

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Desenvolvimento de circuitos para aquisição de sinais fisiológicos  
com pré-processamento**

**Marcos Dias Aleixo Junior**

**Itajubá, abril de 2013**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Marcos Dias Aleixo Junior**

**Desenvolvimento de circuitos para aquisição de sinais fisiológicos  
com pré-processamento**

**Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.**

**Área de Concentração:** Automação e Sistemas Elétricos Industriais

**Orientador:** Prof. Dr. Paulo César Crepaldi  
**Orientador:** Prof. Dr. Roberto Castro Junior

**Abril de 2013**

**Itajubá - MG**

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Mauá –  
Bibliotecária Margareth Ribeiro- CRB\_6/1700

A366d

Aleixo Júnior, Marcos Dias

Desenvolvimento de circuitos para a aquisição de sinais fisiológicos com pré-processamento / Marcos Dias Aleixo Júnior. -- Itajubá, (MG) : [s.n.], 2013.

106 p. : il.

Orientador: Prof. Dr. Paulo César Crepaldi.

Coorientador: Prof. Dr. Roberto Castro Júnior.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá.

1. Circuitos eletrônicos. 2. Circuitos embarcados. 3. Condição de sinais. 4. Aquisição de sinais fisiológicos. I. Crepaldi, Paulo César, orient. II. Castro Júnior, Roberto, coorient. III. Universidade Federal de Itajubá. IV. Título.

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Marcos Dias Aleixo Junior**

**Desenvolvimento de circuitos para aquisição de sinais fisiológicos  
com pré-processamento**

Dissertação aprovada por banca examinadora em 26 de abril de 2013, conferindo ao autor o título de **Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.**

**Banca Examinadora:**

Prof. Dr. Paulo César Crepaldi (Orientador)

Prof. Dr. Roberto Castro Júnior (Coorientador)

Prof. Dr. José Feliciano Adami

Prof. Dr. Ismael Noronha

**Itajubá**

2013

# AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer a Deus por toda a força concedida, por todas as graças recebidas e os amigos encontrados nessa jornada.

À minha família pelo apoio incondicional desde o início de minha vida.

Aos orientadores e amigos professores Dr. Paulo César Crepaldi e Dr. Roberto Castro Júnior pela atenção e confiança no desenvolvimento deste projeto. Agradeço também aos professores Dr. Egon Luiz Müller Júnior, e Dr. Ismael Noronha por todo auxílio prestado de bom grado em diversos momentos durante graduação e mestrado. Aproveito para agradecer aos professores Msc. José Alberto Ferreira Filho e PhD. Tales Cléber Pimenta pelo auxílio no processo de aquisição de materiais e componentes.

Agradeço de maneira especial ao grande amigo José Anderson dos Reis cuja habilidade, boa vontade e opiniões foram imprescindíveis à conclusão desse projeto. Da mesma forma gostaria de agradecer ao amigo Luiz Gonzaga Campos Júnior por sempre auxiliar com solicitude no direcionamento de procedimentos internos da instituição.

Agradeço aos amigos Julio de Siqueira e Guilherme Leal de Souza, pois sem sua colaboração este projeto não seria possível. Aproveito para agradecer a também a todos os amigos presentes em todos os momentos de reflexão e descontração ao longo do caminho.

Gostaria de agradecer às empresas *GEThermometrics*, *Texas Instruments*, *Alphatech* e *Mouser* pelo fornecimento de amostras. Aproveito para agradecer à empresa *Minas IC* pela confecção dos pôsteres apresentados no XXIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica (CBEB), em outubro de 2012.

Gostaria de agradecer ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo aporte financeiro.

*“A ciência é, portanto, uma perversão de si mesma, a menos que tenha como fim último melhorar a humanidade.”*

*(Nikola Tesla)*

# RESUMO

O objetivo deste projeto de pesquisa foi o desenvolvimento de circuitos para realizar aquisição de, ao menos, sinais de eletrocardiografia (ECG), sinais de temperatura corporal e sinais oriundos de acelerômetros para aferição de acelerações, velocidades e deslocamentos. Estes sinais podem ser utilizados de maneira a viabilizar avaliação de evolução clínica de um usuário por um profissional de saúde.

Os circuitos foram incorporados a um sistema composto por diversas unidades portáteis que se comunicam por ondas de rádio na frequência de 2,4[GHz]. Este sistema é capaz de monitorizar diversos parâmetros de múltiplos usuários, comunicando-se através de protocolo *ZigBee*<sup>®</sup>, em pilha desenvolvida especificamente para esta aplicação.

As informações coletadas devem ser direcionadas a uma unidade conectada a um computador pessoal. No computador pessoal haverá um programa desenvolvido que permitirá ao profissional de saúde responsável pela atividade acompanhar as informações em tempo real. Estes dados também serão armazenados de maneira que possam ser acessados de forma remota ou que sejam utilizados para a emissão de laudos clínicos posteriores.

Foram levados em consideração diversos requisitos contidos na norma ABNT NBR IEC 60601-1, excetuando-se a parte sobre gerenciamento de risco.

Este projeto apresenta a possibilidade de monitorização multiparamétrica de diversos usuários, tendo em vista execução de atividades físicas com finalidades desportivas ou terapêuticas que sejam executadas em grupo.

**Palavras-Chave:** circuitos eletrônicos, circuitos embarcados, condicionamento de sinais, aquisição de sinais fisiológicos.

# ABSTRACT

The purpose of this project has been the development of circuits able to acquire, at least, signals of electrocardiography (ECG), body temperature and signals arising from accelerometers to acquire measurements of acceleration, velocity and displacement. These signals can be used in a way that a health professional can evaluate the user's clinical evolution.

The circuits were envisioned to be incorporated to a system formed by several units communicating to one another through radio waves at a 2.4[GHz] frequency. This system can monitor many parameters of multiple users, using ZigBee® protocol, with specifically developed pile for this application.

The collected data shall be directed to a unit connected to a personal computer (PC), in which there will be a program designed in order to allow the health professional responsible for the activity to observe real time information. These data will be virtually stored enabling remote access or to be used in a way to generate later clinical reports.

It was taken into account several existing requirements in the standard ABNT NBR IEC 60601-1, except for the ones about risk management.

This project presents a possibility of multiparametric monitoring of several users at once, in order to assist physical activities, whether for therapeutical or sporting purposes, that may be executed in group.

**Key words:** electronic circuits, embedded systems, signal conditioning, physiological signal acquisition.

# SUMÁRIO

|   |    |
|---|----|
| Itajubá .....   |    |
| Agradecimentos .....  |    |
| Resumo .....  |    |
| Abstract.....   |    |
| Sumário.....  |    |
| Índice de Figuras .....                                     | 12 |
| Índice de Tabelas .....                                     |    |
| Lista de Quadros.....                                       |    |
| Lista de Abreviaturas.....                                  |    |
| Lista de Símbolos .....                                     |    |
| 1. Introdução.....  | 18 |
| 1.1 Considerações Gerais.....                               | 18 |
| 1.2 Justificativas.....                                     | 20 |
| 1.3 Objetivos.....  | 21 |
| 1.4 Organização do trabalho .....                           | 23 |
| 2. Revisão Bibliográfica.....                               | 24 |
| 2.1 Introdução ao padrão IEEE 802.15.4.....                 | 24 |
| 2.2 Introdução à regulação térmica humana .....             | 28 |
| 2.2.1 Temperatura e regulação térmica do corpo humano ..... | 28 |
| 2.2.2 A troca de calor com o ambiente .....                 | 29 |
| 2.2.3 Medição da temperatura corporal .....                 | 30 |
| 2.3 Introdução à fisiologia cardíaca .....                  | 31 |
| 2.3.1 Estrutura cardíaca .....                              | 31 |
| 2.3.2 Ciclo cardíaco .....                                  | 33 |
| 2.3.3 Eletrocardiograma .....                               | 33 |

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 2.3.4 | Derivações eletrocardiográficas .....   | 35 |
| 2.4   | Acelerometria.....  | 37 |
| 2.5   | Considerações sobre instrumentação biomédica .....                            | 37 |
| 2.5.1 | Considerações iniciais .....  | 37 |
| 2.5.2 | Sinais fisiológicos e biossensores.....                                       | 39 |
| 2.5.3 | Amplificadores de biopotenciais .....   | 40 |
| 2.5.4 | Filtros analógicos.....   | 47 |
| 3.    | Materiais e Métodos .....   | 52 |
| 3.1   | Considerações iniciais.....   | 52 |
| 3.2   | Unidades de aquisição de sinais (UAS).....                                    | 52 |
| 3.2.1 | Aquisição e condicionamento dos sinais analógicos.....                        | 53 |
| 3.2.2 | Implementação do circuito digital .....                                       | 57 |
| 3.3   | Filtros digitais projetados.....  | 57 |
| 3.3.1 | Filtro digital de média móvel.....  | 57 |
| 3.3.2 | Filtro notch 60 [Hz] digital.....   | 58 |
| 3.4   | Unidade <i>Front-End</i> (UFE).....   | 59 |
| 3.5   | Unidade transceptora de gerenciamento de comunicação (UTGC).....              | 60 |
| 3.6   | Considerações sobre interferências eletromagnéticas (EMI).....                | 60 |
| 3.7   | Procedimentos de ensaios experimentais.....                                   | 61 |
| 3.6.1 | Testes sobre circuito de aquisição dos sinais de acelerômetros .....          | 61 |
| 3.6.2 | Testes sobre o circuito de aquisição dos sinais de temperatura corporal ..... | 61 |
| 3.6.3 | Testes sobre o circuito de aquisição de sinais de ECG.....                    | 63 |
| 4.    | Resultados .....  | 66 |
| 4.1   | Circuitos projetados .....  | 68 |
| 4.1.1 | Circuito para aquisição do sinal dos acelerômetros (UAS).....                 | 68 |
| 4.1.2 | Circuito para aquisição do sinal de temperatura corporal (UAS).....           | 70 |
| 4.1.3 | Circuito para aquisição do sinal de ECG (UAS).....                            | 72 |

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 4.1.4 | Circuitos do Sistema encapsulado CC2531 (UAS) .....          | 76  |
| 4.1.5 | Circuito de gerenciamento de bateria (UAS e UFE) .....       | 78  |
| 4.1.6 | UFE.....   | 79  |
| 4.1.7 | UTGC .....   | 81  |
| 4.2   | Placas de circuito impresso geradas ( <i>Layouts</i> ) ..... | 84  |
| 4.3   | <i>Firmwares</i> das placas.....                             | 86  |
| 4.3.1 | Funções do <i>firmware</i> da UAS .....                      | 86  |
| 4.3.2 | Funções do <i>firmware</i> da UTGC.....                      | 86  |
| 4.4   | Resultados dos testes realizados .....                       | 87  |
| 4.4.1 | Circuito de aquisição dos acelerômetros .....                | 87  |
| 4.4.2 | Circuito de aquisição da temperatura corporal .....          | 88  |
| 4.4.3 | Circuito de aquisição do sinal de ECG.....                   | 91  |
| 4.5   | Considerações sobre os resultados obtidos .....              | 93  |
| 5.    | Conclusões e trabalhos futuros.....                          | 95  |
| 6.    | Referências Bibliográficas .....                             | 96  |
|       | Apêndice A – TABELA DE EQUIPAMENTOS UTILIZADOS.....          | 99  |
|       | Apêndice B – PUBLICAÇÕES.....                                | 100 |

