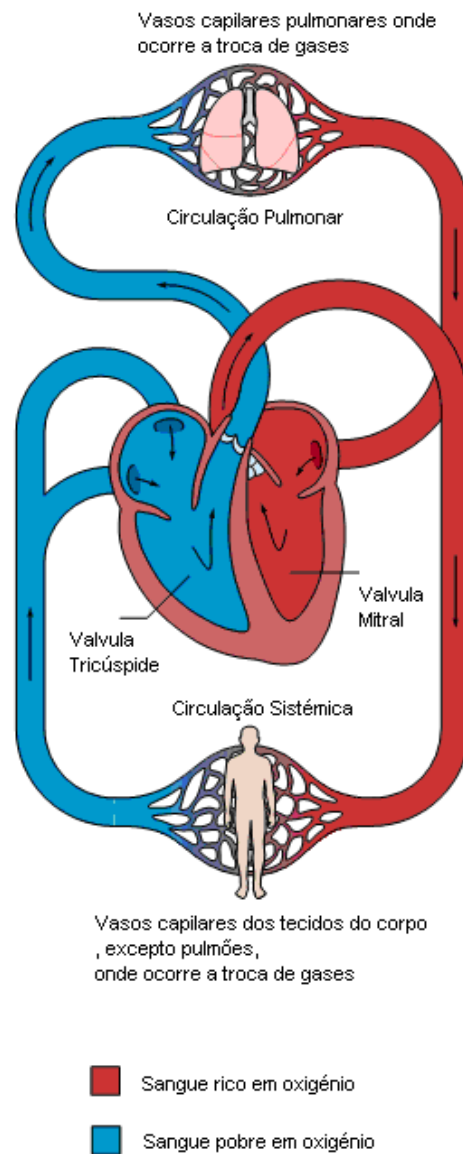


Figura 2 Circulação sistémica e pulmonar [3]

No circuito sistémico, o sangue é ejetado do ventrículo esquerdo pela aorta, uma artéria de elevado diâmetro (a maior artéria do corpo com 2-3 cm de diâmetro). Todas as artérias da circulação sistémica ramificam-se a partir da aorta, dividindo-se em vasos sanguíneos de dimensão reduzida. As artérias de tamanho mais reduzido ramificam-se em arteríolas, que se ramificam num elevado número de vasos com o menor diâmetro, designados de capilares. A maior parte dos capilares possuem um diâmetro de uma célula, facilitando a principal função destes, a troca de materiais entre as células e os tecidos, como oxigénio, dióxido de carbono, açúcares, aminoácidos e água.

Após a troca de materiais, o sangue que está nos capilares flui para o sistema venoso. Primeiro entra nas vénulas, que depois se agrupam para formar vasos sanguíneos de maior diâmetro, as veias. As veias dos vários tecidos e órgãos sistémicos unem-se para formar duas veias principais; a veia cava inferior (respeitante à circulação nas zonas do corpo situadas abaixo do coração) e a veia cava superior (respeitante à circulação nas zonas do corpo situadas acima do coração). Através dessas duas veias o sangue volta para o lado direito do coração, mais especificamente, a aurícula direita [1].

Após entrar no aurículo direito, o sangue flui para o ventrículo direito entrando na circulação pulmonar, (Figura 3). O sangue sai do coração pela artéria pulmonar, que se divide em duas artérias pulmonares, com uma a fornecer o pulmão direito e outra o pulmão esquerdo. Dentro do pulmão, as artérias continuam a ramificar-se até capilares, onde o sangue troca o dióxido de carbono por oxigénio fornecido pelos pulmões, tornando-se sangue oxigenado. O sangue com oxigénio flui para as vénulas, que se agrupam em quatro veias pulmonares principais que se ligam ao aurículo esquerdo.

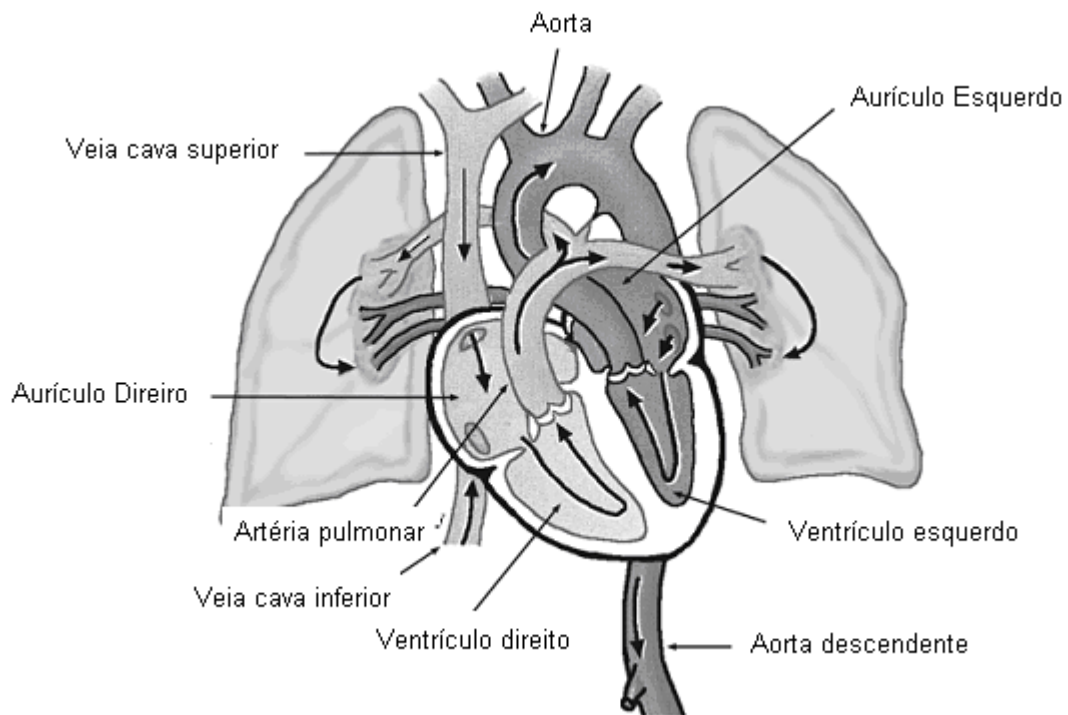


Figura 3 Fluxo do sangue na circulação pulmonar [1]

2.2. CORAÇÃO

O coração é um órgão muscular oco que tem duas funções [2]:

- Recolher o sangue venoso, proveniente a baixa pressão das veias, enviando-o para os pulmões;
- Recolher o sangue arterial proveniente dos pulmões, e transmitir energia ao sangue (aumentando a pressão a que este se encontra), recorrendo à contracção das câmaras cardíacas de forma a poder enviar o sangue para todas as artérias do corpo.

Está situado perto do centro da cavidade torácica (Figura 4), entre os pulmões, numa zona designada de mediastino, e suspenso pela sua ligação a grandes vasos sanguíneos dentro de um saco fibroso denominado de pericárdio [1].

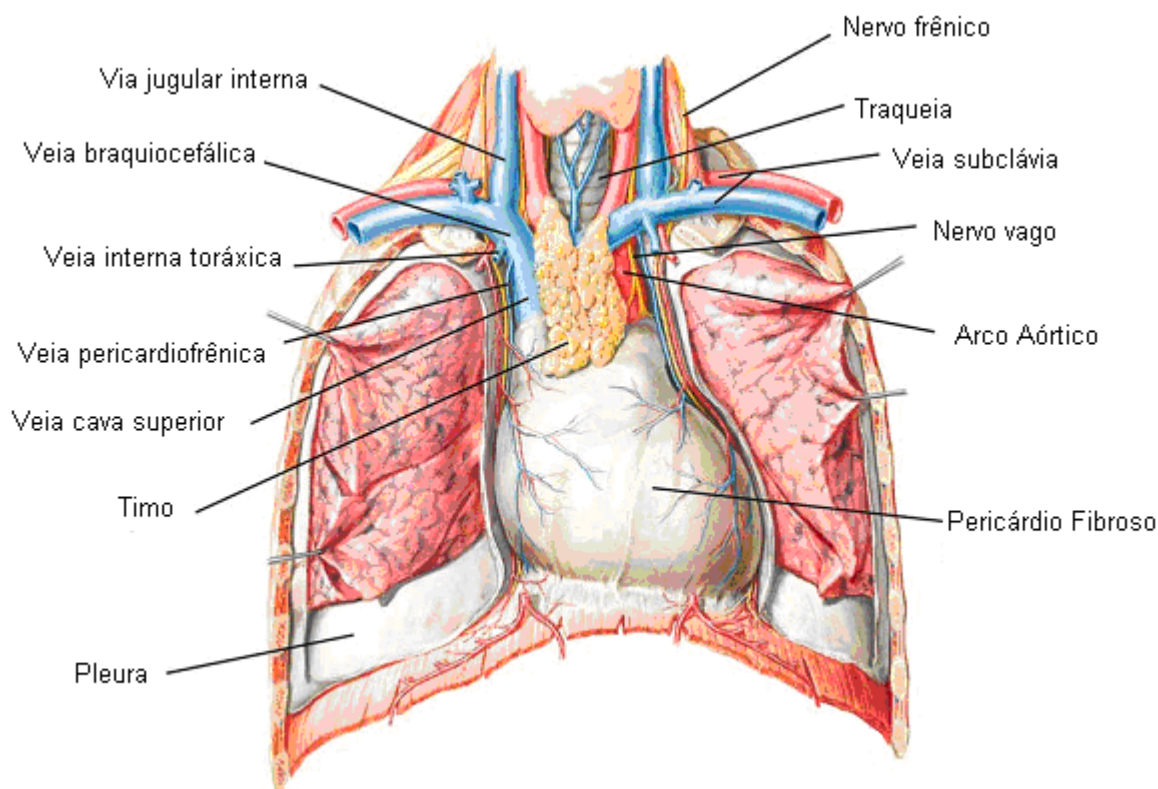


Figura 4 Visualização externa do coração humano[1]

O pericárdio é uma membrana que envolve e protege o coração, permitindo liberdade de movimentos suficiente para contracções rápidas e vigorosas deste. Consiste de duas partes, o pericárdio fibroso e pericárdio seroso. O pericárdio fibroso, que compõe a superfície do pericárdio, é um tecido forte e inelástico, similar a um saco, cuja sua abertura superior é ligada aos tecidos de conexão dos vasos sanguíneos que entram e saem do coração. O pericárdio fibroso fornece protecção ao coração, e evita o sobrealongamento deste. O pericárdio seroso é uma membrana interior, mais fina e delicada que forma uma dupla camada à volta do coração. A camada exterior do pericárdio seroso está fundida ao pericárdio fibroso e à camada interior, designada de epicárdio, que é uma das camadas da parede do coração [3][4].

A parede do coração consiste em 3 camadas: o epicárdio (camada exterior), miocárdio (camada intermédia), e endocárdio (camada interior). O epicárdio é um tecido que confere uma textura escorregadia e suave à superfície externa do coração. O miocárdio é o tecido muscular cardíaco, que constitui grande parte do coração e é responsável pela acção de bombeamento. É constituído por miócitos cardíacos (células musculares) que estão

dispostos em feixes espiralados na diagonal, à volta do coração. Na Figura 5 estão representadas as camadas que constituem o pericárdio e a parede do coração [4].

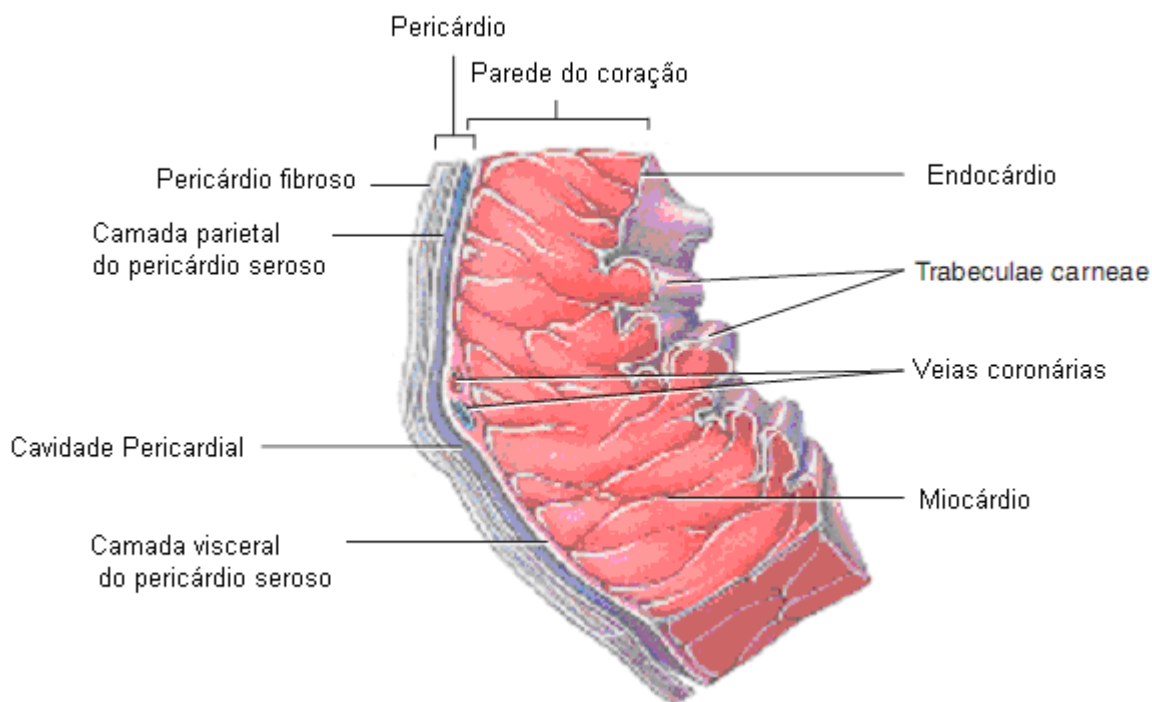


Figura 5 Pericárdio e parede do coração [4]

2.2.1. CONSTITUIÇÃO INTERNA DO CORAÇÃO

O coração possui quatro câmaras, por onde flui o sangue no seu interior (Figura 6). As duas câmaras superiores designam-se de aurículas, e as câmaras inferiores de ventrículos. As aurículas têm como função principal a de armazenar o sangue, enquanto que os ventrículos, que possuem uma parede muscular mais espessa, têm como função o bombeamento de sangue.

O sangue venoso, rico em dióxido de carbono e pobre em oxigénio, proveniente de todo o corpo, é bombeado através das veias cava inferior e superior para o aurículo direito e é impulsionado para o ventrículo direito, passando pela válvula tricúspide, que impede que o sangue seja enviado de volta para o aurículo direito [1]. O ventrículo direito ao contrair-se, o que ocorre em simultâneo com o ventrículo esquerdo, força o sangue a passar pela válvula semilunar pulmonar para a artéria pulmonar, enviando o sangue para a circulação pulmonar, permitindo que ocorra a troca do dióxido de carbono por oxigénio.

O sangue oxigenado é enviado através das veias pulmonares direita e esquerda para o aurículo esquerdo. De seguida o sangue passa pela válvula mitral para o ventrículo esquerdo, que ao contrair-se envia o sangue através da válvula semilunar da aorta para a aorta ascendente, onde algum do sangue é enviado para as artérias coronárias, que levam sangue para a parede do coração. O resto do sangue é enviado para a aorta e aorta descendente, enviando o sangue para todo o corpo [1].

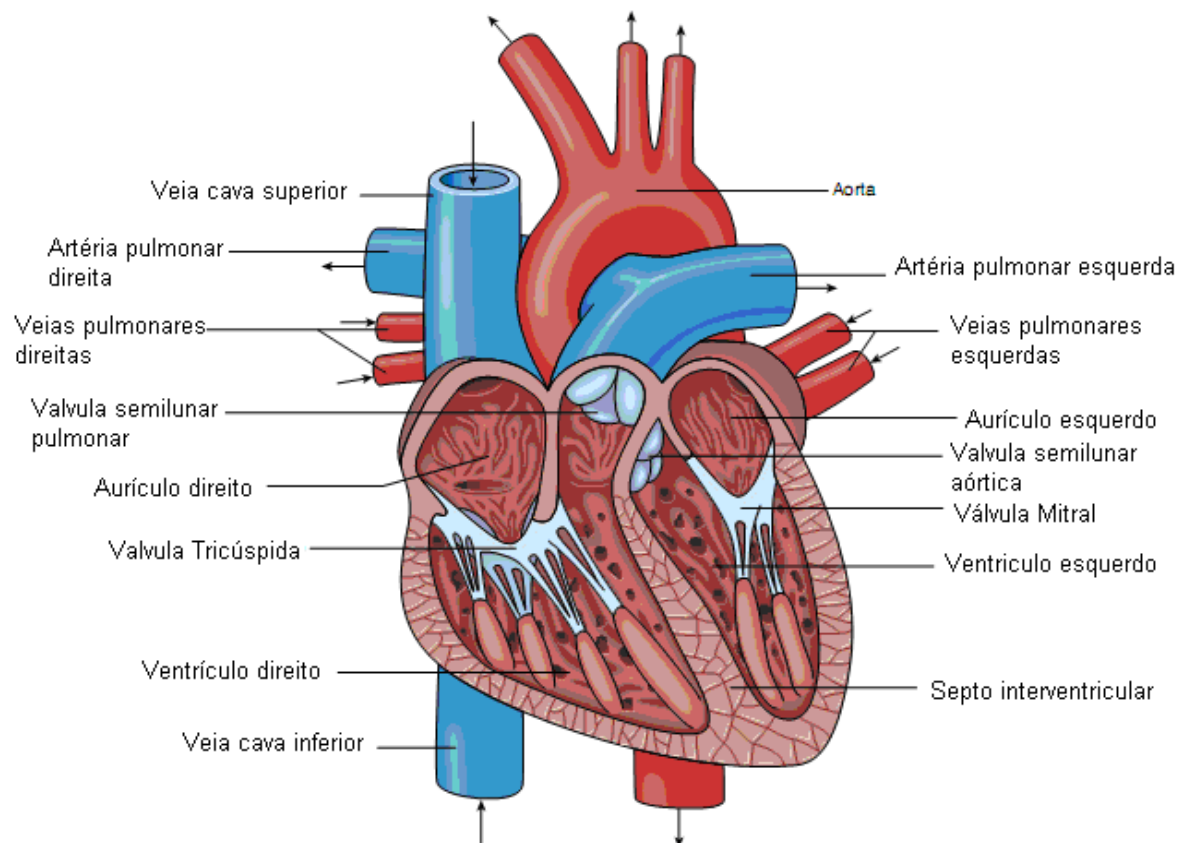


Figura 6 Vista em corte do coração[3]

2.3. ACTIVAÇÃO ELÉCTRICA DO CORAÇÃO

2.3.1. CÉLULAS CARDÍACAS

Existem três tipos de células no coração [5], tendo cada uma a sua electrofisiologia distinta:

- Células musculares (miócitos), situadas no miocárdio: estas células encontram-se electricamente polarizadas, com o interior da célula a possuir uma diferença de potencial negativa comparativamente ao exterior da célula;

- Células condutoras: especializadas para a rápida condução de impulsos eléctricos, estando presentes no sistema *His-Punkinje*;
- Células *Pacemaking*: possuem propriedades de automaticidade, isto é, são capazes de gerar impulsos eléctricos sem necessidade de estimulação externa, e a uma velocidade constante. Estas células estão presentes no nódulo sinoauricular (SA) e no sistema *His-Punkinje*.

Todas as células estão polarizadas com uma diferença de potencial eléctrico negativo no interior da célula, relativamente ao exterior desta. Esta diferença na carga eléctrica é devida à diferente concentração de electrólitos no interior da célula, comparativamente com o exterior. A diferença de potencial entre o interior e exterior da célula é determinada pela concentração de electrólitos, sendo os principais [2][5], o Potássio (K^+), Sódio (Na^+), Cálcio (Ca^{2+}) e Cloro (Cl^-). Esta diferença de potencial é geralmente designada como potencial da membrana, sendo a membrana a estrutura que delimita o meio intracelular do meio extracelular.

A membrana celular é relativamente impermeável aos electrólitos. O movimento de iões do interior para o exterior, bem como para o percurso contrário, é controlado por canais específicos para certos iões. Os canais são abertos e fechados a um determinado momento, funcionando como uma porta (*gate*). A tensão na membrana celular controla as portas, fazendo com que a abertura e fecho das portas seja sensível à diferença de potencial.

Um aspecto importante do comportamento da membrana é o potencial de acção (*action potential*)[2], que ocorre quando a membrana sai do estado de repouso, em que o potencial da membrana se despolariza subitamente e depois volta a polarizar, voltando ao estado de repouso. Nas células não *pacemaker*, como os miócitos e células condutoras, o potencial de acção é despoletado pelas correntes de despolarização de células adjacentes, enquanto que as células *pacemaker* são capazes de gerar espontaneamente o potencial de acção.

A função principal das células musculares cardíacas (miócitos) é a de se contraírem. Quando o miócito se encontra em repouso, o exterior da célula está a 0 mV e o interior da célula a -90 mV. O potencial de acção de um miócito está dividido em cinco fases distintas: 0, 1, 2, 3 e 4. Estas cinco fases do potencial de acção, apresentadas na Figura 7, representam o ciclo eléctrico completo de despolarização e repolarização das células, e representam os seguintes estados [5]:

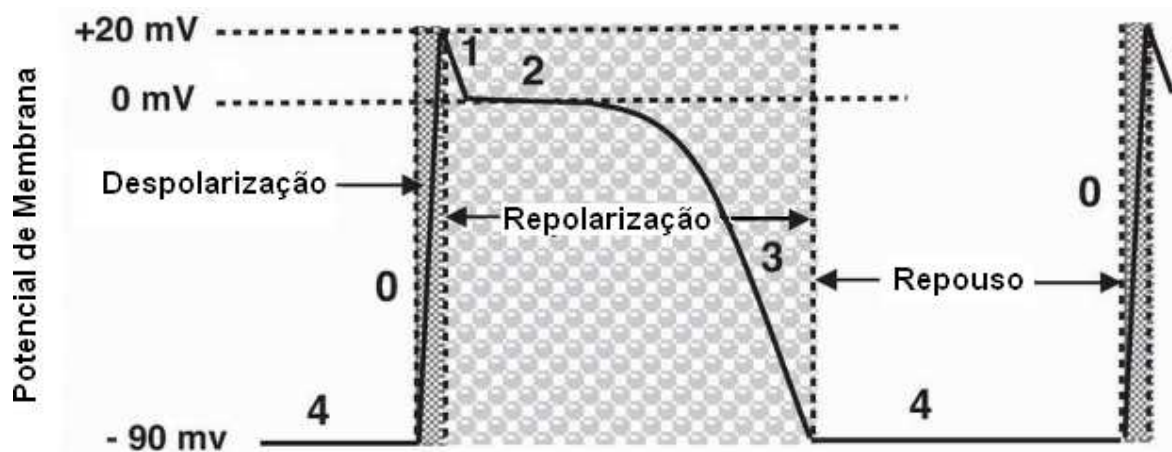


Figura 7 Acção potencial de um miócito ventricular [1]

- Fase 4: O miócito está em repouso e possui uma diferença de potencial de -90 mV entre o interior e o exterior da célula. A concentração de potássio no interior da célula é mais elevada que no exterior;
- Fase 0: A célula recebe um impulso e é despolarizada e o potencial passa de -90 mV para 0, ocorrendo um *overshoot* relativo ao ponto de equilíbrio de 20 mV. A rápida despolarização é devida à abertura de canais que permitem o trânsito de iões positivos de sódio do exterior para o interior da célula, ocorrendo o inverso para os iões de potássio;
- Fase 1: Corresponde a uma repolarização inicial devido ao fecho dos canais que permitem a entrada de sódio, e a estabilização do potencial para 0 V;
- Fase 2: Esta fase corresponde a um planalto, em que a acção potencial permanece a 0 mV. Isto ocorre devido à absorção de cálcio que impede a abertura de canais para a absorção de potássio, impedindo a repolarização. Esta fase tem uma duração de 200 a 250 ms;
- Fase 3: A absorção de cálcio diminui, causando a abertura de canais de potássio que permitem a absorção de potássio e que restauram o potencial da célula para -90 mV.

Durante as fases 0, 1, 2 e parte da 3 a célula está contraída e não é excitável. Este período designa-se de período refractário efectivo. Este mecanismo protector limita as contracções

que o coração pode gerar, permitindo que este tenha tempo para se encher e ejectar sangue [2].

2.3.2. CONDUÇÃO ELÉCTRICA NO INTERIOR DO CORAÇÃO

O impulso cardíaco surge no nódulo sinoauricular (SA). O nódulo SA está situado no aurículo direito junto à veia cava superior (Figura 8). É constituído por células do tipo *pacemaker* que geram um potencial de acção (estímulos eléctricos) a uma taxa de 60 a 100 vezes por minuto. O impulso gerado pelo potencial de acção propaga-se pelas células dos aurículos despolarizando os miócitos a uma velocidade de condução de 0,5 m/s [2][6].

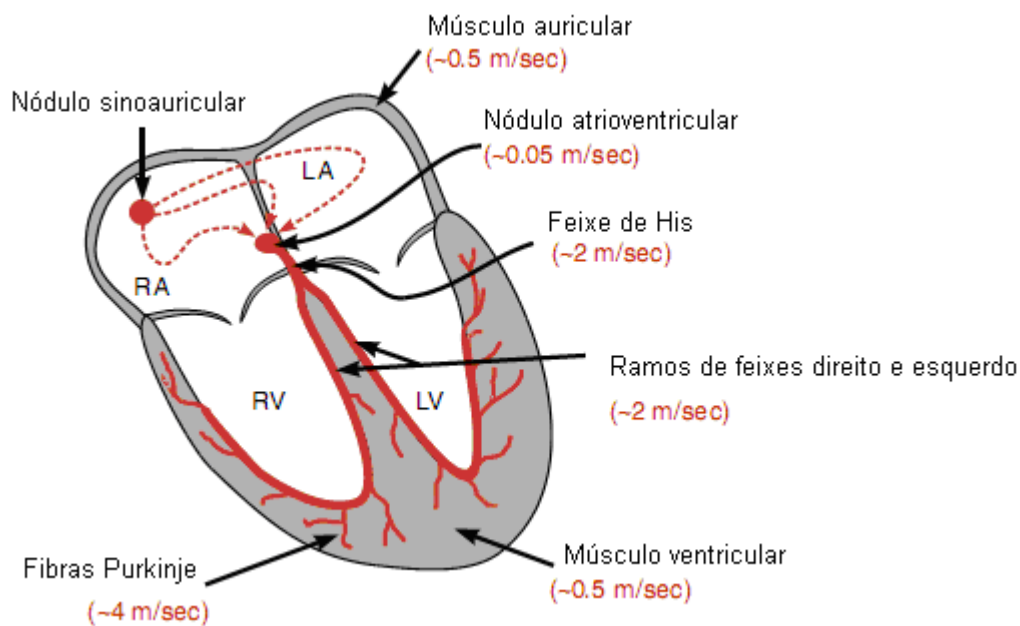


Figura 8 Sistema de condução de impulsos no interior do coração [2]

Os aurículos e ventrículos estão separados por tecido não condutor, sendo o potencial de acção encaminhado para uma região especializada, designada de nódulo atrioventricular (AV). O nódulo AV diminui a velocidade do impulso cardíaco para 0,05 m/s, que é 1/10 da velocidade de propagação dos miócitos dos aurículos e dos ventrículos. Este atraso na condução é fundamental, dado que permite tempo suficiente para completar a despolarização das células dos aurículos, e respectiva contracção, permitindo que estes enviem todo o sangue para os ventrículos, antes que ocorra a contracção dos ventrículos.

Os potenciais de acção que saem do nódulo atrioventricular para os ventrículos são conduzidos pelo feixe de *His*. O feixe de *His* ramifica-se em dois feixes (*Bundle Branches*), que se propagam pelo o septo intraventricular. Estes dois feixes conduzem o

impulso cardíaco a uma velocidade elevada (2 m/s) até à base do coração onde cada feixe se divide num sistema mais extensivo, designado de fibras de *Purkinge*. As fibras de *Purkinge* distribuem o impulso pelas paredes interiores dos ventrículos a uma elevada velocidade (4 m/s). As células das fibras de *Purkinge* estão conectadas aos miócitos ventriculares, e permitem a transmissão do impulso a estas, iniciando a contracção do miocárdio [2].

Os impulsos eléctricos são conduzidos com maior rapidez pelas células condutoras do sistema *His-Purkinge*, permitindo que todos os músculos ventriculares se contraíam coordenadamente.

Na Figura 9 podem-se observar os diferentes potenciais de acção gerados no interior do coração e que são posteriormente lidas no electrocardiograma.

No electrocardiograma, a onda P corresponde aos potenciais de acção gerados no nódulo sinoauricular e músculo auricular, e as ondas Q, R, S, T e U aos potenciais de acção gerados no músculo ventricular.

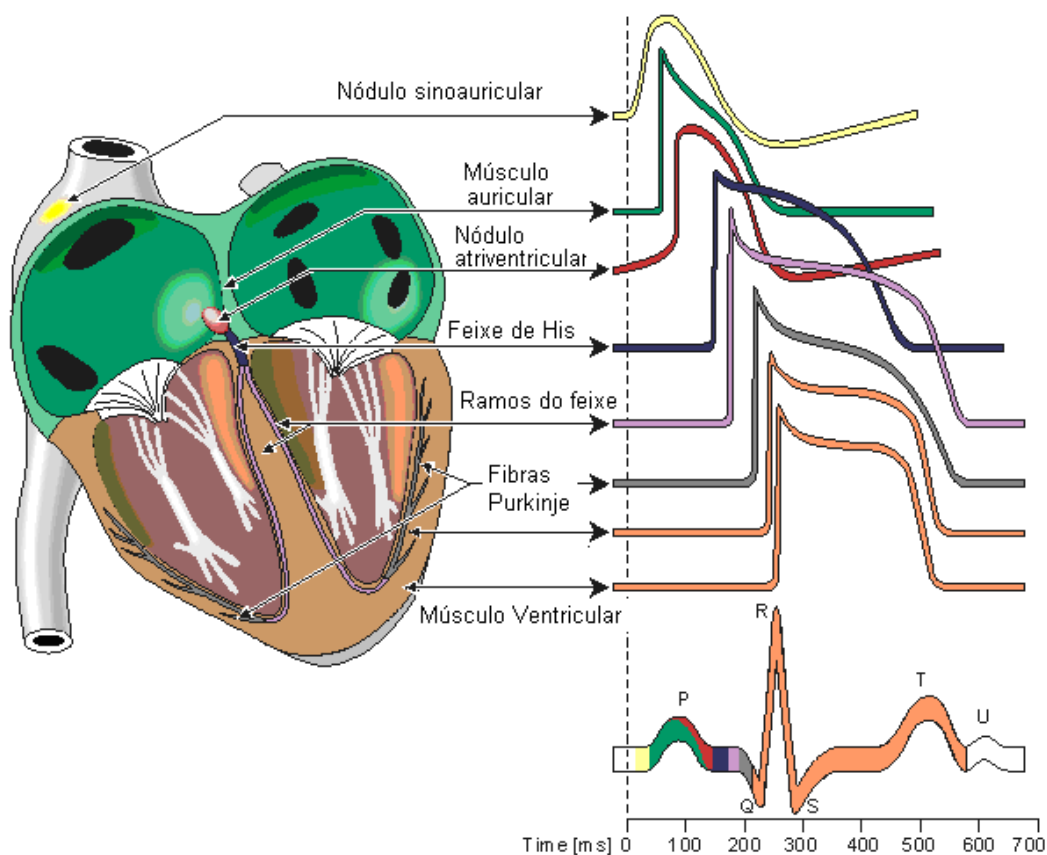


Figura 9 Potenciais de acção do coração [6]

3. ELECTROCARDIOGRAFIA

O electrocardiograma (ECG) é a medida de como a actividade eléctrica varia à medida que os potenciais de acção se propagam durante cada ciclo cardíaco. Porém, o ECG não corresponde à medição exacta da despolarização e repolarização celular do coração, mas sim à magnitude cumulativa da população de células, mostrando as alterações eléctricas que ocorrem à medida que ocorre a despolarização e repolarização das células auriculares e ventriculares [1].

No contexto do ECG o corpo humano é considerado como um condutor de enorme volume, preenchido com tecidos rodeados por um fluido iónico condutor. Durante o ciclo cardíaco o coração contrai-se em resposta aos potenciais de acção que se movem através das câmaras do coração. À medida que se move, parte do tecido cardíaco está despolarizada enquanto que o resto está polarizado, resultando num dipolo eléctrico (Figura 10). Este dipolo origina um fluxo de corrente nos fluidos corporais circundantes das extremidades do coração, resultando num campo eléctrico flutuante por todo o corpo.

O campo eléctrico gerado à volta do coração pode ser medido por eléctrodos colocados na pele, em que a tensão detectada depende da orientação dos eléctrodos em relação às extremidades do dipolo, e a amplitude do sinal é proporcional à massa de tecido cardíaco polarizado e despolarizado [1].

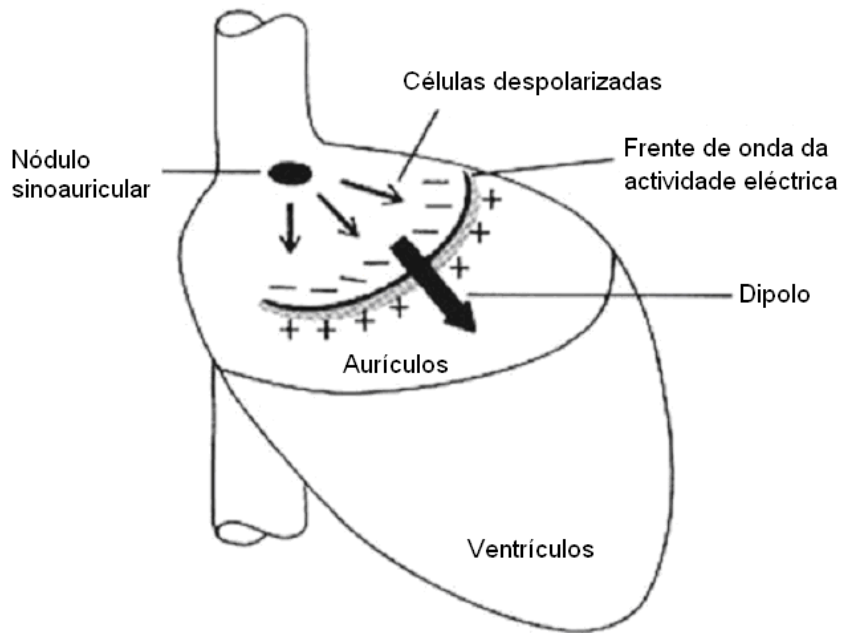


Figura 10 Dipolo eléctrico gerado no coração [1]

3.1. FORMA DE ONDA DO ELECTROCARDIOGRAMA

Quando é efectuado um ECG, é produzida uma leitura dependente de duas variáveis, tensão e tempo, sendo a tensão apresentada em milivolts (mV) e o tempo em segundos. O típico sinal do ECG possui uma amplitude entre ± 2 mV e a largura de banda recomendada para os sistemas de aquisição situa-se entre os 0,05 e 150 Hz [7].

A forma de onda do ECG divide-se em várias ondas que representam diversos estados do ciclo cardíaco. As ondas que formam o ECG são a P, Q, R, S, T e U, sendo que as ondas Q, R e S estão agrupadas perfazendo o complexo QRS (Figura 11).

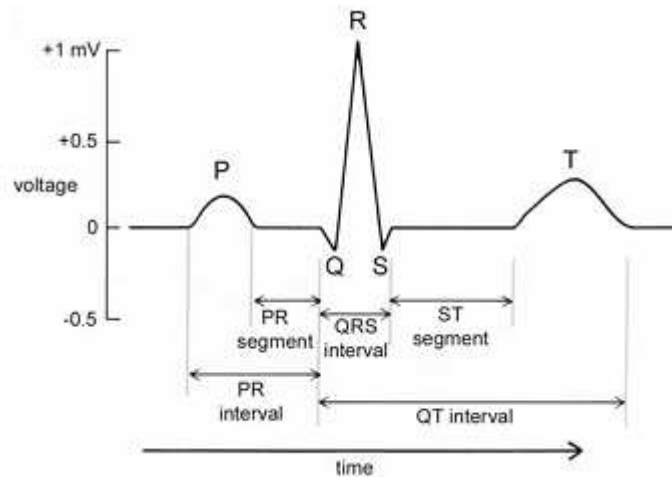


Figura 11 Forma de onda típica de um ECG para um ciclo cardíaco [1]

A onda P é a primeira deflexão do ECG e ocorre devido ao impulso ocorrido no nóculo sinoauricular (SA), que inicia a despolarização da aurícula direita. Dado que o impulso do nóculo SA não é detectado pelo ECG, devido a este não possuir uma quantidade de células suficiente para criar um potencial eléctrico com amplitude suficiente para ser registado por eléctrodos, a despolarização dos aurículos, que se inicia no aurículo direito e progride para o aurículo esquerdo, origina a onda P. A onda P possui uma duração de 0,08 a 0,1 segundos e uma amplitude de 0,25mV [1][8]. À medida que a onda P termina, os aurículos estão completamente despolarizados e inicia-se a contracção destes.

Após o fim da onda P, o sinal do ECG volta para o patamar isoelectrico (0 V) até ao início do complexo QRS. Este período de tempo representa a propagação do impulso pelo nóculo atrioventricular (AV), feixe de His e nas fibras de *Purking*, e este atraso permite coordenar a contracção auricular e ventricular de forma a que não ocorram simultaneamente [5].

O período de tempo entre o início da despolarização dos aurículos e o início da despolarização dos ventrículos designa-se de intervalo PR. Tem uma duração de 0,12 a 0,2 segundos e é medido a partir do início da onda P até à primeira deflexão do complexo QRS [8].

O complexo QRS representa o início da despolarização dos ventrículos. É o maior complexo do ECG porque os ventrículos contêm a maior massa de miocárdio no coração, em contraste com as paredes musculares mais finas dos aurículos [5]. O complexo QRS tem uma duração de 0,06 a 0,1 segundos devido à rápida despolarização dos ventrículos. A

rapidez do complexo QRS deve-se à sincronização da despolarização ventricular, que é mais síncrona do que a despolarização auricular e a repolarização ventricular. Tipicamente a primeira deflexão é negativa e corresponde à onda Q, sendo seguida por uma grande deflexão positiva da onda R, e caso ocorra uma deflexão negativa após a onda R, esta é designada de onda S. O complexo QRS é variável e depende da disposição dos eléctrodos [1]. O complexo QRS pode assumir diversas combinações de ondas, como se pode observar na Figura 12, podendo mesmo não apresentar as três ondas que dão nome ao complexo.

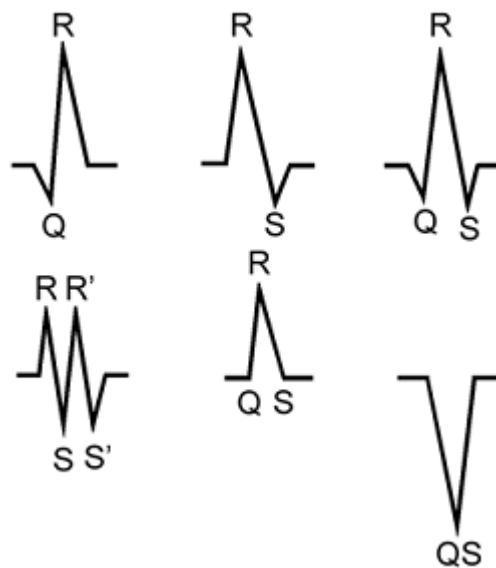


Figura 12 Diversas configurações possíveis do complexo QRS [9]

Para tal são definidas as seguintes regras [9]:

- A primeira deflexão do complexo é chamada de Q caso seja negativa;
- A primeira deflexão positiva do complexo é chamada de R;
- Uma deflexão negativa após a onda R é designada de onda S;
- Deflexões positivas após a primeira onda R são designadas de R' (*R prime*);
- Deflexões negativas após a primeira onda S designam-se de S' (*S prime*).

Após o término do complexo QRS o ECG volta a um período isoeléctrico designado de segmento ST que representa o período entre o fim da despolarização ventricular e o início

da repolarização ventricular. O segmento ST está compreendido entre o ponto J, que se pode observar na Figura 13, e o início da onda T. Este segmento é de elevada importância, e também uma das áreas mais difíceis da electrocardiografia clínica, dado que qualquer subtil anomalia observada no segmento (depressão ou elevação) necessita de ser estudada e correctamente diagnosticada [8].

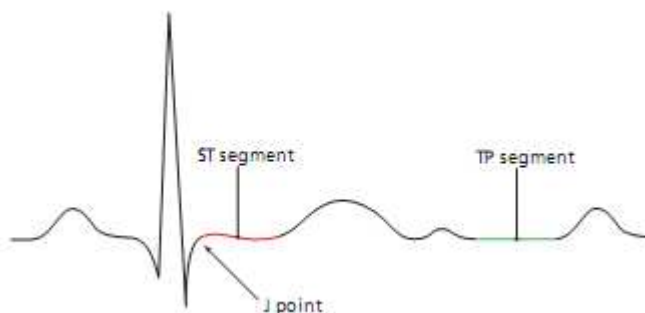


Figura 13 Segmento ST [8]

A onda T corresponde à repolarização dos ventrículos após a contracção destes. Esta onda é o último potencial cardíaco detectado no ECG, sendo seguida pela onda P do ciclo cardíaco seguinte.

Entre o início do complexo QRS e o fim da onda T, é compreendido o intervalo QT, que representa o segmento de tempo que decorre entre a despolarização dos ventrículos até à sua completa repolarização, tendo uma duração de 0.2 a 0.4 segundos [1][2].

A onda U é uma pequena deflexão positiva que ocorre após a onda T. Esta onda que não está normalmente presente no ECG, coincide com a repolarização do sistema *His-Purkinje*, sendo associado a este acontecimento, apesar de esta onda não ser ainda totalmente compreendida. A onda U é de menor amplitude que a onda T.

3.2. SISTEMAS DE DERIVAÇÕES UTILIZADAS NA ELECTROCARDIOGRAFIA

Tipicamente, o ECG é medido através da superfície da pele, recorrendo à utilização de eléctrodos. Isto é possível porque os sinais são transmitidos através do corpo. A forma de onda detectada pelo ECG não depende apenas da quantidade de tecido cardíaco polarizado, mas também da orientação dos eléctrodos em relação ao dipolo no coração.

Se um eléctrodo colocado no braço esquerdo é conectado ao pólo positivo de um galvanómetro, e um eléctrodo colocado no braço direito é conectado ao pólo negativo, a magnitude, bem como a direcção do impulso eléctrico podem ser medidas. Qualquer fluxo de corrente direccionado para o eléctrodo positivo (braço esquerdo) é convencionalmente registado como uma deflexão positiva, e qualquer fluxo de corrente que se afaste do eléctrodo positivo é registado como uma deflexão negativa, como se pode observar na Figura 14. A altura da deflexão no ECG representa a diferença de potencial entre os dois eléctrodos [5].

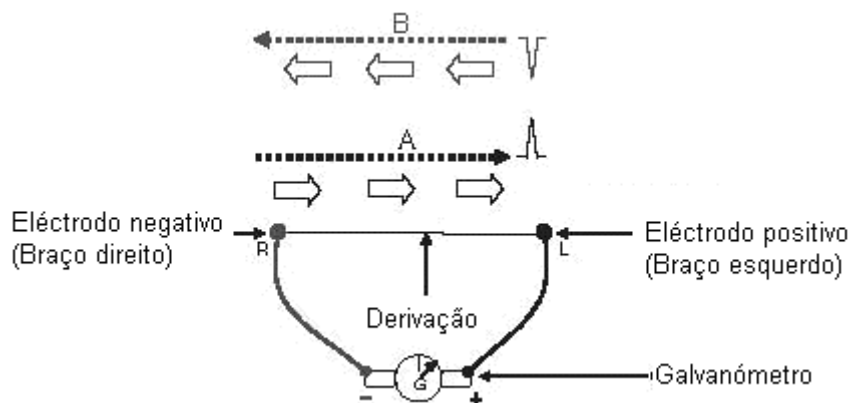


Figura 14 Registo da direcção e impulso eléctrico por um galvanómetro [5]

Uma linha imaginária entre dois eléctrodos é designada de derivação. As derivações electrocardiográficas estão convencionadas e são de três tipos:

- Derivações bipolares;
- Derivações unipolares;
- Derivações pré-cordiais.

3.2.1. DERIVAÇÕES BIPOLARES

Uma derivação é bipolar quando ambos os eléctrodos positivos e negativos contribuem para a deflexão da onda do ECG. Estas derivações são as mais utilizadas e são referidas como derivações I, II e III, e estão dispostas de forma a criar um triângulo equilátero, denominado de triângulo de Einthoven, como se pode observar na Figura 15 [1].

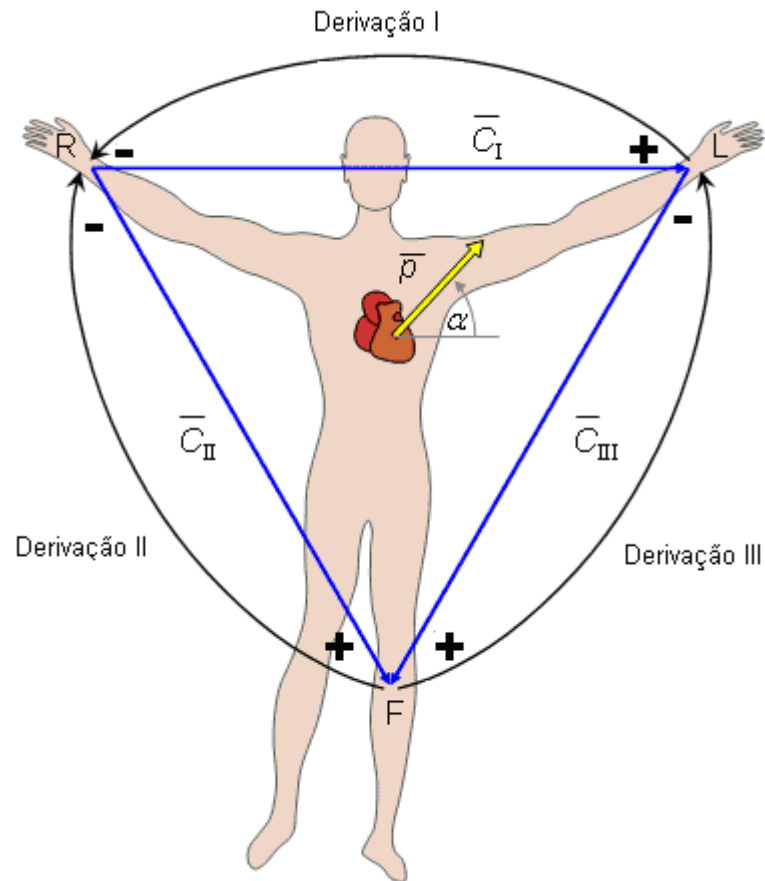


Figura 15 Triângulo de Einthoven [6]

Em cada um dos vértices do triângulo é colocado um eléctrodo, e é registado um sinal correspondente a cada um dos lados do triângulo, utilizando os eléctrodos colocados nas extremidades de cada lado. Os vértices do triângulo correspondem aos pulsos esquerdo e direito, e perna esquerda. As deflexões bipolares estão dispostas da seguinte maneira [5]:

- Derivação I – O eléctrodo do braço esquerdo é ligado ao pólo positivo do galvanómetro (electrocardiógrafo) e o eléctrodo do braço direito ao pólo negativo. Quando o impulso se dirige para o braço esquerdo é registada uma deflexão positiva, ocorrendo uma deflexão negativa quando o impulso se dirige para o braço direito;
- Derivação II – O eléctrodo da perna esquerda é ligado ao pólo positivo e o braço direito ao pólo negativo. Quando o impulso se dirige para a perna esquerda é registada uma deflexão positiva, ocorrendo uma deflexão negativa quando o impulso se dirige para o braço direito;

- Derivação III – O eléctrodo da perna esquerda é ligada ao pólo positivo e o braço esquerdo ao pólo negativo. Quando o impulso se dirige para a perna esquerda é registada uma deflexão positiva, ocorrendo uma deflexão negativa quando o impulso se dirige para o braço esquerdo.

Os electrocardiógrafos modernos, que utilizam tecnologia digital, apenas registam as derivações I e II, calculando a tensão da derivação III em tempo real recorrendo à lei de Einthoven. Esta lei indica que a diferença de potencial na derivação III, a qualquer instante, é igual à soma das diferenças de potencial das derivações I e II [10].

3.2.2. DERIVAÇÕES UNIPOLARES

Quando um eléctrodo é capaz de detectar um potencial eléctrico (eléctrodo explorador) e o outro eléctrodo é colocado a uma localização distante para que não seja afectado pelo campo eléctrico (eléctrodo indiferente, ou neutro), a derivação criada é unipolar. O sistema de derivações polares apenas possui um eléctrodo que contribui para a deflexão do ECG, que está ligado ao terminal positivo do electrocardiógrafo. Os outros eléctrodos servem como uma referência, estando ligados, através de resistências de 5 k Ω , ao terminal negativo [5].

O eléctrodo de exploração é o único capaz de medir o fluxo de corrente, sendo conectado ao pólo positivo do electrocardiógrafo. Se o fluxo de corrente estiver na direcção do eléctrodo, a deflexão registada é positiva, e caso o fluxo tenha o sentido oposto, a deflexão é negativa. Os eléctrodos de exploração são três estando colocados convencionalmente no braço direito, no braço esquerdo e na perna esquerda. Como apenas um dos eléctrodos pode funcionar como eléctrodo de exploração, existem três derivações unipolares designadas de aVR, aVL e aVF.

Quando o eléctrodo unipolar é colocado no braço direito, este é capaz de detectar o impulso eléctrico direccionado para o braço direito, sendo esta derivação designada de aVR. Quando o eléctrodo unipolar é colocado no braço esquerdo, este é capaz de detectar o impulso eléctrico direccionado para o braço esquerdo, sendo esta a derivação aVL. Quando o eléctrodo unipolar é posicionado na perna esquerda, é capaz de detectar o impulso eléctrico direccionado para a virilha, sendo esta a derivação aVF [5]. Na Figura 16 pode-se observar as diferentes configurações dos sistemas de derivações unipolares

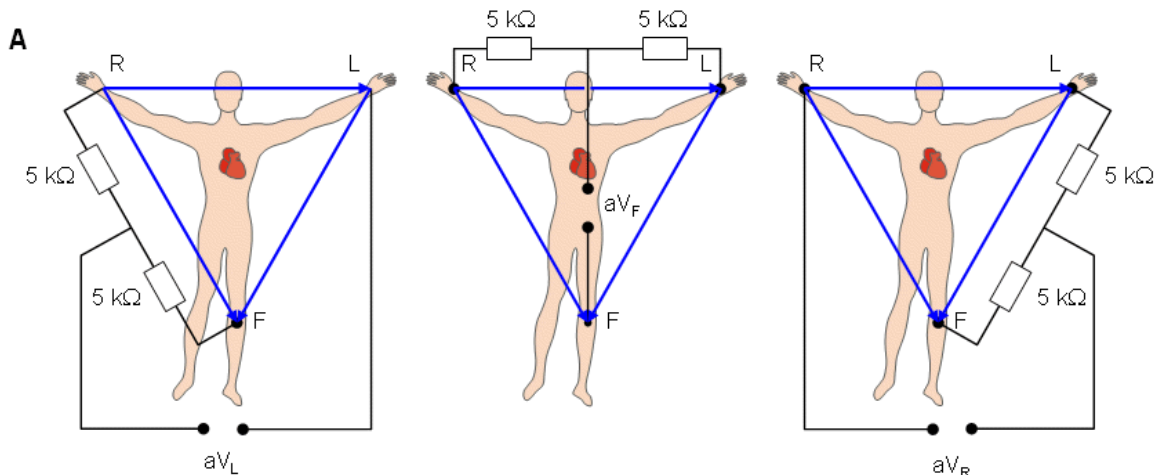


Figura 16 Circuito do sistema de derivações unipolares [6]

3.2.3. DERIVAÇÕES PRÉ-CORDIAIS

As derivações pré-cordiais, são derivações unipolares, que permitem medir os potenciais junto ao coração. São colocados seis eléctrodos ligados ao terminal positivo do electrocardiógrafo na superfície do peito, como se pode observar na Figura 17, criando seis derivações unipolares identificadas de V1 a V6.

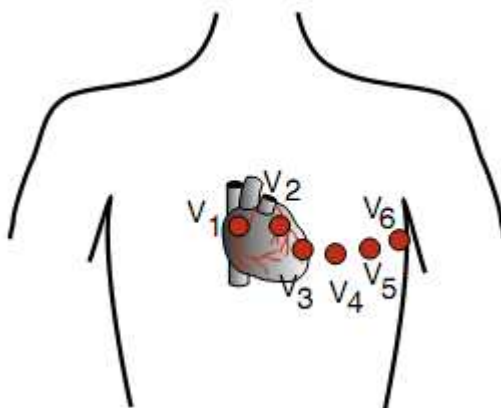


Figura 17 Localização das derivações pré-cordiais [2]

Em adição aos 6 eléctrodos positivos, são colocados 3 eléctrodos nos membros, numa disposição igual à do triângulo de Einthoven. Estes eléctrodos são ligados, através de resistências de 5 kΩ ao terminal negativo do electrocardiógrafo, originando uma derivação de referência neutra [1](Figura 18).

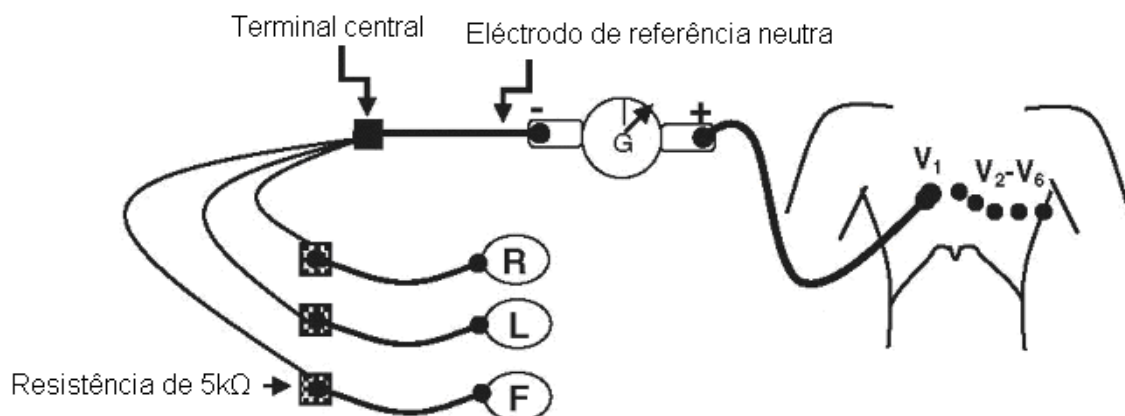


Figura 18 Derivações pré-cordiais e eléctrodos de derivação neutra [5]

3.3. FACTORES DE DISTORÇÃO NO ECG

O sinal do ECG pode ser afectado por vários factores que causam distorções, e consequentemente, reduzem a capacidade de efectuar um correcto diagnóstico do paciente. Esses factores incluem principalmente a localização dos eléctrodos, o efeito da respiração, e o efeito da pele.

Durante a respiração a resistividade e posição dos pulmões é alterada. A orientação e localização do coração também se alteram durante o ciclo respiratório, afectando a magnitude das ondas do ECG [5]. A incorrecta localização dos eléctrodos, sendo que normalmente ocorre na colocação dos eléctrodos das derivações pré-cordiais, influencia os sinais do complexo QRS e do segmento ST, dificultando a análise do ECG de forma a poder alcançar um diagnóstico correcto [11].

3.3.1. PELE

A pele é um órgão com diversas camadas (Figura 19), que protege o corpo. É constituído por três camadas principais, a epiderme, a derme, e a hipoderme [12].

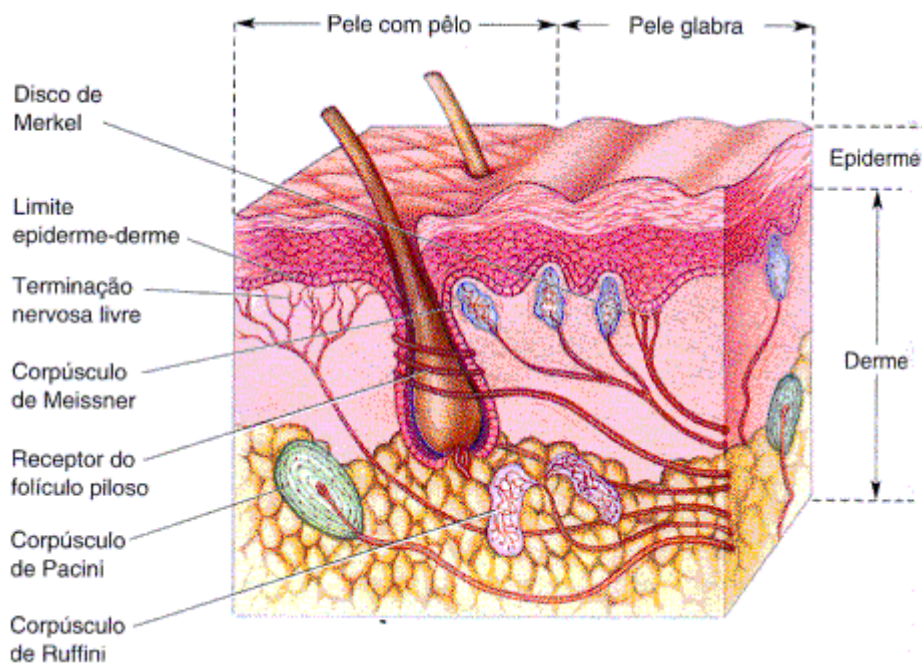


Figura 19 Camadas da pele [13]

A epiderme, camada exterior da pele, tem 100 μm de espessura e está em constante renovação, dividindo-se em diversas camadas, com o estrato germinativo a formar a camada mais interior da epiderme e o estrato córneo a camada exterior.

A derme é a segunda camada da pele, e é consideravelmente mais espessa que a epiderme (aproximadamente 2 mm de espessura). É formada por uma densa rede de tecido conector feito de fibras de colagénico, dando à pele muita da sua elasticidade. Embebidos na derme estão os vasos sanguíneos, folículos pilosos, glândulas sudoríparas e sebáceas, e vários terminos de nervos sensoriais.

A hipoderme, que se encontra abaixo da derme, permite que a pele, na maior parte do corpo, se mova livremente através das estruturas ósseas subjacentes. É uma das áreas do corpo onde se armazena a gordura e actua como uma almofada para proteger os órgãos que se encontram por debaixo da pele [12].

3.3.1.1 IMPEDÂNCIA DA PELE

O estrato córneo da epiderme é relativamente não condutivo, e possui uma elevada impedância à transmissão de corrente eléctrica. Como resultado a impedância da pele é o maior componente da impedância existente na interface pele-eléctrodo, Figura 20. Não obstante, devido às propriedades dieléctricas e à reduzida espessura do estrato córneo (10 –

15 μm), permite o acoplamento capacitivo entre um eléctrodo de metal condutor colocado na superfície da pele, e os tecidos condutores subjacentes. O estrato córneo que fica entre o eléctrodo e os tecidos condutores possui uma impedância capacitiva, sendo representado por um condensador (C_{SP}), como se pode ver na Figura 20 [12].

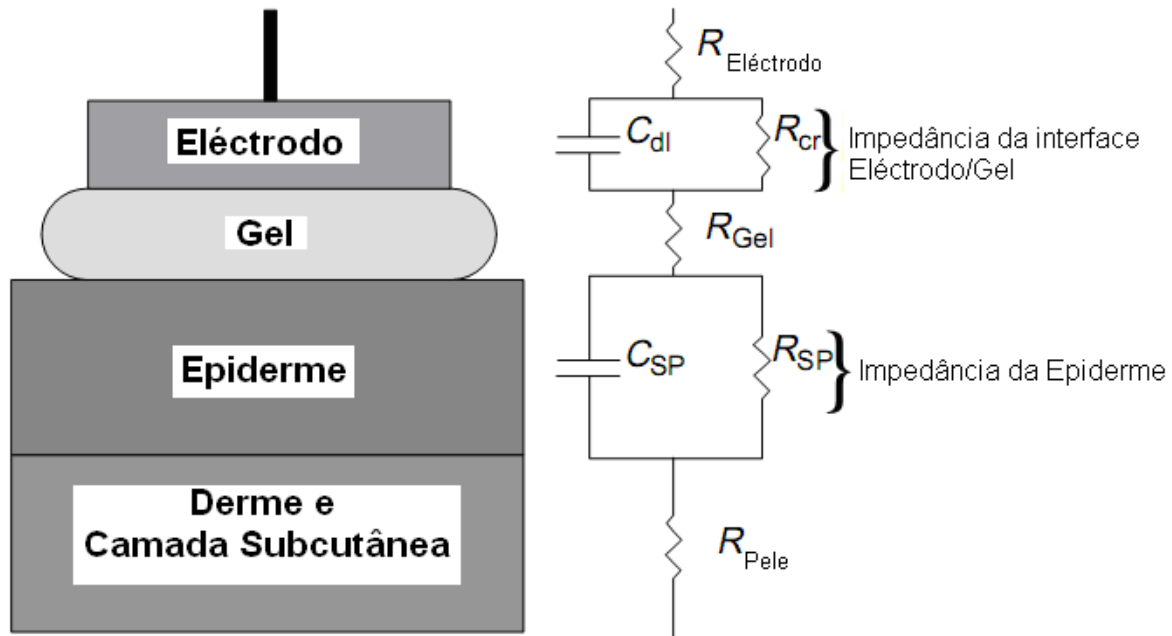


Figura 20 Circuito equivalente da interface pele-eléctrodo[12]

Os iões passam o estrato córneo através dos apêndices da pele (fóliculos pilosos, glândulas sudoríparas e glândulas sebáceas) e por imperfeições da pele, para a derme. O fluxo de corrente iónica que atravessa o estrato córneo pode ser representado electricamente como uma resistência elevada (R_{SP}), em paralelo com uma carga capacitiva (C_{SP}) (Figura 20). O valor de R_{SP} varia devido a vários factores, incluindo a temperatura ambiente e a estímulos fisiopsicológicos, que aumentam a actividade das glândulas sudoríparas.

As camadas subjacentes à epiderme, são em contraste, relativamente condutivas e podem ser representadas em conjunto por uma resistência (R_{Pele}). O sistema eléctrodo-gel é constituído pela resistência do eléctrodo ($R_{Eléctrodo}$); a impedância capacitiva entre o eléctrodo e o gel, C_{DL} , em paralelo com a resistência de transferência de carga R_{CR} (Figura 20) [12].

A espessura da pele é alterada ao esticar ou pressionar a pele, alterando o potencial da pele, que pode variar entre 5-10 mV (o sinal do ECG varia entre -2 a 2 mV). Dado que estas flutuações resultam geralmente do movimento do paciente, estas são designadas de

“artefacto” de movimento (*motion artifact*). Os artefactos de movimento ou deformação de pele, são um sério problema durante os testes de esforço cardíaco de pacientes em passadeiras ou bicicletas de exercício (Figura 21), durante monitorização ambulatória e quando os pacientes estão deitados [12].

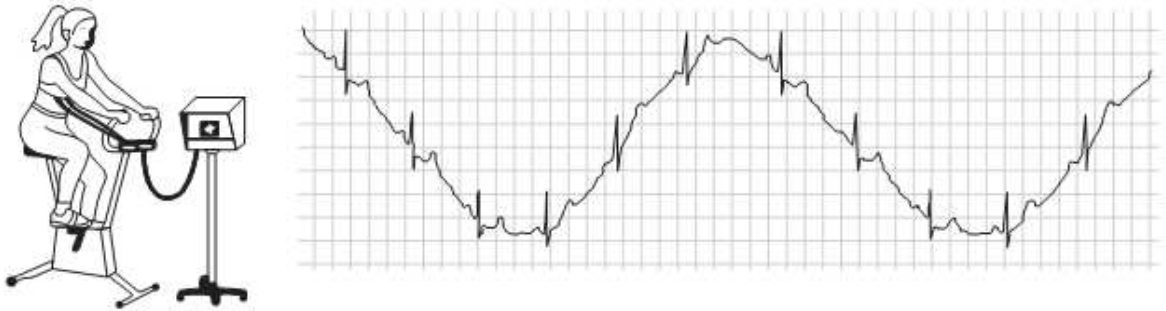


Figura 21 Distúrbios no sinal do ECG devido ao movimento do paciente [12]

Para diminuir os efeitos dos “artefactos” de movimento, nos testes de esforço cardíaco, é frequente esfregar a pele com álcool, de forma a retirar partículas de pele morta, ou perfurar a pele para contornar o problema. Os artefactos diminuem gradualmente no tempo, à medida que o estrato córneo absorve o gel condutor, tornando-o mais condutivo. Isto reduz a impedância da pele reduzindo o impacto dos artefactos no sinal.

Em testes de esforço cardíaco e em monitorização ambulatória, os eléctrodos são colocados em zonas do corpo diferentes das derivações tradicionais, de forma a evitar zonas com grande concentração de músculo ou gordura, de forma a reduzir a deformação da pele [12].

3.4. ELÉCTRODOS

Para recolher a informação dos potenciais de acção gerados no coração são utilizados eléctrodos, geralmente constituídos por metais condutores. Os eléctrodos, geralmente colocados na pele, permitem a interface entre o corpo do paciente e o sistema de amplificação e condicionamento de sinal, de forma a garantir a recolha dos potenciais de acção com o mínimo de interferências.

3.4.1. INTERFACE ELÉCTRODO-ELECTRÓLITO

Quando um eléctrodo metálico entra em contacto com um electrólito (tecido do corpo ou o gel do eléctrodo), é efectuada uma troca de iões-electrões, resultante de uma reacção electroquímica. Os átomos de metal têm tendência a perder electrões e passarem para o electrólito como iões de metal, tornando a carga do eléctrodo negativa em comparação com o electrólito, sendo esta reacção denominada de oxidação. Similarmente, sobre condições de equilíbrio, os iões metálicos no electrólito depositam electrões nos átomos de metal do eléctrodo, originando uma reacção de redução, que mantém a neutralidade da carga entre o eléctrodo e o electrólito.

Na realidade, existe uma diferença de potencial entre o eléctrodo e o electrólito, dependente do equilíbrio entre os processos de oxidação e redução. Geralmente o metal do eléctrodo possui uma carga negativa em relação ao electrólito. Esta diferença de potencial estabelecida entre o eléctrodo e o electrólito é conhecida como potencial *half-cell*. O potencial *half-cell* varia conforme o material, como se pode observar na Tabela 2 [12].

Tabela 2 Potencial *Half-cell* de diferentes materiais[7]

Metal e Reacção	Potencial <i>Half-cell</i> (V)
$\text{Al} \rightarrow \text{Al}^{3+} + 3\text{e}^{-}$	- 1,706
$\text{Ni} \rightarrow \text{Ni}^{2+} + 2\text{e}^{-}$	- 0,230
$\text{H}_2 \rightarrow 2\text{H}^{+} + 2\text{e}^{-}$	0,000 (Por defenição)
$\text{Ag} + \text{Cl}^{-} \rightarrow \text{AgCl} + \text{e}^{-}$	+0,223
$\text{Ag} \rightarrow \text{Ag}^{+} + \text{e}^{-}$	+0,799
$\text{Au} \rightarrow \text{Au}^{+} + \text{e}^{-}$	+1,680

Quando a corrente flui entre o eléctrodo e o electrólito, o potencial *Half-cell* é alterado. A diferença entre o potencial com corrente e o potencial sem corrente (*Half-cell*) é designada de *over-potencial*. O *over-potencial* é influenciado por três factores, o *over-potencial* óhmico, a concentração *over-potencial* e a activação *over-potencial*. O *over-potencial* óhmico corresponde à queda de tensão entre dois eléctrodos numa solução de electrólito, onde a corrente flui através da solução e a solução possui uma resistência finita. A concentração *over-potencial* surge porque a concentração de iões na interface eléctrodo-electrólito é alterada quando esta interface é percorrida por corrente. A activação *over-potencial* é devida à diferença na energia de activação (ou barreira energética) necessária para que o átomo de metal oxide e entre na solução de electrólito como catião (ião com

carga positiva), e também para a energia de activação necessária para que um catião possa ser reduzido e deposite um átomo de metal na superfície do eléctrodo [14].

O efeito do *over-potencial* é conhecido como polarização e pode resultar na diminuição do desempenho do eléctrodo, especialmente em condições de movimento do paciente. Teoricamente os eléctrodos podem ser perfeitamente polarizáveis e perfeitamente não polarizáveis.

Os eléctrodos perfeitamente polarizáveis não permitem a transferência de cargas através da interface eléctrodo-electrólito, e em que a corrente flui como uma corrente de deslocamento, fazendo com que o eléctrodo se comporte como um condensador. Os eléctrodos perfeitamente não polarizáveis permitem a troca livre de cargas através da interface, permitindo a medição de sinais biológicos sem atenuação e distorção [12][14].

Na realidade é impossível fabricar eléctrodos polarizáveis e não polarizáveis, sendo utilizadas combinações de matérias que se aproximem dos eléctrodos ideais. Os eléctrodos altamente polarizáveis, feitos geralmente de platina, possuem uma distribuição de cargas diferente do electrólito, o que causa limitações quando ocorrem movimentos e os sinais são de baixa frequência. Se o eléctrodo se move em relação ao electrólito (pele) a distribuição de cargas na pele subjacente ao eléctrodo altera-se e é induzida uma variação de tensão no eléctrodo que irá causar interferências no sinal medido. Por esta razão os eléctrodos não polarizáveis são preferíveis para a medição de sinais biomédicos, como o ECG.

O eléctrodo de prata/cloreto de prata é o eléctrodo mais utilizado para medir sinais biomédicos externos devido às seguintes características [12]:

- Potencial reduzido e estável;
- Baixo nível de ruído intrínseco;
- Pequeno valor da resistência de transferência de carga (*i.e.*, relativamente não polarizável);
- Reduzida impedância.

Este tipo de eléctrodo é feito através da deposição de uma camada de cloreto de prata num eléctrodo de prata. A necessidade de a prata ser revestida com uma camada de cloreto de

prata deve-se a que dois eléctrodos do mesmo metal quando colocados no electrólito, pode surgir um elevado potencial flutuante entre os eléctrodos devido a uma pequena quantidade de contaminante num ou em ambos os eléctrodos. A camada de cloreto de prata estabiliza o eléctrodo, atenuando o ruído entre os eléctrodos (Figura 22), desde que o eléctrodo esteja em contacto com uma solução contendo uma concentração elevada de iões de cloro (Cl^-), o que é efectuado utilizando um gel entre o eléctrodo e a pele [14].

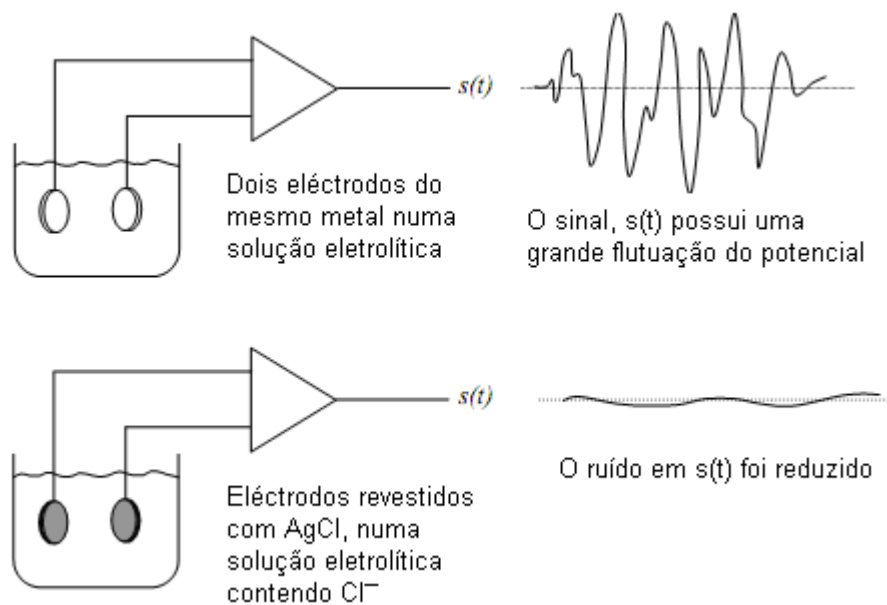


Figura 22 Efeito da camada de cloreto de prata [14]

3.4.2. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS

As características eléctricas dos eléctrodos são não lineares e em função da densidade da corrente na sua superfície. Assim, para representar estes dispositivos por um modelo linear é necessário que eles sejam operados a tensão e corrente reduzidas. Sobre estas condições, os eléctrodos podem ser representados por um circuito equivalente, representado na Figura 23. Neste circuito R_d e C_d representam a impedância e polarização associada com a interface eléctrodo-electrólito; R_s representa uma série de resistências associadas aos efeitos da interface e à resistência dos materiais do eléctrodo; a fonte de tensão E_{hc} representa o potencial *half-cell*.

A impedância do eléctrodo é dependente da frequência, sendo que a baixas frequências (até 100 Hz) a impedância é principalmente resultante da combinação de R_s e R_d , enquanto que a altas frequências o valor de C_d diminui, permitindo ignorar o valor de R_d diminuindo o valor da impedância para R_s [7].

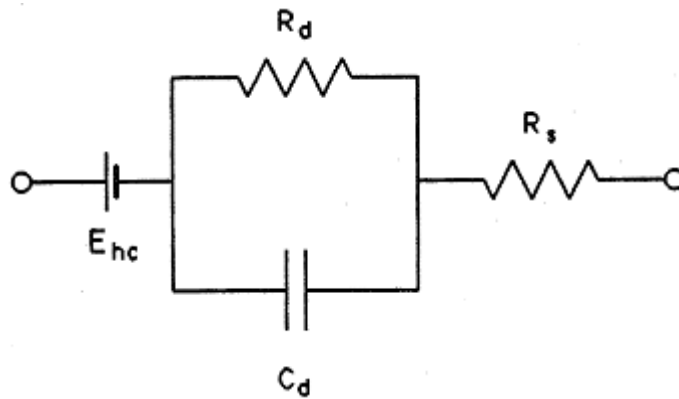


Figura 23 Circuito equivalente de um eléctrodo [7]

3.5. ELÉCTRODOS UTILIZADOS NA ELECTROCARDIOGRAFIA

A generalidade dos eléctrodos utilizados na electrocardiografia é de superfície. Estes eléctrodos são colocados na pele, permitindo a sua utilização. Estes são utilizados desde electrocardiogramas clínicos de curta duração a monitorização cardíaca de longa duração.

3.5.1. ELÉCTRODOS DE PLACA DE METAL

Estes eléctrodos consistem numa placa de metal condutor em contacto com a pele, com uma fina camada de gel entre o metal e a pele. Este tipo de eléctrodos são definidos em dois grupos [12]:

- Grande superfície, ou de membro;
- Disco de metal.

Na Figura 24 podem-se observar os eléctrodos metálicos de membro (a) e de disco metálico (b). Os eléctrodos de membro consistem numa placa de metal colocada sobre um dos membros e são utilizados desde a década de 30 do século passado, tendo o seu uso decrescido ao longo das décadas seguintes.

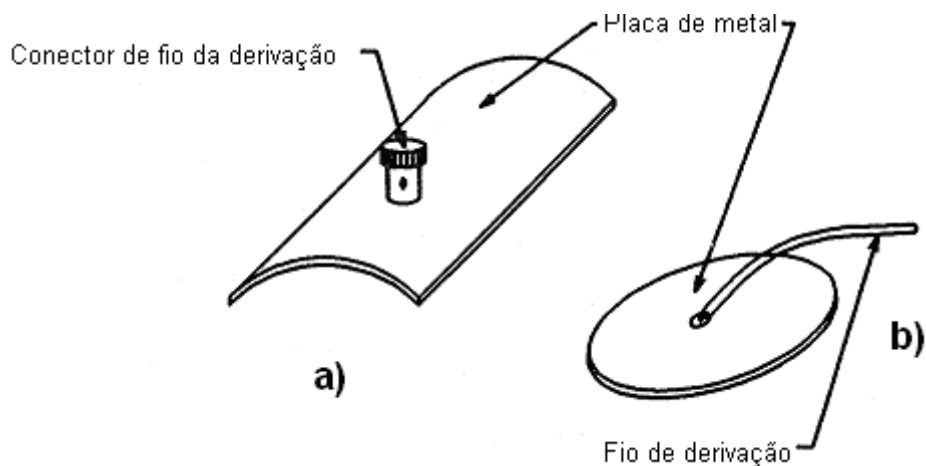


Figura 24 Eléctrodos de membro (a) e disco metálico (b) [7]

Os eléctrodos de disco de metal são mais comuns que os eléctrodos de membro, consistindo num fio de ligação ao sistema de electrocardiografia soldado à superfície traseira do eléctrodo. Este tipo de eléctrodo possui uma utilização mais flexível do que o eléctrodo de membro, permitindo a sua colocação em várias partes do corpo, o que se torna impossível com os eléctrodos de membro.

Estes eléctrodos sofrem grandes interferências devido a artefactos de movimento, dado que quando o eléctrodo se move em relação ao electrólito (neste caso a pele) a distribuição de cargas na interface do eléctrodo é alterada, criando flutuações no potencial de *half-cell*, dando origem a potenciais de transmissão que afectam o sinal obtido [12].