## ÍNDICE DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| Figura 1.1 - Sistema de monitorização com acesso remoto .....  | 22 |
| Figura 2.1 - Conexão ZigBee Topologia estrela .....  | 26 |
| Figura 2.2 - Conexão ZigBee Topologia em malha .....   | 27 |
| Figura 2.3 - Conexão ZigBee Topologia em árvore.....   | 27 |
| Figura 2.4 - Faixa estimada de temperaturas normais .....  | 28 |
| Figura 2.5 - Estrutura cardíaca .....  | 32 |
| Figura 2.6 - Potenciais de ação de fibras ventriculares .....  | 32 |
| Figura 2.7 - Relação entre os potenciais de ação e o sinal eletrocardiográfico.....                  | 34 |
| Figura 2.8 - Modelo do coração em dipolo elétrico .....  | 35 |
| Figura 2.9 - Triângulo de Einthoven e as derivações polares padrão.....                              | 36 |
| Figura 2.10 – Sistema de aquisição de sinais .....   | 38 |
| Figura 2.11 - Resposta em frequência de amplificador de biopotencial .....                           | 41 |
| Figura 2.12 - Amplificador inversor.....   | 44 |
| Figura 2.13 - Amplificador não-inversor.....   | 44 |
| Figura 2.14 – Buffer de tensão .....   | 45 |
| Figura 2.15 - Amplificador diferencial.....  | 45 |
| Figura 2.16 - Amplificador de instrumentação.....  | 46 |
| Figura 2.17 - Respostas em magnitude e fase das aproximações de Chebyshev, Butterworth e Bessel..... | 49 |
| Figura 3.1 - Arquitetura da aquisição do sinal de cada canal do acelerômetro .....                   | 54 |
| Figura 3.2 - Arquitetura da aquisição do sinal de temperatura.....                                   | 55 |
| Figura 3.3 - Arquitetura da aquisição do sinal de ECG.....   | 56 |
| Figura 3.4 - Respostas de Magnitude e Fase para filtro notch digital de 60 [Hz] .....                | 59 |
| Figura 3.5 - Arranjo para medição do CMRR do amplificador de temperatura.....                        | 62 |
| Figura 3.6 - Arranjo para medição de impedância de entrada do amplificador de ECG.....               | 64 |
| Figura 4.1 - Fotos do kit protótipo desenvolvido .....   | 67 |
| Figura 4.2 - Disposição da localização das placas no indivíduo em atividade.....                     | 67 |
| Figura 4.3 - Circuito de aquisição de sinais de acelerometria .....                                  | 69 |
| Figura 4.4 - Circuitos de aquisição de sinais de temperatura corporal.....                           | 70 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 4.5 - Filtro passa-baixa implementado para o circuito de aquisição de temperatura corporal..... | 71 |
| Figura 4.6 - Proteções de entrada contra ESD e EMI utilizados .....                                    | 73 |
| Figura 4.7 - Perdas de inserção do componente NFM18PC.....   | 73 |
| Figura 4.8 - Geração de referência para aquisição do ECG .....   | 74 |
| Figura 4.9 - Estágios de pré-amplificação, DRL e FPA para aquisição do sinal de ECG .....              | 75 |
| Figura 4.10 - Segundo estágio de amplificação e FPB projetados .....                                   | 76 |
| Figura 4.11 - Circuito para utilização do SoC CC2531.....  | 77 |
| Figura 4.12 - Circuito para utilização gerenciador de baterias LTC3553 .....                           | 78 |
| Figura 4.13 - Circuito de conexão do microcontrolador CC2533 .....                                     | 80 |
| Figura 4.14 - Circuito com amplificador RF e antena.....   | 81 |
| Figura 4.15 - Conexão dos circuitos à USB ao LDO .....   | 82 |
| Figura 4.16 - UTGC .....   | 83 |
| Figura 4.17 - Camadas da UAS .....   | 84 |
| Figura 4.18 - Camadas da UFE .....   | 85 |
| Figura 4.19 - Camadas da UTGC .....  | 85 |
| Figura 4.20 - Orientações levadas em consideração para testes com acelerômetro .....                   | 87 |
| Figura 4.21 - Gráfico do CMRR do circuito de temperatura.....  | 89 |
| Figura 4.22 - Gráfico do CMRR do circuito de aquisição do sinal de ECG .....                           | 91 |
| Figura 4.23 - Sinais obtidos com o simulador de ECG .....  | 92 |

## ÍNDICE DE TABELAS

|   |    |
|---|----|
| Tabela 1.1 - Padrões de comunicação existentes.....                                     | 18 |
| Tabela 4.1 - Consumo e autonomia calculados dos circuitos projetados .....              | 79 |
| Tabela 4.2 - Características de medição de umidade relativa do ar .....                 | 82 |
| Tabela 4.3 - Características de medição de temperatura .....                            | 82 |
| Tabela 4.4 - Condições temporais impostas às amostras.....                              | 86 |
| Tabela 4.5 - Testes de aquisição do acelerômetro .....                                  | 88 |
| Tabela 4.6 - Valores encontrados no circuito de aquisição de temperatura corporal ..... | 90 |

# LISTA DE QUADROS

|  |    |
|--|----|
| Quadro 2.1 – Biossensores e sinais fisiológicos.....                                   | 40 |
| Quadro2.2 – Características de algumas funções de transferência de filtros comuns..... | 49 |

## LISTA DE ABREVIATURAS

|             |   |   |
|-------------|---|---|
| <b>CBEB</b> | - | Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica  |
| <b>ECG</b>  | - | Eletrocardiografia  |
| <b>PC</b>   | - | Computador pessoal ( <i>Personal Computer</i> )   |
| <b>ABNT</b> | - | Associação Brasileira de Normas Técnicas  |
| <b>NBR</b>  | - | Denominação de norma da ABNT  |
| <b>IEC</b>  | - | Comissão Eletrotécnica Internacional<br>( <i>International Electrotechnical Commission</i> )                  |
| <b>IrDA</b> | - | Associação de Dados em Infravermelho ( <i>Infrared Data Association</i> )                                     |
| <b>MICS</b> | - | Implantes Médicos de Serviço de Comunicação ( <i>Medical Implant Communication Service</i> )                  |
| <b>ISM</b>  | - | Industrial, Científico e Médico ( <i>Industrial, Scientific and Medical</i> )                                 |
| <b>IEEE</b> | - | Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos ( <i>Instituto of Electronic and Electric Engineers</i> ) |
| <b>AES</b>  | - | Padrão de Criptografia Avançada ( <i>Advanced Encryption Standard</i> )                                       |
| <b>EIRP</b> | - | Energia Isotrópica Efetiva Radiada<br>( <i>Effective Isotropic Radiated Power</i> )                           |
| <b>UAS</b>  | - | Unidade de Aquisição de Sinais  |
| <b>UFE</b>  | - | Unidade <i>Front-End</i>  |
| <b>UTGC</b> | - | Unidade Transceptora de Gerenciamento de Comunicação  |
| <b>WLAN</b> | - | Redes Locais Sem Fio ( <i>Wireless Local Area Networks</i> )  |
| <b>WPAN</b> | - | Redes Pessoais Sem Fio ( <i>Wireless Personal Area Networks</i> )   |
| <b>RFD</b>  | - | Dispositivo de Funções Reduzidas ( <i>Reduced Function Device</i> ).  |
| <b>FFD</b>  | - | Dispositivo de Funções Genérico ( <i>Full Function Device</i> )   |
| <b>CLH</b>  | - | Coordenador de conglomerado ( <i>Cluster Head</i> )   |
| <b>CID</b>  | - | Identificador de conglomerado ( <i>Cluster Identifier</i> )   |
| <b>S-A</b>  | - | Sinoatrial  |
| <b>A-V</b>  | - | Átrio-Ventricular   |

|             |   |   |
|-------------|---|---|
| <b>CMR</b>  | - | Rejeição de Modo Comum ( <i>Common ModeRejection</i> )  |
| <b>CMRR</b> | - | Taxa de Rejeição de Modo Comum ( <i>Common ModeRejectionRatio</i> )                                 |
| <b>USB</b>  | - | Barramento Universal Serial ( <i>Universal Serial Bus</i> )   |
| <b>PTC</b>  | - | Coeficiente de Temperatura Positivo ( <i>Positive TemperatureCoefficient</i> )                      |
| <b>NTC</b>  | - | Coeficiente de Temperatura Negativo ( <i>Negative TemperatureCoefficient</i> )                      |
| <b>DRL</b>  | - | Circuito da Perna Direita ( <i>DrivenRightLeg</i> )   |
| <b>CI</b>   | - | Circuitos Integrados  |
| <b>PCI</b>  | - | Placa de Circuito Impresso  |
| <b>EMI</b>  | - | InterferênciaEletromagnética ( <i>Electromagnetic Interference</i> )                                |
| <b>SoC</b>  | - | Sistema Encapsulado ( <i>System on-Chip</i> )   |
| <b>A/D</b>  | - | ConversorAnalógico-Digital  |
| <b>IC</b>   | - | Referente ao protocolo <i>Inter-IntegratedCircuit</i> , desenvolvido pela <i>Phillips</i>           |
| <b>LDO</b>  | - | <i>LowDropout</i>   |
| <b>UART</b> |   | Receptor / Transmissor Universal Assíncrono ( <i>Universal AsynchronousReceiver / Transmitter</i> ) |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                        |   |   |
|------------------------|---|---|
| $Ganho_{[dB]}$         | - | Valor do ganho de um amplificador em decibéis   |
| $G_{Linear}$           | - | Valor do ganho linear de um amplificador  |
| $V_{out}$              | - | Denota o valor de tensão de saída de um circuito amplificador   |
| $R_f$                  | - | Resistência de realimentação negativa utilizada em circuitos amplificadores com utilização de amplificadores operacionais               |
| $R_{in}$               | - | Resistência de entrada utilizada em circuitos amplificadores com utilização de amplificadores operacionais                              |
| $V_{in}$               | - | Denota o valor de tensão de entrada de um circuito amplificador   |
| $f_c$                  | - | Frequência de corte de determinado filtro   |
| $G$                    | - | Ganho do amplificador de instrumentação   |
| $C$                    | - | Capacitor utilizado em filtros analógicos   |
| $C_{12}''', C_{13}'''$ | - | Valores inicializados para cálculo de capacitores de filtro de segunda ordem na topologia <i>Sallen-Key</i>                             |
| $C_{12}', C_{13}'$     | - | Valores intermediários utilizados para cálculo de capacitores de filtro de segunda ordem na topologia <i>Sallen-Key</i>                 |
| $C_{12}, C_{13}$       | - | Valores de capacitores calculados utilizados em filtro de segunda ordem na topologia <i>Sallen-Key</i>                                  |
| $R$                    | - | Resistores utilizados em filtros de segunda ordem na topologia <i>Sallen-Key</i>  |
| $amostra(i)$           | - | Denota o controle de índice do vetor utilizado no filtro de média móvel aplicado aos sinais dos acelerômetros e de temperatura corporal |
| $Dado$                 | - | Denota o valor obtido na saída do filtro  |

- $x(n)$  - Valor de amostras de entrada aplicadas ao filtro *notch* de 60 [Hz]
- $y(n)$  - Valor de saída do filtro *notch* de 60[Hz]
- $X_{OUT}$  - Saída do sensor acelerômetro associada ao eixo X
- $Y_{OUT}$  - Saída do sensor acelerômetro associada ao eixo Y
- $Z_{OUT}$  - Saída do sensor acelerômetro associada ao eixo Z

# 1. INTRODUÇÃO

## 1.1 Considerações Gerais

A utilização de redes de sensores sem fio em aplicações médicas tem se tornado foco constante em diversos trabalhos das comunidades científicas de medicina e de engenharia. Tais redes se diferenciam das redes de sensores convencionais nos desafios a serem superados, como limitações de energia, tamanho e peso [1,2].