3.5.2. ELÉCTRODOS DE SUCÇÃO

O eléctrodo de sucção (Figura 25) consiste num eléctrodo metálico, cilíndrico e oco que faz contacto com a pele na sua base, sendo a superfície de contacto revestida por gel. Na outra extremidade do cilindro está colocada uma borracha de sucção, que é pressionada quando o eléctrodo é colocado sobre a pele, e libertada de seguida de forma a manter o eléctrodo seguro. Este eléctrodo pode ser usado no peito, para as derivações pré-cordiais, e não sofre interferência devido aos pelos. Estes eléctrodos podem ser utilizados em qualquer parte do corpo, e após efectuar o teste, podem ser colocados noutra parte [12].

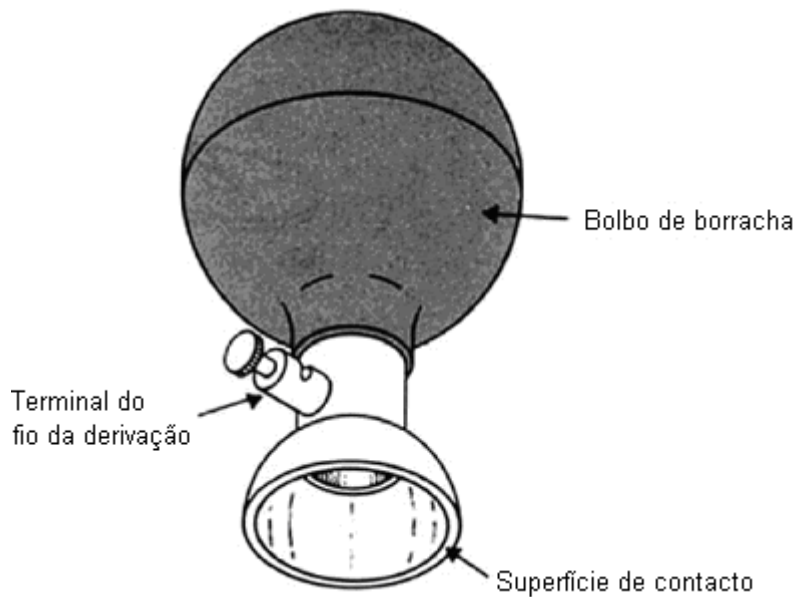


Figura 25 Eléctrodo de sucção [12]

Este eléctrodo apenas pode ser utilizado por curtos períodos de tempo devido à sucção e pressão que causam irritação na pele. Outro problema é derivado da superfície de contacto do eléctrodo com a pele, que, como se pode observar na Figura 25, origina uma maior impedância de contacto do que os eléctrodos de superfície metálica [12].

3.5.3. ELÉCTRODOS FLUTUANTES

Os eléctrodos flutuantes (Figura 26) foram criados de forma a proteger a interface eléctrodo-gel de interferências mecânicas resultantes dos artefactos de movimento. O disco de metal é colocado dentro de um encapsulamento de plástico, designado de *top-hat* e a uma pequena distância da pele, não existindo contacto entre o eléctrodo e a pele, que é preenchida por gel.

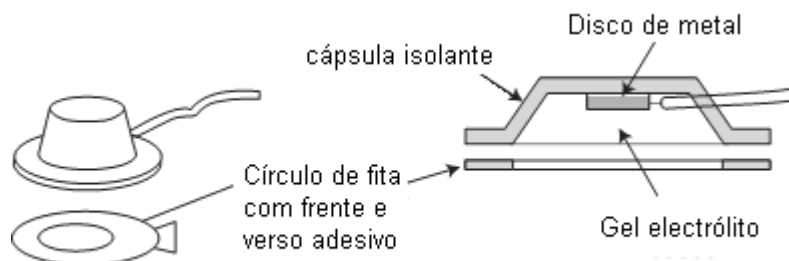


Figura 26 Eléctrodos flutuantes do tipo *top-hat* [12]

Outra versão de eléctrodo flutuante é o eléctrodo descartável (Figura 27). Este eléctrodo possui um compartimento para o gel mais reduzido que a versão inicial, sendo o eléctrodo mantido na posição pretendida por uma película adesiva. Um pequeno compartimento de plástico armazena uma espuma impregnada de gel, ou um pedaço de gel sólido, impedindo que o gel se espalhe para além da superfície pretendida. O eléctrodo de prata/cloreto de prata possui uma pequena protuberância onde é colocado um gancho conectado ao electrocardiógrafo [12].

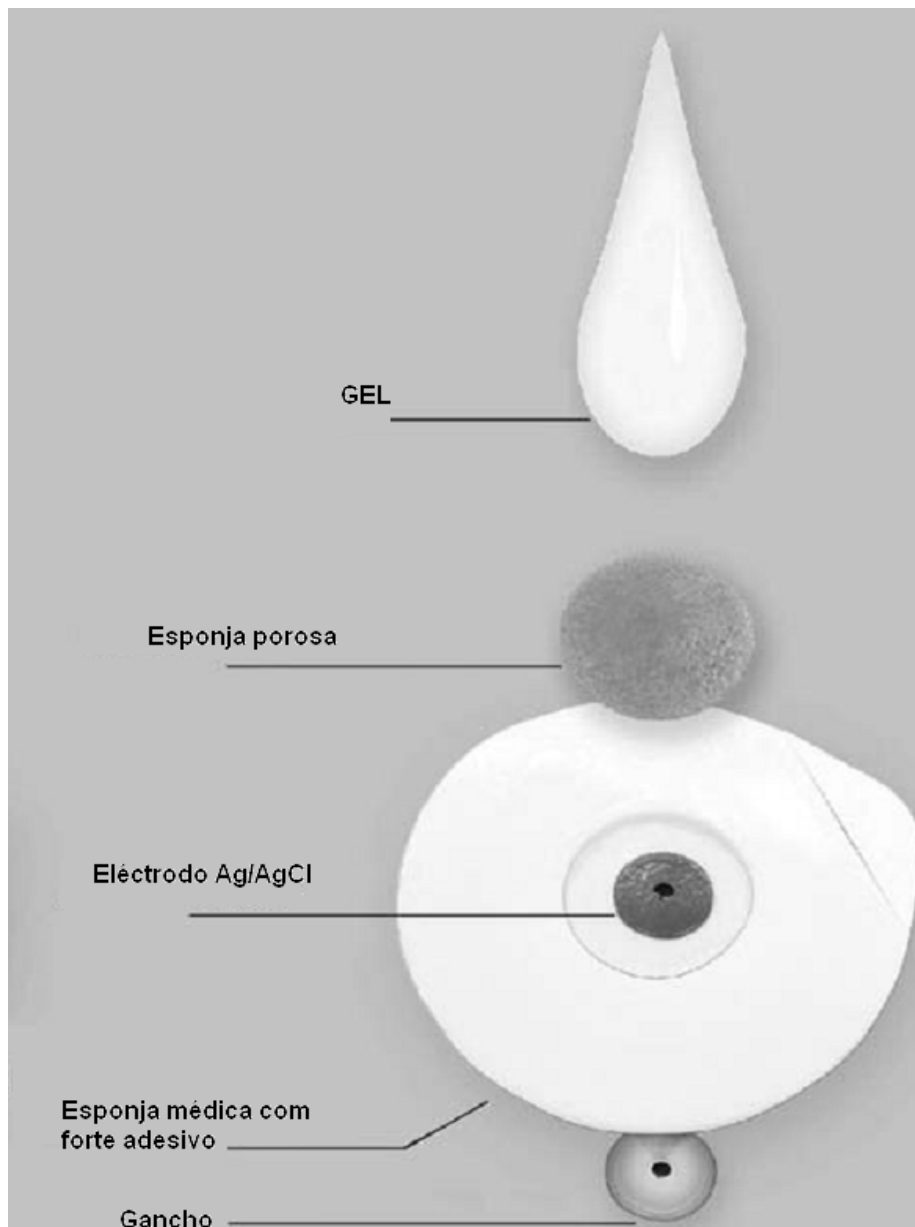


Figura 27 Eléctrodo descartável [12]

3.5.4. ELÉCTRODOS FLÉXIVEIS

Os eléctrodos flexíveis (Figura 28) são eléctrodos descartáveis de baixo custo, relativamente recentes, e que são constituídos por uma folha de prata revestida por cloreto de prata. A folha permite aumentar a flexibilidade do eléctrodo para que se adapte melhor aos contornos do corpo. Em vez de utilizar uma esponja é utilizada uma película de hidrogel (que na realidade é uma esponja a nível microscópico) saturada com uma solução de electrólito, e formada por materiais que aderem directamente à pele, sem necessidade de adesivo [7].



Figura 28 Eléctrodo flexível [12]

A mobilidade e concentração de iões na camada de hidrogel é geralmente inferior do que o gel utilizado na esponja, resultando num eléctrodo com uma maior fonte de impedância comparado com as esponjas e géis secos utilizados nos eléctrodos descartáveis flutuantes.

Uma vantagem importante de este eléctrodo é a de o electrólito se agarrar directamente à superfície da pele, reduzindo os movimentos entre a superfície da pele e o electrólito, resultando numa menor quantidade de artefactos de movimento. Este tipo de gel torna-se importante para pacientes que se movimentem frequentemente durante a monitorização, e para testes de esforço cardíaco.

Os eléctrodos flexíveis podem possuir uma camada de metal com uma espessura inferior a um micrómetro, sendo a camada de metal suportada por um substrato plástico. Estes

eléctrodos permitem ser transparentes ao raio-X, o que os torna especialmente importantes em aplicações neo-natais e pediátricas, onde a repetida colocação e remoção de eléctrodos, para que sejam efectuados raios-X, pode causar irritação da pele [7].

3.5.5. ELÉCTRODOS TÊXTEIS

A tendência crescente para sistemas de saúde personalizados para uso caseiro e monitorização ambulatória necessitam de maior desempenho e flexibilidade de uso. Estas necessidades levaram ao desenvolvimento de eléctrodos integrados no vestuário para que os pacientes realizem as suas actividades sem interferência durante monitorizações prolongadas.

Os eléctrodos têxteis consistem em fibras e fios com propriedades electrofísicas especializadas que podem ser unidas e formar sistemas têxteis funcionais (Figura 29), ou em sistemas que integram eléctrodos nos têxteis [15].

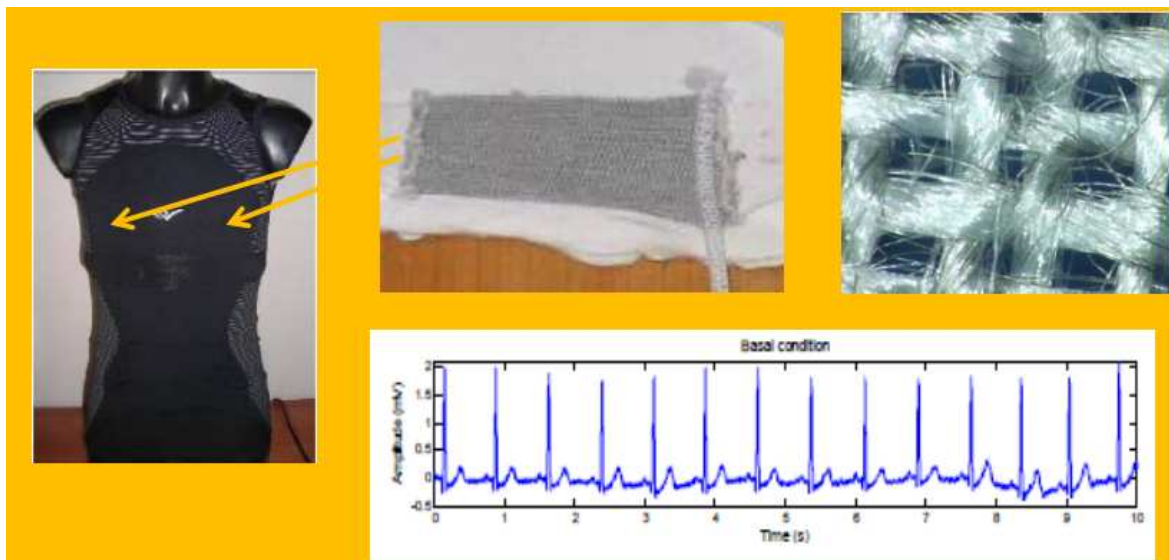


Figura 29 Eléctrodo têxtil desenvolvido pela Philips [16]

Os sistemas que integram os eléctrodos nos têxteis, utilizam eléctrodos secos, que não necessitam de gel na interface eléctrodo-pele de diversos materiais, como borracha condutora e eléctrodos de borracha impresso no tecido e tornados condutores através da deposição de partículas de prata.

No caso de eléctrodos constituídos integralmente por têxteis, estes são produzidos de duas maneiras. Produzidos separadamente da peça de vestuário e posteriormente integrados, ou

integrados durante a manufatura do vestuário, permitindo uma maior integração com o têxtil. Para produzir eléctrodos têxteis podem ser impressos eléctrodos de tinta condutora ou depositadas partículas condutoras (em vários casos partículas de prata), ou produzir tecido constituído por fios de metal ou outras substâncias que apresentem uma boa condutividade [15].

Os fios condutores desenvolvidos nos últimos anos possuem propriedades semelhantes aos fios normalmente utilizados no vestuário convencional de forma a não causar desconforto ao utilizador, dado que fios metálicos, apesar da sua excelente condutividade e baixa impedância, são desconfortáveis e com elevado custo de produção. Estes fios podem ser constituídos por fios têxteis normais com materiais condutores depositados na sua superfície, como o ELITEX, que consiste em fios de nylon com um fino revestimento de prata, e uma resistência de 20 Ω/m [15].

Os eléctrodos têxteis são eléctrodos secos, *i.e.*, não necessitam de gel entre o eléctrodo e a pele. Isto deve-se a que, com o uso prolongado, o gel dos eléctrodos convencionais de prata/cloreto de prata se desidrata resultando em degradação do sinal, e eliminam os efeitos de irritação da pele causados pelo gel [17].

A comunicação entre os eléctrodos têxteis e o sistema de ECG pode ser efectuada através de cabos de ligação, ou por comunicação sem fios [16].

3.6. SISTEMAS ELECTROCARDIOGRÁFICOS

Os electrocardiógrafos podem ser classificados em sistemas fixos e portáteis. Os sistemas fixos, estão disponíveis em clínicas e hospitais e são construídos para efectuarem ECG clínicos de curta duração, onde o paciente se encontra em repouso, e em alguns casos, testes de esforço cardíaco em que o paciente se exercita numa passadeira enquanto é efectuado o ECG. Grande parte destes sistemas possuem algoritmos que ajudam a efectuar uma interpretação do ECG obtido.

Os sistemas portáteis, também designados por sistemas ambulatorios ou *Holter*, são sistemas compactos, que podem pesar menos de 100 g, e permitem recolher informação sobre o comportamento cardíaco do paciente, geralmente 24 horas, e que ajudem o médico a identificar períodos de tempo onde ocorram anormalidades no ritmo cardíaco [7].

3.6.1. SISTEMAS FIXOS

O MAC 5500 (Figura 30) é um exemplo de um dos electrocardiógrafos fixos de última geração permitindo a realização de ECG em tempo real.



Figura 30 MAC 5500 [18]

O sistema possui as seguintes características [18]:

- Aquisição de 12 e 15 sinais em simultâneo para ECG clínicos e testes de esforço cardíaco. Para além de recolher os sinais das 12 derivações convencionais do ECG, permite ainda mais três derivações para a medição do segmento ST de forma a poder recolher informação que não é detectável pelas 12 derivações tradicionais;
- Algoritmo avançado para a análise e interpretação do ECG;
- Leitura de código de barras e de cartão magnético para identificação do paciente;
- Protocolos de segurança e palavra passe para protecção dos dados;
- Possibilidade de utilização de cabo Ethernet e comunicação sem fios para conexão a sistemas de armazenamento de dados;
- Arquivamento de dados do ECG em formato XML (*eXtensible Markup Language*).

O sistema *Biopac* MP35 (Figura 31) [19] é um sistema fixo que assume especial relevância na realização deste trabalho dado que é um sistema que está disponível no ISEP. Este

sistema permite efectuar diversos testes para recolher sinais fisiológicos, e efectuar a sua monitorização, registo e análise no *software* BSL PRO.

O MP35 recolhe os dados através de quatro canais de entrada, a que podem ser ligados diversos sensores de forma a realizar diversos testes, como ECG, Electromiograma (EMG), Electroencefalograma (EEG), tempo de reacção e pressão sanguínea.



Figura 31 Biopac MP35 [20]

Para o teste de ECG são utilizados eléctrodos descartáveis conectados por cabo a um ou dois dos canais do MP35, permitindo recolher informação de duas derivações em simultâneo e efectuando o cálculo em tempo real da terceira derivação por *software*.

Quando os sinais são recebidos pelo MP35 são convertidos em dados que podem ser interpretados por um computador, de forma a poderem ser visualizados no monitor enquanto decorre o teste. O desfasamento entre a recolha e a visualização dos dados no monitor é de cerca de 1/1000 segundos [19].

Para melhor compreender os fenómenos associados ao ECG como as características do sinal (amplitude, duração das ondas do ECG, e interferências no sinal do ECG) foram realizados diversos testes com este equipamento.

3.6.2. SISTEMAS PORTÁTEIS

O HR 300 (Figura 32) é um sistema portátil desenvolvido pela empresa *Welch Allyn* [21], que permite a monitorização contínua do paciente. É um sistema compacto e de peso reduzido (283 gramas), que permite que o paciente efectue registos cardíacos quando pretendido, guardando pelo menos 24 horas informação num cartão SD (*Secure Digital*). O ECG é efectuado através de cinco ou sete derivações, onde são colocados eléctrodos no tórax.



Figura 32 Electrocardiógrafo portátil HR300 [21]

Os dados podem ser enviados em tempo real por comunicação *Bluetooth* de forma a verificar se o paciente tem os eléctrodos devidamente colocados, e também a transferência dos ECG efectuados.

Outro sistema portátil é a *SmartShirt* (Figura 33) desenvolvido pela empresa *Sensatex* [22]. A *SmartShirt* é uma *t-shirt* que permite recolher sinais fisiológicos como o ECG, bem como movimento do corpo humano. O sistema recolhe sinais analógicos através de sensores de fibra condutora, enviando os sinais através de uma grelha de fibra cosida na *t-shirt*. Um conector têxtil conduz os sinais para um pequeno controlador guardado num bolso da *t-shirt*. O controlador digitaliza os sinais e transmite-os via *Bluetooth* ou *Zigbee* para uma estação de recolha de dados onde a informação pode ser guardada e visualizada.

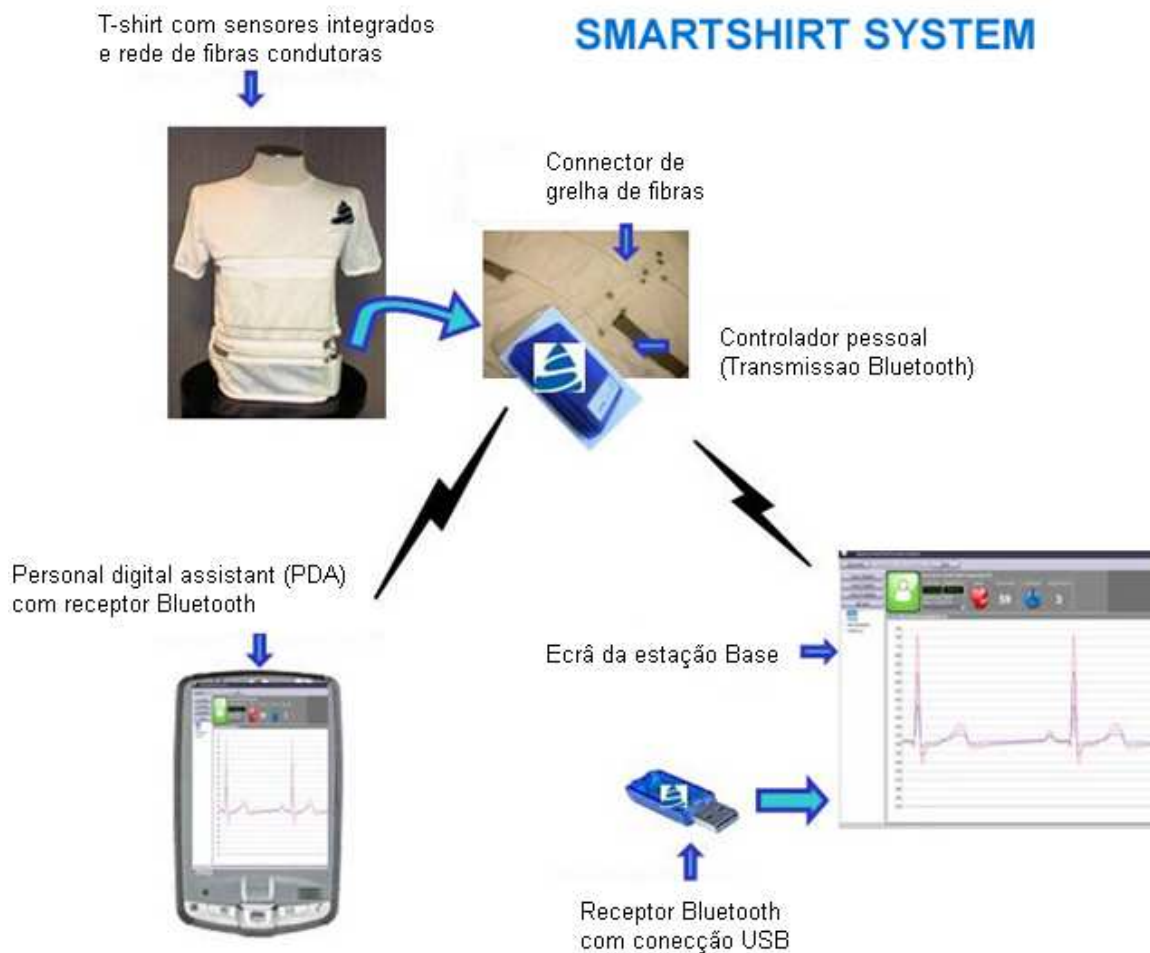


Figura 33 Sistema SmartShirt [22]

O sistema *Biopac BioHarness Physiology Monitoring System* é um sistema portátil, que tal como o sistema Biopac MP35, está disponível no ISEP. O *BioHarness* permite recolher, monitorizar e analisar vários parâmetros fisiológicos, transmitindo a informação recolhida por rádio frequência (RF), sendo esta recolhida por um receptor RF ligado a uma porta USB (*Universal Serial Bus*) de um computador, como se pode observar na Figura 34 [23].

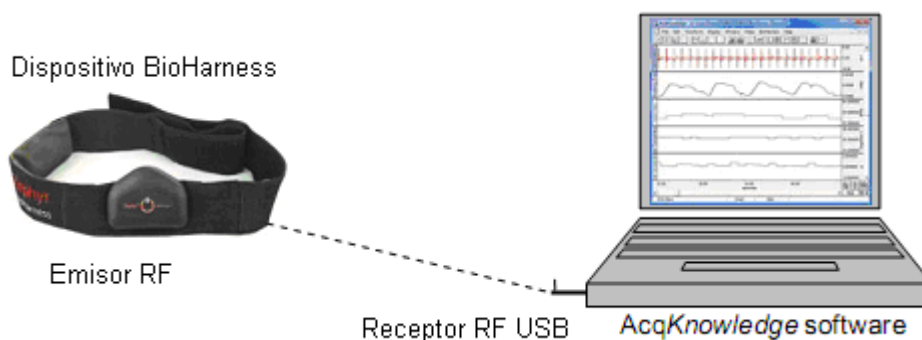


Figura 34 Sistema *BioHarness* [23]

O *BioHarness* é constituído por um cinto com sensores, por um dispositivo que recebe os dados fisiológicos e que transmite a informação, e por um receptor RF que permite a recepção dos dados no computador.

O *BioHarness* possui um conjunto de sensores, que estão integrados no dispositivo e no cinto. O dispositivo possui um acelerómetro três dimensões (3D) integrado, de forma a registar as movimentações, e um sensor de temperatura por infravermelho. O cinto possui dois eléctrodos para recolha de informação ECG e um sensor de respiração. Os sensores do cinto estão revestidos por um tecido condutor que permite uma boa interface de condução de sinais entre a pele e o sensor (Figura 35).

Estes sensores permitem efectuar os seguintes testes [23]:

- ECG;
- Frequência de respiração por minuto;
- Frequência respiratória via tórax;
- Análise da postura do paciente através de um acelerómetro;
- Registo dos movimentos;
- Registo da temperatura da pele.

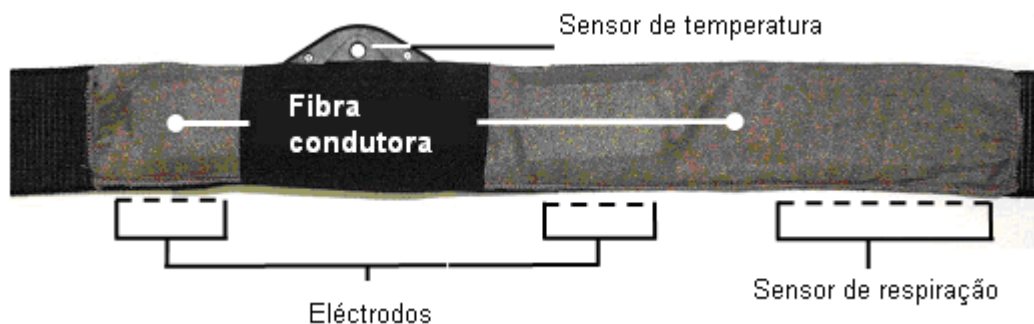


Figura 35 Disposição dos sensores no cinto [23]

Para a sua utilização, o dispositivo é colocado no cinto de eléctrodos, sendo esse cinto colocado no dorso e com o dispositivo posicionado no tórax, abaixo do peito.

4. FIELD-PROGRAMMABLE ANALOG ARRAYS

As *Field-Programmable Analog Arrays* (FPAA) surgiram nos finais da década de 80 do século passado, tendo sido iniciada a sua comercialização em 1996 através da *Motorola* [24], sendo necessário referir que esta área se separou da empresa mãe no início de 2000, passando a ser designada de *Anadigm*. São circuitos integrados (CI) que possuem a possibilidade de programação e de reconfiguração dinâmica de diferentes funções analógicas e mistas num único integrado, permitindo a implementação de sistemas analógicos que anteriormente só poderiam ser construídos com componentes electrónicos discretos. Apesar de não ser um dispositivo ideal para todas as soluções, a sua utilidade em diversas aplicações permite resolver muitos problemas que não requeiram um funcionamento integral, permitindo reduzir os custos, complexidade e tamanho de um circuito electrónico.

A principal vantagem da FPAA em comparação com os circuitos analógicos discretos, é a sua reconfigurabilidade. Como se pode observar na Figura 36, no fluxo de projectos analógicos tradicionais, o sistema é projectado, simulado e necessita de ser fabricado e testado antes de cada revisão. A fabricação é necessária a cada alteração do projecto,

resultando numa perda de tempo e aumento de custos, entre cada alteração implementada no sistema analógico. A FPAA permite que o sistema inteiro possa ser projectado, sintetizado e testado sem necessidade de qualquer fabricação adicional.

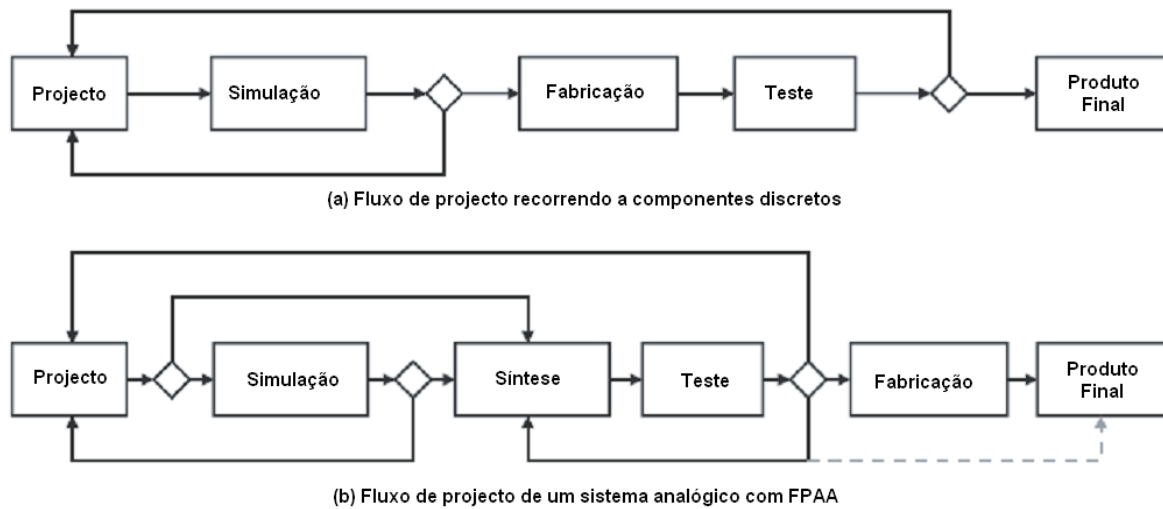


Figura 36 Fluxo de projecto tradicional (a) e recorrendo a FPAA (b)[25]

As FPAA são um CI, que inclui duas funções, encaminhamento e computação, e pode ser configurado para implementar várias funções analógicas utilizando um conjunto de blocos analógicos configuráveis (CAB) e uma rede de conexões internas programável, sendo a programação feita através da utilização de memórias no integrado. Esta programação é realizada nos termos da topologia do circuito a ser aplicado, e tendo em conta os parâmetros do circuito [26].

A Figura 37 mostra a estrutura conceptual de uma FPAA que contem vários CAB conectados entre si através de uma rede de interconexão. O bit de configuração é guardado no registo. Outros bits do registo são usados para configurar a conexão da rede e outros para programar a funcionalidade dos CAB.

As redes de interconexões podem ter a forma de uma árvore, barra transversal ou trajecto de dados. As técnicas utilizadas actualmente são transdutores e circuitos de interruptor capacitivo [26].

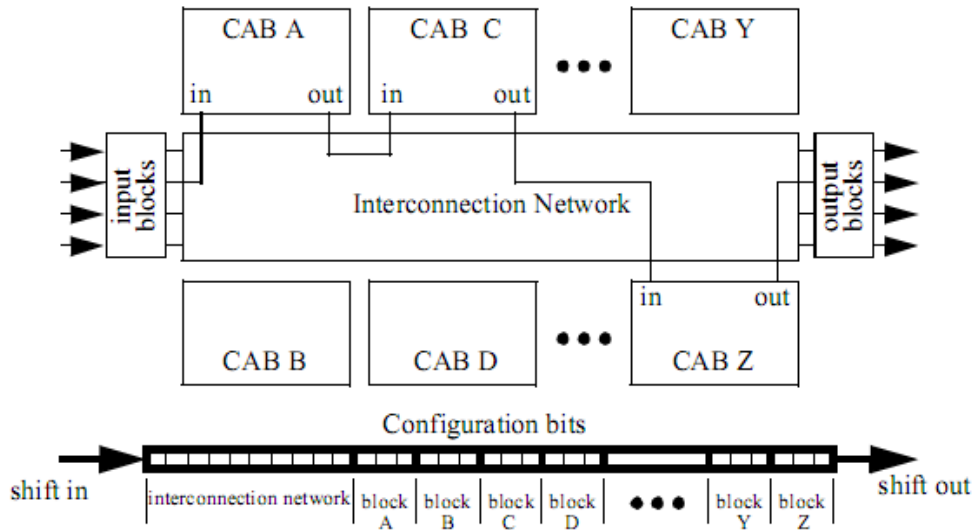


Figura 37 Estrutura conceitual de uma FPAA [26]

Os parâmetros das funções, tais como ganho ou frequência de corte, são programados utilizando uma tensão numa escala contínua entre os potenciais de tensão da FPAA. Estes parâmetros continuamente variáveis são discretizados e depois carregados para o registo na forma digital, e com a possibilidade de serem convertidos para valor analógico, utilizando conversores de sinal. O valor analógico é depois usado para controlar os transdutores e os condensadores variáveis [26].

A actual limitação do tamanho dos sistemas que podem ser efectuados nas FPAA pode ser comparada analogamente com os primeiros dispositivos lógicos programáveis (PLD) (Figura 38), pois actualmente, estes dispositivos têm por principal utilidade a amplificação, o condicionamento de sinal e de filtros. A evolução no campo das FPAA, leva a que este dispositivo evolua até atingir a flexibilidade do seu irmão digital, a *Field-Programmable Gate Array* (FPGA), para que assim seja possível realizar operações mais complexas como filtros de ordem elevada e processamento de Fourier [24].

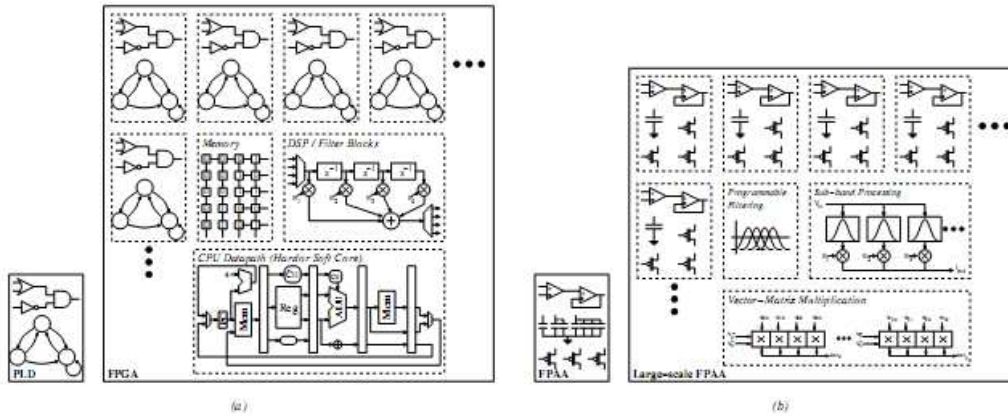


Figura 38 Analogia entre FPAA (b) e primeiros PLD (a) [24]

4.1. TIPOS DE FPAA

Existem duas categorias de FPAA: os dispositivos contínuos no tempo e os dispositivos discretos no tempo [24]. Estes dispositivos apresentam grandes diferenças na sua concepção, dado que os dispositivos contínuos são desenvolvidos para FPAA de larga escala (Figura 39) enquanto que os discretos se aplicam para FPAA de escala mais reduzida, que são os dispositivos com maior disponibilização no mercado actual.

As FPAA discretas são dispositivos de interruptor capacitivo. Nestes circuitos uma tensão é amostrada através da abertura e fecho de um interruptor conectado a um condensador. O interruptor e o condensador formam um tipo de registo analógico, particionando os sinais nesses registos. Os elementos computacionais básicos são os amplificadores operacionais (AMPOP) e registos analógicos que sintetizam uma resistência linear cujo valor é determinado pela taxa de interrupção e valor do condensador. Esta síntese linear de resistência variáveis dá às FPAA de interruptor capacitivo uma maior flexibilidade do que as FPAA contínuas, mas podem causar problemas no projecto do circuito pois os interruptores e condensadores podem introduzir ruído e não linearidades que o sistema tem que ultrapassar. Outro aspecto importante é a largura de banda limitada baseada na taxa de amostragem, pois estes dispositivos têm a necessidade de *anti-aliasing* contínuo e de filtros de reconstrução nas entradas e saídas [24].

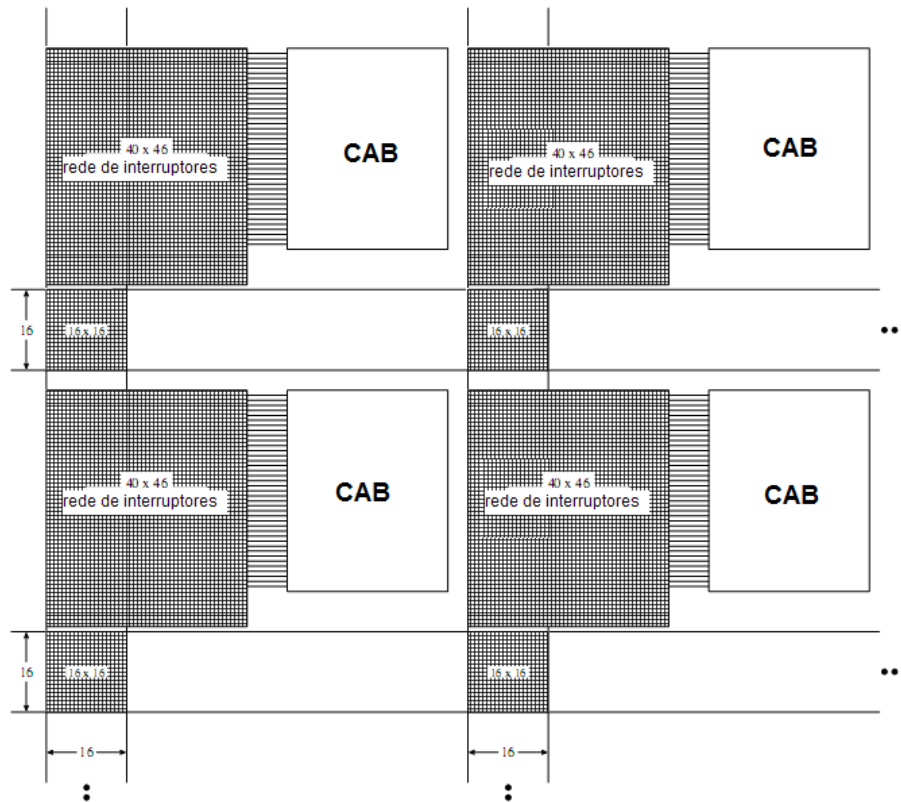


Figura 39 Diagrama de blocos de uma FPA de larga escala [27]

Vários dispositivos de interruptor capacitivo foram introduzidos nos finais dos anos 90 do século passado por entidades comerciais e académicas. Na área académica, os elementos computacionais básicos variam desde o simples AMPOP a blocos mais complexos, como o integrador sem perdas. Estes dispositivos também podem ter um condensador programável e/ou disposições de resistências programáveis. Na área comercial, actualmente uma das empresas de referência, a *Anadigm*, produz dispositivos com CAB de dois AMPOPs, bancos de condensadores programáveis, um registo de aproximações sucessivas (para implementar um conversor A/D) e um comparador de alta velocidade. Contudo, mesmo os últimos dispositivos são relativamente limitados com apenas quatro CAB por integrado e têm como aplicações preferenciais o condicionamento de sinal e a filtragem de sinais [24].

As FPA discretas não se limitam aos esquemas de interruptor capacitivo. Outra tecnologia utilizada, embora não em tão larga escala, é a dos interruptores de corrente, que têm a vantagem de não necessitar de AMPOP, fabricados num padrão de processos digitais de CMOS (semicondutor metal-óxido complementar), e que eliminam distorções nos sinais devido a resistências parasitas.

Os dispositivos contínuos utilizam uma disposição de componentes (AMPOP e/ou transístores) que são interconectados por uma matriz de interruptores, controlados por registos digitais, e que podem ser carregados para um controlador externo, permitindo que a FPAA seja configurada para implementar uma variedade de esquemas diferentes. Este tipo de FPAA tem a vantagem de evitar potenciais artefactos de amostragem, evitando assim a necessidade de filtros *anti-aliasing*, simplificando os processos de projecto que podem ser utilizados e permitindo o suporte de uma elevada largura de banda com desempenho previsível. Um factor limitativo deste tipo de dispositivos é a rede de interrupções, que introduz impedâncias parasitas no sinal, limitando assim a largura de banda e acrescentando ruído ao sistema [24].