O objetivo de muitos desses trabalhos tem sido o emprego das redes de sensores sem fio em diversas aplicações na área médica: reabilitação [3,4], monitorização [2], *home care* [5] e na atividade desportiva [6].

As aplicações supracitadas abordam seus projetos utilizando diferentes tecnologias existentes no mercado para a monitorização de diversos parâmetros distintos entre si. A tabela 1.1 resume as características das principais tecnologias sem fio utilizadas em trabalhos com redes de sensores sem fio [2]:

**Tabela 1.1 - Padrões de comunicação existentes**

|                  | Alcance<br>(típico) [m] | Máxima taxa<br>de transmissão<br>[kbps] | Consumo de<br>energia [mW] | Custo por Circuito<br>Integrado (US\$) | Frequência<br>[MHz] |
|------------------|-------------------------|---|----------------------------|--|---------------------|
| <i>ZigBee</i>    | 10 – 75                 | 20 / 40 / 250                           | 30                         | 2,00                                   | 868 / 915 /<br>2400 |
| <i>Bluetooth</i> | 10 – 100                | 1 – 3000                                | 2,5 – 100                  | 3,00                                   | 2400                |
| <b>IrDA</b>      | 1                       | 16000                                   | -                          | 2,00                                   | Infravermelho       |
| <b>MICS</b>      | 2                       | 500                                     | 0,025                      | -                                      | 402 – 405           |

O nome *ZigBee* utilizado se refere ao padrão **IEEE 802.15.4**, que tem por foco soluções de baixo custo, baixa taxa de transmissão, com utilização de bateria por longo tempo e de baixa complexidade. Ele opera em 16 canais na frequência de 2,4 [GHz] na banda de utilização industrial, médica e científica (*Industrial, Scientific and Medical*– ISM), em 10 canais na banda de 915 [MHz] e com apenas um canal na banda de 868 [MHz]. Ele utiliza um algoritmo padrão de criptografia avançado (*Advanced Encryption Standard* – AES) com chaves de 128 bits para assegurar integridade e privacidade dos dados.

O nome **Bluetooth** se refere ao padrão IEEE 802.15.1, que é um padrão industrial de curto alcance entre dispositivos portáteis e fixos. Trata-se de um padrão de radiofrequência (RF) que opera no espectro de 2,4 [GHz] sem licença. Utiliza mais de 79 canais na banda ISM, com alcance máximo de 100 [m] (no entanto, seu modo de utilização mais comum é o de 10 [m]). Criptografia é opcional e é obtida pelo algoritmo de 64 ou 128 *bits* SAFER+. No entanto seu *framework* é tido como vulnerável a ataques e riscos.

Tecnologias alternativas para redes de curto alcance incluem infravermelho (**IrDA**) e implantes médicos de serviço de comunicação (**Medical Implant Communication Service – MICS**). O IrDA é um protocolo de comunicação de baixo custo para troca de dados de curto alcance através de luz infravermelha. Apesar de sua tecnologia suportar taxas de transmissão de mais de 16 [Mbps], possui a desvantagem de ser uma comunicação que necessita de linha de visão entre transmissor e receptor.

**MICS** é um serviço de transmissão de ondas de rádio não licenciado de baixa taxa e baixíssimo consumo utilizado no apoio diagnóstico associado a dispositivos médicos. Ela utiliza a banda de 402 a 405 [MHz] com canais de 300 [kHz]. A energia isotrópica efetiva radiada (*Effective Isotropic Radiated Power – EIRP*) é limitada a 25 [ $\mu$ W], e é voltada a utilização de dispositivos como marca-passos e desfibriladores. Apesar de suas características, dispositivos implantáveis têm sido pouco utilizados devido à sua baixa disponibilidade comercial [2].

Este trabalho descreve as fases de projeto e montagem de protótipos de circuitos eletrônicos para a implementação de uma rede de sensores sem fio utilizando o padrão **IEEE 802.15.4 (ZigBee)**. Esta escolha foi tomada com base nos critérios de integridade de dados.

A proposta do sistema em questão é a utilização da rede para aquisição multiparamétrica de sinais fisiológicos de múltiplos usuários. O sistema consiste em sensores de operação não invasiva para utilização durante atividades físicas.

Este sistema foi dividido em três frentes:

- Desenvolvimento de circuitos eletrônicos para implementação da rede;
- Desenvolvimento do protocolo de comunicação a ser utilizado;
- Desenvolvimento de interface homem-máquina configurável.

Esta divisão foi feita de forma que cada frente possa ser desenvolvida paralelamente, como foco de pesquisa para a geração de três dissertações de mestrado distintas.

## 1.2 Justificativas

A monitorização de atividades físicas pode ser aplicada em diversos campos: treinamentos de atletas [7], acompanhamento da evolução da atividade física em crianças e adolescentes [8], monitorização de impacto em atletas [9] e monitorização de pessoas com deficiências físicas [10].

O sistema que é proposto permite acompanhamento de evolução clínica e de desempenho de indivíduos, seja no decorrer de treinamentos para competições (atletas e paratletas) ou no decorrer de processos de reabilitação física (pessoas portadoras de deficiências físicas temporárias ou permanentes).

É importante lembrar que até há algumas décadas, julgava-se impossível a reabilitação de pessoas com lesão medular grave, traumatismos com amputações dos membros superiores e inferiores, que levavam com frequência à invalidez permanente, e até a morte. Isso mudou após a Segunda Guerra Mundial, que gerou um grande número de deficientes. Este evento e suas consequências estimularam a construção de centros de reabilitação nos Estados Unidos e na Inglaterra [11].

As condições para o desenvolvimento desses tratamentos foram oferecidas pelos avanços tecnológicos da medicina, enfermagem, farmacologia, novos métodos cirúrgicos e por uma equipe de reabilitação com técnicas terapêuticas, aplicadas desde o dia do trauma por um período que muitas vezes se prolonga por meses ou anos [12].

Ao lado das técnicas terapêuticas e dos avanços tecnológicos, coube ao esporte o importante papel de estimular reabilitação e reintegração de deficientes à sociedade.

Além do campo de reabilitação, a utilização em treinamentos pode ser benéfica para poder capturar os dados durante situações reais e não em ambientes controlados com simuladores (como esteiras ou bicicletas ergométricas).

### 1.3 Objetivos

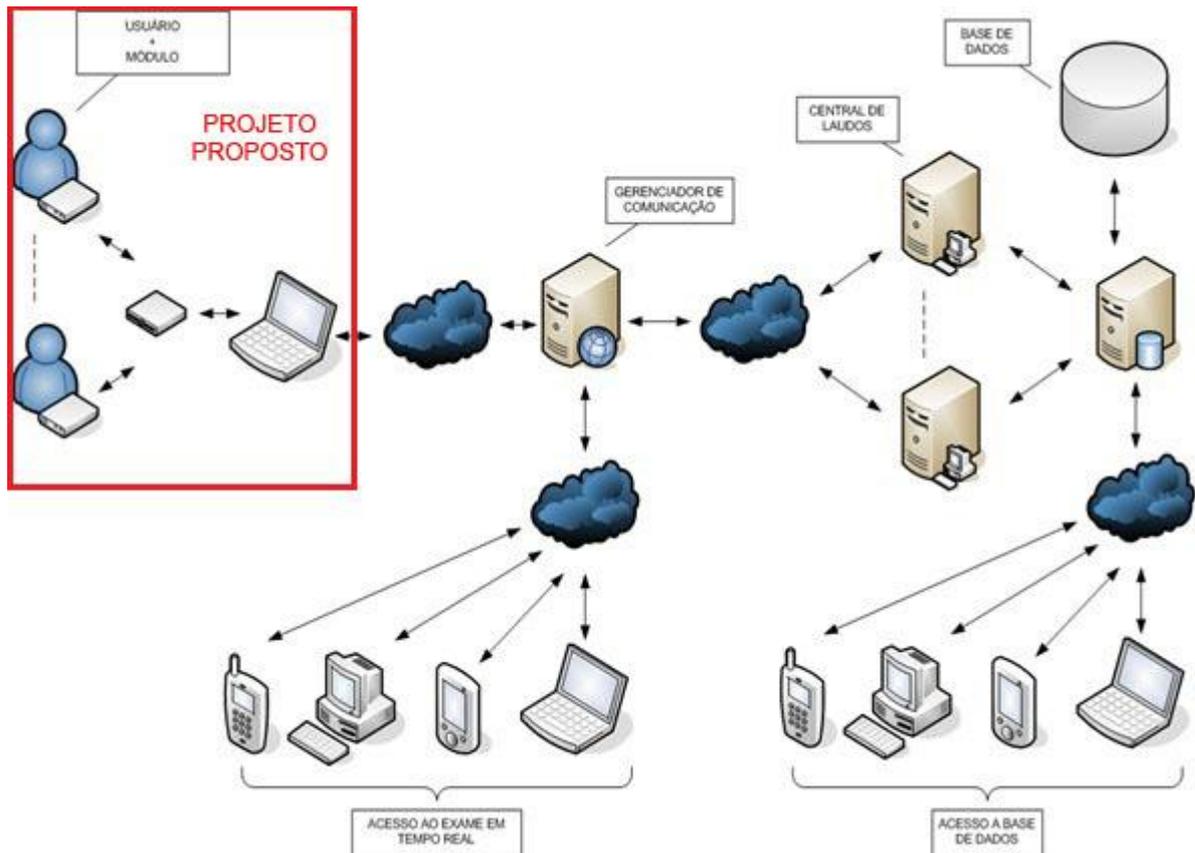
Este projeto tem por objetivo final a implementação de uma rede de sensores sem fio para utilização de múltiplos usuários com alcance significativo, que contemple aquisição de ao menos:

- Sinais de eletrocardiografia (ECG);
- Sinais de temperatura corporal;
- Sinais de acelerômetros triaxiais;
- Temperatura ambiente;
- Umidade relativa do ar ambiente.

Os sinais de ECG, temperatura corporal e de acelerometria são coletados por um módulo, que é capaz de retransmitir tais informações via ondas de rádio para um segundo módulo que opera como central da rede de sensores no usuário.