Na realidade, os dispositivos contínuos, existentes apenas em modelos teóricos ou em fase de teste inicial, possuem como obstáculo a necessidade de um elemento que possa ser configurado como um interruptor ideal, resistência ideal e elemento computacional configurável ideal. Neste momento uma solução não ideal em estudo é o transístor de porta flutuante, que é um transístor de efeito de campo de canal positivo (pFET), em que os terminais das portas (*gates*) do transístor não estão conectados a sinais excepto por condensadores (*i.e.* não têm caminho para um potencial DC fixo). O sinal no terminal da porta está isolado de sinais externos permitindo manter a carga, tendo um funcionamento semelhante a uma célula EEPROM (*Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory*) [24].

4.2. BLOCOS ANALÓGICOS CONFIGURÁVEIS

Os elementos mais importantes da FPAA são os blocos analógicos configuráveis (CAB), que manipulam os sinais e a rede de interconexão de encaminhamento. As funções analógicas a ser implementadas são definidas por um conjunto de bits de configuração carregados para um registo de deslocamento (*shift register*). Os blocos analógicos têm parâmetros que podem ser programados para acomodar a aplicação, e que através da rede de encaminhamento se conectam aos sinais. Cada CAB pode implementar um número de funções de processamento de sinal, como amplificação, integração, diferenciação, adição, etc.

Um CAB é constituído por um conjunto de componentes analógicos programáveis, recursos de interconexão local e global, blocos de comutação e um AMPOP (Figura 40).

Os componentes dentro da disposição podem ser implementados como simples fios, componentes passivos ou activos, ou elementos mais complexos como AMPOP. Em geral os parâmetros programáveis dos CAB são amplificadores de ganho, valores de resistências e condensadores, e ajustar ramos locais e globais de realimentação [28].

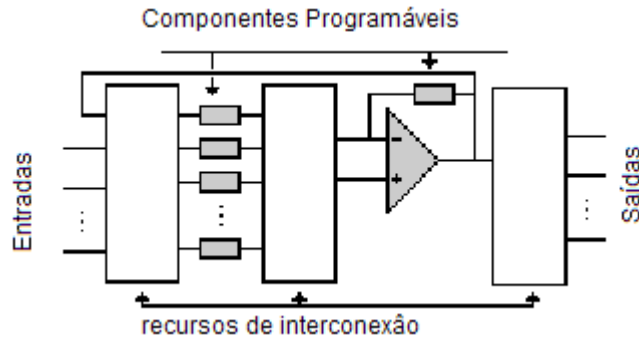


Figura 40 Estrutura genérica de um CAB [28]

Os CAB podem ser homogêneos ou heterogêneos. Uma FPAA pode conter CAB especializados que só realizam poucas funções diferentes, ou conter FPAA CAB homogêneos que podem ser configurados para diversas funções. Os dispositivos contínuos comerciais, da *Lattice*, têm um conjunto de CAB especializadas permitindo uma aplicação específica, e com maior rapidez. Já no campo das FPAA discretas, a *Anadigm* utiliza CAB que conseguem implementar várias funções, embora a sua frequência de funcionamento fique consideravelmente limitada para executar sistemas semelhantes aos das FPAA com CAB especializados (Figura 41) [26].

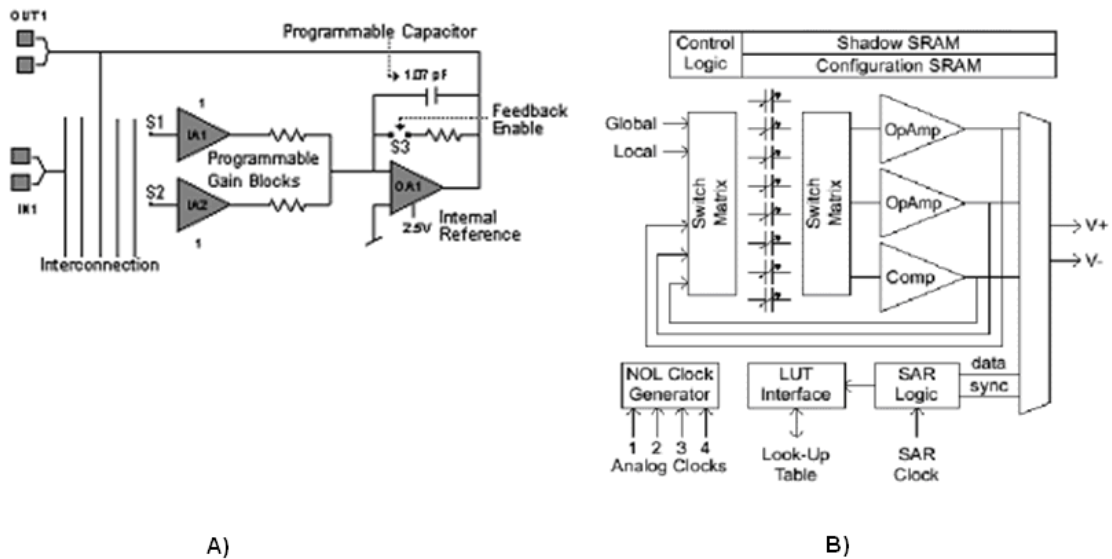


Figura 41 Comparação entre as estruturas de CAB dos dispositivos da Lattice (a) e da Anadigm (b) [29][30]

Para facilitar a interface do utilizador com a FPAA, o *software* actual permite abstrair as estruturas de baixo nível da CAB, em blocos de alto nível, conhecidos como módulos analógicos configuráveis (CAM). O utilizador interage com as CAM como do seu circuito se tratasse. As funções disponibilizadas nas CAM predefinidas permitem que o utilizador as aplique directamente no circuito e só se tenha que preocupar em definir os valores. A configuração das CAM está guardada em memória, e o tipo de memória normalmente utilizado para este efeito é EEPROM, ou SRAM [26] [29].

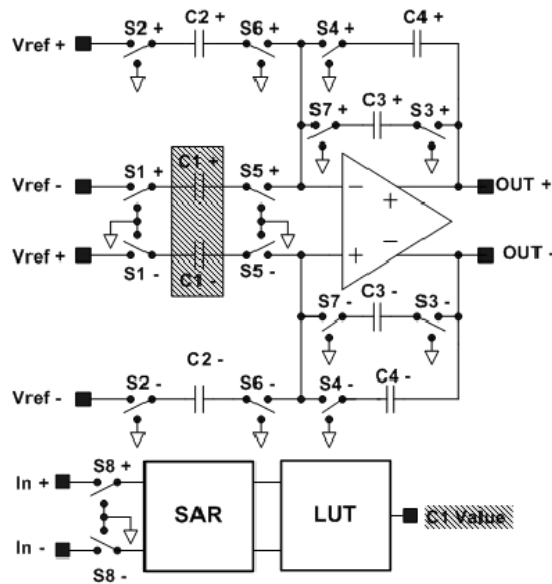


Figura 42 Estrutura de uma CAM da Anadigm [29]

O dispositivo da Figura 42 possui uma *look-up table* (LUT), outro elemento análogo às FPGA, com 256 bytes, que controla a disposição dos condensadores C1, e um registo de aproximações sucessivas (SAR) de 8 bits, que efectua uma verificação constante do sinal. A frequência de funcionamento do SAR tem uma grande influência sobre o seu comportamento, que tem uma resposta mais rápida, quanto maior for a frequência de funcionamento, originando um sinal de saída mais linear, caso contrário serão visíveis degraus no comportamento do sinal.

De forma a não afectar o desempenho da FPAA os fabricantes limitam o número de CAB integradas num integrado, por exemplo os modelos da *Anadigm* estão limitados a uma estrutura de 2x2 CAB o que implica uma redução na flexibilidade do dispositivo, permitindo apenas que sejam processados sistemas básicos como condicionamento de sinal ou filtros. Para aplicações que exijam mais recursos, é necessário agrupar várias FPAA em cascata para implementar o sistema pretendido [29].

4.3. ESTRUTURA DE ENCAMINHAMENTO

A estrutura de encaminhamento é importante, pois distribui os recursos no dispositivo, e define parâmetros como a relação da disposição, relação entre o centro/extremidade e relação da polarização direccional. A estrutura detalhada especifica a conectividade de cada segmento de fio e pino I/O (*Input/Output*) (Figura 43) [31].

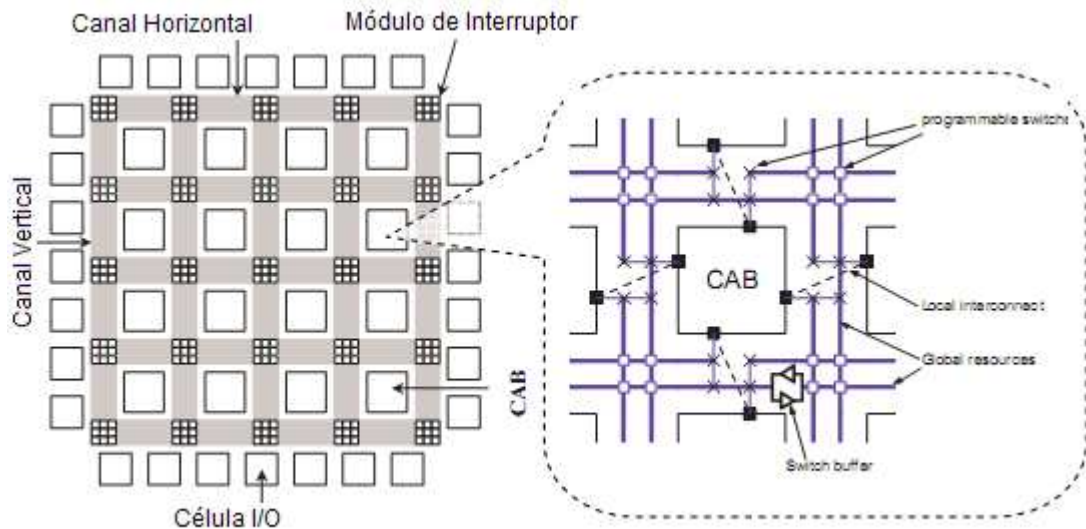


Figura 43 Estrutura conceptual de encaminhamento de uma FPAA [31]

Ao contrário do projecto dos sistemas analógicos, estes recursos de encaminhamento na FPAA são pré-fabricados, e a programação é realizada variando interruptores para efectuar conexões. Uma boa estrutura é essencial para um bom desempenho da FPAA porque a maior parte da degradação do sistema é devida ao encaminhamento, e a maior parte de uma FPAA é dedicada a esta estrutura. Dado que as interconexões não acompanham o processo de miniaturização de transístores, a fracção de área e degradação devido ao encaminhamento aumenta com a miniaturização da tecnologia. Para aplicações de alta-frequência, a arquitectura assume uma maior importância, pois seria impossível que as FPAA de elevada largura de banda atingissem o seu potencial se os atrasos de encaminhamento e utilização de recursos não fossem devidamente controlados.

Devido à grande diferença de características entre os projectos analógico e digital, as estruturas existentes nas FPGA não podem ser extrapoladas para as FPAA sem que sejam aplicadas modificações. Por exemplo, nas estruturas analógicas, só são considerados parâmetros que resolvam os problemas de encaminhamento, o que é insuficiente para as FPGA dado que os circuitos digitais são intrinsecamente robustos a parasitismo de

interconexões. Pelo contrário, para os sistemas analógicos, os problemas eléctricos, como o atraso RC, queda de tensão e harmonização, devem ser considerados na altura da organização do encaminhamento pois afectam o desempenho. Por essas razões, as estruturas de encaminhamento especificamente desenhadas para sistemas analógicos são necessárias [31].

4.4. TÉCNICA DE INTERRUPTOR CAPACITIVO

Esta técnica baseia-se na consideração que um condensador a ser interrompido periodicamente entre dois nós de um circuito é equivalente a uma resistência conectada a esses nós, se o valor médio da corrente (sobre um período de tempo bastante superior ao período de interrupção) for considerado (Figura 44)[32].

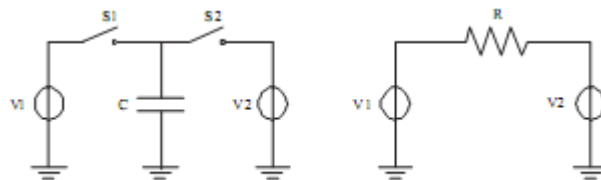


Figura 44 Circuito de interruptor capacitivo equivalente a uma resistência [32]

Durante o tempo que o interruptor S1 está fechado e o S2 aberto, o condensador C está carregado com a tensão na fonte V1 (neste caso $Q_1 = CV_1$).

Quando a posição do interruptor muda, ou seja., S1 abre e S2 fecha, o condensador é carregado ou descarregado dependendo da tensão aplicada em V2; mas, no estado estacionário, a carga total do condensador é de: $Q_2 = CV_2$.

A carga transferida da entrada para a saída durante o tempo de uma interrupção é de [32]:

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2 = C(V_1 - V_2) \quad (1)$$

Isto significa que o valor da corrente que circula da entrada para a saída é [32]:

$$I = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C(V_1 - V_2)}{T} \quad (2)$$

Isto é equivalente a uma corrente I que circula por uma resistência cujo valor pode ser determinado por:

(3)

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R} \Rightarrow R = \frac{T}{C}$$

Modificando o período T de interrupção e o valor da capacidade, pode ser obtida uma vasta gama de resistências. Assim, ao adoptar interruptores capacitivos, é possível integrar um circuito que tem o comportamento de uma resistência, com maior precisão, menos consumo, de dimensões de silício menores, e é menos susceptível a que ocorram desvios devido à temperatura e ao envelhecimento [32].

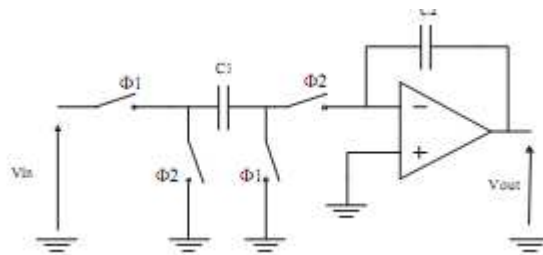


Figura 45 Circuito equivalente a um integrador [32]

4.5. APLICAÇÕES DA FPAA

As FPAA têm aplicações em diversos campos, como o áudio, telecomunicações, condicionamento de sinal e medicina.

Uma das primeiras e mais importantes aplicações das FPAA foi no campo das redes neuronais [33]. As redes neuronais são sistemas computacionais que se baseiam numa aproximação à computação baseada em ligações de nós (neurónios) simples. São um método para solucionar problemas através da simulação do cérebro humano. As aplicações desta tecnologia incluem a previsão de falência, reconhecimento de escrita e de voz, inspecção de produtos, detecção de falhas, diagnóstico médico e avaliação de acções. Como a maior parte das funções necessárias para implementar uma rede deste tipo são a adição, operação de ponto inicial e multiplicação de coeficientes, a FPAA é um dispositivo que atende a todos os requisitos necessários para implementar estes tipo de sistemas e tem a vantagem de interagir directamente com o mundo real (analógico) pois recebe, processa e transmite sinais no domínio analógico sem a necessidade de um conversor A/D (Analógico/Digital) ou D/A (Digital/Analógico). A sua velocidade em aplicações de tempo real permite uma velocidade de processamento muito mais rápida que *hardware* digital.

A aplicação mais importante das FPAA é a de filtragem de sinal. Isto é importante pois quase todos os circuitos analógicos necessitam de filtros. Por exemplo a empresa *Lattice Semiconductors* [30], dispõe do modelo “ispPAC80” que inclui no integrado todos os componentes para implementar filtros passo baixo de quinta ordem com ganhos variáveis. Tem a possibilidade de um único dispositivo implementar filtros de *Butterworth*, *Bessel*, *Chebyshev*, *Legrende*, elípticos, Gaussianos, e filtros passo a baixo com limites de 50 a 750 kHz. De referir que o dispositivo mencionado é um exemplo de uma FPAA contínua no tempo, e os CAB especializados que possui permitem-lhe trabalhar a frequências elevadas, o que já não é possível com os dispositivos com CAB genéricas da *Anadigm* [29].

O controlo PID (proporcional–integral–derivativo) é outra das aplicações. A implementação de controladores P, PI, e PD é relativamente simples, mas o controlo PID está actualmente limitado pois não é possível implementá-lo sem recorrer a componentes externos, tornando-se assim um pouco contraproducente em relação à natureza da FPAA [29].

O condicionamento de sinal de sensores através do controlo do ganho, correcção de *offset* e linearização é uma das principais vantagens do uso das FPAA (Figura 46).

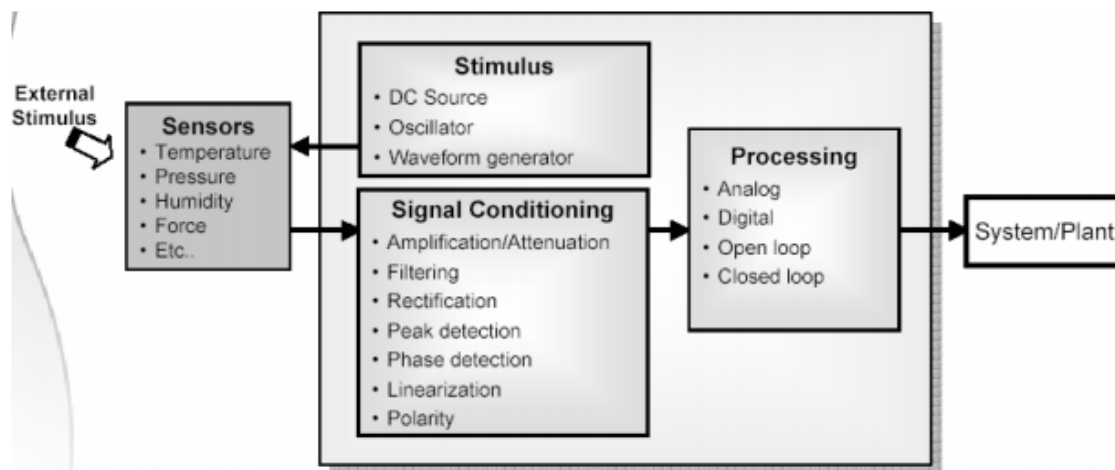


Figura 46 Aplicação de condicionamento de sinal na FPAA [29]

Outras aplicações da FPAA incluem o processamento de sinais analógicos, sistemas de calibração automática, controlo em tempo real de sistemas periféricos analógicos e recalibração dinâmica de sistemas remotos, e condicionamento de sinais de baixa frequência [29].

Apesar de esta quantidade de aplicações, a FPAA continua a ser um dispositivo bastante limitado, e por isso a sua aplicação tem que ter em conta os recursos disponíveis por esta. O reduzido número de CAB, impede a implementação de sistemas elaborados num único dispositivo. Para tal é necessário implementar vários dispositivos em cascata, o que se torna dispendioso.

4.6. DISPOSITIVOS COMERCIALIZADOS

4.6.1. LATTICE – ISPPAC

A empresa *Lattice Semiconductor Corporation* [30] desenvolveu o *In-System Programmable Analog Integrated Circuits* (ispPAC). O ispPAC é uma família de FPAAs em que cada dispositivo foi desenvolvido para desempenhar tarefas específicas.

O elemento básico do ispPAC é a PACell, que dependendo da arquitectura específica do dispositivo, pode ser um amplificador de instrumentação, um amplificador somador, ou outro elemento. Múltiplas PACells formam PACblocks, que permitem implementar funções analógicas como filtros, somadores/diferenciadores, ganho/atenuação e conversão [30].

Actualmente, a *Lattice* disponibiliza cinco modelos distintos, ispPAC 10, ispPAC 20, ispPAC 30, ispPAC 80 e ispPAC 81 (Figura 47).

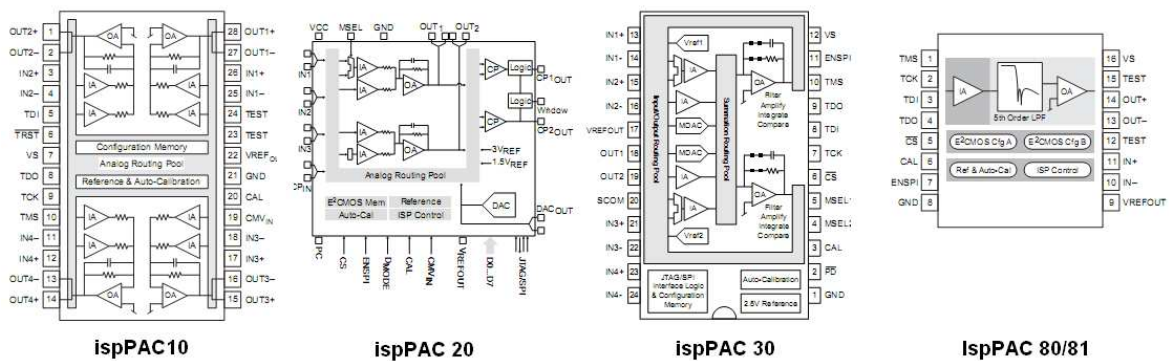


Figura 47 Família de dispositivos ispPAC [30]

O ispPAC 10 contém quatro blocos (PACblocks), em que cada um consiste em vários amplificadores operacionais, com resistências e condensadores de valores programáveis. Cada bloco possui um amplificador somador, dois amplificadores de instrumentação, e

vários condensadores de resposta. Os condensadores de resposta permitem seleccionar diversas frequências de pólo para ajustar a resposta em frequência do bloco. Os amplificadores de instrumentação permitem ganhos entre ± 10 , com ajustes de $\pm 0,1$ ou $\pm 1,0$. A principal aplicação deste dispositivo é o condicionamento de sinal.

O ispPAC 20 contém dois blocos, iguais aos do ispPAC 10, um conversor D/A de 8 bits e duas células comparadoras. O conversor D/A possui um conjunto de valores programáveis, por porta paralela, SPI (*Serial Peripheral Interface Bus*) ou JTAG (*Joint Test Action Group*), que permitem obter no porto de saída do D/A uma tensão diferencial entre ± 3 V com degraus ajustáveis de 0,0117 V. As células comparadoras, permitem a comparação de sinais provenientes de um porto de entrada, ou dos blocos de forma a obter um sinal digital que varia conforme a tensão no terminal positivo é inferior ou superior à tensão de referência. A principal aplicação deste dispositivo é a implementação de sistemas de controlo em malha fechada.

O ispPAC 30 é constituído por quatro amplificadores de instrumentação de ganho programável, dois D/A multiplicadores e dois amplificadores de saída. A principal funcionalidade deste dispositivo é a interface de sinais para A/D de 10 a 12 bits (Figura 48).

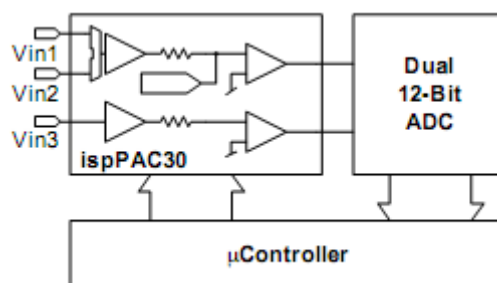


Figura 48 Esquema de aplicação do ispPAC 30 [30]

O ispPAC 80 e ispPAC 81 consistem num integrado que contém um filtro passa baixo de 5ª ordem (Figura 49). O filtro pode ser configurado para aproximações de Chevychev, *Butterworth*, fase linear, *Legrende*, Elíptico ou Gaussiano (o ispPAC 81 possui apenas as três primeiras configurações). A gama de frequência do filtro é de 10 kHz a 750 kHz [30].

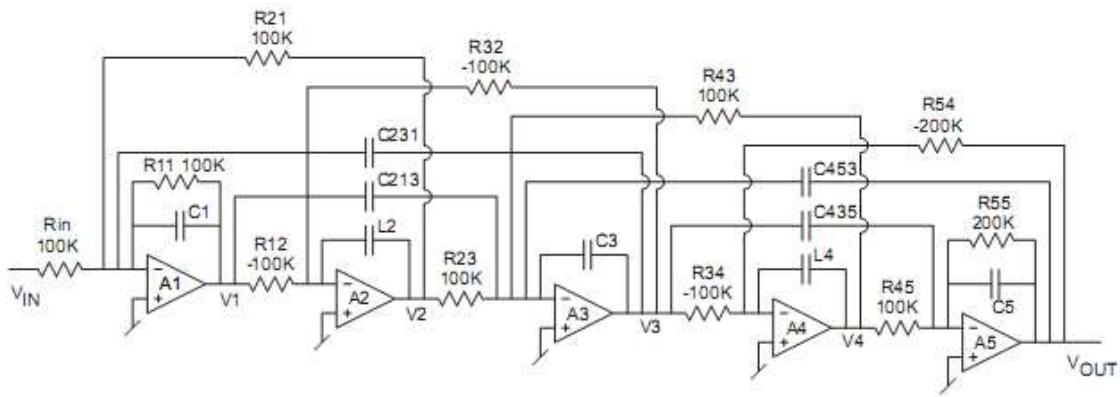


Figura 49 Esquema simplificado do filtro de 5ª ordem do ispPAC80/81 [30]

4.6.2. ANADIGM – DPASP

A empresa *Anadigm* [29] é uma empresa totalmente dedicada à comercialização de soluções de base em FPAA, designada também de *Dynamically Programmable Analog Signal Processor* (dpASP). Possui uma vasta gama de produtos que inclui FPAAs genéricas, de tipo discreto, como a AN221E04 e AN231E04, bem como soluções para aplicações específicas, como o *Rangemaster*, para leitores de RFID, o *Sonic Master*, para amplificação áudio, e o *AnadigmFilter*, para o desenvolvimento de filtros analógicos. Nas FPAA da *Anadigm* é utilizada a técnica de interruptor capacitivo para a configuração dos parâmetros das CAM.

As FPAA genéricas, AN221E04 (Figura 50) e AN231E04, consistem em dispositivos com quatro CABs dispostas numa matriz de 2x2, rodeadas por uma estrutura de encaminhamento de sinais ligadas a células analógicas de I/O. Estes dispositivos podem ser configurados dinamicamente, sem necessidade de efectuar qualquer interrupção na utilização do dispositivo. A configuração das CABs é guardada em memória SRAM (*Static random access memory*) [29].

apenas com um único dispositivo, através de diferentes técnicas de modulação e frequências. O *Rangemaster* consiste em dois CI, uma FPAA e uma máquina de estados RFID, possibilitando o ajuste de diversos parâmetros de configuração, como o circuito de processamento de sinal, ganho do circuito analógico, e saída digital ou analógica, simplificando o desenvolvimento de um sistema [29].

O *SonicMaster* é uma família de dispositivos que permite melhorar o rendimento de amplificadores para *subwoofers*. Tal como o *Rangemaster*, consiste em dois CI, uma FPAA e uma máquina de estados de áudio, que permite gerar funções, essencialmente ao nível de filtros activos, que controlam diversos parâmetros analógicos dos sistemas áudio.

O *AnadigmFilter* é um dispositivo que através de uma FPAA e uma máquina de estados, implementa um filtro analógico dinamicamente programável, através de filtros de 6ª ordem [29].

4.6.3. CYPRESS - PSoC

A empresa *Cypress Semiconductor Corporation* [34] desenvolveu uma família de soluções mista de FPAA/FPGA, designada de *Programmable System-on-Chip* (PSoC), que é um sistema embebido que integra num único CI blocos de lógica analógica (CAB) e blocos de lógica digital, bem como um processador (Figura 51).

O núcleo do sistema é um processador, que varia conforme a versão do dispositivo, M8C (PSoC 1), 8051 (PSoC 3) ou ARM cortex-M3 (PSoC 5), que possui um conjunto de instruções, sendo a memória de programa guardada em memória *Flash* [33].

Para a interface com o processador, bem com os recursos analógicos e digitais, são utilizados *General Purpose Input/Output* (GPIO). Os portos GPIOs podem ser programados para funcionar como entrada/saída de sinais analógicos ou digitais.

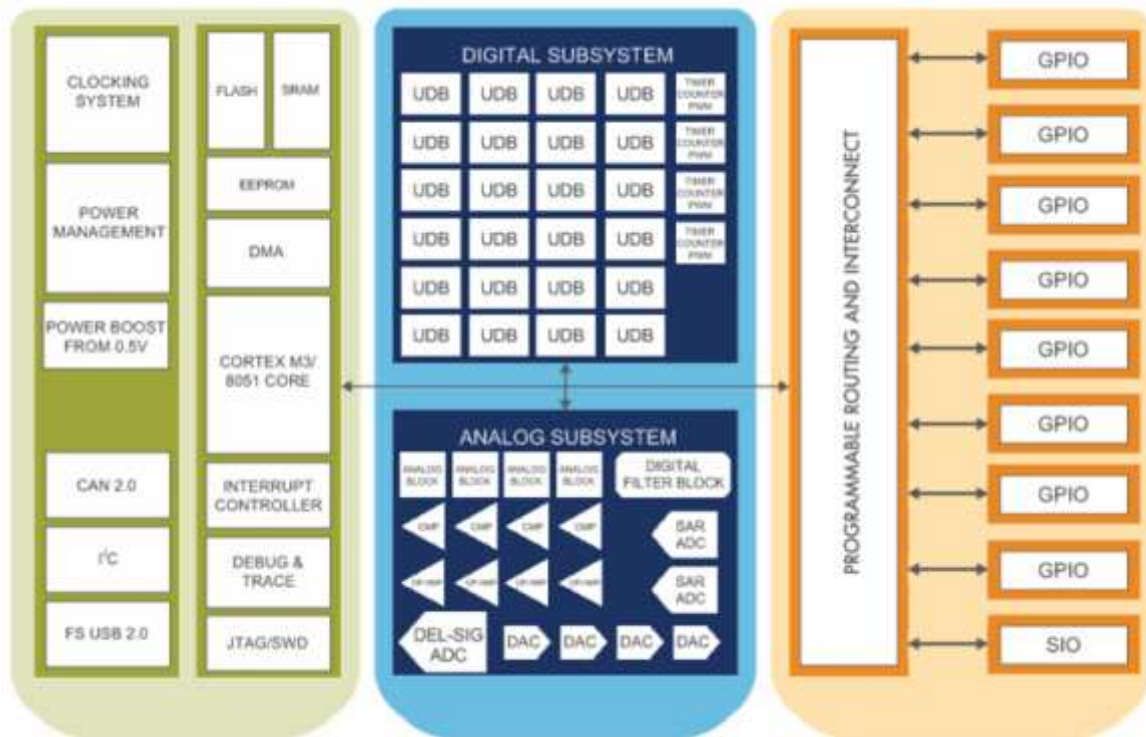


Figura 51 Diagrama de blocos dos dispositivos PSoC3 e PSoC5 [34]

O sistema digital consiste numa matriz de blocos, designados de *Universal Digital Blocks* (UDB), que possuem funcionalidades de um dispositivo de lógica programável (PLD), e que permitem diversas operações de lógica digital (AND, OR, etc.) e diversos protocolos de comunicação (UART, SPI, I2C, USB 2.0 e CAN 2.0).

O sistema analógico é composto por uma matriz de blocos configuráveis dispostos em colunas, com referências analógicas, entradas analógicas multiplexadas e *drivers* analógicos, conversores A/D e conversores D/A. Cada bloco configurável possui um circuito com um AMPOP, que permite a criação de sinais analógicos recorrendo à técnica de interruptor capacitivo. O sistema analógico permite implementar, para além da conversão A/D, D/A e multiplexação de sinais analógicos, comparadores, AMPOPs de ganho programável e AMPOPs de transimpedância [34].

No seu conjunto os sistemas PSoC permitem a implementação de sistemas analógicos simples com sistemas digitais também de complexidade simples, com a vantagem de se poderem criar sistemas de sinais mistos no mesmo integrado, e com a possibilidade de utilizar diversos protocolos de comunicação para comunicar com outros dispositivos.

4.7. ANADIGM AN231K04-DVLP3

Para a realização deste projecto foi utilizada a placa de desenvolvimento AN231K04-DVLP3 (Figura 52), fabricado pela empresa *Anadigm* [29].

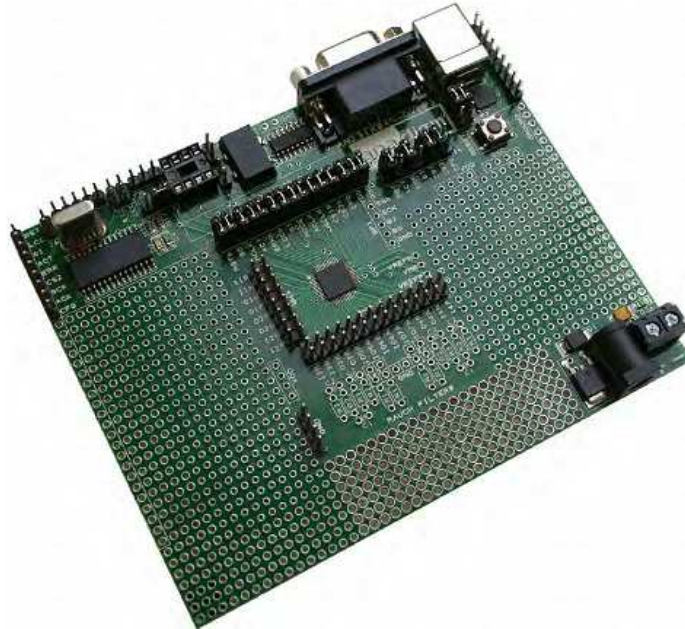


Figura 52 Placa de desenvolvimento AN231K04-DVLP3 [35]

Esta placa utiliza a FPAA AN231E04 (Figura 53), uma FPAA com uma matriz de 2x2 CAB, e sete células analógicas de I/O. O processamento de sinal analógico é efectuado nas CABS através de circuitos de interruptor capacitivo. As CABS estão conectadas a uma *Look-Up Table* (LUT), que permite o ajustamento de cada elemento que possua uma resposta dependente de um sinal, ou de uma base de tempo. A LUT pode ser usada para implementar funções de transferência arbitrárias *input-to-output*, gerar sinais aleatórios, e construção de filtros dependentes de tensão. Para a programação da FPAA pode ser utilizada a comunicação série RS232 DB9 ou USB 2.0 [36].

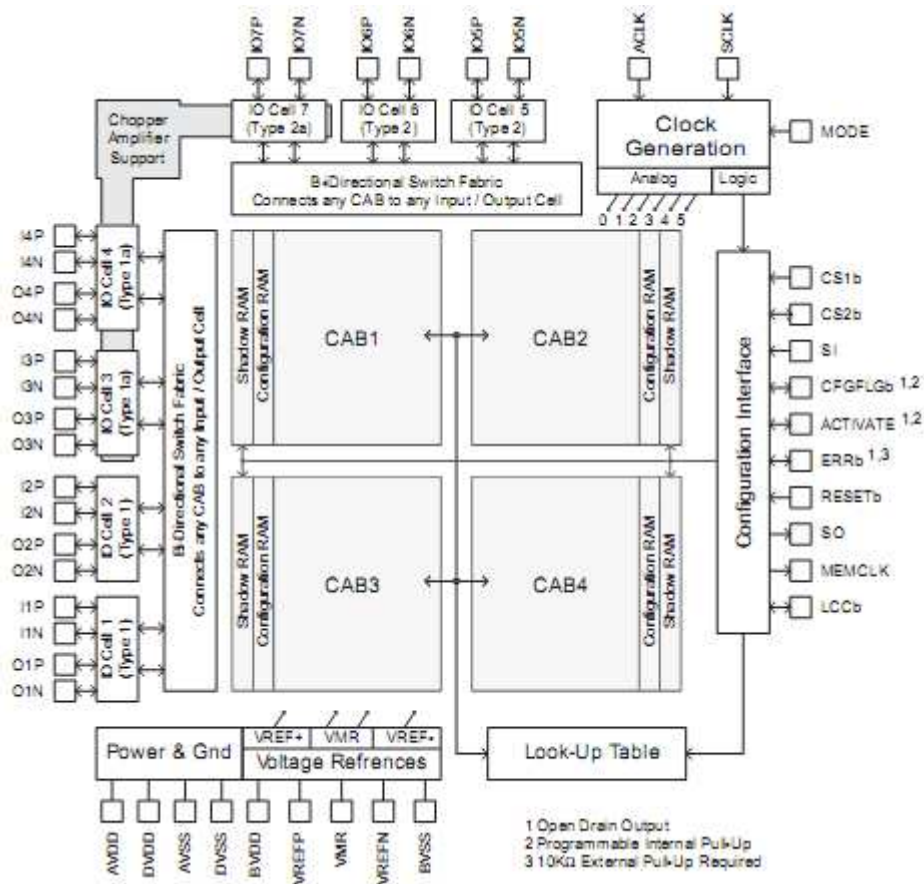


Figura 53 Arquitetura da FPAA AN231E04 [36]

Cada CAB contém dois AMPOPs, um comparador, um conjunto de condensadores programáveis, uma estrutura de encaminhamento configurável, e recursos de relógio. Para melhorar a fidelidade do sinal, todo o processamento de sinal que ocorre no interior da CAB é completamente diferencial. Cada CAB possui também um registo de aproximações sucessivas (SAR), que permite a implementação de um A/D de 8 bits para a saída de sinais digitais da FPAA [36].

A frequência de funcionamento da FPAA é controlada pelo *master clock signal* no pino ACLK. A frequência de funcionamento base é de 16 MHz, mas pode ser alterada, embora com o valor máximo de 40 MHz. O sinal ACLK é dividido em dois sistemas de relógio base, SYS1 e SYS2, que permitem alterar a frequência de funcionamento das CAM e da células de I/O. O SYS 1 e SYS 2 podem ainda ser divididos em 6 domínios de relógio adicionais, que podem ter de base o SYS 1 ou SYS 2. Esta quantidade de divisões de relógio é fundamental para aumentar a flexibilidade da configuração das CAM, já que as características de funcionamento destas são dependentes da frequência a que estas

funcionam. Por exemplo, numa CAM configurada para filtro bilinear, a sua frequência de corte é dependente do sinal de relógio da CAM. A frequência de corte, f_0 , é uma função resultante dos valores dos condensadores C_2 e C_3 , e da frequência de relógio da CAM, f_c [29]:

$$f_0 = \frac{f_c}{\pi} \cdot \frac{C_3}{2C_2 + C_3} \quad (4)$$

A memória de configuração da FPAA é guardada em SRAM, permitindo que o dispositivo seja dinamicamente reconfigurável, *i.e.*, permite que o dispositivo possa ser reprogramado enquanto está a funcionar com uma configuração antiga, sem a necessidade de interromper o funcionamento da FPAA por um largo período de tempo. A SRAM está dividida em 3 regiões. A primeira, *Shadow SRAM*, é a memória que é escrita durante a configuração ou reconfiguração, servindo como uma área de armazenamento temporária dos dados de configuração antes do envio para a SRAM de configuração. A SRAM de configuração controla o comportamento do circuito de processamento de sinal. A transferência de dados da *Shadow SRAM* para a SRAM de configuração ocorre num único ciclo de relógio, minimizando distúrbios no sinal analógico. A terceira região da memória é a LUT [36].

As sete células de I/O da FPAA possuem diferentes características, sendo classificadas em células de Tipo 1, Tipo 1a, Tipo 2 e Tipo 2a. As células do Tipo 1a e 2a podem ser configuradas de forma a utilizar um amplificador *Chopper* que permite baixas tensões de *offset* para sinais externos de amplitude reduzida e que necessitem de um ganho elevado antes de serem processados nas CAM, permitindo ganhos de 0 a 40 dB, em passos de 10 dB.

Quando as células funcionam como células de saída, a tensão de referência na saída destas células é de +1,5 V, tensão esta que é referente à referência principal de tensão (VMR), e que faz com que os sinais na saída oscilem em torno desta referência.

Na placa de desenvolvimento AN231K04-DVLP3 as células de I/O estão agrupadas em filas de pinos conectores para facilitar a conexão a elementos exteriores. Ao lado das filas de pinos das células de I/O existe uma segunda fila de pinos conectores ligados à VMR (+1,5 V) [36].

A tensão de alimentação da FPAA é de 3,3 V, de forma a permitir um baixo consumo energético, mas que limita a tensão dos sinais de entrada e saída para uma gama de tensão entre 0 e 3 V [35].

Dada a limitação do número de CABs a FPAA não permite a implementação de sistemas complexos, como filtros de ordem elevada (superiores a 8ª ordem). Para superar esta limitação a FPAA pode ser acoplada a outra FPAA, permitindo desta forma uma cascata de dispositivos (Figura 54) que podem implementar sistemas de complexidade superior [35].

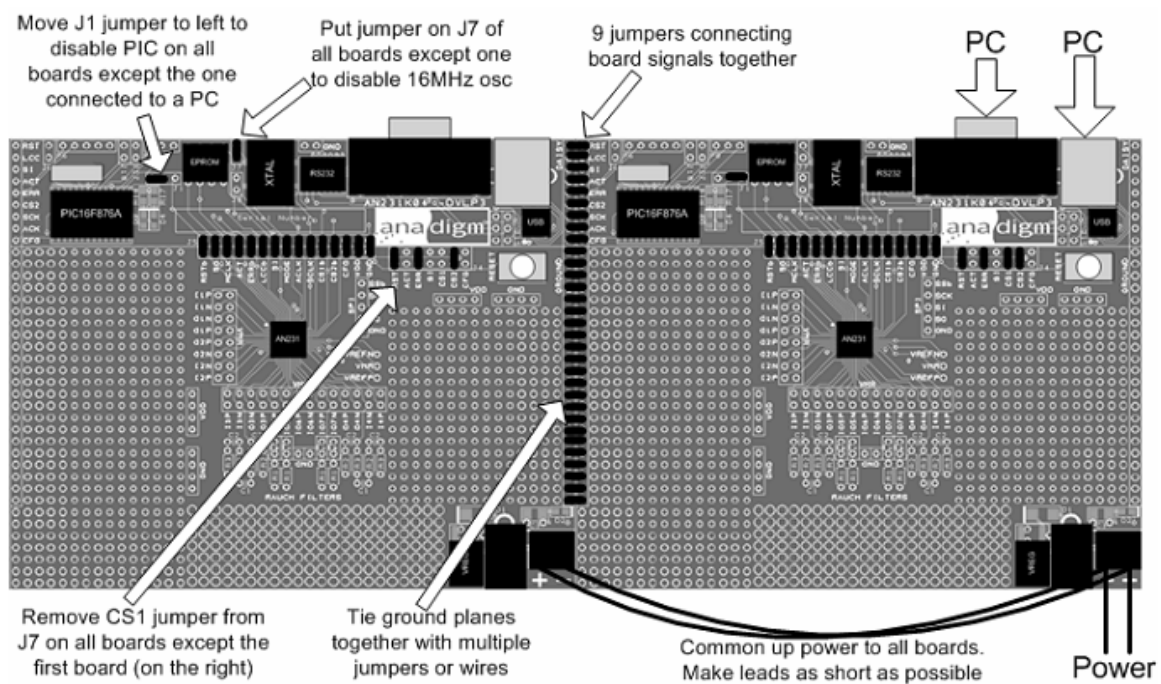


Figura 54 Cascata de FPAA [35]

4.7.1. INTERFACE DE SINAIS ANALÓGICOS NA FPAA

A limitação da gama de tensão dos sinais de entrada da FPAA, limitados para a gama de 0 a 3 V, e a referência interna da FPAA, de +1,5 V, faz com que os sinais analógicos não possam ser colocados directamente na FPAA. Para contornar esta limitação é necessário que os sinais analógicos sejam acoplados na FPAA com o circuito apresentado na Figura 55.

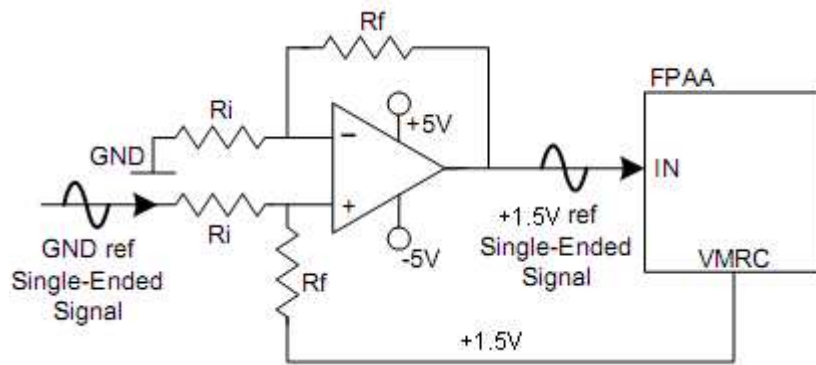


Figura 55 Acoplamento de sinais analógicos na entrada da FPAA

Este circuito permite mudar a referência do sinal analógico, por definição, a massa, e alterá-la para +1,5 V, a referência da FPAA, através conexão da resistência Rf ligada à entrada não inversora do amplificador operacional à tensão de referencia da FPAA (+1,5 V). Isto permite que sinais com componentes de tensão negativas possam ser encaminhados para a FPAA. Este circuito permite também amplificar ou atenuar os sinais na entrada da FPAA. O ganho do circuito é dado por:

$$\text{Ganho} = R_f / R_i$$

O sinal obtido na saída da FPAA para além de estar a uma referência de 1,5V, é também diferencial, para converter o sinal diferencial em unipolar é necessário acoplar o circuito representado na Figura 56. Este circuito permite também alterar a tensão de referência do sinal proveniente da FPAA através da ligação da resistência Rf, conectada à entrada não inversora do amplificador operacional, a uma tensão de referência pretendida. O ganho do circuito é igual à equação de ganho do circuito de acoplamento de sinais analógicos na entrada da FPAA.

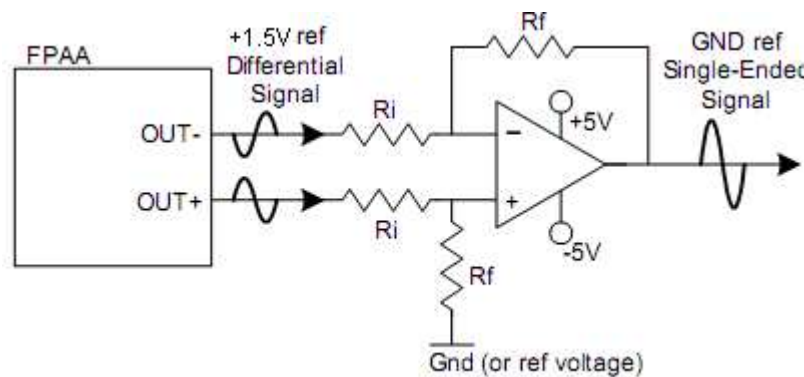


Figura 56 Acoplamento de sinais analógicos na saída da FPAA

4.7.2. ANADIGMDESIGNER

Para efectuar a interface entre a FPAA e o utilizador, é utilizado o *software AnadigmDesigner 2* (Figura 57). O *AnadigmDesigner* permite o desenvolvimento do circuito analógico que vai ser programado na FPAA, de uma maneira simples, permitindo a adição de CAMs através da sua selecção na biblioteca de CAMs do dispositivo. Para a programação da FPAA existem CAMs que efectuem filtros, comparadores, multiplicadores, integradores, rectificadores, etc.

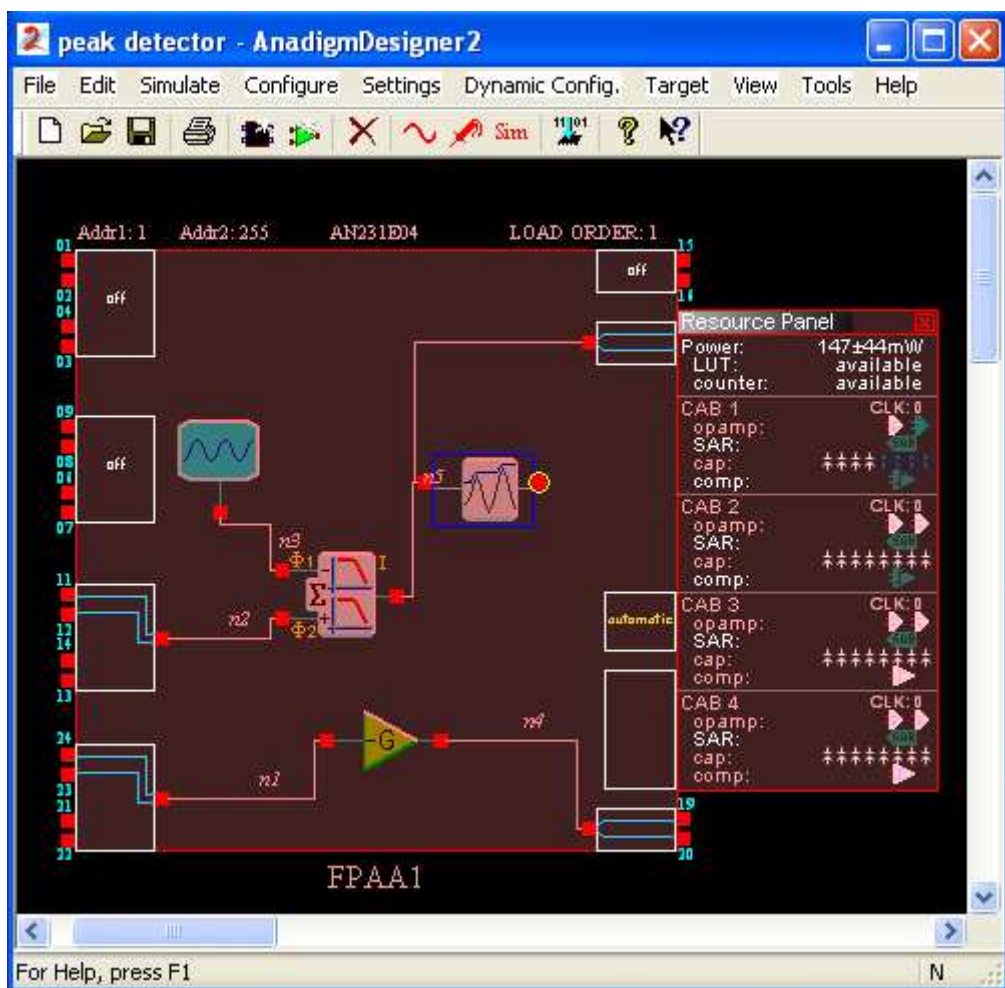


Figura 57 Interface de desenvolvimento do AnadigmDesigner2 [37]

Para visualizar os recursos utilizados pelas CAM em cada CAB, existe um painel de recursos (*Resouce Panel*) (Figura 57) que permite também observar uma estimativa do consumo energético da FPAA programada em funcionamento.

Para além da interface, existem duas ferramentas suplementares, uma para a criação de filtros activos, e outra para a implementação de um sistema de controlo PID. O AnadigmFilter (Figura 58) permite criar vários tipos de filtros activos (passa-baixo, passa-alto, rejeita banda, passa-banda e personalizado) com diversas aproximações (*Butterworth*, *Chebyshev*, *Chebyshev* invertido, elíptico, *Bessel* e personalizado).

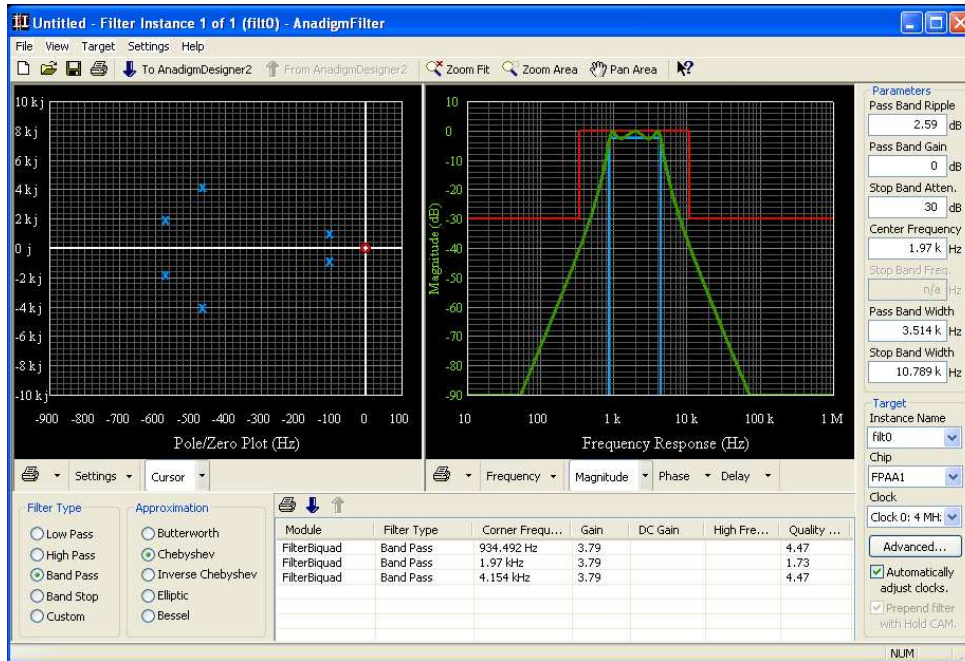


Figura 58 Ferramenta AnadigmFilter [37]

A ferramenta AnadigmPID permite implementar sistemas de controlo P (Proporcional), PI (Proporcional-Integral), PD (Proporcional-Derivativo), e PID (Proporcional-Integral-Derivativo) de malha fechada. Na versão mais recente da FPAA, esta ferramenta, não é suportada, pelo que não foram possíveis efectuar testes com esta aplicação.

4.8. CIRCUITOS DE TESTE FPAA

Para melhor compreender o funcionamento da FPAA, foram realizados vários circuitos de teste que permitiram atestar o comportamento da FPAA face a pequenos circuitos analógicos simples. Para tal foi utilizada uma placa de desenvolvimento AN231K04-DVLP3 e o software *AnadigmDesigner 2.7.0.1*.

4.8.1. COMPARADOR

Foi implementada uma montagem comparadora num amplificador operacional, como se pode ver na Figura 59, em que é introduzido na entrada inversora do AMPOP, um sinal sinusoidal com 2,5V de pico e com frequência de 3 kHz. A entrada não inversora está conectada á massa, servindo como a referência do comparador. No AMPOP, em malha aberta (sem existir nenhuma ligação externa entre o seu terminal de saída e um dos seus terminais de entrada) o sinal de saída corresponde à amplificação da diferença dos seus sinais de entrada:

$$V_o = A \times (V_p - V_n) = A \times V_s \quad (5)$$

A conjugação de um factor de amplificação A (ganho em malha aberta) bastante elevado ($>10^5$) conjugado com a gama de valores de tensão de saída limitados pela tensão de alimentação, fazem com que a tensão de saída sature, o que faz com que o circuito se comporte como um comparador.

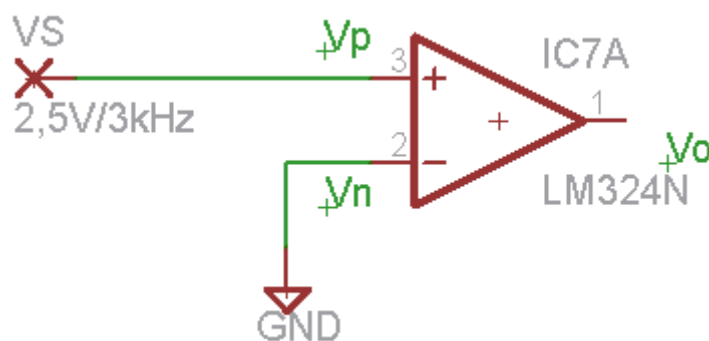


Figura 59 Montagem comparadora em circuito analógico

Na FPAA foi utilizada a CAM comparadora (*comparator*) com a referência à massa, sendo introduzido um sinal sinusoidal com 2,5 V de pico e com frequência de 3 kHz (Figura 60).

Nos resultados obtidos (Figura 61) pode-se observar que o sinal na saída de ambos os circuitos é relativamente similar, sendo a diferença principal a saturação do sinal, dependente da tensão de alimentação, ± 5 V no AMPOP analógico. A tensão de saturação da saída é de ± 4 V enquanto que na FPAA a tensão de saturação da CAM comparadora é de ± 2 V.

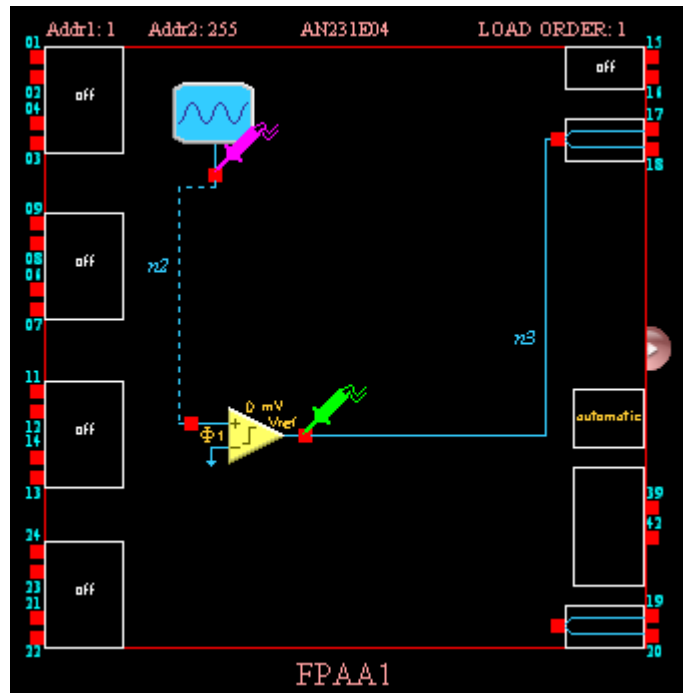


Figura 60 Montagem comparadora na FPAA [37]

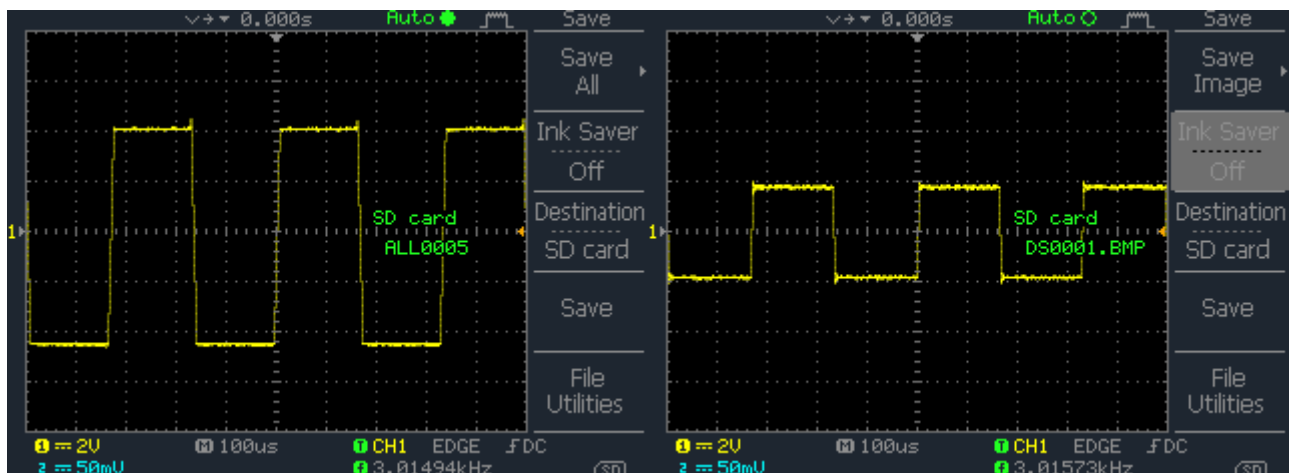


Figura 61 Sinal na saída do circuito analógico (esquerda) e FPAA (direita)

4.8.2. RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

O retificador de onda completa converte a forma de onda do sinal de entrada para uma polaridade constante (positiva ou negativa) na saída do retificador. O circuito é constituído por um retificador de meia onda e por um amplificador somador inversor. O retificador de meia onda mantém a parte negativa do sinal, e, adicionando o sinal na saída do retificador ao dobro da amplitude, ao sinal original na entrada do amplificador somador, na saída do amplificador somador obtém-se um sinal apenas com polaridade

positiva. Na entrada do retificador de onda completa analógico (Figura 62) foi aplicado um sinal sinusoidal de 2 V de pico e de 3 kHz.

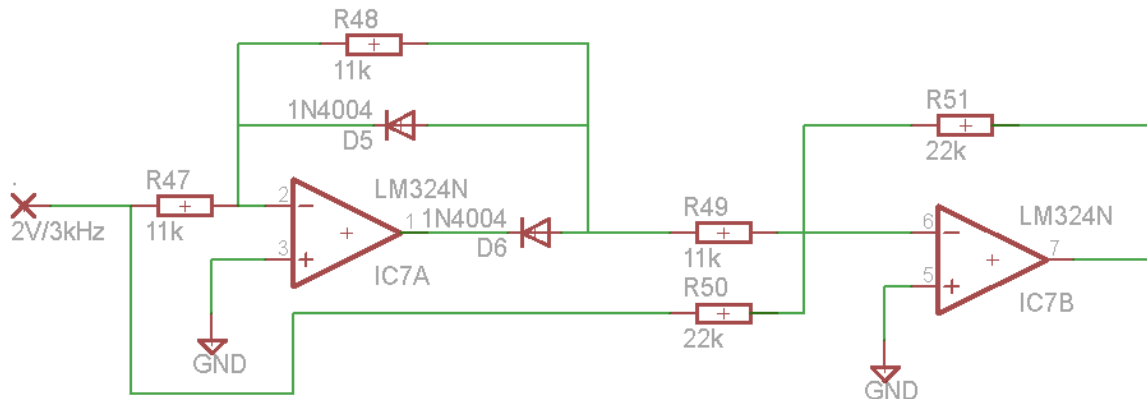


Figura 62 Retificador de onda completa analógico

Na FPAA foi utilizada a *CAM Rectifier with Low Pass Filter*, configurada para rectificação de onda completa (*full wave*) e com polaridade invertida, como se pode ver na Figura 63.

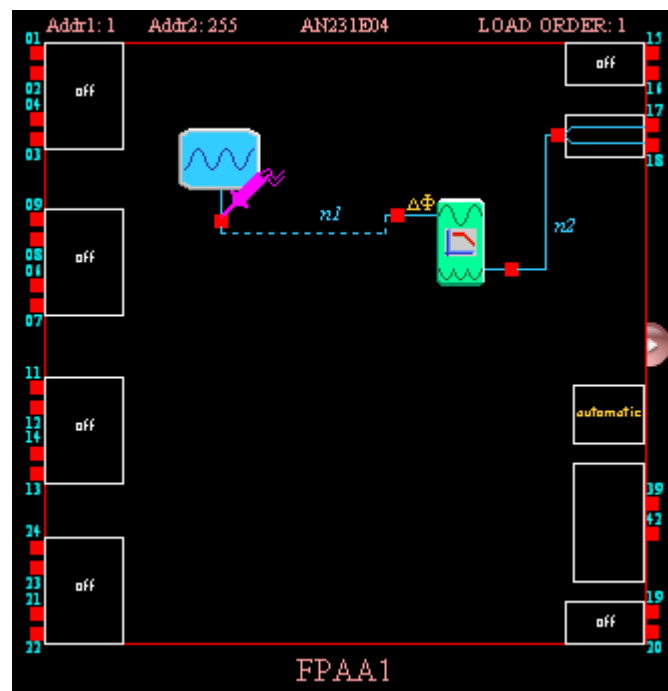


Figura 63 Retificador de onda completa na FPAA

Nos resultados obtidos (Figura 64) pode-se observar que o sinal na saída do circuito analógico possui pequenas interferências e que na saída da FPAA o sinal obtido não registra

quaisquer interferências, obtendo-se uma rectificação de onda completa de melhor qualidade na FPAA, relativamente à montagem rectificadora analógica implementada.

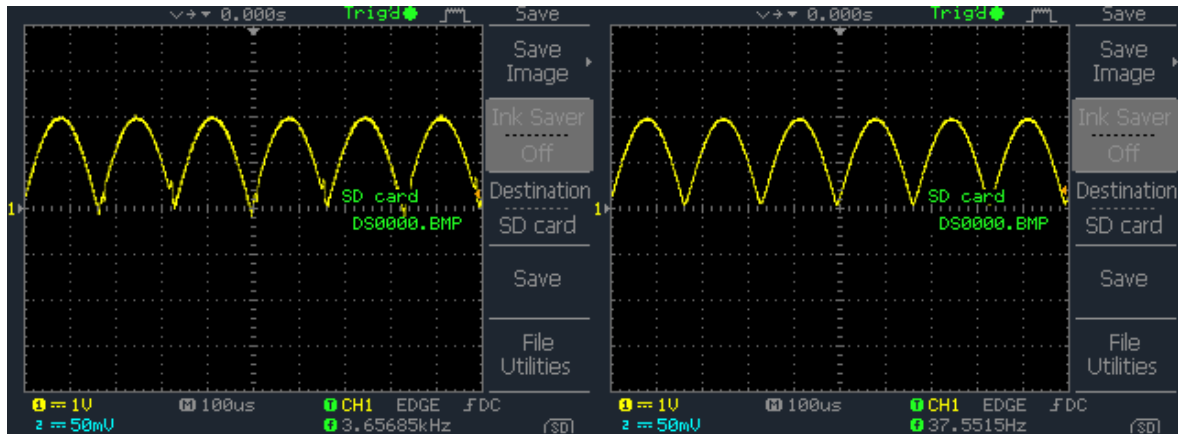


Figura 64 Sinal na saída do circuito analógico (esquerda) e da FPAA (direita)

5. CONDICIONAMENTO DE SINAL DE SISTEMA ECG

Este capítulo apresenta os sistemas de condicionamento de sinal implementados, bem como os resultados obtidos, para obter um sinal ECG e detector de pico R no complexo QRS. Foram realizados dois sistemas, um apenas com componentes de electrónica analógica convencional, e outro sistema em que duas placas de desenvolvimento com FPAA efectuem grande parte do condicionamento de sinal. Após a implementação destes dois sistemas os resultados foram comparados de forma a analisar o comportamento da FPAA no condicionamento de sinal.

5.1. CONDICIONAMENTO DE SINAL

Os sinais biopotenciais obtidos pelos eléctrodos são bastante fracos (na ordem dos μV) e corrompidos por diversas fontes de ruído que possuem elevada amplitude. As técnicas mais comuns de condicionamento de sinais ECG consistem em amplificar o sinal com um ganho fixo bastante elevado (na ordem das centenas) e filtrar as componentes que interferem no sinal que se pretende obter. Só após o condicionamento de sinal é que se obtém um sinal que permita a especialistas médicos garantir uma análise correcta do mesmo.

Na generalidade, o condicionamento de sinal é realizado com componentes analógicos discretos, o que aumenta o volume dos circuitos de condicionamento de sinal, e consequentes perdas energéticas, afectando a portabilidade e autonomia dos mesmos. Para tal foram testados dois sistemas, um constituído por componentes electrónicos discretos e outro em que duas FPAA efectuem grande parte do condicionamento de sinal. Para efectuar a remoção de ruídos do sinal ECG, grande parte dos sistemas que efectuem condicionamento de sinal, utilizam uma topologia de três filtros. Estes filtros são um filtro passa-alto com frequência de corte entre 0,1 Hz e 1 Hz, um filtro passa-baixo com frequência de corte entre 100 Hz e 250 Hz, e um filtro rejeita-banda com frequência de corte entre 50 Hz e 60 Hz, consoante a frequência da rede.

Os sistemas de condicionamento testados efectuem o tratamento do sinal obtido nos eléctrodos, obtendo na saída dois sinais, sinal ECG e detecção QRS, como se pode ver na Figura 65. O sinal ECG representa o sinal obtido pelos eléctrodos, amplificado e filtrado de forma a se obter um ECG com nitidez suficiente para poder ser analisado. O detector QRS permite detectar o pico R do complexo QRS, e, com essa informação, ser possível determinar de forma automatizada a frequência cardíaca, sem que seja necessário um especialista, bem como um ponto de entrada para analisar regimes do ciclo cardíaco [38].

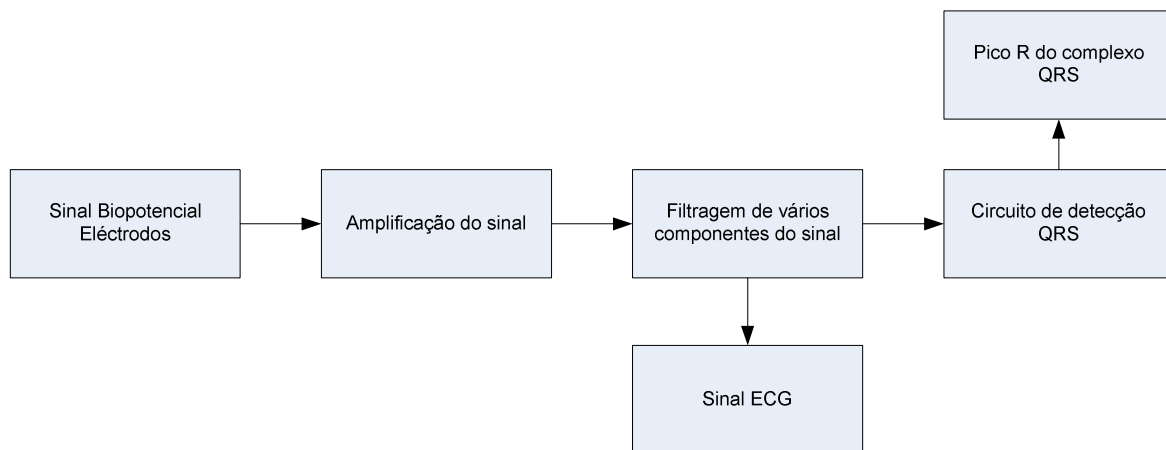


Figura 65 Diagrama de blocos dos sistemas de condicionamento de sinal dos sinais biopotenciais

5.2. CONDICIONAMENTO DE SINAL COM ELECTRÓNICA DISCRETA

O primeiro circuito de condicionamento de sinal implementado, para obter um sinal ECG e efectuar a detecção do pico R do complexo QRS, foi constituído apenas por componentes discretos (resistências, condensadores e amplificadores operacionais). É recolhido o sinal

de três eléctrodos colocados no peito segundo a disposição apresentada na Figura 66, sendo estes ligados ao circuito por três cabos de ligação.

Na Figura 66 podem-se observar as várias fases de amplificação do sinal desde que os biopotenciais dos eléctrodos são recolhidos até à saída analógica. São obtidas duas saídas analógicas em que a primeira apresenta o sinal ECG amplificado e filtrado, e a segunda saída o sinal de detecção QRS. Os circuitos descritos são combinados entre si segundo o diagrama da Figura 66 de forma a obter o circuito do Anexo A.

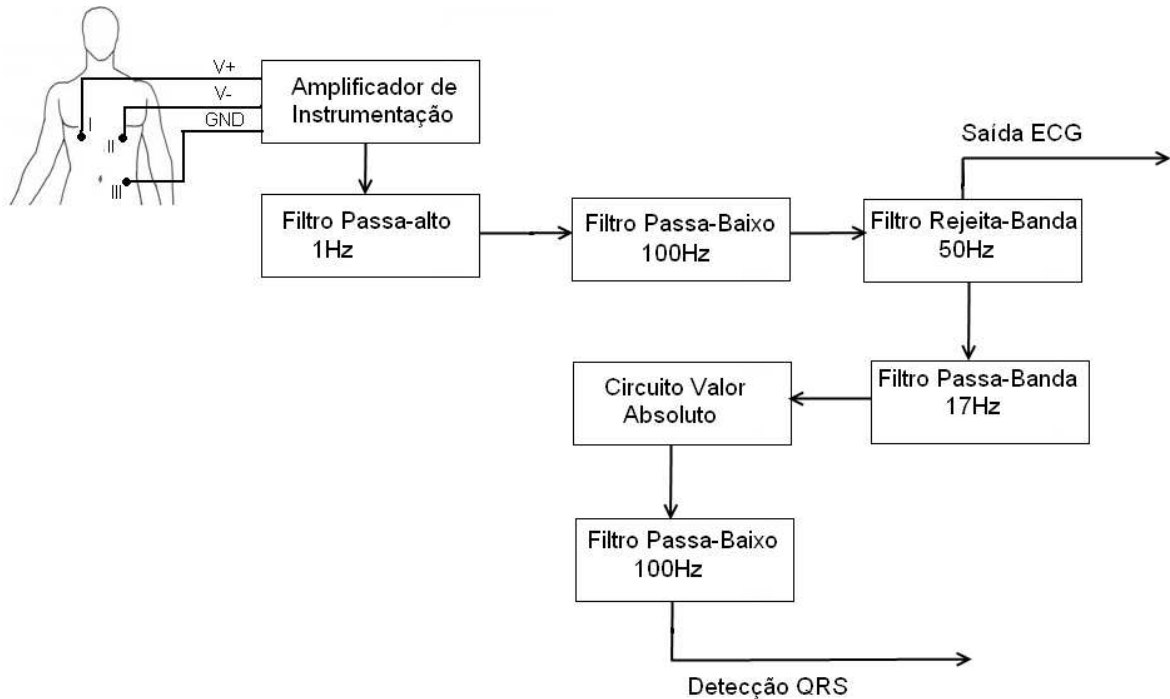


Figura 66 Diagrama de blocos da aquisição do ECG e detecção de QRS

5.2.1. AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

Os sinais provenientes dos eléctrodos negativo e positivo são encaminhados para um amplificador de instrumentação (Figura 67). O amplificador, configurado numa montagem de 3 amplificadores operacionais, converte o sinal ECG diferencial num único sinal de saída, com uma elevada rejeição em modo comum. O ganho do amplificador é dado por (com $R4 = R5 = R6 = R7$) [19]:

$$G = \left[\frac{R2+R3}{R1} + 1 \right] = 101 \quad [V1-V2] \times G = V_{out}$$

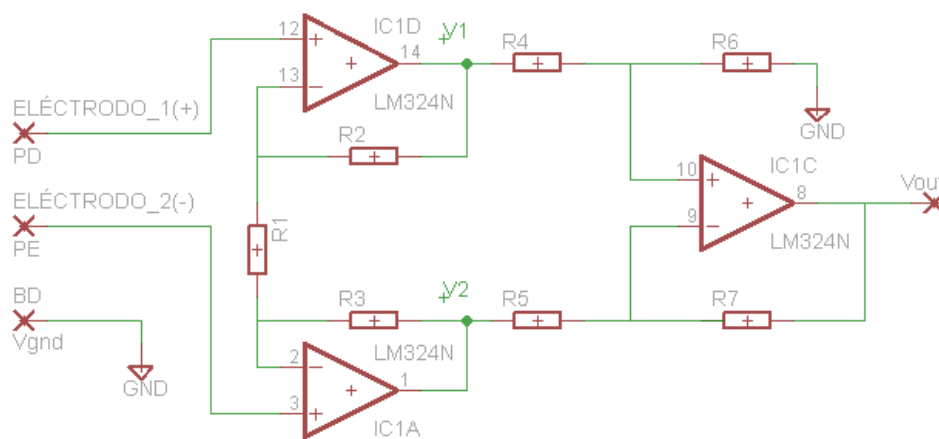


Figura 67 Amplificador de instrumentação [19]

Na Figura 68 pode-se observar o resultado obtido na saída do amplificador de instrumentação.

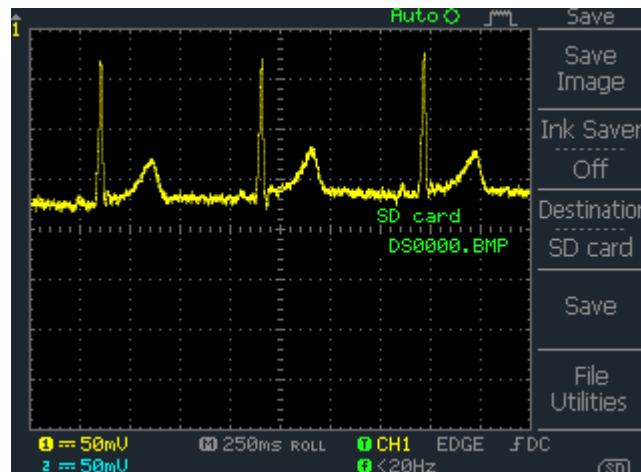


Figura 68 Sinal ECG na saída do amplificador de instrumentação

5.2.2. FILTRO PASSA – ALTO 1 HZ

O filtro passa-alto [19] projectado é um filtro Sallen-Key de segunda ordem, de ganho unitário, que deixa passar apenas as frequências superiores a 1 Hz. Este filtro elimina as componentes DC do sinal, que na saída do amplificador de instrumentação está centrado num valor de tensão negativo. O filtro, representado na Figura 69, possui as seguintes características:

- Factor de qualidade: $Q=0,5\sqrt{\frac{R1}{R2}}=0,5\sqrt{\frac{22\times 10^3}{11\times 10^3}}=0,707;$

- Frequência de corte:

$$f_p = \frac{1}{2C\pi\sqrt{R_1R_2}} = \frac{1}{2\pi \times (10 \times 10^{-6}) \sqrt{(11 \times 10^3) \times (22 \times 10^3)}} \approx 1 \text{ Hz.}$$

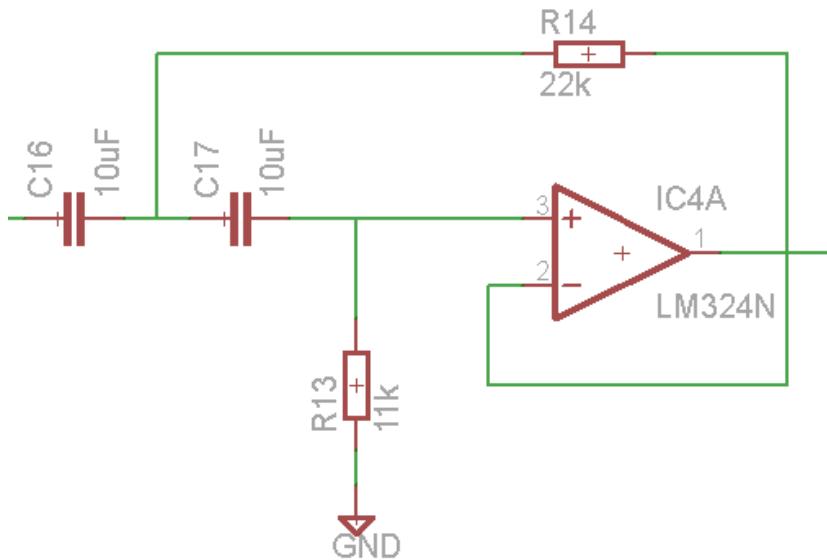


Figura 69 Filtro passa-alto 1Hz

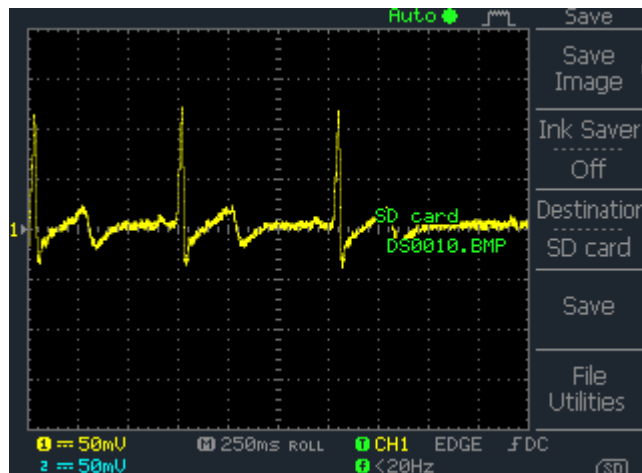


Figura 70 Sinal ECG na saída do filtro passa-alto

O sinal obtido na saída deste filtro, que se observa na Figura 70, mostra um maior detalhe no segmento ST, bem com o sinal centrado em relação à massa permitindo identificar as partes polarizadas positivamente e negativamente do sinal, dada a eliminação da componente DC do sinal ECG.