Este segundo módulo faz o encaminhamento dos dados adquiridos e direcionamento, via ondas de rádio, a um módulo conectado a um computador pessoal (*personalcomputer* – PC). Neste PC, há um programa desenvolvido para esta aplicação, que realiza a exposição e armazenamento dos dados recebidos. Isto permite a análise de tais dados e posterior geração de laudos clínicos, além de também viabilizar o acesso local ou remoto a essas informações.

A figura 1.1 ilustra a ideia acima descrita, destacando o projeto proposto dentro do quadro vermelho.



**Figura 1.1 - Sistema de monitorização com acesso remoto**

**Fonte: Castro (2010)**

Como comentado na seção 1.1, esta dissertação discute apenas o desenvolvimento dos circuitos que são utilizados na implementação do sistema supracitado.

Os circuitos foram divididos em três categorias principais:

- **Unidades de aquisição de sinais (UASs):** unidades responsáveis pela aquisição e condicionamento dos sinais de ECG, temperatura corporal e de acelerometria. Em um mesmo usuário poderá haver mais de uma dessas unidades;
- **Unidades *Front-End* (UFEs):** unidades responsáveis pela troca de informações entre os dispositivos de aquisição e o dispositivo conectado ao PC. Em cada usuário haverá apenas uma dessas unidades. A ideia do protocolo é fazer com que usuários que estão fora do alcance da unidade conectada ao PC possam se utilizar de outras UFEs para retransmissão de suas informações.

- **Unidade Transceptora de Gerenciamento de Comunicação (UTGC):** unidade responsável pelo envio das informações recebidas da UFE para o PC. Nesta unidade também estão os circuitos para aquisição dos dados locais de ambiente: temperatura e umidade relativa do ar.

## 1.4 Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em cinco capítulos, organizados de maneira lógica, com a finalidade de facilitar a leitura e compreensão do texto.

O primeiro capítulo tem por objetivo introduzir ao leitor os objetivos e as justificativas da idealização do presente projeto.

O segundo capítulo consiste em uma breve revisão dos conceitos sobre as grandezas fisiológicas trabalhadas, a arquitetura de uma rede *ZigBee* e uma breve revisão de conceitos de condicionamento de sinais analógicos.

O terceiro capítulo aborda os pré-requisitos do projeto, assim como algumas possibilidades de arquitetura para as grandezas propostas. No terceiro capítulo também estão localizadas as metodologias escolhidas para testes.

O quarto capítulo aborda os resultados obtidos através das abordagens escolhidas e descritas no capítulo três.

O quinto capítulo aborda análise dos resultados obtidos e, a partir dessa análise, é emitida uma conclusão sobre o projeto. Nesse capítulo também são deixadas sugestões para futuros trabalhos.

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 2.1 Introdução ao padrão IEEE 802.15.4

Esta seção faz uma breve explicação de onde surgiu o protocolo *ZigBee*, quais tipos de dispositivos e topologias de conexão possíveis. O texto aqui apresentado possui como referência principal a obra [14], que não é mais mencionada no decorrer do mesmo.

Segundo Ergen[15], há continuidade na evolução das redes de comunicação. As redes de celulares, por exemplo, são conseqüências naturais das redes de telefones fixos, uma vez que o custo dos cabos ficou cada vez maior e cada dia mais havia necessidade de um sistema de telefonia portátil.

Da mesma maneira, na década de 1980, com o crescimento acelerado da internet, era evidente a necessidade de uma forma de comunicação sem fio voltada para tal tipo de tráfego. O IEEE 802.11 criava então as redes locais sem fio (*Wireless Local Area Network – WLAN*).

Enquanto os padrões IEEE 802.11 têm como objetivo ser o mais parecido possível com o padrão Ethernet, o IEEE 802.15, padrão desenvolvido para redes locais pessoais sem fio (*Wireless PersonalArea Network – WPAN*) têm como foco baixo custo, baixo consumo, curto alcance e dimensões reduzidas de dispositivos.

A rede conhecida como ***ZigBee*** foi criada pelo IEEE em conjunto com a *ZigBee Alliance* com o intuito de disponibilizar uma rede com extrema baixa potência, resultando em baixo consumo de energia por parte dos dispositivos. Assim, suas aplicações restringem-se a situações onde taxas de transmissão de dados muito altas (como nas aplicações do Bluetooth) não são exigidas.

Podem ser citadas como principais características do *ZigBee*:

- Diferentes frequências de operação e taxas de dados: 868 [MHz] (20 [kbps]), 915 [MHz] (40 [kbps]) e 2,4 [GHz] (250 [kbps]);
- Um mesmo nó pode executar diferentes papéis em uma mesma rede;
- Diversas topologias possíveis

- Habilidade de se auto-organizar e auto-reestruturar;
- Permite alto número de dispositivos conectados à rede (máximo de 65535 dispositivos por dispositivo coordenador);
- Alta durabilidade de bateria;
- Interoperabilidade, ou seja, capacidade de se comunicar de forma transparente com outros sistemas.

O padrão IEEE define para as redes *ZigBee* dois tipos de dispositivos:

- **Dispositivos de função reduzida** (*ReducedFunctionDevice* – **RFD**): são dispositivos que podem se comunicar apenas com dispositivos FFD (explicado abaixo). São dispositivos mais simples e de menor custo, visando maior redução do consumo de energia.
- **Dispositivo de função completa** (*FullFunctionDevice* – **FFD**): são dispositivos aptos à operação em qualquer um dos modos do padrão: **coordenador**, **roteador** ou **dispositivo final** (definições a serem explicadas abaixo). Estes dispositivos podem se comunicar com RFDs e outros FFDs.

De acordo com as definições anteriores, os dispositivos podem exercer até três funções lógicas em uma rede *ZigBee*:

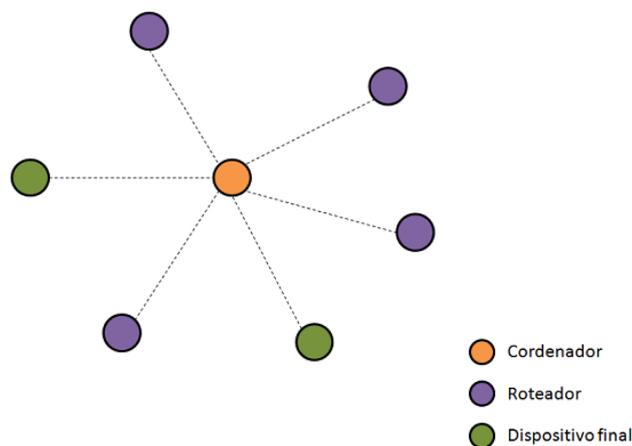
- **Coordenador:** nó inicial da rede. Um dispositivo ao ser ligado pela primeira vez como coordenador iniciará uma rede selecionando um identificador PAN único em seu raio de influência. Na inicialização, todos os canais da frequência de operação são escaneados até esse PAN ID único ser encontrado. O coordenador opera em estado ativo para efetuar o controle da rede e costuma ser alimentado diretamente para reduzir o risco de falhas no nó centralizador.
- **Roteador:** são utilizados em topologias em malha (*mesh*) e *cluster* para dar maior robustez à rede. Possuem tabelas de roteamento e, por serem FFD, permitem encontrar o menor caminho para se chegar ao destino. Caso o roteador não possua o

endereço de destino requisitado, este faz o *broadcast* de uma requisição de rota (*routerequest*) e recebe o destino da rota mais eficaz, atualizando sua tabela. Este mecanismo dá à rede a característica de auto-regeneração, caso ocorra queda de funcionalidades de outros roteadores na rede.

- **Dispositivo Final:** são nós do tipo folha das topologias estrela e *cluster*. São RFD e, por isso, não realizam função de roteador nem coordenador da rede. Eles se comunicam diretamente com o roteador pai e podem ser implementados com microcontroladores ainda menores (em termos de memória e potência) passando quase todo o tempo em estado inativo. Este tipo de dispositivo é comum para localização de sensores e atuadores em sistemas de controle.

Abaixo são descritas as topologias mais comuns em arquiteturas que utilizam o protocolo *ZigBee*:

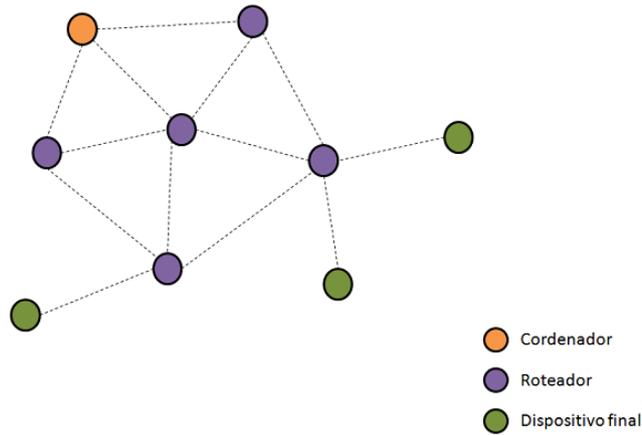
**Estrela:** a comunicação ocorre entre os dispositivos e um único coordenador central, que é chamado coordenador PAN. A figura 2.1 ilustra uma conexão em topologia estrela.



**Figura 2.1 - Conexão ZigBee Topologia estrela**

**Fonte: Ergen (2004)**

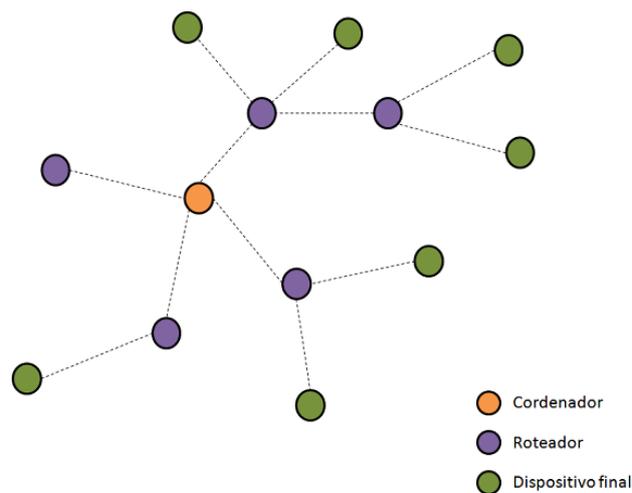
**Malha:** também possui apenas um coordenador PAN. Porém todos os dispositivos podem se comunicar entre si, desde que dentro de seu alcance. A figura 2.2 ilustra a tipologia em malha.



**Figura 2.2 - Conexão ZigBee Topologia em malha**

**Fonte: Ergen (2004)**

**Árvore:** também possui apenas um coordenador PAN, responsável pela rede. Ele formará o primeiro *cluster*, se estabelecendo como coordenador do conglomerado (*Cluster Head – CLH*), estipulando um identificador para este *cluster* (*Cluster Identifier – CID*) através da escolha de um identificador PAN (PID) ocioso. Este dispositivo faz o anúncio da existência da rede. Com isso, algum outro dispositivo pode requisitar sua entrada no CLH em questão. Se o coordenador PAN permitir tal adesão, o dispositivo pode ser adicionado como dispositivo filho em sua listagem de vizinhos. Assim, os dispositivos recém adicionados irão se estabelecer e enviar anúncios da existência da rede, permitindo que a mesma se estenda. Isso permite grande cobertura dessa topologia, que é ilustrada na figura 2.3.