5.2.3. FILTRO PASSA-BAIXO 100 HZ

O sinal que sai do filtro passa-alto é encaminhado para um filtro passa-baixo Sallen-Key de segunda ordem, de ganho unitário, e com frequência de corte de 100 Hz, deixando passar apenas frequências inferiores a 100 Hz. O filtro, representado na Figura 71, possui as seguintes características:

- Factor de qualidade: $Q=0,5\sqrt{\frac{C2}{C1}}=0,5\sqrt{\frac{0,1\times 10^{-6}}{0,047\times 10^{-6}}}=0,729$;
- Frequência de corte:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R\sqrt{C1C2}} = \frac{1}{2\pi \times (23,7k)\sqrt{(0,1\times 10^{-6})\times(0,047\times 10^{-6})}} = 97,95 \approx 100 \text{ Hz.}$$

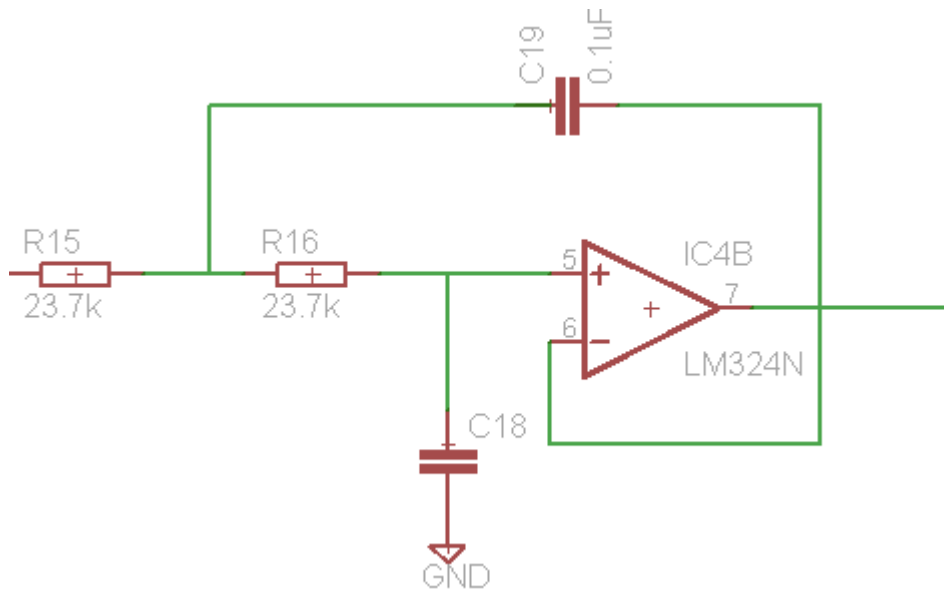


Figura 71 Filtro passa – baixo

O sinal obtido na saída do filtro passa-baixo, visível na Figura 72, apresenta uma menor amplitude relativamente ao sinal que se encontrava na entrada do filtro, mas apresentando uma redução de ruído devido à eliminação das altas frequências conseguindo-se observar com maior nitidez a onda P e o segmento ST do sinal ECG.

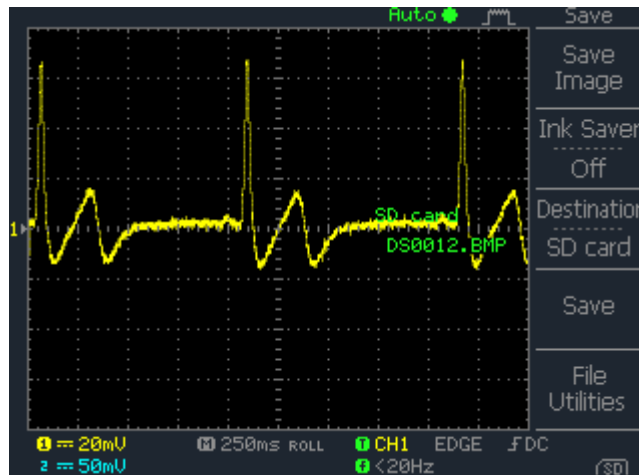


Figura 72 Sinal ECG na saída do filtro passa-baixo

5.2.4. FILTRO REJEITA-BANDA 50 HZ

Para eliminar as interferências que os sinais de rede (50 Hz) introduzem no ECG, o sinal proveniente do filtro passa-baixo é encaminhado para um filtro rejeita-banda, que elimina as frequências de 50 Hz no sinal. O filtro, representado na Figura 73, possui as seguintes características:

- Factor de qualidade: $Q=0,5\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}=0,5\sqrt{\frac{30\times 10^3}{7,5\times 10^3}}=1;$
- Frequência de rejeição: $f_p=\frac{Q}{\pi CR_2}=\frac{1}{\pi\times(0,22\times 10^{-6})\times 30\times 10^3}=48,23\approx 50\text{ Hz}.$

O sinal obtido na saída do filtro rejeita-banda (Figura 74), a que corresponde o sinal de ECG, apresenta uma diminuição da amplitude em relação ao sinal aplicado na entrada do filtro, não apresentando mais alterações significativas face ao sinal obtido na saída do filtro passa-baixo. Tal situação pode dever-se a que o ambiente onde foram realizados os testes, não possuir uma grande interferência das frequências de rede.

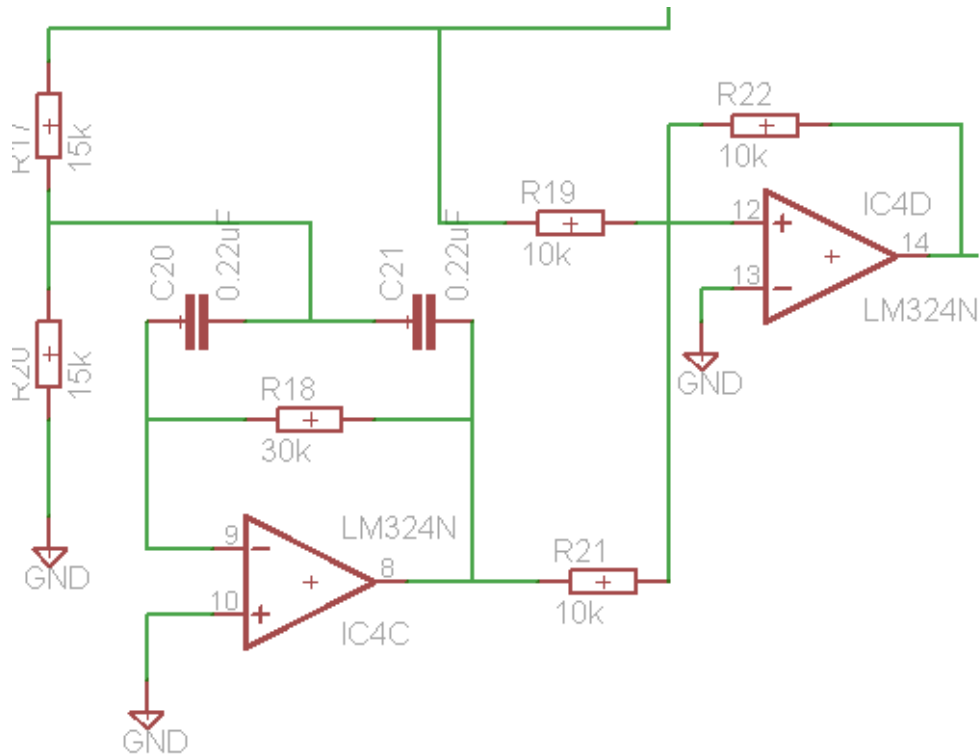


Figura 73 Filtro rejeita-banda 50 Hz

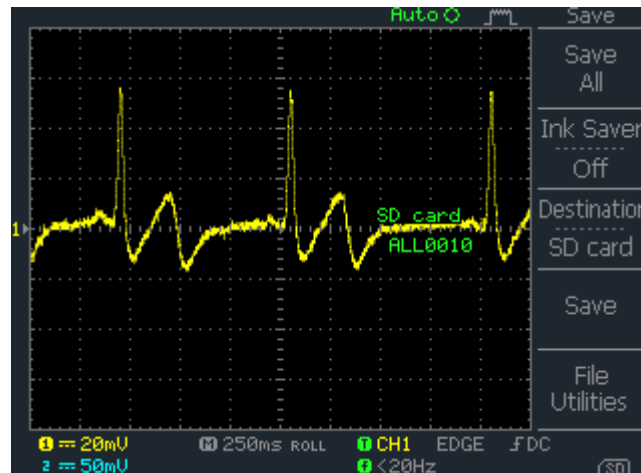


Figura 74 Sinal ECG na saída do filtro rejeita-banda

5.2.5. FILTRO PASSA-BANDA 17 HZ

O sinal ECG proveniente do filtro rejeita-banda é encaminhado para um filtro passa-banda para a frequência de 17 Hz (Figura 75). Este filtro, que deixa passar apenas as frequências que se situam na sua banda de passagem, permite isolar o complexo QRS de forma a realçar este segmento da onda ECG de forma a poder ser efectuada a detecção de QRS. O filtro possui as seguintes características:

- Factor de qualidade: $Q=0,5\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}=0,5\sqrt{\frac{200\times 10^3}{2\times 10^3}}=5$;
- Frequência de centro: $f_p=\frac{Q}{\pi CR_2}=\frac{5}{\pi\times(0,47\times 10^{-6})\times(20\times 10^3)}=16,93\approx 17\text{ Hz}$;
- Ganho: $G=2Q^2=50$.

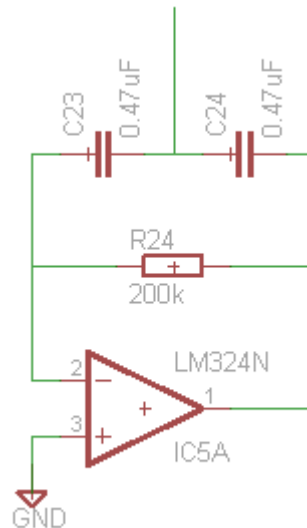


Figura 75 Filtro passa-banda 17 Hz

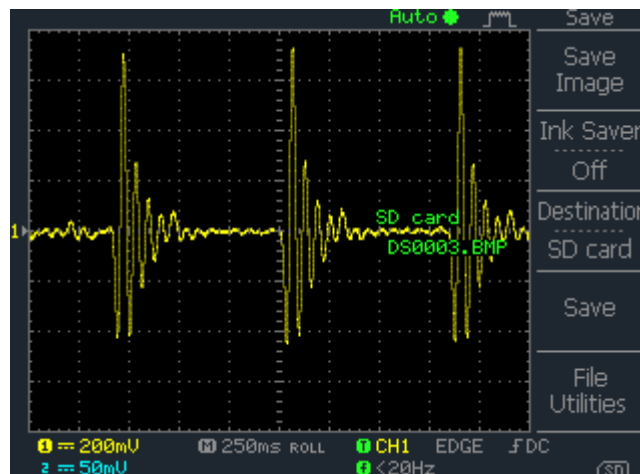


Figura 76 Sinal na saída do filtro passa-banda

O sinal obtido na saída do filtro passa-banda, que se pode ver na Figura 76, apresenta a eliminação das ondas P e grande parte do complexo ST do sinal, observando-se quase unicamente a onda do complexo QRS.

5.2.6. CIRCUITO VALOR ABSOLUTO E FILTRO PASSA-BAIXO 100 HZ

O circuito de valor absoluto, apresentado na Figura 77, é frequentemente utilizado para medir a amplitude ou potência de um sinal bipolar. A saída no circuito valor absoluto é igual ao módulo da sua entrada, o que torna todos os pontos do sinal positivo. O sinal na saída do circuito valor absoluto passa por um filtro passa-baixo de 100 Hz que permite alisar a resposta do sinal, aumentando a sua nitidez, o que torna mais fácil a identificação do pico R do complexo QRS. Na Figura 78 podem-se observar os resultados na saída de ambos os circuitos, onde se pode verificar um pico bem definido que corresponde ao pico R do complexo QRS.

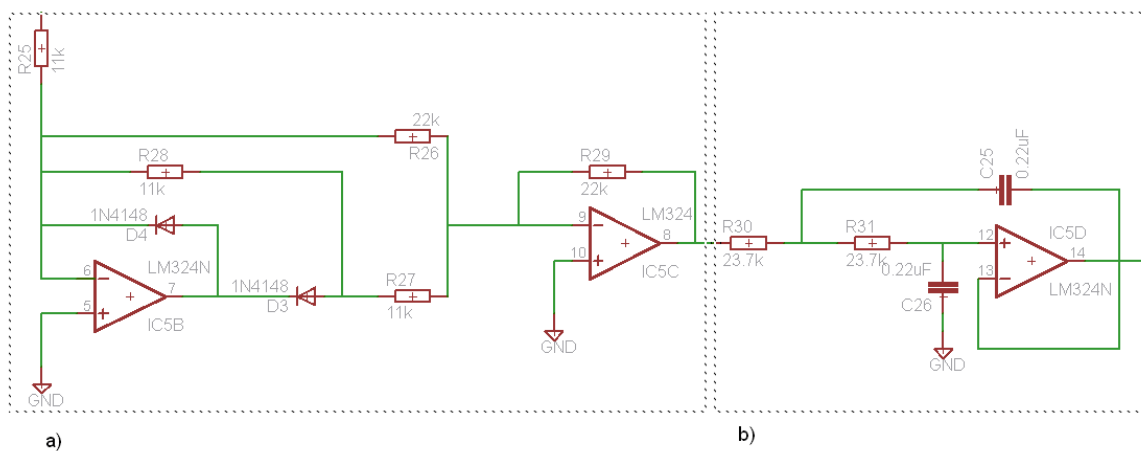


Figura 77 Circuito de valor absoluto (a) e filtro passa-baixo 100 Hz (b)

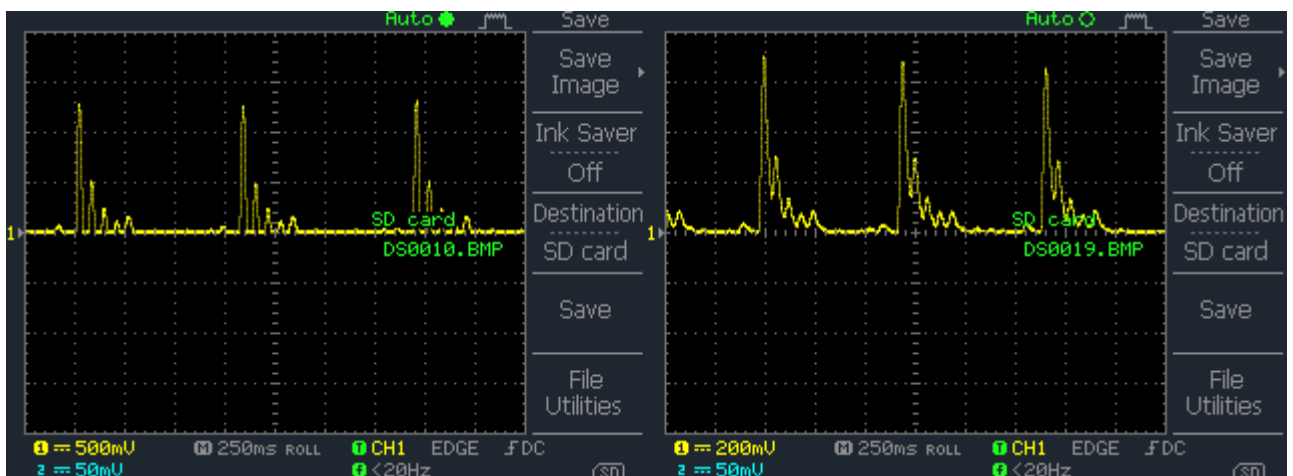


Figura 78 Sinal na saída no circuito de valor absoluto (esquerda) e no filtro (direita)

5.3. SISTEMA REALIZADO EM FPAA

Um segundo sistema, que efectua o condicionamento de sinal do sinal ECG e a detecção do pico R da onda QRS, foi realizado com recurso a duas placas de desenvolvimento AN231K04-DVLP3, que contêm uma FPAA AN231E04. As FPAA efectuam grande parte do condicionamento de sinal excepto a amplificação do sinal proveniente dos eléctrodos, como se pode ver na Figura 79. A primeira FPAA efectua o condicionamento de sinal necessário para obter o sinal de ECG filtrado na sua saída, enviando o sinal para a segunda FPAA, onde é implementado o circuito que efectua o detector de pico R. Os circuitos descritos são combinados entre si segundo o diagrama da Figura 79 de forma a obter o circuito do Anexo B.

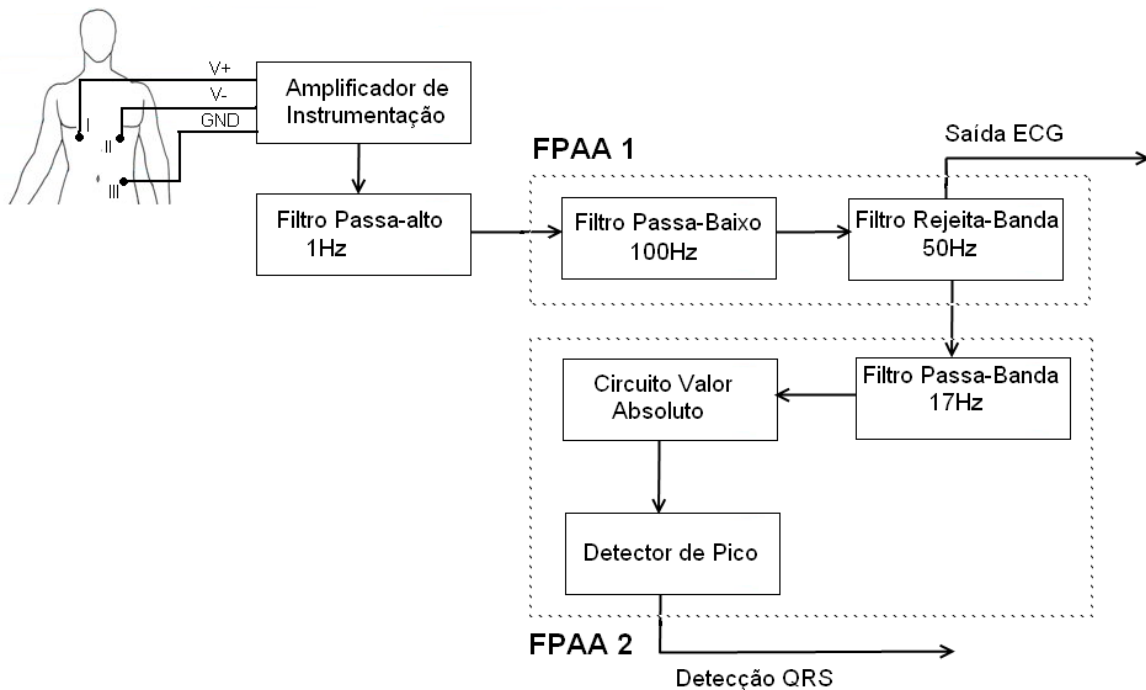


Figura 79 Diagrama de blocos da aquisição do ECG e detecção de QRS com FPAA

A razão porque a amplificação do sinal e o filtro passa-alto 1 Hz não são realizados dentro da FPAA deve-se a limitações da FPAA. No caso do circuito de amplificação, ao colocar o sinal diferencial directamente na entrada da FPAA, a reduzida amplitude do sinal (na ordem dos μV), bem como um valor de rejeição em modo comum das entradas não tão elevado como a de um amplificador de instrumentação fazem com que o sinal, mesmo amplificado com um ganho, se perca, e não seja possível obter um sinal que apresente qualquer semelhança com o sinal obtido na saída de um amplificador de instrumentação após ser amplificado. A implementação de um filtro passa-alto de 1 Hz na FPAA torna-se

impossível devido à limitação da frequência de funcionamento da CAM que efectua o filtro passa-alto. Para implementar um filtro passa-alto de 1 Hz na FPAA a respectiva CAM, só pode funcionar a uma frequência máxima de 1 kHz. Esta frequência de funcionamento reduzida provoca um arrastamento na aquisição do sinal, obtendo na saída da CAM um conjunto de valores bastante disformes, devido a que esta não consegue processar os valores de tensão a uma frequência que permita replicar o sinal completo na saída dada a baixa taxa de comutação do interruptores capacitivos.

Para efectuar a interface dos sinais analógicos para a FPAA e para trabalhar com os sinais provenientes da FPAA são utilizados os circuitos de interface de sinais analógicos na FPAA descritos na subsecção 4.7.1 do Capítulo 4. É utilizado um circuito para o acoplamento do sinal proveniente do filtro passa-alto 1 Hz para a entrada da FPAA 1 e dois circuitos de acoplamento para a saída do sinal ECG e do detector de QRS, conforme o circuito do Anexo B.

5.3.1. AMPLIFICAÇÃO E FILTRO PASSA-ALTO 1 HZ

Para amplificar o sinal obtido pelos eléctrodos, foi utilizado um amplificador de instrumentação INA128. O eléctrodo situado no lado esquerdo do tórax é conectado à entrada positiva do amplificador, enquanto que o eléctrodo situado no lado direito do tórax é ligado à entrada negativa do amplificador. O terceiro eléctrodo, colocado no lado direito do abdómen, é conectado à massa.

O ganho do amplificador de instrumentação projectado é de:

$$G=1+\frac{50\times 10^3}{R_g}=1+\frac{50\times 10^3}{100}=505,1$$

O sinal amplificado é encaminhado para um filtro passa-alto 1 Hz Sallen-Key de 2ª ordem, com ganho unitário a baixas frequências, factor de qualidade $Q= 0,707$, e frequência de corte de 1 Hz. Na Figura 80 está representado o circuito de amplificação, como o INA128 e o filtro passa-alto.

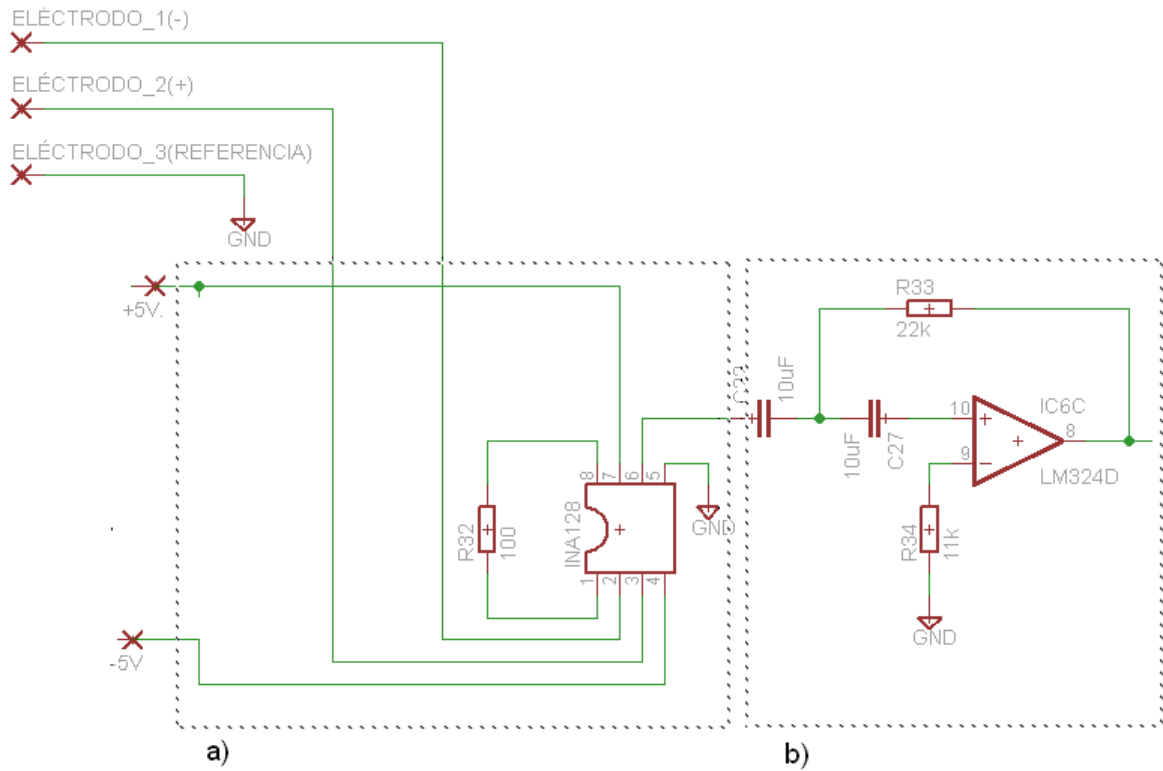


Figura 80 Circuito de amplificação (a) e filtro passa-alto 1 Hz (b)

O sinal obtido na saída do amplificador de instrumentação é apresentado na Figura 81, e o sinal na saída do filtro passa-alto 1 Hz na Figura 82.

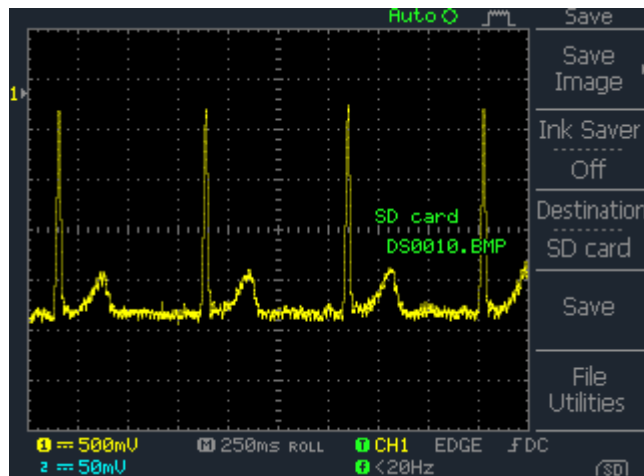


Figura 81 Sinal na saída do amplificador de instrumentação

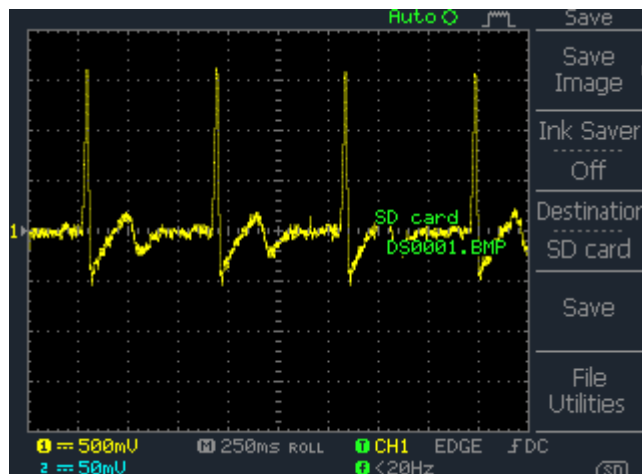


Figura 82 Sinal ECG na saída do filtro passa-alto 1Hz

5.3.2. FPAA 1

O sinal proveniente do filtro passa-alto, é encaminhado para a célula de entrada/saída 3 da primeira FPAA, estando esta configurada como célula de entrada. A referência do sinal é alterada para +1,5 V antes de entrar na FPAA. Nesta FPAA é efectuado o condicionamento de sinal do sinal ECG utilizando os seguintes filtros:

- Filtro passa-baixo *Butterworth* de 4ª ordem com frequência de corte de 100 Hz;
- Filtro rejeita-banda *Butterworth* de 4ª ordem com frequência de corte de 50 Hz.

O circuito implementado na FPAA 1, exibido na Figura 83, satura os recursos da FPAA, impedindo-a de poder efectuar mais alguma operação, atestando a limitação da quantidade de componentes que podem ser colocados em simultâneo numa FPAA. Foram utilizadas as configurações de filtros atrás mencionadas de forma a obter o sinal ECG com melhor qualidade do que o sinal obtido no circuito com apenas componentes discretos.

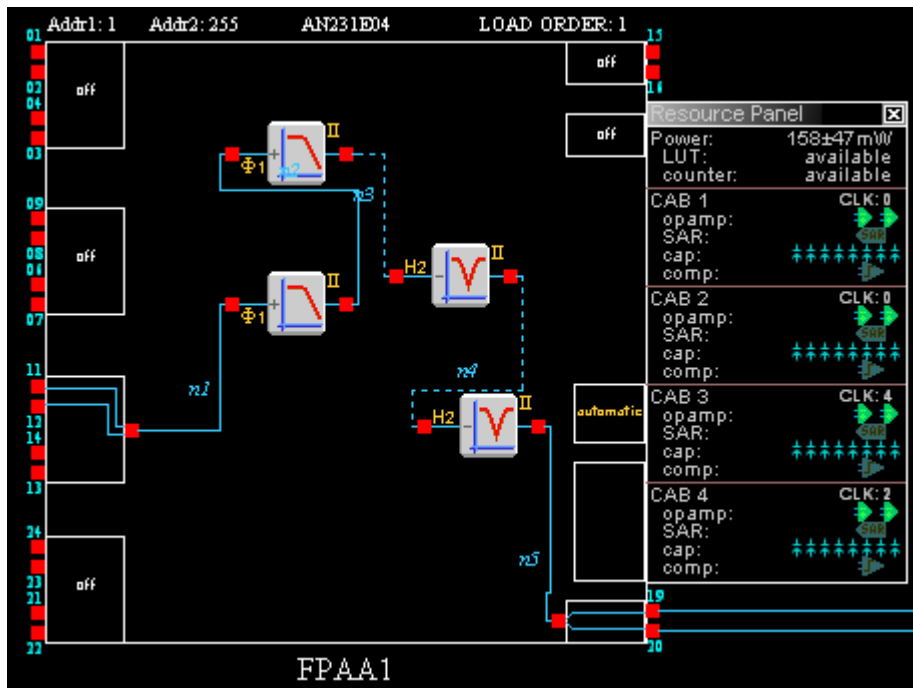


Figura 83 Circuito de condicionamento de sinal ECG na FPAA 1

Para projectar os filtros foi utilizada a ferramenta *AnadigmFilter*, que para além de projectar os filtros, permitiu observar a resposta em frequência dos mesmos.

O filtro passa-baixo projectado é constituído por duas *CAM Biquadratic Filter*, e a resposta em frequência da combinação de ambas as CAM pode ser observada na Figura 84.



Figura 84 Resposta em frequência do filtro passa-baixo 100 Hz

Ambas as CAM *Biquadratic Filter*, que permitem aplicar o filtro passa-baixo de 4ª ordem, possuem as mesmas configurações, apresentadas na Figura 85. Cada CAM possui as seguintes características:

- Filtro passa-baixo;
- Frequência de funcionamento da CAM de 50 kHz;
- Frequência de corte de 100 Hz;
- Ganho unitário;
- Factor de qualidade de 0,707.

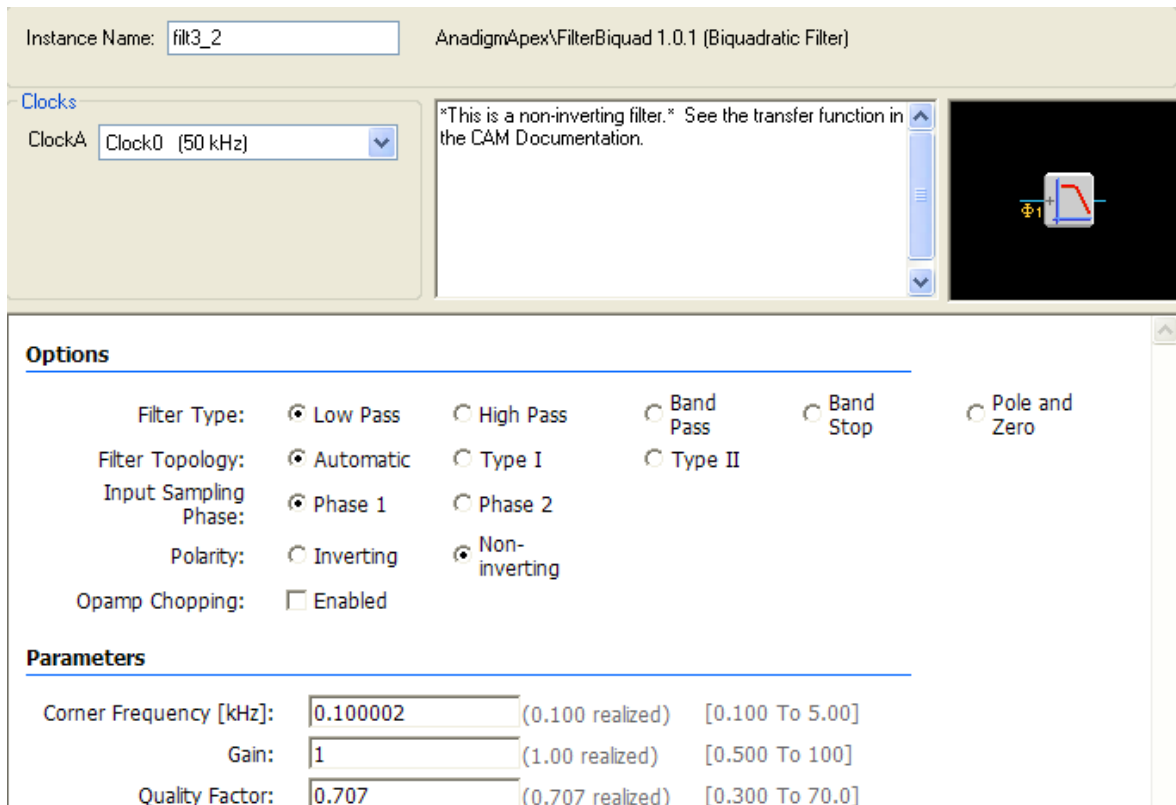


Figura 85 Configuração das duas CAM filtros passa-baixo 100 Hz

O sinal ECG obtido na saída do filtro passa-baixo pode ser observado na Figura 86.

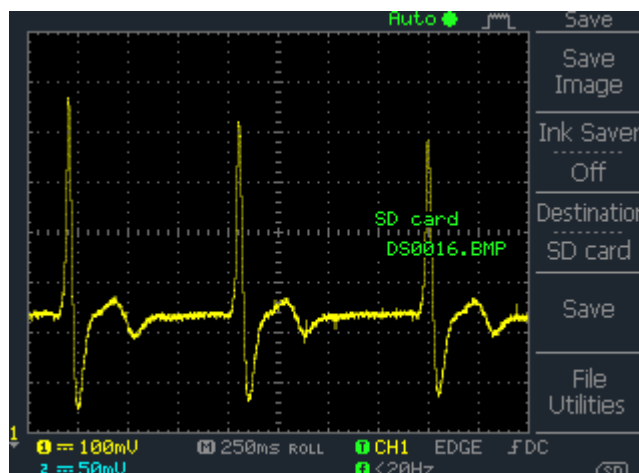


Figura 86 Sinal ECG na saída do filtro passa-baixo 100 Hz

O sinal obtido na saída destas duas CAM apresenta uma redução de ruído, e uma boa definição do complexo QRS e do complexo ST. Comparativamente ao sinal obtido no circuito de electrónica discreta, existe uma melhor definição do complexo QRS, mas uma

diminuição da amplitude do complexo ST, e o sinal aparenta uma menor quantidade de ruído. De salientar que enquanto o sinal do circuito analógico, da Figura 70, é amplificado com um ganho de 101, este sinal possui um ganho de 505, obtendo um sinal com maior amplitude, pois este apresenta uma escala de 100 mV por divisão, cinco vezes superior à escala que se utilizou para visualizar o circuito correspondente, no sistema analógico.

O filtro rejeita-banda implementado é constituído por duas CAM *Biquadratic Filter*, e a resposta em frequência da combinação de ambas pode ser observada na Figura 87.

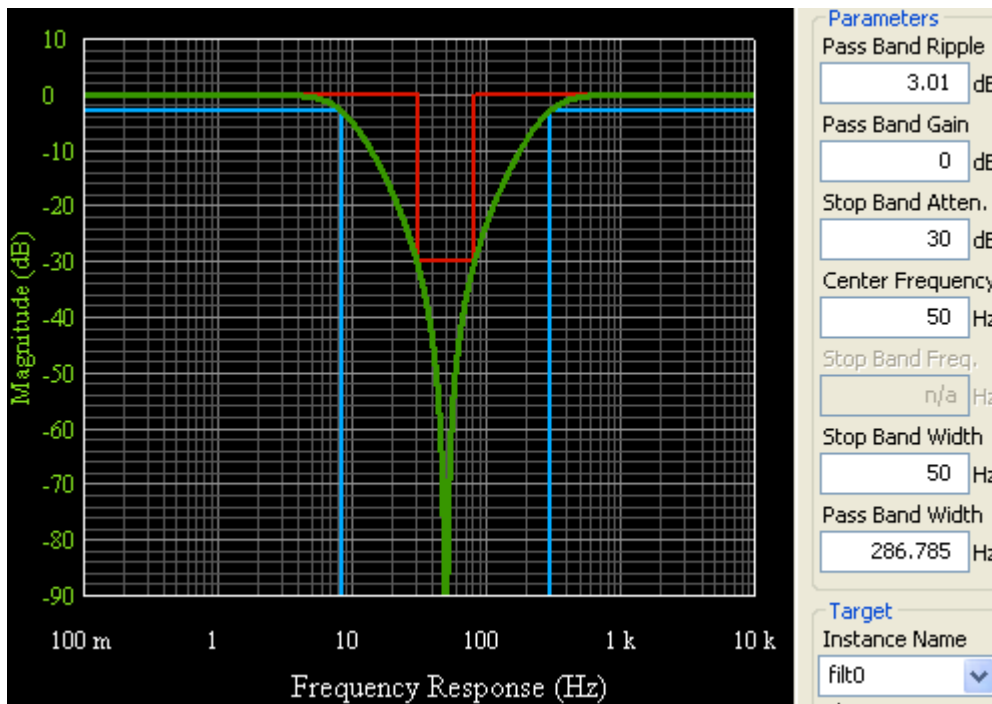


Figura 87 Resposta em frequência do filtro rejeita-banda 50 Hz

As duas CAM que constituem o filtro rejeita-banda possuem configurações diferentes, sendo que a primeira CAM, cuja configuração pode ser vista na Figura 88, apresenta as seguintes configurações:

- Filtro rejeita-banda;
- Frequência de funcionamento da CAM de 35,7143 kHz;
- Frequência de corte de 282,4 Hz;
- Ganho DC de 0,177;
- Ganho a altas-frequências de 5,6883;

- Factor de qualidade unitário.

Instance Name: AnadigmApex\FilterBiquad 1.0.1 (Biquadratic Filter)

Clocks
ClockA: This is an inverting filter. See the transfer function in the CAM Documentation.
This version should be used with a held input signal that does not change during phase 2.

Options

Filter Type: Low Pass High Pass Band Pass Band Stop Pole and Zero
 Filter Topology: Automatic Type I Type II
 Opamp Chopping: Enabled (Only available for chip clocks 0 - 3)

Parameters

Corner Frequency [kHz]:	<input type="text" value="0.282441"/>	(0.282 realized)	[0.269 To 3.57]
DC Gain:	<input type="text" value="0.177028"/>	(0.182 realized)	[0.126 To 100]
High Frequency Gain:	<input type="text" value="5.64883"/>	(5.65 realized)	[0.0100 To 5.93]
Quality Factor:	<input type="text" value="1"/>	(1.00 realized)	[0.429 To 70.0]

Figura 88 Configuração da primeira CAM do filtro rejeita-banda

A segunda CAM do filtro rejeita-banda (Figura 89) possui as seguintes características:

- Filtro rejeita-banda;
- Frequência de funcionamento da CAM de 4,40529 kHz;
- Frequência de corte de 8,85 Hz;
- Ganho DC de 5,6488;
- Ganho a altas-frequências de 0,177;
- Factor de qualidade unitário.

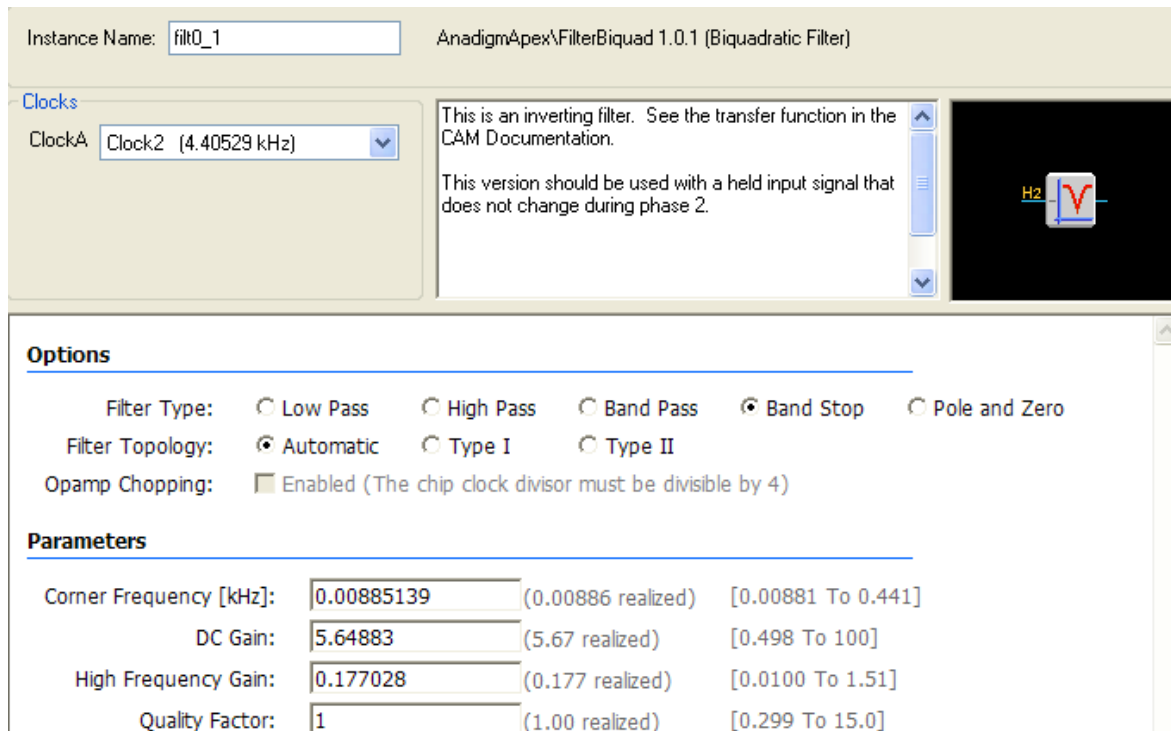


Figura 89 Configuração da segunda CAM do filtro rejeita-banda

O sinal ECG obtido na saída do filtro rejeita-banda pode ser observado na Figura 90.

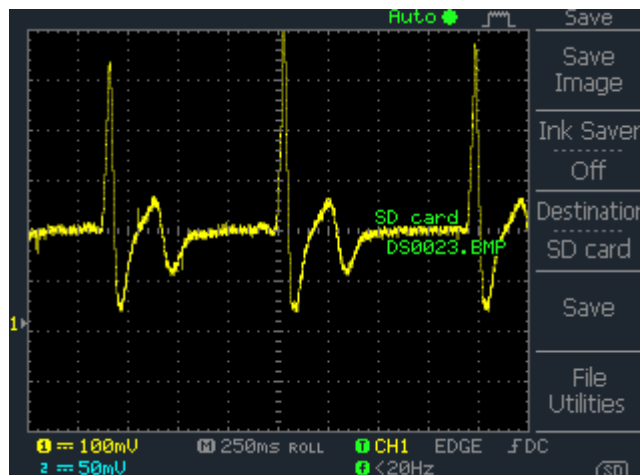


Figura 90 Sinal ECG na saída do filtro rejeita-banda 50 Hz

O sinal ECG obtido, apresenta bastantes semelhanças com o obtido através do sistema analógico da Figura 72, embora neste caso, o complexo ST, importante para a determinação de mal formações cardíacas, seja mais proeminente.

5.3.3. FPAA 2

Na segunda FPAA, o sinal ECG filtrado proveniente da FPAA 1 é submetido a um circuito detector de pico R no complexo de QRS, apresentado na Figura 91, composto pelos seguintes elementos:

- Filtro passa-banda *Butterworth* de segunda ordem, com frequência de centro de 17 Hz;
- Rectificador de onda completa;
- Detector de pico.

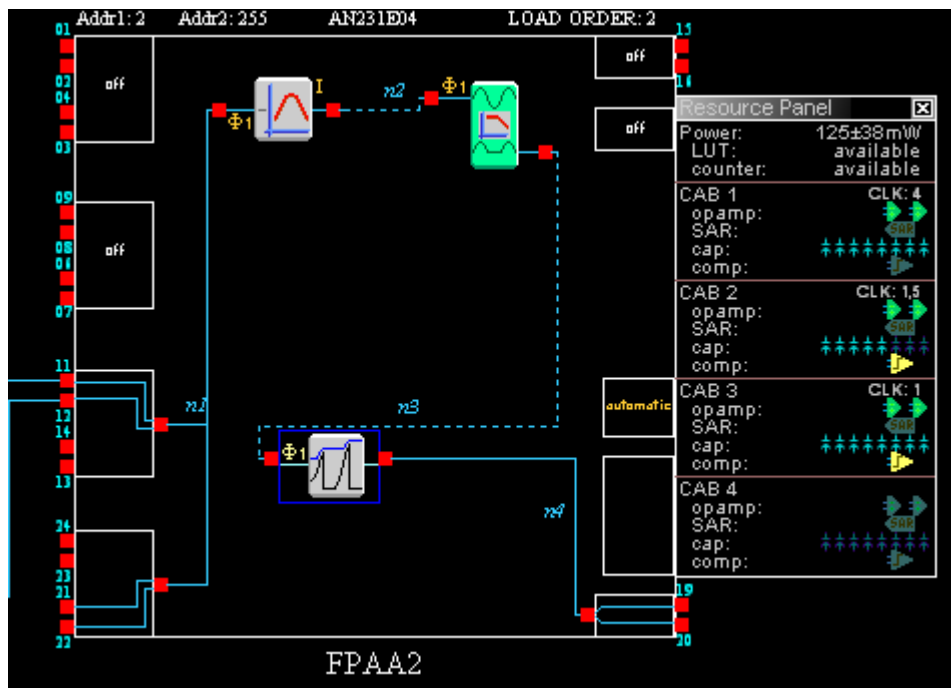


Figura 91 Circuito detector de pico R no complexo QRS na FPAA 2

O filtro passa-banda *Butterworth* de segunda ordem com frequência de centro de 17 Hz recebe o sinal ECG proveniente da FPAA 1. O filtro é constituído por uma CAM *Biquadratic Filter* que possui as seguintes características (Figura 92):

- Filtro passa-banda;
- Frequência de funcionamento de 5,291 kHz;
- Frequência de centro de 17 Hz;

- Ganho $G=10$;
- Factor de qualidade $Q=5$.

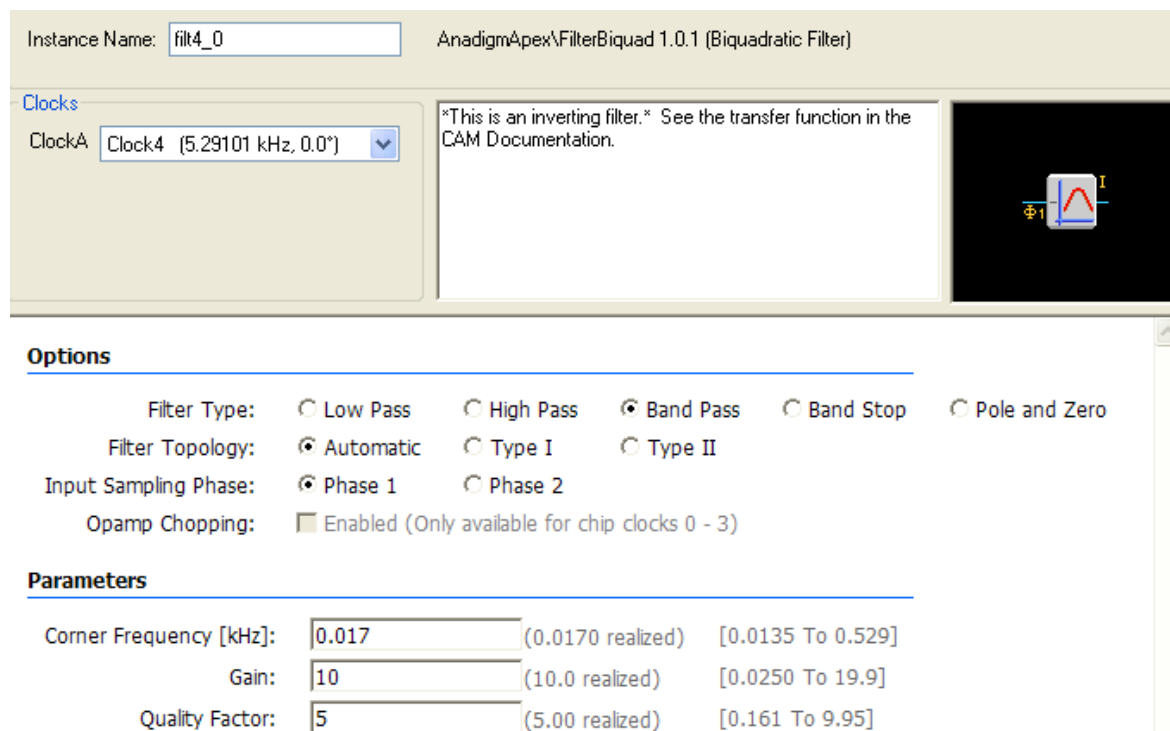


Figura 92 Configuração da CAM filtro passa-banda 17 Hz

O sinal na saída do filtro passa-banda, está representada na Figura 93.

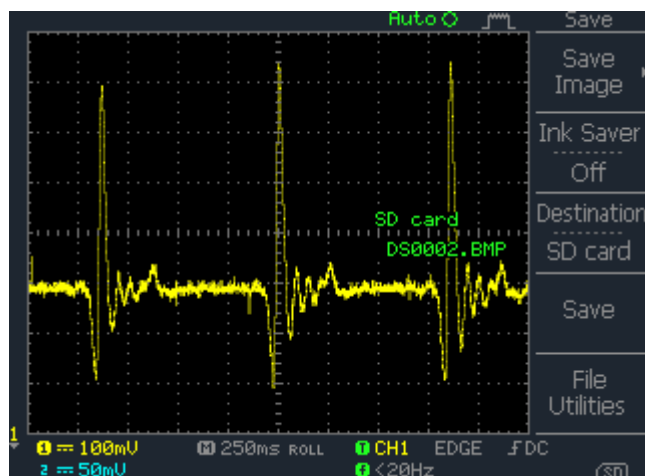


Figura 93 Sinal na saída do filtro passa-banda

No sinal obtido, já se nota uma maior predominância do pico R do complexo QRS, embora ainda existam outras frequências no sinal, que necessitam de ser removidas.

Comparativamente com o sinal da Figura 76, o sinal obtido pelo condicionamento na FPAA, apresenta menos ruído.

O sinal proveniente da saída do filtro passa-banda é encaminhado para o retificador de onda completa. O retificador é constituído por uma CAM *Rectifier with Low Pass Filter*. Esta CAM permite efectuar a rectificação de onda completa com um filtro passa-baixo de primeira ordem, e possui as seguintes características (Figura 94):

- Retificador de onda completa;
- Polaridade não invertida;
- Frequência de funcionamento da CAM de 95,2381 kHz;
- Frequência de corte de 100 Hz;
- Ganho $G=10$.

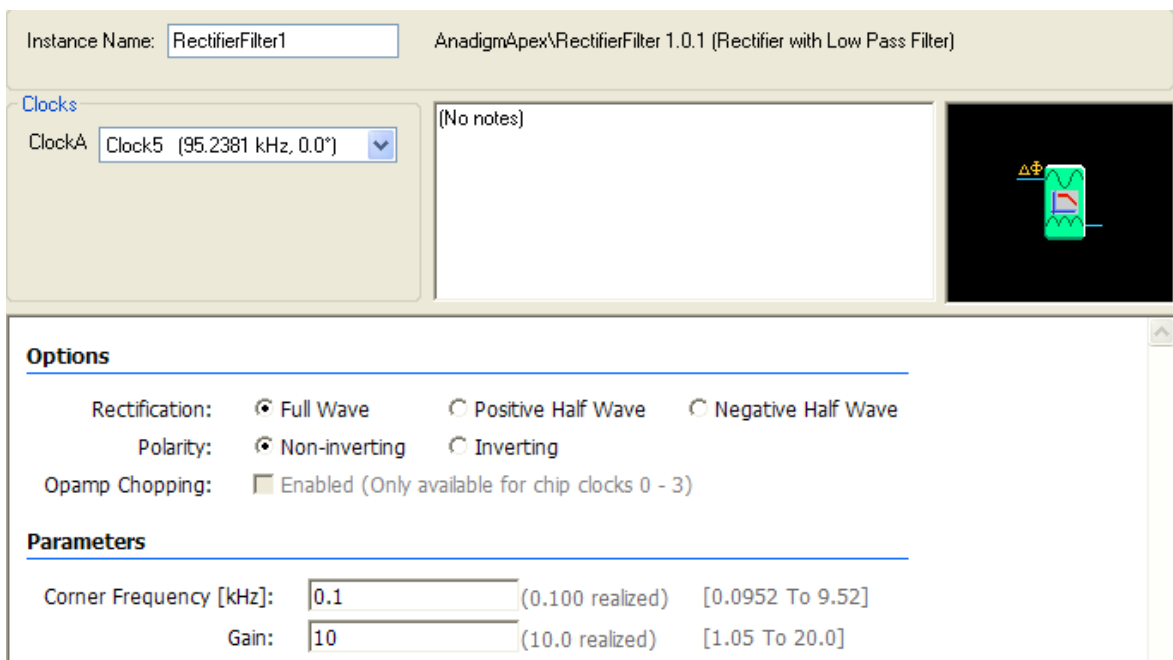


Figura 94 Configuração da CAM rectificadora de onda completa

O sinal obtido na saída do retificador de onda completa, é exibido na Figura 95.

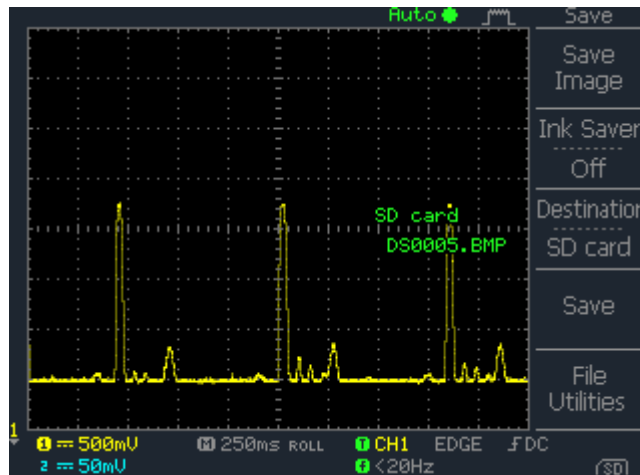


Figura 95 Sinal obtido na saída da CAM rectificadora de onda completa

O sinal obtido quase apresenta unicamente o pico R pretendido, com bastante mais detalhe do que no circuito rectificador de onda completa do sistema de electrónica discreta.

Para tentar isolar mais algumas frequências, e obter um sinal com ainda melhor definição, é utilizado um detector de pico. Este circuito detecta um pico, positivo ou negativo, no sinal, e decai para zero, a uma taxa de decaimento programável. A CAM, representada na Figura 96, foi configurada da seguinte maneira:

- Detecção de pico positivo;
- Comparação para fase de amostragem de fase 1;
- Nenhum atraso de amostragem, para variação rápida da entrada;
- Tempo de decaimento de 0,75 μ s.

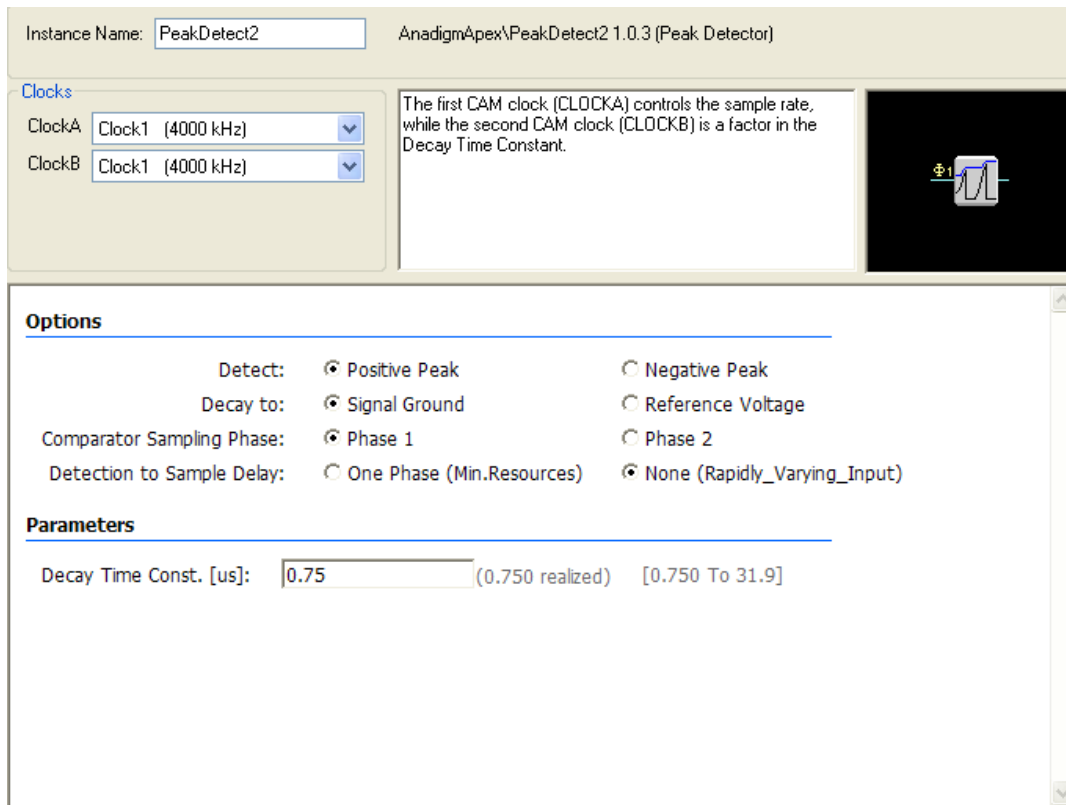


Figura 96 Configuração da CAM de detector de pico

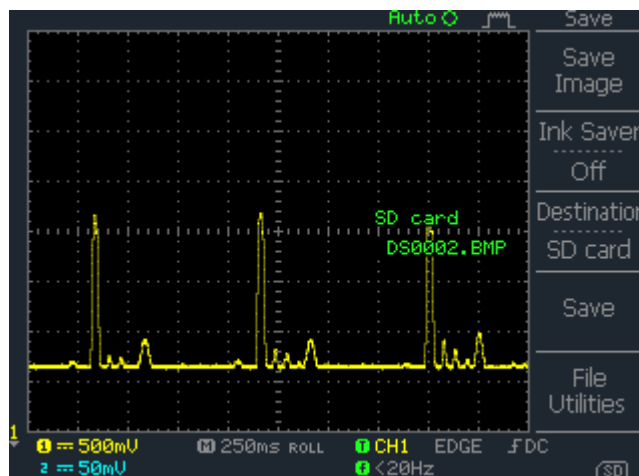


Figura 97 Sinal de detecção de pico R no complexo QRS

O sinal obtido não apresenta grandes diferenças com o obtido na saída do retificador de onda completa, embora exista uma pequena diminuição do ruído no sinal.

O sinal de detecção de pico R obtido no sistema com FPAA apresenta uma maior definição do que no caso analógico.

5.4. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nas Figuras 98 e 99 são colocados lado a lado os resultados obtidos nas saídas de sinal ECG e de detecção de pico R no complexo QRS.

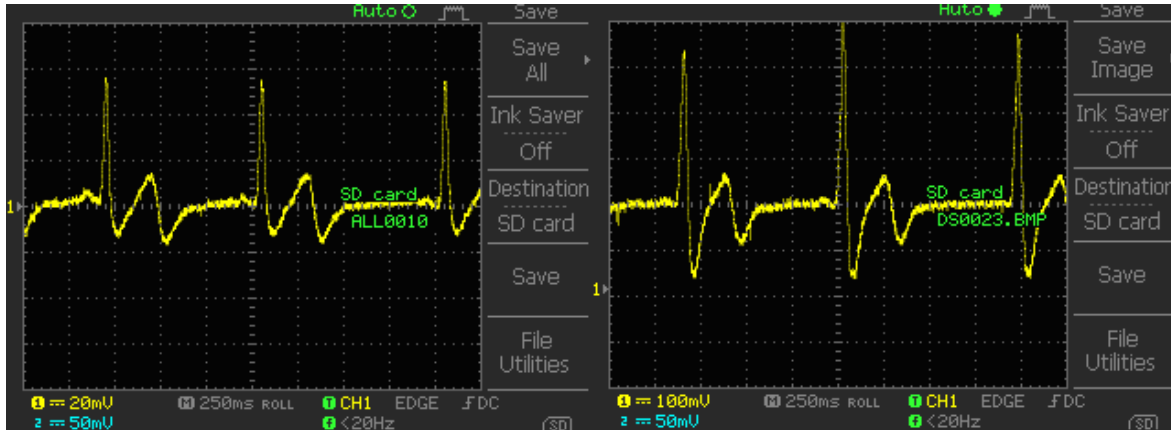


Figura 98 Sinal ECG do circuito com elementos discretos (Esquerda) e circuito com FPAA (Direita)

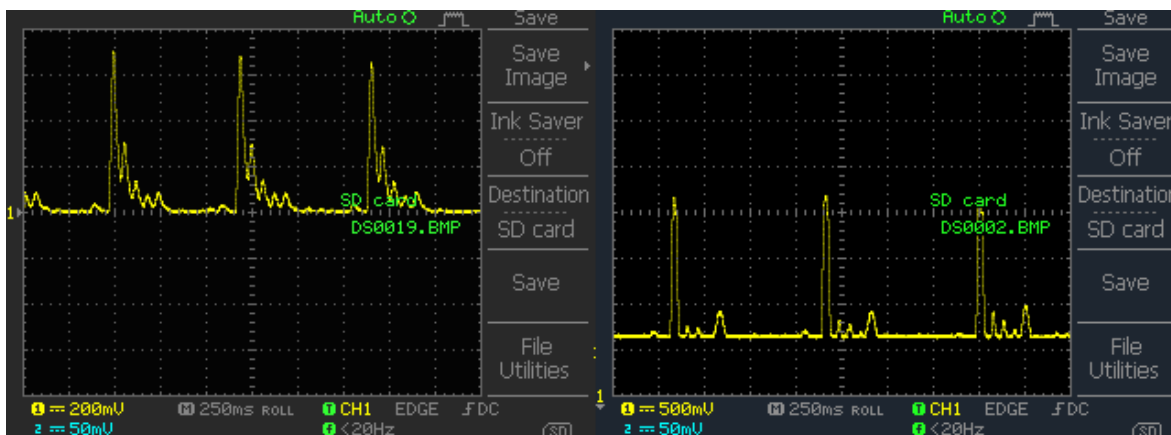


Figura 99 Sinal detector de QRS do circuito com elementos discretos (Esquerda) e circuito com FPAA (Direita)

O sinal ECG obtido no circuito com FPAA apresenta um melhor detalhe do segmento ST, importante na detecção de determinadas patologias cardíacas. Há que ter em atenção a discrepância da amplitude dos sinais dado que o sinal no circuito com elementos discretos possui um ganho no amplificador de instrumentação de 101, enquanto que o circuito com condicionamento de sinal por FPAA possui um ganho de 505. Isto deve-se ao facto de se pretender efectuar a conversão A/D do sinal obtido no sistema com FPAA, e para tal, obter um sinal com maior amplitude que não necessitasse de uma gama bastante apertada de tensão de funcionamento do A/D.

Em relação aos sinais de detecção de pico R no complexo QRS, o sinal no circuito com analógica discreta apresenta um maior conjunto de frequências no sinal, provocando um arrastamento no decaimento do pico R, impedindo de ver o pico R com a mesma precisão do sinal obtido no circuito com FPAA.

Os resultados obtidos permitem comprovar a possibilidade de efectuar condicionamento de sinal ECG com FPAA, obtendo resultados similares ou melhores que em circuitos de electrónica discreta.

A grande vantagem da FPAA é a de poder ser reconfigurada com uma enorme gama de valores, permitindo uma maior rapidez na reconfiguração dos circuitos a serem implementados, dado que não é necessário adquirir diversas gamas de componentes de precisão, nem alterar fisicamente o circuito, poupando tempo na área de projecto e de teste de circuitos. Esta capacidade de reconfiguração permite efectuar contínuos melhoramentos do condicionamento de sinal, sem que seja necessário alterar fisicamente o circuito já desenvolvido.

6. SISTEMA PARA MONITORIZAÇÃO GRÁFICA DE SINAIS

Neste capítulo é apresentado o sistema que permite a visualização numa interface gráfica no computador dos sinais ECG e detecção de pico R do complexo QRS.

6.1. ARQUITECTURA GERAL DO SISTEMA

O sistema implementado permite a visualização gráfica dos dados do sinal ECG e do sinal de detecção do pico R do complexo QRS. Este sistema utiliza um microcontrolador PIC18F2553 que efectua a conversão A/D dos dois sinais, enviando o resultado por comunicação série através de um integrado MAX232 para um PC. É utilizado um cabo conversor RS-232/USB para ligar a porta série com os sinais provenientes do MAX232, a uma porta USB (*Universal Serial Bus*) de um computador pessoal (PC). Os dados recebidos na porta USB são emulados numa porta série virtual e são, posteriormente, tratados em MATLAB (*MATrix LABORatory*) de forma a poderem ser visualizados num ambiente gráfico MATLAB em tempo real. Na Figura 100 pode-se observar um diagrama correspondente ao sistema implementado.

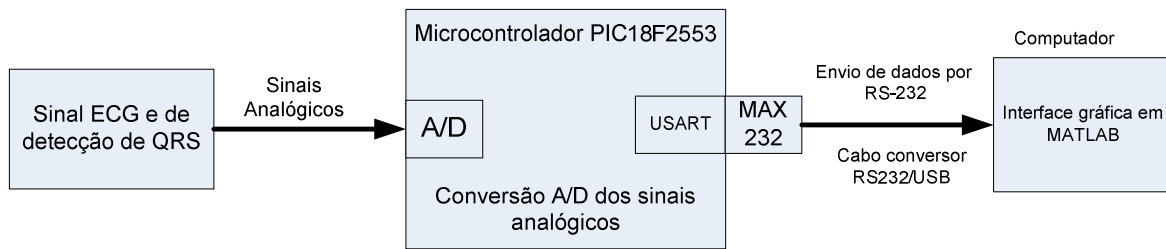


Figura 100 Diagrama de blocos do sistema de aquisição e interface de dados em ambiente gráfico

6.2. MICROCONTROLADOR – PIC18F2553

Foi escolhido o microcontrolador 18F2553 da família PIC da Microchip, com encapsulamento de 28 pinos PDIP (Figura 101). Possui uma arquitetura de 8 bits, e com uma frequência de funcionamento máxima de 48 MHz. O principal motivo para a escolha deste modelo foi o de ter um conversor A/D de 12 bits permitindo obter uma conversão do sinal com maior definição. Este microcontrolador possui também um periférico USART que permite estabelecer uma comunicação série com um PC. Este dispositivo possui a tecnologia *nanoWatt* da Microchip permitindo uma melhor eficiência energética.

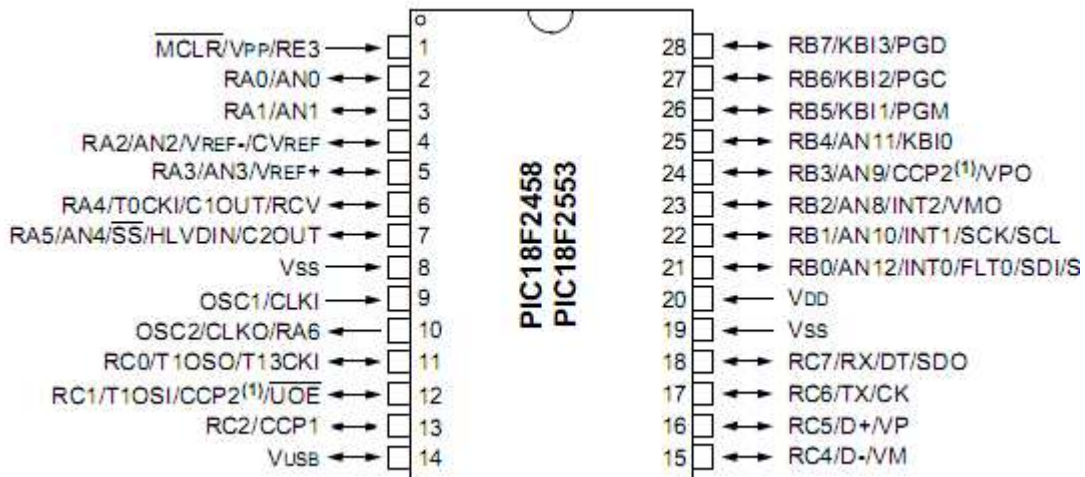


Figura 101 Diagrama de pinos do PIC18f2553 [40]

6.2.1. LINGUAGEM DE PROGRAMAÇÃO

O programa implementado na PIC18F2553 foi desenvolvido em linguagem C, utilizando o compilador PCWHD da *Custom Computer Services* (CCS) para o desenvolvimento do programa, e a aplicação MPLAB IDE para a programação do microcontrolador.

6.2.2. MAX232

Para efectuar a comunicação série com o computador é necessário a conversão do nível lógico dos sinais provenientes da PIC, que variam entre 0 a 5 V, para os níveis lógicos de tensão da comunicação RS-232 que variam entre -15 V e +15 V. O integrado MAX232 executa esta conversão permitindo o envio de dados por comunicação série da PIC para o computador. Para a transmissão dos dados série é necessária a ligação do pino 17 (TX) da PIC ao pino 11 (T1IN) do MAX232 para o envio de dados da PIC, e a ligação do pino 18 (RX) da PIC ao pino 9 (R2OUT) para a recepção de dados na PIC. Na Figura 102 está representado o esquema de ligações utilizado para o MAX232.

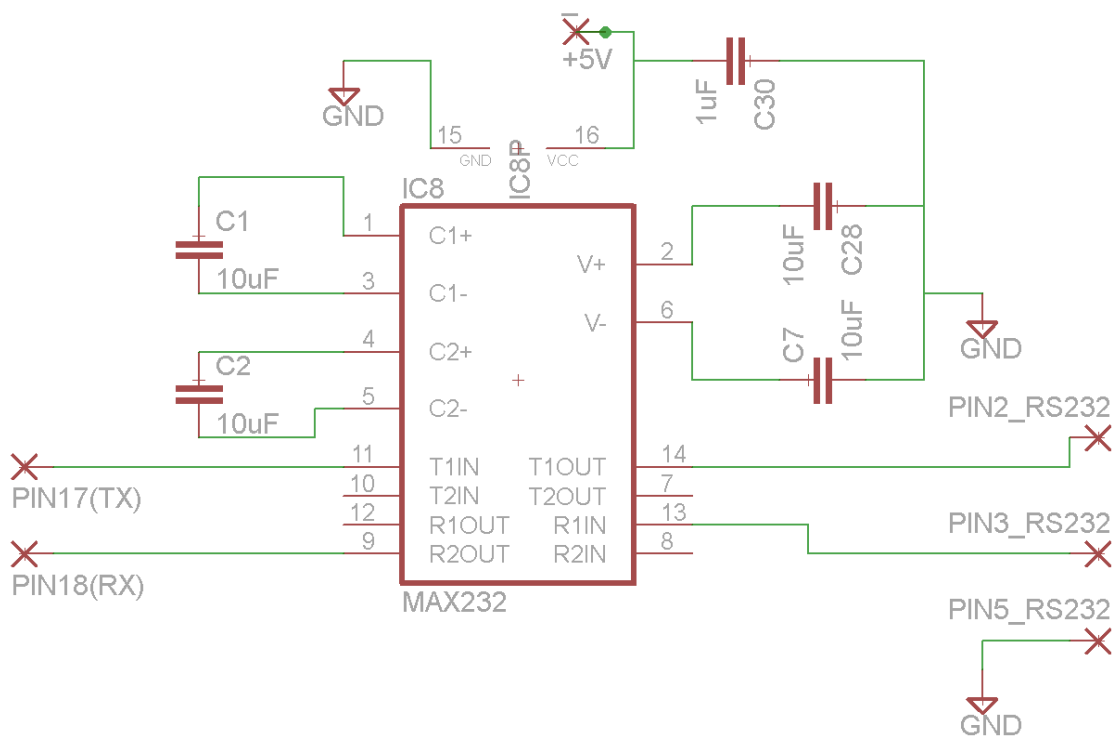


Figura 102 Esquemático de ligação do MAX232

Para a ligação entre a porta série conectada ao MAX232 e um PC, foi utilizado um cabo conversor RS-232. O cabo permite emular uma porta série numa porta USB facilitando a

ligação do dispositivo aos PC actuais, dado que portas de interface série RS-232 já não estão disponíveis na maioria dos PC comercializados.

6.3. MATLAB

Para a visualização em tempo real dos dados resultantes da conversão A/D dos sinais ECG e detecção de QRS, foi utilizado o *software* MATLAB. O MATLAB é uma linguagem de computação técnica, desenvolvida pela *MathWorks*, que integra computação, visualização e programação num ambiente de fácil utilização onde os problemas e soluções são expressos em notação matemática. A utilização típica desta linguagem inclui [42]:

- Matemática e computação;
- Desenvolvimento de algoritmos;
- Aquisição de dados;
- Modelação, simulação e prototipagem;
- Análise de dados, exploração e visualização;
- Gráficos científicos e de engenharia;
- Desenvolvimento de aplicações, incluindo a construção de interfaces gráficas.

O MATLAB é um sistema interactivo em que o elemento básico de dados é uma matriz que não necessita de dimensionamento. Isto permite a resolução de problemas técnicos de computação, como a formulações de matrizes e de vectores, numa fracção do tempo que demoraria a efectuar a programação em linguagens escalares não interactivas como C e Fortran.

O sistema MATLAB é composto por cinco partes:

- Ambiente de desenvolvimento: Conjunto de ferramentas que facilitam o uso de funções e de ficheiros MATLAB. Grande parte destas ferramentas incluem as interfaces gráficas, como o ambiente de trabalho MATLAB, janela de comandos, editor, *debugger*, entre outros;

- Biblioteca de funções matemáticas: Esta biblioteca inclui uma vasta colecção de algoritmos computacionais que vão desde funções elementares, como soma, seno e coseno, a funções mais avançadas como a matriz inversa, funções de Bessel e transformada de Fourier;
- Linguagem MATLAB: é uma linguagem de matrizes/vectores de alto nível com funções, estruturas de dados, entrada/saída de dados, e recursos de linguagem;
- Gráficos: O MATLAB possui diversas aplicações para mostrar vectores e matrizes como gráficos, bem como anotação e impressão de gráficos. Inclui funções de alto nível para visualização de dados bidimensionais e tridimensionais, processamento de imagem, animação, e apresentação de gráficos. Também incluiu funções de baixo nível que permitem personalizar os gráficos, bem como contruir interfaces gráficos nas aplicações MATLAB;
- API (*Application Program Interface*) do MATLAB: Esta biblioteca permite a escrita de programas em C e Fortran que interagem com o MATLAB. Inclui aplicações para chamar rotinas do MATLAB (ligações dinâmicas), evocando o MATLAB como um motor computacional, e para ler e escrever ficheiros MATLAB.