**Figura 2.3 - Conexão ZigBee Topologia em árvore**

**Fonte: Ergen (2004)**

## 2.2 Introdução à regulação térmica humana

O texto aqui apresentado possui como referência a obra [16], que não é mais mencionada no decorrer do mesmo.

### 2.2.1 Temperatura e regulação térmica do corpo humano

A temperatura central do corpo permanece em níveis bastante constantes (entre 36°C e 37,5°C, quando medida oralmente, podendo ser 0,6°C mais altas sendo as medições realizadas no reto), salvo se o indivíduo apresenta doença febril. A temperatura central do corpo também pode se elevar durante a execução de exercícios vigorosos (valores entre 38,3°C e 40°C). Inversamente, a temperatura central pode cair também a valores inferiores a 36,6°C quando a pessoa for exposta ao frio extremo. A figura 2.4 ilustra tal variação.



**Figura 2.4 - Faixa estimada de temperaturas normais**

**Fonte: Guyton e Hall (2006)**

Já a temperatura da pele varia de acordo com o ambiente ao redor. Tal temperatura é o foco quando há preocupação da troca de calor com o ambiente. Quando a produção de calor do corpo é maior do que sua perda, a temperatura do corpo se eleva. Inversamente, quando a perda de calor é maior do que sua produção, há diminuição de temperatura no mesmo.

### 2.2.2 A troca de calor com o ambiente

A produção de calor é determinada pela **taxa metabólica do organismo**. Tal taxa envolve os seguintes fatores:

- Taxa de metabolismo basal das células do organismo;
- Taxaextra causada pela atividade muscular;
- Metabolismoextra causado pelo efeito da tiroxina sobre as células;
- Metabolismoextra causado pelo efeito da epinefrina, norepinefrina e pela estimulação simpática sobre as células;
- Metabolismo extra causado pelo aumento de atividade metabólica causado pelo próprio aumento de temperatura;
- Metabolismo extra, necessário para digestão, absorção e armazenamento dos alimentos.

Já a perda de calor é influenciada por dois fatores principais:

- 1) **Velocidade de condução de calor de onde ele é produzido no centro do corpo até a pele:** a velocidade de condução do interior do corpo depende da camada isolante existente entre interior e pele (tecido adiposo) e do fluxo de sangue do interior do corpo para a superfície da pele (fator responsável pela transferência de calor).
- 2) **Velocidade de transferência de calor entre pele e ambiente:** este fator pode ser dividido em três fenômenos físicos distintos: **Irradiação** (emissão de ondas infravermelhas – este tipo de perda representa cerca de 60% da perda total), **Condução / Convecção** (ocasionada pela perda de calor através de contato físico com corpos sólidos e fluidos – condução e convecção, respectivamente – que somadas representam aproximadamente 18% das perdas totais – sendo 3% por condução e 15% por convecção) e **Evaporação** (ocasionada pela evaporação de fluidos líquidos na superfície da pele – no caso da água, há uma taxa de 0,58 Kcal por grama de água evaporada. Mesmo quando uma pessoa não está suada há perda

de calor a taxas entre 16 e 19 cal por hora. Este fator é variável, pois depende do estado de umidade da pele e das roupas do indivíduo).

### 2.2.3 Medição da temperatura corporal

Há diversas formas de aquisição de sinais de temperatura: termopares, termistores e medidores de radiação [17].

De forma análoga à aquisição dos sinais de acelerometria, deve-se levar em conta aspectos como dimensões físicas, consumo de energia, sensibilidade, custo e segurança. Outra característica levada em consideração no momento da especificação do transdutor foi a existência de modelos desenvolvidos para monitorização da temperatura da superfície da pele.

Dessa forma, optou-se por utilizar termistores. Porém, dentro dessa categoria de transdutores, há duas classificações principais: **termistores de coeficiente de temperatura positivos** (*positive temperature coefficient* – **PTC**) e **termistores de coeficiente de temperatura negativos** (*negative temperature coefficient* – **NTC**) [17].

Normalmente, termistores PTC são mais utilizados em circuitos de proteção. Já os termistores NTC são idealmente aplicáveis à função de aquisição de sinais de temperatura no campo de  $-80^{\circ}\text{C}$  e  $+250^{\circ}\text{C}$  [20].

A utilização de termistores NTC deve ser feita com atenção à sua conexão, pois quando ligados em série com uma fonte de tensão e um resistor, sem controle de corrente, pode haver aumento contínuo da mesma.

Isso se deve ao fato de a passagem da corrente pelo termistor gerar calor e, o que diminui a resistência interna do NTC. Essa diminuição afeta a resistência equivalente do ramo (ela fica menor), gerando aumento no consumo de corrente, provocando um efeito cascata [21].

## 2.3 Introdução à fisiologia cardíaca

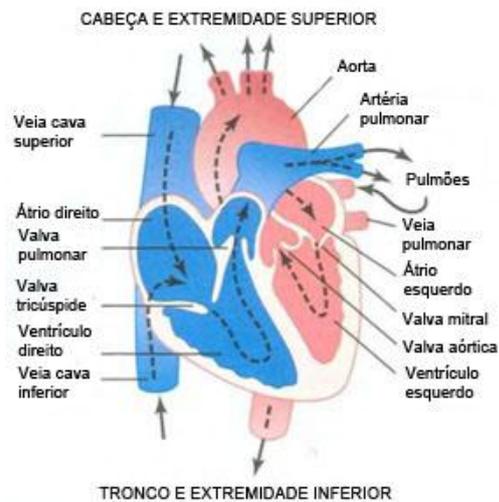
O texto aqui apresentado possui como referência às obras [16] e [17], que não são mais mencionadas no decorrer do mesmo.

### 2.3.1 Estrutura cardíaca

O coração, ilustrado na figura 2.5, é, na verdade, formado por duas bombas separadas: o coração direito, que bombeia sangue para os pulmões, e o coração esquerdo, que bombeia sangue para os órgãos periféricos. Por fim, cada um desses corações é uma bomba pulsátil de duas câmaras, composta por um átrio e um ventrículo. Cada átrio é uma fraca bomba de enchimento (escorva) para o ventrículo, ajudando a propelir o sangue para seu interior. Os ventrículos, por sua vez, fornecem a força de bombeamento principal que propõe o sangue através da circulação pulmonar (se partindo do ventrículo direito) ou da circulação periférica (se partindo do ventrículo esquerdo), dependendo de que ventrículo este parte.

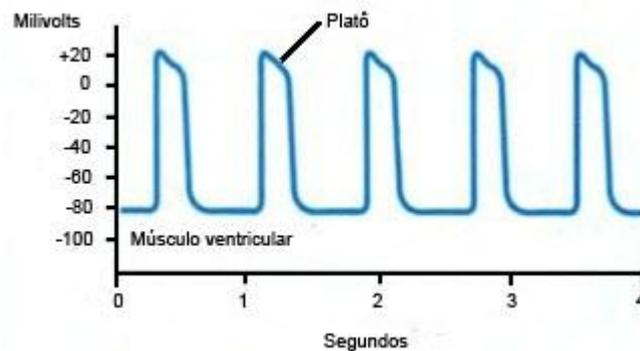
Mecanismos especiais no coração promovem a sucessão contínua de contrações cardíacas (ritmo cardíaco), transmitindo potenciais de ação pelo miocárdio, causando os batimentos rítmicos do coração.

O potencial de ação registrado na fibra ventricular cardíaca tem geralmente 105 [mV], devido ao fato de o potencial intracelular passa de um valor muito negativo, em torno de -85 [mV] entre os batimentos, para um valor ligeiramente positivo, por volta de +20 [mV], durante cada batimento. Após o potencial em ponta inicial (*spike*) inicial, há um período de tempo em que a membrana permanece despolarizada (platô de despolarização), seguido de uma repolarização repentina. A figura 2.6 ilustra os potenciais de ação rítmicos da fibra muscular ventricular.



**Figura 2.5 - Estrutura cardíaca**

**Fonte: Guyton e Hall (2006)**



**Figura 2.6 - Potenciais de ação de fibras ventriculares**

**Fonte: Guyton e Hall (2006)**

Os potenciais de ação do músculo cardíaco são gerados por mecanismos chamados **canais de sódio rápidos** (responsáveis pela despolarização e repolarização repentinas) e **canais de cálcio lentos** (responsáveis pelo período de platô). Estes mecanismos controlam o trânsito de íons de cálcio e sódio e, conseqüentemente, polarizações e despolarizações da musculatura cardíaca que promovem os períodos de contração e relaxamento muscular.

### 2.3.2 Ciclo cardíaco

Ciclo cardíaco é o nome pelo qual é conhecido o conjunto de eventos que ocorre entre o início de um batimento e o início do batimento seguinte. Ele consiste no período de relaxamento, chamado **diástole**, e o período de contração, chamado **sístole**.

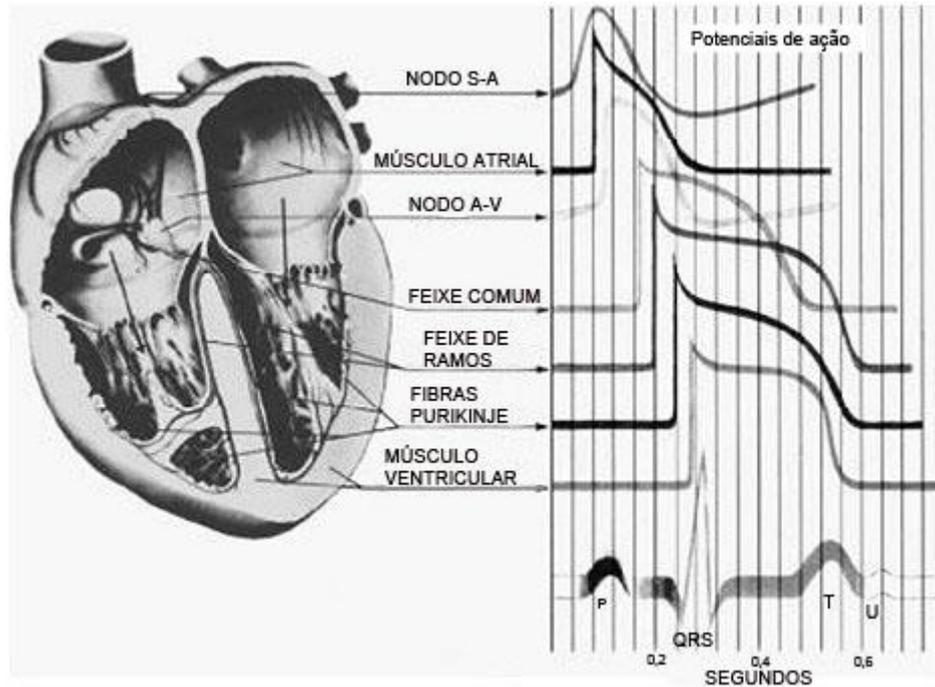
Cada ciclo se inicia nas células do nodo sinusal (**nodo S-A**ou sinoatrial), localizado na parede do átrio direito, próximo à abertura da veia cava. O impulso gerado ativará primeiramente o átrio direito e então o átrio esquerdo. O impulso então segue para os ventrículos através do feixe A-V, que proporciona um atraso de mais de 0,1 segundo na passagem do impulso cardíaco dos átrios para os ventrículos. Isso permite que os átrios se contraíam antes dos ventrículos, bombeando sangue para o interior dos ventrículos antes que eles executem sua forte contração. Dessa maneira, os átrios agem como bomba de escorva para os ventrículos que, por sua vez, executam o bombeamento principal, responsável pelo envio de sangue através do sistema vascular do corpo.