6.4. ESTRUTURA DO PROGRAMA DO MICROCONTROLADOR

O programa implementado no controlador teve por objectivo efectuar a recepção dos sinais em dois canais do conversor A/D, efectuando a conversão dos mesmos, e enviar o resultado da conversão pela porta série. O envio destes é controlado por uma *flag* de temporização dependente da interrupção do *Timer* 0, que activa a conversão A/D e envio dos dados, de 4 em 4 ms, sendo este o período de amostragem dos sinais. O programa está estruturado em três funções:

- `main();`
- `tmr_int();`
- `conv_ad().`

6.4.1. FUNÇÃO MAIN()

A função `main()` é responsável pela configuração e inicialização do *Timer 0* e do conversor A/D, bem como a criação de variáveis utilizadas no código. Após efectuar as inicializações, a função entra num ciclo infinito, onde mediante a activação de uma *flag* de temporização, que ocorre de 4 em 4 ms, executa a função `conv_ad()`, onde é efectuada a conversão A/D e o envio dos dados resultantes da conversão por RS-232. No fluxograma da Figura 103, é apresentada um fluxograma com a estrutura do código desta função.

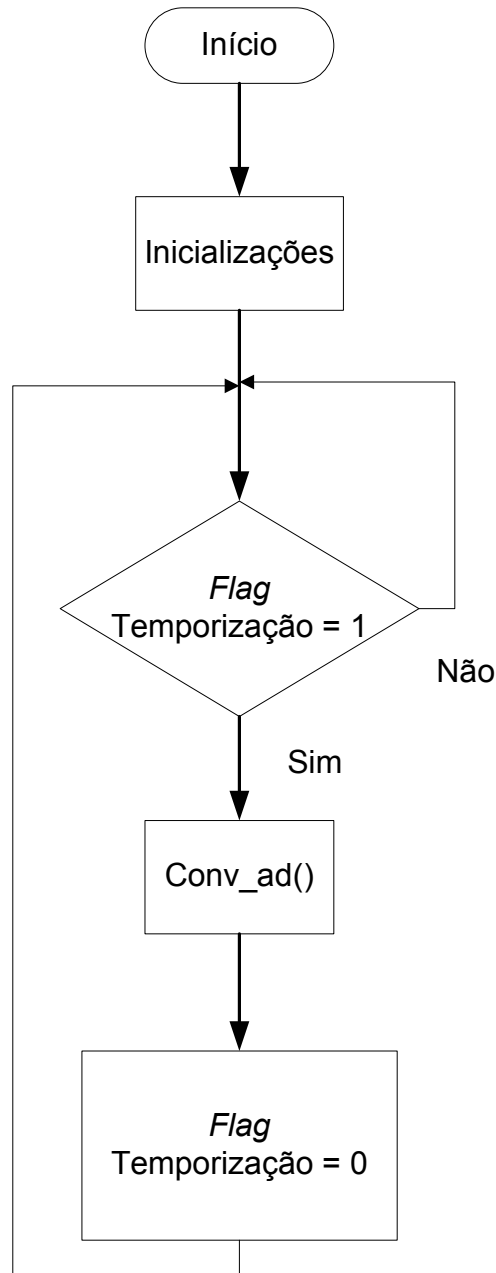


Figura 103 Fluxograma da função `main`

6.4.2. FUNÇÃO TMR_INT()

A função `tmr_int()` é a função de interrupção do *Timer 0*, que vai alterar o estado de uma *flag* de temporização de 4 ms, permitindo executar o ciclo de código que efectua a conversão A/D dos dois sinais analógicos, e envio dos resultados destes pela porta série, na função `conv_ad()`. Para que o valor da *flag* seja alterado a cada 4 ms, é carregado um valor na variável `high_count`, que é decrementada a cada interrupção do *Timer 0*. Quando `high_count` atinge 0, a função entra num ciclo que altera o estado da *flag* de temporização, e recarrega a variável `high_count` com o seu valor inicial, e muda o estado da *flag* de temporização. Na Figura 104 pode-se observar o fluxograma correspondente a esta função.

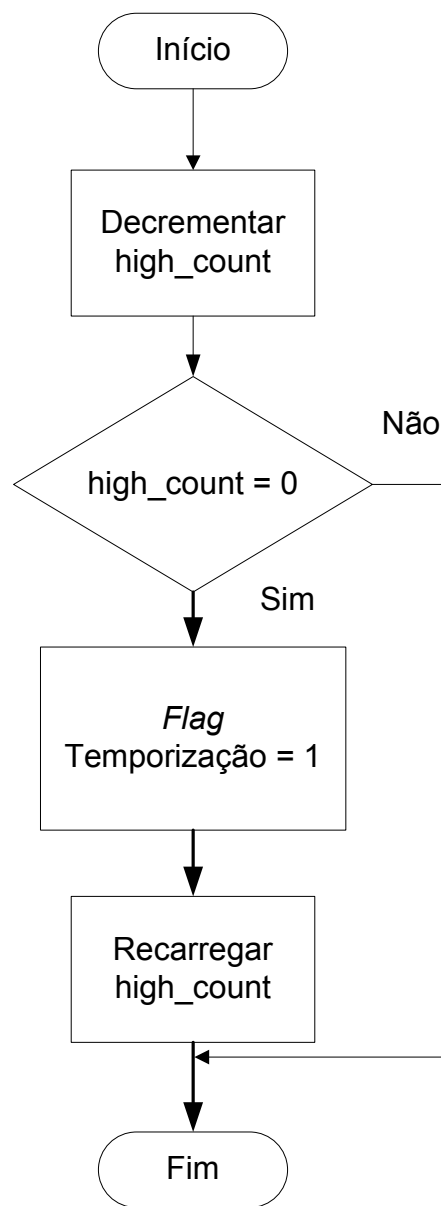


Figura 104 Fluxograma da função de interrupção

O módulo do *Timer 0* possui as seguintes características:

- Selecção por software de operação como *timer* ou como *counter* em 8 Bits ou 16 Bits;
- Leitura e escrita de registos;
- *Prescaler* programável por software;
- Fonte de *clock* (relógio) seleccionável (interna ou externa);
- Interrupção gerada em *overflow*.

Para obter a temporização no período pretendido, de 4 ms, foram realizados diversos cálculos. Foi calculado o período em que ocorria cada interrupção do *Timer 0*, bem como os valores das variáveis, necessárias para que ocorresse a interrupção no período pretendido. O *Timer 0* foi utilizado como *timer* de 8 Bits e com recarregamento automático.

Para calcular o período da temporização pretendida foi utilizada a seguinte equação:

$$f_{out} = \frac{f_{clk}}{4 \times \text{Prescaler} \times (256 - \text{TMR0}) \times \text{Count}}$$

Onde:

- $f_{out} = \frac{1}{T_{out}} = \frac{1}{0,004} = 250 \text{ Hz}$;
- f_{out} : frequência da saída depois da divisão;
- T_{out} : tempo de ciclo após a divisão;
- Count : valor numérico a ser colocado de modo a obter a frequência desejada;
- TMR0 : valor a ser carregado no registo do *Timer 0*.

Foi efectuado o cálculo da variável Count de modo a se obter uma temporização de 4 ms, escolhendo-se um *Prescaler* de 1:1 e colocando-se $\text{TMR0}=0$, para que ocorra o *Overflow*

do *Timer 0* após 256 ciclos, ou seja, 51,2 μ s, utilizando o relógio externo do cristal de 20 MHz. Com estes dados obteve-se:

$$\text{Count} = \frac{f_{\text{clk}}}{4 \times \text{Prescaler} \times (256 - \text{TMR0}) \times f_{\text{out}}} (=)$$

$$\text{Count} = \frac{20 \times 10^{-6}}{4 \times 1 \times (256 - 0) \times 250} = 78,125 \approx 78$$

O valor (Count=78) é utilizado na variável *high_start* implementada no código. Com o valor calculado, obtêm-se:

$$f_{\text{out}} = \frac{20 \times 10^{-6}}{4 \times 1 \times (256 - 0) \times 78} = 250,4 \text{ Hz}$$

$$T_{\text{out}} = 3,99 \text{ ms} \approx 4 \text{ ms}$$

O *Tout* obtido representa o período de cada temporização e em que ocorre a alteração do estado da *flag*.

6.4.3. FUNÇÃO CONV_AD()

Esta função é responsável por efectuar a conversão A/D dos dois sinais obtidos, e envio dos resultados pela porta série.

É seleccionado o canal 0 do A/D para iniciar a conversão do sinal ECG, sendo efectuado um atraso de 10 μ s após a escolha do canal, de forma a obter uma leitura válida na conversão A/D. Após a espera de 10 μ s é efectuada a amostragem do sinal ECG e leitura do valor digital obtido na conversão. De seguida é alterado o canal do A/D, para o canal 1, de forma a se efectuar a leitura do sinal de detecção de pico R. É efectuado um atraso de 10 μ s seguido da conversão do sinal, e respectiva leitura do valor obtido na conversão A/D. Após obter os valores digitais dos dois sinais, esses valores são colocados numa *string* e enviados pela porta série.

Na Figura 105 está representado o fluxograma do código executado na função *conv_ad()*.

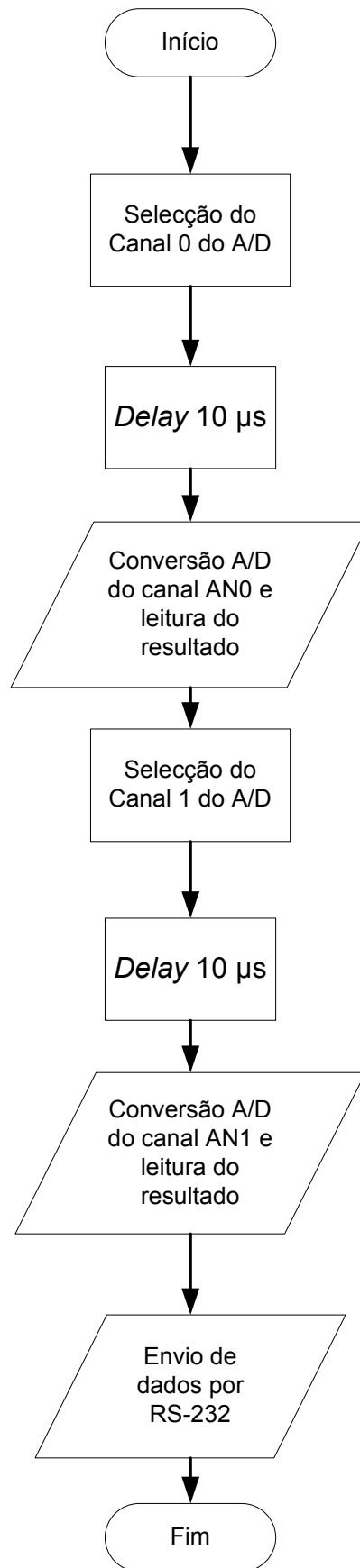


Figura 105 Fluxograma da função que executa a conversão e envio dos sinais

6.4.4. TEMPO DE CONVERSÃO A/D

Para efectuar a conversão A/D é necessário um tempo mínimo de aquisição do sinal. No caso da conversão A/D de 12 bits, esta demora 13 tempos de conversão (T_{AD}). O valor mínimo de um T_{AD} corresponde a 0,8 μ s. Para uma frequência de relógio de 20 MHz um T_{AD} corresponde a 16 ciclos de relógio. Com estes valores foi realizado o seguinte cálculo:

$$\text{Tempo}_{\text{conversão_canal}} = 13 * 0,8 \mu\text{s} = 10,4 \mu\text{s}$$

Dado que se estão a utilizar dois canais do A/D é aconselhável a que após cada troca de canal se espere um tempo mínimo [40] de 10 μ s de forma a garantir uma boa leitura do A/D, sendo adicionado um *delay* de 10 μ s entre a escolha do canal a converter, e a obter a leitura do A/D.

No total o tempo de cada operação de conversão em cada canal demora 20,4 μ s, considerando o *delay* de 10 μ s para a escolha do canal do conversor e os 10,4 μ s correspondentes ao tempo de conversão do sinal pelo A/D, sendo que como se estão a efectuar duas conversões em dois canais diferentes o tempo total da operação de conversão A/D de dois canais é de:

$$\text{Tempo}_{\text{conversão_total_e_atrasos}} = (10,4 \mu\text{s} \times 2) + (10 \mu\text{s} \times 2) = 40,8 \mu\text{s}$$

O conversor A/D foi configurado para utilizar uma gama de tensão compreendida entre [0 ; 3,4] V, para conseguir esta gama de tensão, foi utilizado um divisor de tensão, e efectuados os seguintes cálculos:

$$V_{\text{saída}} = \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \times V_{\text{entrada}} (=)$$
$$V_{\text{saída}} = \left[\frac{46,5 \times 10^3}{(22 \times 10^3) + (46,5 \times 10^3)} \right] \times 5 \text{ V} \approx 3,4 \text{ V}$$

Dado que a conversão A/D efectuada é de 12 bit (4096 degraus), a uma gama de tensão de 3,4V, corresponde uma resolução de:

$$\text{Resolução}_{\text{A/D}} = \frac{3,4}{4096} = 0,83 \text{ mV}$$

A resolução implementada foi largamente suficiente para garantir uma boa replicação do sinal, dado que os sinais amostrados possuíam amplitudes na ordem das centenas de mV.

6.4.5. TEMPO DE TRANSMISSÃO RS-232

Dado o elevado volume de dados a ser transmitido num curto espaço de tempo, e de forma a não afectar a amostragem dos sinais, foram realizados alguns cálculos para a estimação do tempo que demoraria a enviar os valores das amostras pela porta série.

Para enviar os dados pela porta série, optou-se por uma configuração com *baudrate* de 57600 bps, 8 bits de dados e com 1 *stop* bit.

Para calcular os tempos de transmissão foram efectuados os seguintes cálculos, em que na trama de envio de dados RS-232, são enviados 8 bits de dados e 2 bits correspondentes ao *Start* bit e ao *Stop* bit:

$$\text{Tempo}_{\text{bit}} = 1 / 57600 = 17,36 \mu\text{s}$$

$$\text{Tempo}_{\text{enviados}} = 8\text{bits} + 2\text{bits} = 10\text{bits} \times 17,36 \mu\text{s} = 173,6 \mu\text{s}$$

São enviados nove caracteres em ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*), por cada transmissão pela porta série, correspondendo quatro caracteres ao valor do sinal ECG, um carácter ‘ ‘, e quatro caracteres correspondentes ao valor da detecção QRS. O cálculo efectuado para o tempo de transmissão dos caracteres é o seguinte:

$$\text{Tempo}_{\text{envio_dados}} = 9 \times 173,6 \mu\text{s} = 1562,4 \mu\text{s} = 1,562 \text{ ms}$$

Ao tempo de envio de dados pela porta série tem que ser adicionado o tempo que demora a ser efectuada a amostragem nos dois canais do A/D, sendo o tempo total de conversão dos canais e envio desses valores de:

$$\text{Tempo}_{\text{Conversão+envio}} = 1,562 \text{ ms} + 40,8 \mu\text{s} = 1,603 \text{ ms}$$

O tempo que o microcontrolador demora a executar as operações de conversão e de envio de dados pela porta série é largamente inferior ao tempo da interrupção, que ocorre de 4 em 4 ms.

Dado que a frequência de corte máxima do filtro passa-baixo aplicado no sinal ECG era de 100 Hz, para reconstituir o sinal após a conversão A/D, e que não ocorra perda de informação, é aplicado o Teorema de Nyquist, em que a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes superior à frequência máxima do espectro do sinal analisado. Dado que a conversão está dependente da interrupção, que ocorre de 4 em 4 ms, são efectuadas duzentas e cinquenta amostras por segundo, duas vezes e meia superior à frequência máxima do sinal convertido, permitindo guardar toda a informação do sinal, como pretendido.

6.5. INTERFACE CRIADA EM MATLAB

Para visualizar os dados no computador, foi realizado um programa num ficheiro *m-file* do MATLAB que cria dois gráficos, que apresentam o sinal ECG e o sinal detector de pico R no complexo QRS, através das ferramentas de implementação de gráficos desta aplicação.

O programa começa por escolher a porta série, bem como as definições desta (*baudrate* = 57600 bps, 8 bits de dados, 1 *Stop* bit). Após a configuração da porta série, esta é aberta.

Num ciclo *for*, que é executado 1000 vezes, é obtida uma *string*, guardada no *buffer* de dados da porta série do MATLAB, que contém os valores dos sinais ECG e de detecção de pico R. Esta *string* é dividida em duas *strings*, sendo cada uma delas convertida para uma variável numérica. Os valores numéricos, contendo os valores digitais da conversão A/D dos dois sinais, são operados de forma a se obter o valor da tensão de cada sinal. Os valores obtidos são colocados em dois gráficos, utilizando o comando *subplot*, contendo um dos gráficos o sinal ECG e o outro a detecção de pico R. Após atingir a milésima execução, a variável que indica a posição no gráfico onde são escritos os novos valores, é colocada a zero, para que novas escritas nos gráficos sejam colocadas no início deste.

O ciclo *for* já mencionado, é executado 1000 vezes. De forma a prolongar a execução do programa, este ciclo é colocado dentro de outro ciclo *for*, que vai indicar a quantidade de vezes que o gráfico vai ser reiniciado. No caso do programa implementado, o ciclo *for* superior é executado dez vezes. Dado que cada gráfico possui mil pontos, e que por cada segundo são recebidas pela porta série 250 *strings*, são apresentados quatro segundos de dados a cada iteração do gráfico, visualizando-se 40 segundos dos sinais a cada execução do programa.

É possível observar como estão organizados estes dois ciclos *for* no extracto de código a seguir apresentado.

```
for j= 1:10 % vezes que a imagem vai ser
reiniciada

    for i =1:1000 % quantidade de pontos máximos que
vao ser representados nos gráficos
        .
        .Operações de conversão de dados
        .Criação de gráficos e escrita de dados nestes
        .
        .
        .
        if i > 999
            i=0; Reiniciar escrita de pontos no início
dos gráficos
        end
    end
end
```

Após a execução dos ciclos *for*, a actualização dos gráficos cessa, é fechada a porta série e o programa termina.

Na Figura 106 é apresentada a interface gráfica desenvolvida.

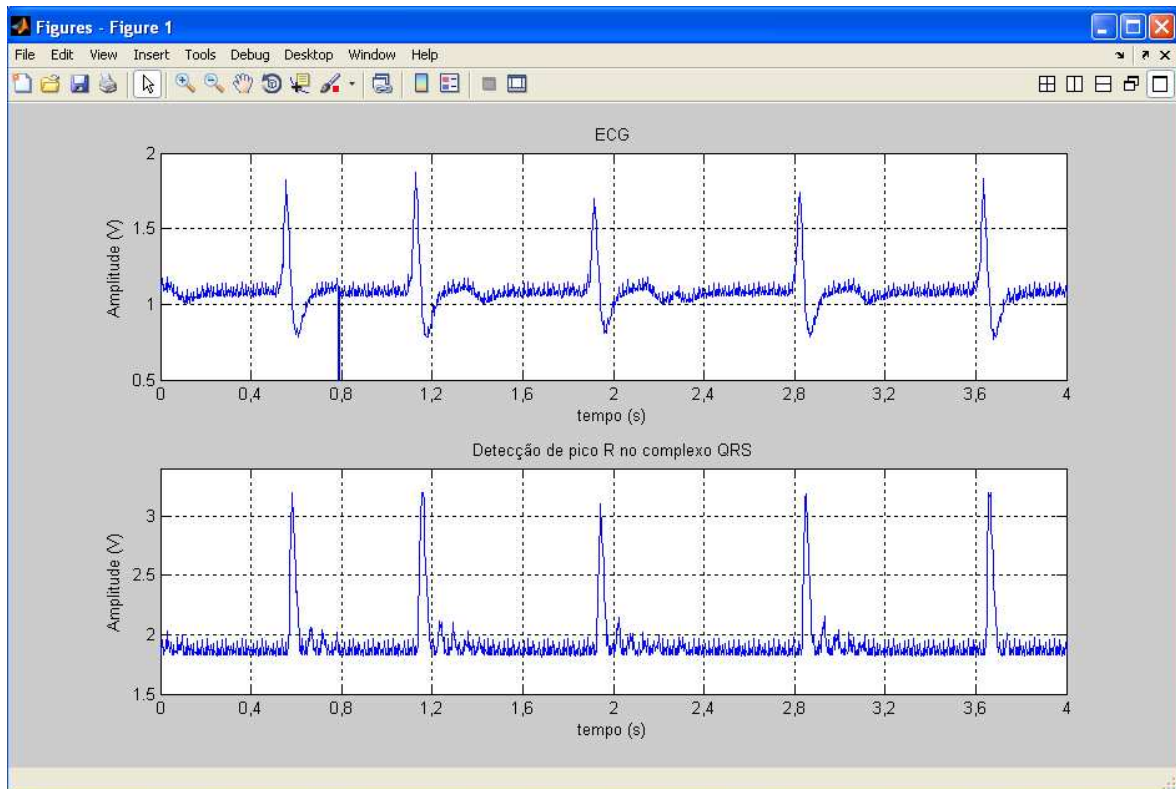


Figura 106 Interface gráfica desenvolvida

Os dados são apresentados no MATLAB continuamente, mas não em tempo real. Os dados provenientes da comunicação série são guardados num *buffer*, tendo o MATLAB que os processar à medida que está liberto para realizar as operações necessárias sobre esses dados. Por isso, o ritmo de actualização das ondas na interface, sofre um atraso, embora não seja notada uma perda significativa de dados dos sinais.

7. CONCLUSÕES

Com a realização deste projecto, e com os dados apresentados neste relatório, foi possível efectuar diversos aspectos conclusivos. Foi implementado um sistema em que duas FPAA efectuem a quase totalidade do condicionamento de sinal ECG e de detecção de pico R no complexo QRS. Os resultados obtidos, quando comparados com um sistema em que o condicionamento era efectuado por componentes analógicos discretos, apresentam uma melhor definição do segmento ST, no sinal ECG, e uma menor quantidade de ruído no detector de pico R, podendo-se observar com maior nitidez, o pico R. O sistema com FPAA possui uma menor quantidade de componentes, para efectuar o condicionamento do sinal, e uma melhor remoção de ruído dos sinais, sendo atingido o objectivo principal do trabalho, podendo-se comprovar as potencialidades deste dispositivo, face aos componentes de analógica discreta.

O programa implementado em MATLAB, permite visualizar num computador os sinais ECG e pico R no complexo QRS obtidos no sistema, em qualquer computador que possa executar o programa MATLAB. É possível capturar instantes dos gráficos e analisá-los com as ferramentas de análise de gráficos do MATLAB, permitindo observar com maior detalhe os dados obtidos, no computador, sem ser necessário recorrer a instrumentos específicos para a visualização de sinais, como osciloscópios.

A redução da quantidade de componentes para o condicionamento de sinal permite a diminuição do tamanho de uma placa de circuito impresso, a ser desenvolvida futuramente, aumentando a portabilidade do sistema.

A implementação de um sistema de aquisição de sinais ECG, devido à diminuta amplitude do sinal de entrada, está sujeito a diversas fontes de alteração do sinal. Uma maior quantidade de componentes analógicos, mesmo que de precisão, não conseguem aplicar os valores teoricamente calculados para a implementação do circuito pretendido. Por isso um sistema com elevada quantidade de componentes implementada num espaço reduzido, para aumentar a portabilidade do mesmo, pode originar que alguns módulos do circuito possam interferir com o sinal condicionado noutros módulos do circuito. O desenvolvimento do sistema para aquisição de sinais ECG provou-se especialmente difícil devido a diversas fontes de ruído que foram surgindo à medida que se ia desenvolvendo o circuito, sendo necessário o teste de diversas configurações. O facto de ser necessário realizar uma grande quantidade de testes e de afinações ao sistema, potenciou o uso da FPAA, que nestas condições ajudou a ultrapassar alguns obstáculos, embora outros tenham surgido devido a limitações da FPAA, como a de não poder implementar filtros com frequências de corte muito reduzidas, o que limitou a miniaturização do circuito implementado. Dado que a FPAA está encapsulada num chip, permite que o circuito integrado no seu interior esteja menos exposto a fontes de ruído externas que podem afectar componentes analógicos discretos.

Como perspectiva futura para a continuação deste projecto, poderá ser implementado um sistema de condicionamento de sinal que permita apresentar ambos os sinais com menor ruído, e com menor quantidade de componentes de forma a aumentar a portabilidade do sistema, através do teste de diversas configurações de filtros. A constante evolução das FPAA permitirá diminuir a quantidade de elementos analógicos discretos necessários no sistema, bem como executar numa única FPAA o circuito implementado em dois dispositivos. Poderá ser efectuado o desenvolvimento de uma interface gráfica, que possa ser executada através de um ficheiro que não necessite de recorrer à inicialização do MATLAB ou de outra aplicação, e ser visualizada noutros dispositivos que não um PC, como um PDA. Outro aspecto para desenvolvimento futuro será a realização de uma interface numa linguagem de programação que permita processar e visualizar os dados em tempo real e dar mais interactividade ao utilizador na monitorização do sistema.

Referências Documentais

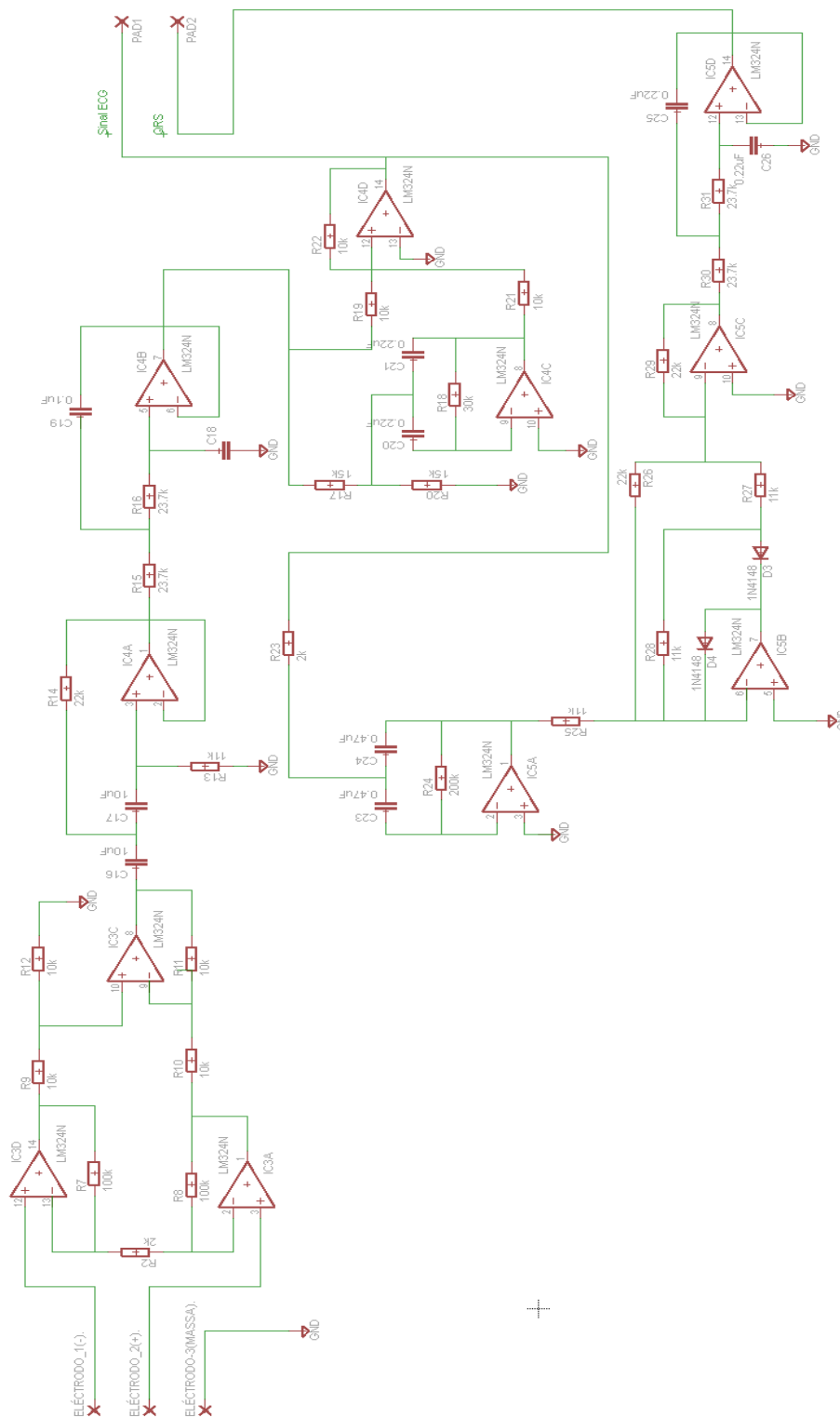
- [1] IAIZZO, Paul A.— *Handbook of Cardiac Anatomy Physiology and Devices*, 1ª Edição, 2005, E-ISBN 1-59259-835-8
- [2] KLABUNDE, Richard E. — *Cardiovascular Physiology Concepts*, Lippincott Williams & Wilkins, 1ª Edição, ISBN 078175030X, 2005
- [3] EHRlich, Ann; SCHROEDER, Carol L.— *Medical Terminology for Health Professions*, Delmar Cengage Learning, 5ª Edição, ISBN 1401860265, 2004
- [4] TORTORA, Gerald J.; DERRICKSON, Brian H.— *Principles of Anatomy and Physiology*, Wiley, 11ª Edição, ISBN 0471689343, 2005
- [5] BALTAZAR, Romulo F. — *Basic and Bedside Electrocardiography*, Lippincott Williams & Wilkins, 1ª Edição, ISBN 0781788048, 2009
- [6] MALMIVUO, Jaakko; PLONSEY, Robert— *Bioelectromagnetism: Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*, Oxford University Press, 1ª Edição, ISBN 0195058232, 1995
- [7] BRONZINO, Joseph D. — *The Biomedical Engineering Handbook*, CRC Press, 2ª Edição, ISBN 0849385946, 1999
- [8] MORRIS, Francis; BRADY, William J.; CAMM, John — *ABC of Clinical Electrocardiography*, Blackwell Publishing, 2ª Edição, ISBN 978-1-4051-7064-2, 2008
- [9] FOSTER, D. Bruce — *Twelve-Lead Electrocardiography: Theory and Interpretation*, Springer, 2ª Edição, ISBN 1846285925, 2007
- [10] WAGNER, Galen S.— *Marriott's Practical Electrocardiography*, Lippincott Williams & Wilkins, 11ª Edição, ISBN 0781797381, 2007
- [11] FINLAY, D.D.; NELWAN S.P.; NUGENT C.D., MEIJ S.H. — *Effects of Electrode Misplacement on the Reconstruction of the 12-Lead ECG*, University of Ulster, Erasmus Medical Center, Reino Unido, 2009
- [12] WEBSTER, Jonh G. — *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation*, John Wiley & Sons, 2ª Edição, ISBN 0-471-26358-3, 2006
- [13] ENCICLOPÉDIA — <http://www.encyclopedia.com.pt>, consultado em Agosto de 2010
- [14] MORIN, E. — *Electrodes and Electrode Theory*, Queen's University, Canadá, 2009
- [15] SILVA, M.; CATARINO, A; CARVALHO; ROCHA, A.; MONTEIRO, J.; MONTAGNA, G. — *Study of Vital Sign Monitoring With Textile Sensors in*

Swimming Pool Environment, Universidade do Minho, UNiversidade Técnica de Lisboa, 2009

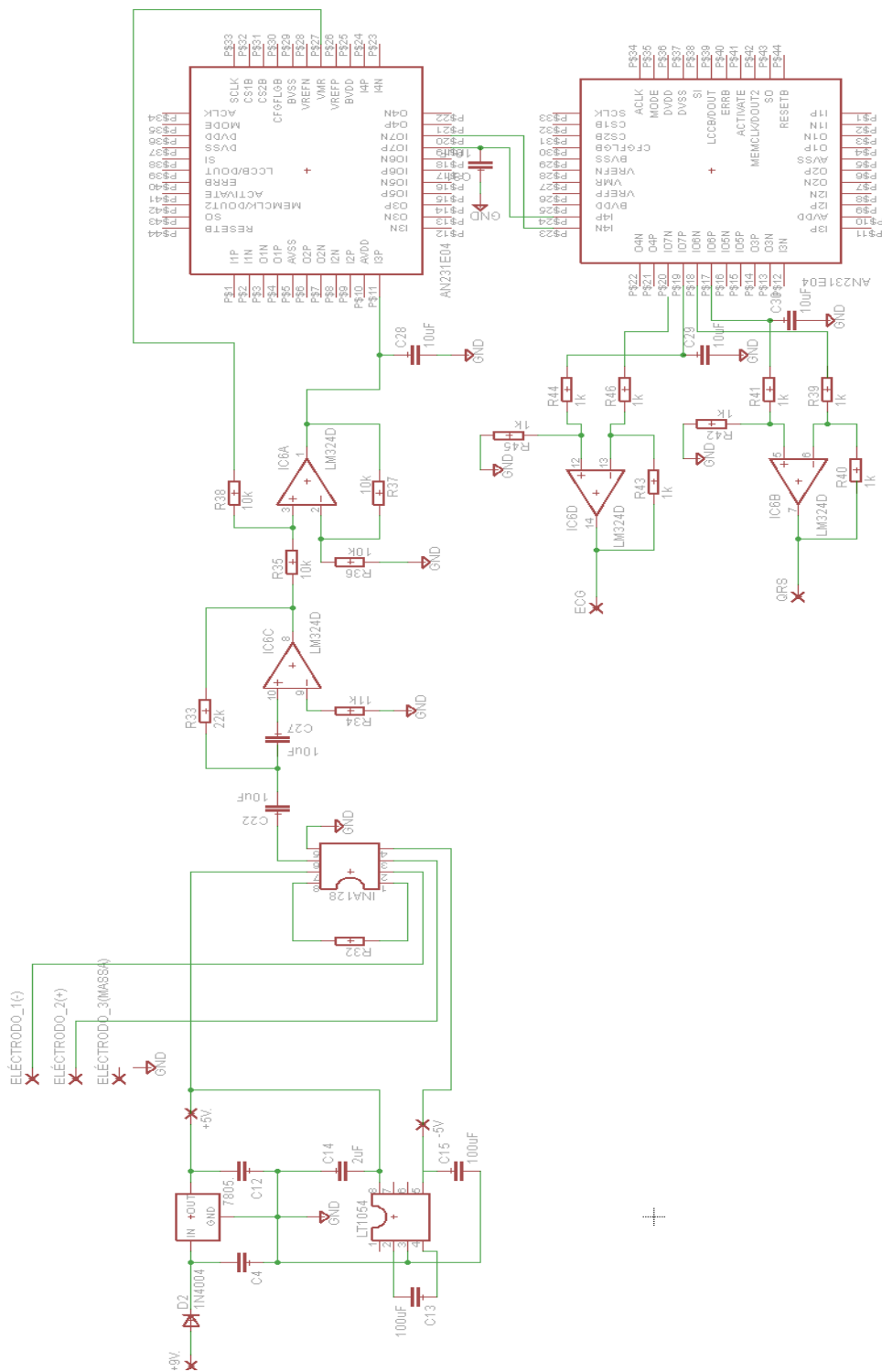
- [16] REITER, Harald — *The development of E-Health in the field of Cardiovascular Medicine: The Role of Smart Textiles*, Philips Research Europe, 2010
- [17] YOO, Jerald; YAN, Long; LEE, Seulki; KIM, Hyejung; YOO, Hoi-Jun — *A Wearable ECG Acquisition System With Compact Planar-Fashionable Circuit Board-Based Shirt*, IEEE, Novembro de 2009
- [18] GENERAL ELECTRIC HEALTHCARE — <http://www.gehealthcare.com>, consultado em Maio de 2010
- [19] BIOPAC — *Biopac Engeneering Signal Processing Lab.*, Biopac Systems Inc., 2002
- [20] BIOPAC — www.biopac.com, consultado em Maio de 2010
- [21] WELCH ALLYN — <http://www.welchallyn.com>, consultado em Maio de 2010
- [22] SENSATEX — <http://www.sensatex.com>, consultado em Maio de 2010
- [23] BIOPAC — *BioHarness User Guide*, Biopac Systems Inc., 2008
- [24] HALL, Tyson S.; TWIGG, Christopher M.; HASLER, Paul; ANDERSON, David D. — *Developing Large-Scale Field Programable Analog Arrays*, Georgia Institute of Technology, 2004
- [25] LAKSHMANAN, Senthil Kumar — *Towards Dynamically Reconfigurable Mixed-Signal Electronics for Embedded and Intelligent Sensor Systems*, Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Kaiserslautern, 2008
- [26] GAUDET, Vincent C.; GULAK, P. Glenn — *Implementation Issues for High-Bandwidth Field-Programmable Analog Arrays*, 1998
- [27] HALL, Tyson S.; TWIGG, Christopher M.; HASLER, Paul; ANDERSON, David D. — *Developing Large-Scale Field Programable Analog Arrays*, Georgia Institute of Technology, 2004
- [28] BALEN T.; ANDRADE JR., A; AZAIS, F; LUBASZEWSKI, M.; RENNOVELL, M. — *Testing The configurable Analog Blocks of Field Programable Analog Arrays*, 2004
- [29] ANADIGM — <http://www.anadigm.com/>, consultado em Maio de 2010
- [30] LATTICE SEMICONDUCTORS — <http://www.latticesemi.com>, consultado em Maio de 2010
- [31] HUANG, Hu — *High-Performance FPAA Design For Hierarchical Implementation of Analog and Mixed-Signals System*, University of Maryland, 2007
- [32] BACIGALUPI, Aldo; LICCARDO, Annalisa — *Performance Assessment of Field Programable Analog Arrays, Metrology and Measurement Systems*, Volume XIV, Number 4, 2007, http://www.metrology.pg.gda.pl/full/2007/M&MS_2007_563.pdf

- [33] ILA, V.; BATTLE, J.; GARCIA, R. — *Recent Trends in FPAA Devices*, Institute of Informatics and Applications from University of Girona, 1998
- [34] CYPRESS SEMICONDUCTOR CORPORATION — <http://www.cypress.com/>, consultado em Maio de 2010
- [35] ANADIGM — AN231K04-DVLP3 – *AnadigmApex Development Board*, Anadigm, 2008
- [36] ANADIGM — *AN13x series, AN23x series: AnadigmApex dpASP Family User Manual*, Anadigm, 2006
- [37] ANADIGM — AnadigmDesigner 2.7.0.1, Anadigm
- [38] KÖHLER, Bert-Uwe; HENNIG, Carsten; ÓRGLMEISTER, Reinhold — *The Principles of Software QRS Detection*, IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, Agosto de 2002
- [39] PRUTCHI, David; NORRIS, Michael — *Design and Development Of Medical Electronical Instrumentation*, Wiley-Interscience, 2005
- [40] MICROCHIP — *PIC18F2458/2553/4458/4553 Data Sheet*, Microchip, 2007
- [41] WIKIPEDIA — <http://en.wikipedia.org/wiki/RS-232>, consultado em Outubro de 2010
- [42] MATHWORKS — *Getting Started With MATLAB*, The Matworks, 7ª Versão, Junho de 2004

Anexo A. Circuito de condicionamiento de señal con electrónica discreta



Anexo B. Circuito de condicionamiento de señal con FPAA



Anexo C. Circuito de conversão A/D de sinais e envio de dados por porta série