Durante o período de passagem do sangue do átrio para o ventrículo, ocorre a passagem do impulso de excitação pelos feixes de ramos, feixes comuns e pelas fibras Purkinje. Por fim, o impulso chega a tecido ventricular.

A figura 2.7 mostra a relação entre transmissão de potenciais e o eletrocardiograma.

### 2.3.3 Eletrocardiograma

Quando ocorre a excitação cardíaca, uma corrente elétrica também se propaga do coração para os tecidos adjacentes que o circundam. Parte dessa corrente chega até a superfície do corpo, sendo possível registrar os potenciais elétricos gerados pela mesma se forem colocados eletrodos sobre a pele, em lados opostos do coração. O registro dessa atividade elétrica é conhecido como eletrocardiograma (ECG).



**Figura 2.7 - Relação entre os potenciais de ação e o sinal eletrocardiográfico**

**Fonte: Webster (2010)**

O eletrocardiograma normal é composto pela onda P, pelo complexo QRS e pela onda T. Há ainda a onda U, porém esta nem sempre pode ser visualizada em todos os eletrocardiogramas.

A onda P é produzida pelos potenciais elétricos gerados pela despolarização dos átrios, antes da contração atrial ter se iniciado. O complexo QRS é produzido pelos potenciais gerados pela despolarização dos ventrículos antes de sua contração. Portanto, tanto a onda P quanto os componentes do complexo QRS são ondas de despolarização.

A onda T é produzida enquanto os ventrículos se restabelecem do estado de despolarização. Geralmente, para o músculo ventricular, esse processo ocorre cerca de 0,25 a 0,35 segundo após sua despolarização. Sendo assim, a onda T é uma onda de repolarização. Os átrios se repolarizam cerca de 0,15 a 0,20 segundo após o término da onda P. Aproximadamente nesse momento, o complexo QRS é registrado no eletrocardiograma. Por essa razão, a onda de repolarização T atrial é, em geral, encoberta pelo complexo QRS que é significativamente maior.

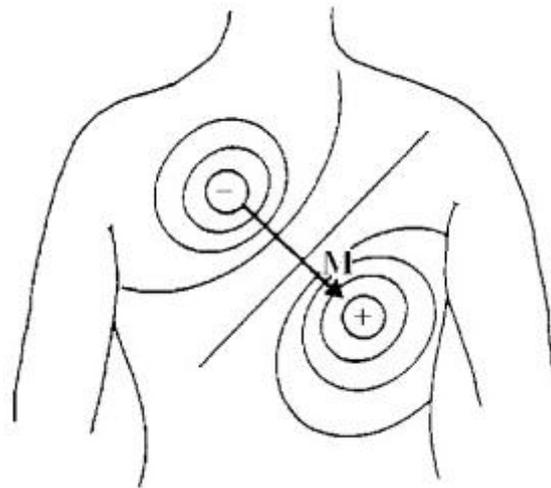
Por último, há a onda U que é resultado da repolarização lenta dos músculos ventriculares papilares.

Dessa forma, o eletrocardiograma é formado por ondas de despolarização e repolarização.

A onda de ECG pode ser observada na parte inferior direita da figura 2.7.

### 2.3.4 Derivações eletrocardiográficas

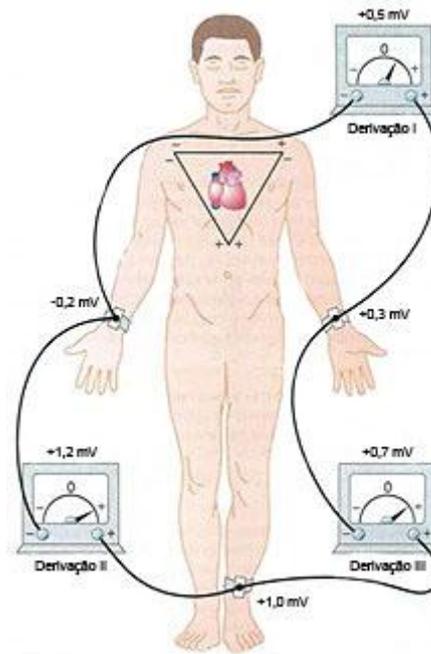
Para poder realizar as medições eletrocardiográficas de forma adequada foi desenvolvido um modelo físico do coração: um dipolo elétrico, como ilustra a figura 2.8.



**Figura 2.8 - Modelo do coração em dipolo elétrico**

**Fonte: Webster (2010)**

Para ser possível o acesso às medições desse vetor em diversos instantes de tempo, criou-se um conjunto de pontos padrão de medições padronizado. Estes registros são obtidos pelas **derivações polares padrão dos membros**. Estas derivações consistem em medições diferenciais de um triângulo “imaginário” sobre o tórax, chamado de **triângulo de Einthoven**. Vide figura 2.9.



**Figura 2.9 - Triângulo de Einthoven e as derivações polares padrão**

**Fonte: Guyton e Hall (2006)**

Na **derivação I** o eletrocardiógrafo tem seu terminal negativo conectado ao braço direito (*rightarm* – **RA**) e seu terminal positivo conectado ao braço esquerdo (*leftarm* – **LA**).

Na **derivação II** o eletrocardiógrafo tem seu terminal positivo conectado à perna esquerda (*leftleg* – **LL**) e seu terminal negativo conectado ao braço direito (**RA**).

Na **derivação III** o eletrocardiógrafo tem seu terminal positivo conectado à perna esquerda (**LL**) e seu terminal negativo conectado ao braço esquerdo (**LA**).

Como as derivações supracitadas são sinais de tensão, é possível aplicar-se a lei de Kirchhoff das tensões, obtendo-se:

$$I - II + III = 0 \quad (2.1)$$

## **2.4 Acelerometria**

O sinal de acelerômetros não possui uma grandeza fisiológica específica associada. Trata-se de um sensor, que fornece sinais de tensão analógica em até três canais, tais canais se referindo cada um aos eixos tridimensionais X, Y e Z.

Este sensor fornece sinais de aceleração estática ou dinâmica em relação à aceleração da Terra  $g$  (aproximadamente  $9,81 \text{ [m/s}^2\text{]}$ ).

As aplicações de acelerômetros podem variar desde avaliação de impactos [9,10] a auxílio em sinais de instrumentação [18].

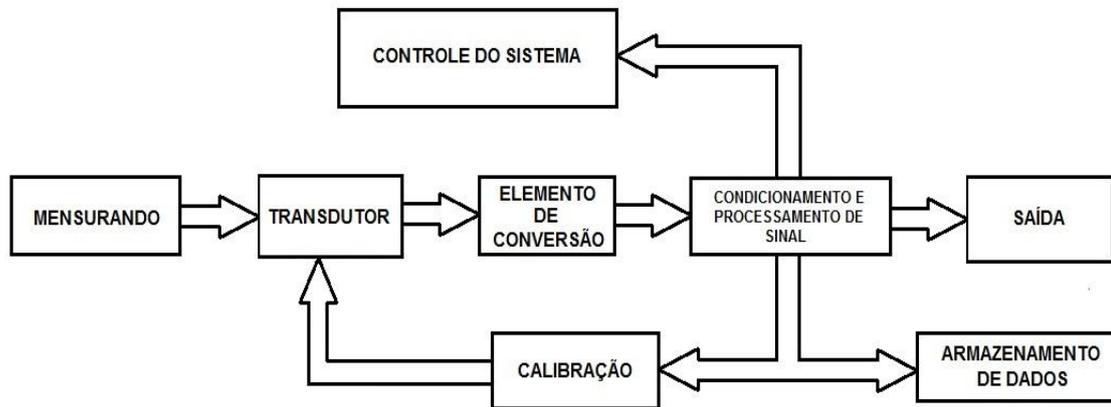
## **2.5 Considerações sobre instrumentação biomédica**

### **2.5.1 Considerações iniciais**

O texto apresentado nesta subseção se encontra referenciado em [17] e [19], que não são mais citados no decorrer da mesma.

Aquisição de dados se refere à coleta de informação do mundo físico e sua respectiva geração de dados para que possam ser manipulados por um computador.

Um sistema de aquisição de dados pode ser composto por diversos itens. No entanto, como ilustrado na figura 2.10, há alguns elementos indispensáveis para que um sinal possa ser coletado.



**Figura 2.10 – Sistema de aquisição de sinais**

**Fonte: Webster (2010)**

**MENSURANDO:** propriedade ou condição física a ser monitorada.

**TRANSDUTOR:** dispositivo capaz de converter determinado tipo de energia em outro.

**ELEMENTO DE CONVERSÃO:** dispositivo capaz de converter determinado tipo de energia em alguma **grandeza elétrica**. Algumas vezes, o transdutor é capaz de fazer tal conversão. Um conjunto que englobe um transdutor e um elemento de conversão é comumente chamado de **SENSOR**.

**CONDICIONAMENTO DE SINAL:** circuito projetado para conectar o elemento (ou conjunto de elementos) sensor ao dispositivo responsável pela monitorização do sinal adquirido. Normalmente este circuito possui amplificadores, filtros analógicos, conversores analógicos digitais e multiplexadores.

**PROCESSAMENTO DE SINAL:** circuito projetado para a aquisição do sinal condicionado e então processá-lo (cálculos de médias, obtenção de transformadas), de forma a poder tomar uma decisão ou simplesmente informar seu resultado ao usuário para que o mesmo atue no sistema. Esta etapa geralmente é implementada com auxílio de microprocessadores e microcontroladores.

**ELEMENTOS AUXILIARES:** elementos responsáveis pela modificação de parâmetros cruciais para manter a fidelidade do sistema ao sinal. Podem ser notados em circuitos de calibração, elementos de controle ou ainda armazenamento dos dados adquiridos.

Algumas características de sensores podem ser muito úteis na definição de alguns modos de operação dos mesmos.

Quanto à **acessibilidade** da grandeza, pode-se caracterizar o sensor como **direto**, quando a grandeza está acessível ao usuário ou **indireto** quando se utiliza uma grandeza auxiliar que possua relação com a grandeza desejada.

Quanto à **dinâmica** da grandeza, pode-se realizar amostragem do sinal com frequências muito altas, sendo considerado tal sensor como **contínuo**, ou pode-se utilizar baixa taxa de amostragem, caracterizando-o como **amostrado**.

Quanto à **fonte de energia** do sensor, o mesmo pode aproveitar a energia adquirida do mensurando, chamado **sensor gerador**; ou pode utilizar de fontes externas de energia e apenas gerar as saídas desejadas, caracterizando o **sensor modulante**.

### 2.5.2 Sinais fisiológicos e biossensores

Há diversos biossensores que podem ser agregados a um sistema de aquisição de sinais. O quadro 2.1 apresenta alguns sensores e tecnologias que podem ser integrados a uma rede de sensores sem fio. Estes parâmetros permitem a extração de informações das condições de saúde do usuário a qualquer momento [2].

**Quadro 2.1 – Biossensores e sinais fisiológicos**

| <b>Tipo de sinal</b>                  | <b>Tipo de sensor</b>                   | <b>Descrição da informação medida</b>   |
|---------------------------------------|---|---|
| Eletrocardiograma (ECG)               | Eletrodos de pele                       | Atividade elétrica do coração (forma de onda contínua mostrando fases de contração e relaxamento do ciclo cardíaco)   |
| Pressão sanguínea                     | Monitor do tipo algema no braço         | Referente à força exercida pela circulação sanguínea nas paredes dos vasos sanguíneos, especialmente das artérias     |
| Temperatura corporal                  | Sonda de temperatura ou adesivo de pele | Medida da capacidade do corpo de gerar e perder calor   |
| Taxa de respiração                    | Sensor piezoelétrico / piezorresistivo  | Número de movimentos indicativos de inspiração e expiração por unidade de tempo (taxa de respiração)                  |
| Saturação de oxigênio                 | Oxímetro de pulso                       | Indica a oxigenação ou a quantidade de oxigênio sendo carregado no sangue do paciente                                 |
| Frequência cardíaca                   | Eletrodos / Oxímetro de pulso           | Frequência do ciclo cardíaco  |
| Transpiração ou condutividade cutânea | Resposta galvânica da pele              | A condutividade da pele é associada com a atividade das glândulas sudoríparas   |
| Sons do coração                       | Fonocardiógrafo                         | Gravação dos sons do coração, produzida por um microfone (estetoscópio) colocado apropriadamente no peito do paciente |
| Glicose sanguínea                     | Fitas de medição de glicose             | Medida da quantidade de glicose (açúcar / energia) no sangue  |
| Eletromiografia (EMG)                 | Eletrodos                               | Atividade elétrica dos músculos esqueléticos (caracterização do sistema neuromuscular)                                |
| Eletroencefalograma (EEG)             | Eletrodos colocados no escalpo          | Medida da atividade cerebral espontânea ou outros potenciais cerebrais  |
| Movimentos do corpo                   | Acelerômetros                           | Medida de forças de aceleração no espaço 3D   |

**Fonte: Adaptado de Pantelopoulos e Bourbakis (2010)**

### 2.5.3 Amplificadores de biopotenciais

Os princípios abordados nesta seção se aplicam aos **amplificadores de pequenos sinais**. O texto aqui apresentado é referenciado em [19], obra que não é mais citada no decorrer do mesmo.

Em geral, sinais fisiológicos possuem pequenas amplitudes, havendo necessidade de amplificação antes de sua conversão analógico-digital e processamento. Para a maior parte das aplicações médicas, os parâmetros mais relevantes são os listados abaixo:

**Ganho:** sinais procedentes de atividades fisiológicas possuem, em geral, amplitudes na faixa de alguns microvolts a alguns milivolts. Tais valores de tensão devem ser amplificados a valores mais adequados para aparelhos de armazenamento e exibição. Além disso, muitos amplificadores de biopotenciais precisam de ganhos de 1000 vezes ou superiores. A medida de ganho dos amplificadores também pode ser fornecida em decibéis [dB]. A conversão do ganho linear para sua forma em decibéis pode ser obtida através da equação abaixo:

$$Ganho_{[dB]} = 20 \cdot \log_{10}(G_{Linear}) \quad (2.2)$$

**Resposta em frequência:** a largura da banda de frequência de um amplificador de biopotencial deve amplificar, sem atenuação, todas as frequências presentes no sinal eletrofisiológico de interesse. A largura de banda de um amplificador é a diferença entre seus limites de corte inferior e superior. O ganho nas frequências de corte é 0,707 do valor do ganho nas frequências intermediária em platô. Isto significa que a amplitude do sinal diminuiu para 70,7% de seu valor anterior. Estes pontos também são chamados **pontos de meia potência**, pois a 70,7% a potência é dada por  $(0,707)^2 = 0,5$ . Também são conhecidos como **pontos de -3 [dB]**, pois seu ganho em decibéis comparado aos valores no platô central é dado por:  $20 \cdot \log_{10}(0,707) = -3$  [dB]. A figura 2.11 ilustra a resposta em frequência um amplificador de biopotencial.



**Figura 2.11 - Resposta em frequência de amplificador de biopotencial**

**Fonte: David e Norris (2005)**

**Rejeição de modo comum (*Common Mode Rejection* – *CMR*):** o corpo humano age como uma antena na captação de radiação presente no ambiente. Um tipo de interferência muito comum são ruídos de 50 / 60 [Hz] e seus harmônicos da linha de energia. Em adição outros componentes de espectro são adicionados por luzes fluorescentes, máquinas elétricas e computadores. A interferência resultando em um bioeletrodo de saída única é por vezes tão grande que torna o sinal eletrofisiológico imperceptível.

A **taxa de rejeição de modo comum (*Common Mode Rejection Ratio* – *CMRR*)** de um amplificador de biopotencial é a medida de sua capacidade de rejeitar sinais de modo comum (como a interferência da rede elétrica), e é definida como a taxa entre a amplitude do sinal de modo comum e a amplitude do equivalente sinal diferencial (biopotencial a ser captado) que produziriam a mesma saída no amplificador. *CMRR* é comumente expressa em decibéis, de acordo com a seguinte relação:

$$CMRR_{[dB]} = 20 \cdot \log_{10}(CMRR) \quad (2.3)$$

**Ruídos e *drift*(desvios):** são sinais não desejados que contaminam o sinal de biopotencial sob medição. Ambos são gerados internamente ao circuito do amplificador. O primeiro geralmente é referente a sinais indesejáveis com componentes espectrais acima de 0,1 [Hz], enquanto o segundo geralmente se dá devido a lentas mudanças na linha de base de frequências inferiores a 0,1 [Hz].

Ruídos gerados internamente ao circuito do amplificador geralmente são medidos em microvolts de pico-a-pico [ $\mu V_{PP}$ ] ou microvolts eficazes (também conhecidos como RMS) [ $\mu V_{RMS}$ ], e ocorrem como se fosse uma tensão de entrada diferencial. O *drift* também é medido geralmente em microvolts, e é considerado como uma tensão de entrada diferencial. Devido a seu perfil intrínseco de baixa frequência, o *drift* é mais comumente descrito como variação de pico-a-pico da linha de base.

**Recuperação:** certas condições, tais como altas tensões de *offset* (deslocamentos) nos eletrodos, causadas por movimentos, correntes de estimulação ou ainda pulsos de desfibrilação causam interrupções de operação transientes no amplificador. Isto é devido à saturação do amplificador causada pela alta amplitude do sinal transiente na entrada. O amplificador permanece em saturação por um tempo limitado e depois volta à linha de base

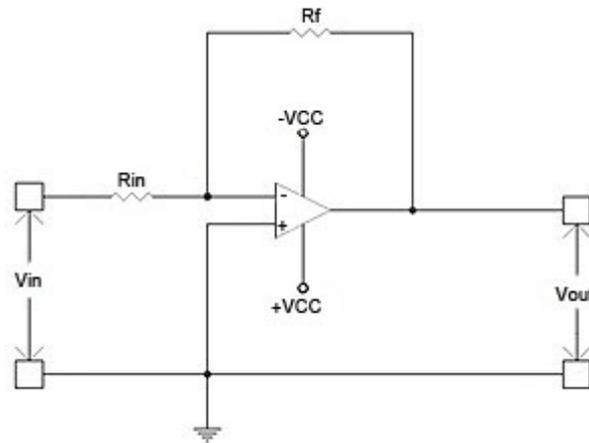
original. O tempo necessário para este retorno à operação normal após o fim do estímulo de saturação é conhecido como **tempo de recuperação**.

**Impedância de entrada:** a impedância de entrada de um amplificador de biopotencial deve ser suficientemente alta de modo a não atenuar consideravelmente o sinal eletrofisiológico sob medição.

**Polarização dos eletrodos:** geralmente os eletrodos são constituídos de metal que em contato com um eletrólito, que pode ser uma pasta ou simplesmente a transpiração sob o mesmo, realizam trocas de eletro-íons. Essas trocas de eletro-íons ocorrem entre o eletrodo e o eletrólito, o que resulta em um potencial conhecido como **potencial de meia-célula**. O circuito de entrada do amplificador de biopotencial deve ser capaz de lidar com sinais extremamente fracos na presença de tais componentes de polarização. Estes potenciais contínuos devem ser considerados na seleção do ganho do amplificador, visto que podem causar sua saturação, evitando a captação de componentes de pequenos sinais alternados. Há normas internacionais que regulamentam o desempenho de sistemas de armazenamento de biopotenciais especificam que os *offsets* associados a cada aplicação dos mesmos. **Por exemplo, a Associação de Instrumentação Médica Avançada especifica que amplificadores de ECG devam suportar potenciais de meia-célula de até 300 [mV].**

A maioria dos amplificadores de biopotenciais é construída com utilização de amplificadores operacionais (AMP OPs). Suas saídas são proporcionais à tensão diferencial aplicada às suas entradas.

A figura 2.12 ilustra um **amplificador inversor**, que produz um sinal em sua saída com mudança de fase de  $180^\circ$  em relação ao sinal de entrada. Seu ganho é descrito pela equação 2.4.

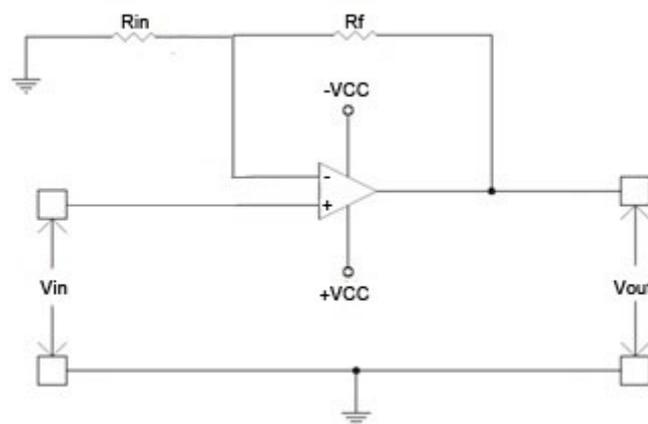


**Figura 2.12 - Amplificador inversor**

Fonte: David e Norris (2005)

$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_{in}} \cdot V_{in} \quad (2.4)$$

A figura 2.13 ilustra um **amplificador não-inversor**, que produz um sinal em sua saída em fase com o sinal de entrada. Seu ganho é descrito pela equação 2.5.

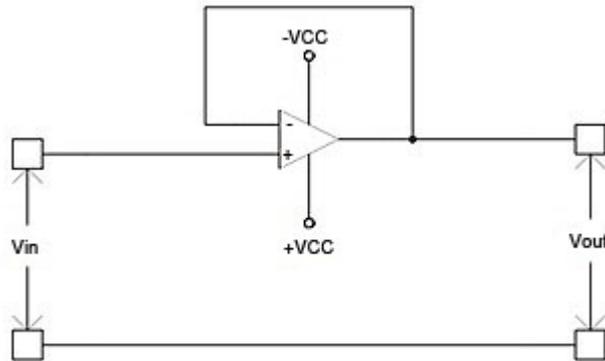


**Figura 2.13 - Amplificador não-inversor**

Fonte: David e Norris (2005)

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{in}}\right) \cdot V_{in} \quad (2.5)$$

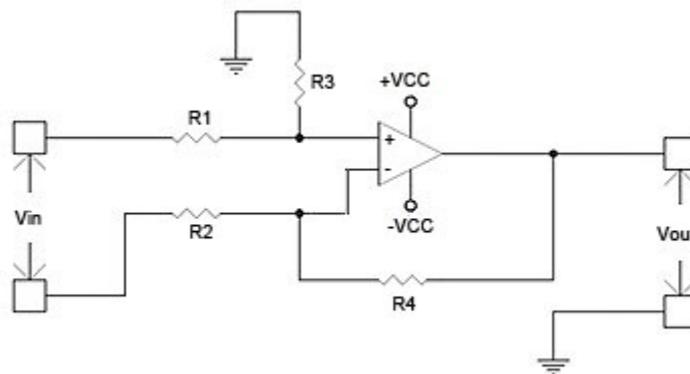
A figura 2.14 ilustra um **buffer de tensão**, que produz um sinal em sua saída em fase com o sinal de entrada. Seu ganho é unitário. É utilizado em circuitos onde se deseja inserir altíssimos valores de impedância de entrada.



**Figura 2.14 – Buffer de tensão**

**Fonte: David e Norris (2005)**

A figura 2.15 ilustra um **amplificador diferencial**, que produz um sinal em sua saída proporcional à diferença entre as tensões aplicadas em suas entradas. Seu ganho é descrito pela equação 2.6, quando considerados  $R1 = R2$  e  $R3 = R4$ .



**Figura 2.15 - Amplificador diferencial**

**Fonte: David e Norris (2005)**

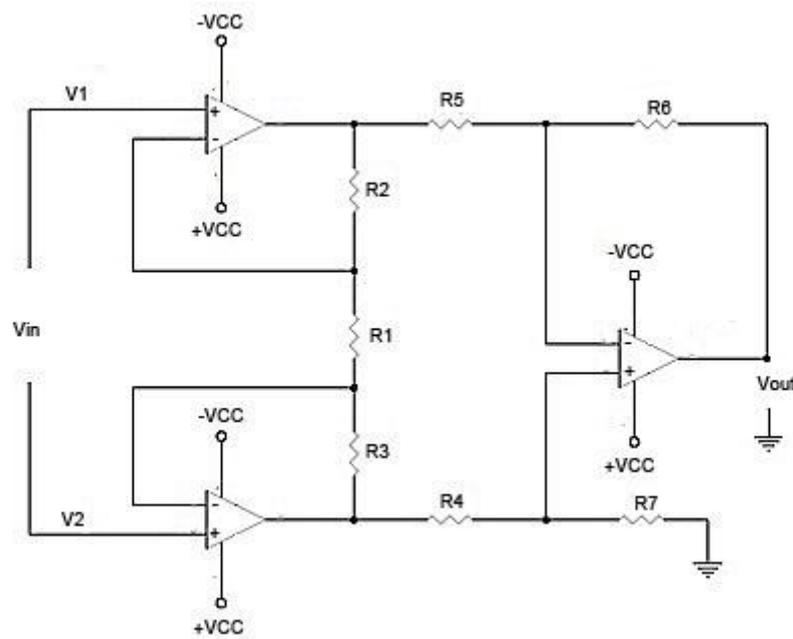
$$V_{out} = \left(\frac{R4}{R1}\right) \cdot V_{in} = \left(\frac{R3}{R2}\right) \cdot V_{in} \quad (2.6)$$

Um problema recorrente com amplificadores diferenciais tradicionais é sua alta dependência das igualdades  $R1 = R2$  e  $R3 = R4$  para manter alto CMRR. Uma alternativa para este problema é a utilização de um **amplificador de instrumentação** (AI), que pode ser visto na figura 2.16 e possui seu ganho descrito pela equação 2.9. É importante ressaltar que este tipo de solução pode ser encontrado na forma integrada no mercado. Para o equacionamento levantado, as seguintes igualdades são válidas:

$$R2 = R3 \quad (2.7)$$

$$R4 = R5 = R6 = R7 \quad (2.8)$$

É importante observar que o resistor **R1** é utilizado para ajuste de ganho do amplificador de instrumentação.



**Figura 2.16 - Amplificador de instrumentação**

**Fonte: David e Norris (2005)**

$$V_{out} = (V_2 - V_1) \cdot \left(1 + 2 \frac{R2}{R1}\right) \quad (2.9)$$

## 2.5.4 Filtros analógicos

O texto apresentado nesta seção tem como referência em [17] e [19], que não serão mais citados no decorrer da mesma.

Um filtro separa sinais de acordo com suas frequências, a maior parte dos filtros realiza tal tarefa através da atenuação de parte dos sinais em uma ou mais frequências.

Os filtros podem ser inseridos na entrada, em algum ponto intermediário ou na saída do equipamento. Filtros podem ser inseridos em blocos que deixem passar qualquer tipo de entrada ou que bloqueie algum tipo de entrada indesejada.

Alguns termos devem ser citados para melhor entendimento desta seção:

- **Faixa de passagem:** região cuja frequência é permitida pelo filtro;
- **Faixa de rejeição:** faixa de frequência bloqueada pelo filtro;
- **Região de transição:** faixa onde o filtro atenua o sinal.

Os filtros podem ser classificados em **passivos e ativos**.

### FILTROS PASSIVOS

Tipo de filtro mais simples, que possui apenas componentes passivos. Estes filtros contêm combinações de resistências (R), capacitâncias (C) e indutâncias (L). Elementos indutivos e capacitivos são necessários por causa de variarem suas impedâncias a diferentes frequências. É importante lembrar que a reatância indutiva aumenta com o aumento da frequência, enquanto a reatância capacitiva diminui. Os filtros passivos mais utilizados em condicionamento de sinais são os do tipo RC (malha resistiva e capacitiva). Isto ocorre pois seriam necessários indutores relativamente grandes e pesados para implementar filtros de bandas de baixas frequências, onde se localizam os sinais de biopotenciais.

Apesar de sua simplicidade, filtros RC são muito eficazes no condicionamento de diversos tipos de biopotenciais. O cálculo de sua frequência de corte é dado pela equação 2.7.

$$f_c = \frac{1}{2\pi.R.C} \quad (2.7)$$

Onde R é o valor do resistor em ohms [ $\Omega$ ] e C é o valor do capacitor em farads [F].

## FILTROS ATIVOS

Filtros ativos utilizam os componentes passivos já mencionados e também amplificadores operacionais. Sua inserção de ruídos aos sinais de biopotenciais é limitada a ruídos térmicos de seus componentes resistivos e podem ser utilizados em aplicações onde são necessárias altas tensões e correntes. Apesar disso, há muitas aplicações onde a utilização de filtros ativos não seria possível. Filtros ativos utilizam-se de amplificadores operacionais juntamente com resistores e capacitores para implementar a função de filtro desejada. Amplificadores operacionais podem ser usados para simular a as características de um indutor. Em adição, filtros de ordem mais alta podem ser implementados de forma mais prática e fácil.

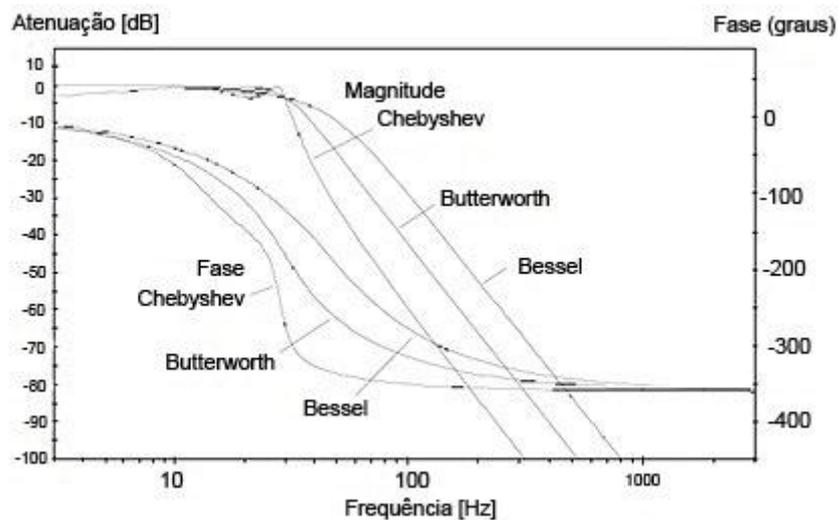
Projetos de filtros ativos são tratados em diversas obras literárias e programas gratuitos que podem auxiliar em tal tarefa. Mas ainda há a necessidade de se conhecer e especificar o tipo de filtro mais adequado a cada aplicação.

A **resposta de um filtro** se refere à forma de sua função de transferência. Para implementação dos filtros são utilizadas aproximações. Algumas das mais comuns são as aproximações de Butterworth, Chebyshev e Bessel. Cada uma dessas aproximações apresenta vantagens e desvantagens, sendo função do projetista encontrar a solução que melhor se encaixa em seu sistema. O quadro 2.2 resume as características nos domínios da frequência e do tempo e a figura 2.17 ilustra os diagramas de fase e magnitude das respostas de filtros de Chebyshev, Butterworth e Bessel de quarta ordem.

**Quadro 2.2 - Características de algumas funções de transferência de filtros comuns**

| Função de Transferência | Características no domínio da frequência |                 | Características no domínio do tempo |                 |
|-------------------------|--|-----------------|-------------------------------------|-----------------|
|                         | <i>Ripple</i>                            | Banda de parada | Fase                                | Atraso de grupo |
| Chebyshev               | Ondulada plana                           | Íngreme         | Pobre                               | Pobre           |
| Butterworth             | Suave                                    | Moderada        | Moderada                            | Moderada        |
| Bessel                  | Suavidade máxima                         | Fraca           | Muito achatada                      | Muito achatada  |

Fonte: Adaptado de David e Norris (2005)



**Figura 2.17 - Respostas em magnitude e fase das aproximações de Chebyshev, Butterworth e Bessel**

Fonte: David e Norris (2005)

A resposta da aproximação de Butterworth é tida por muitos como o ponto ótimo entre resposta de atenuação e fase para aplicações de utilização geral. É a mais usada em projetos de amplificadores de biopotenciais. No entanto, aplicações que exigem maior exatidão de variação de fase obtêm melhores resultados por filtros de Bessel, devido à sua linearidade na variação de fase.

Decidida a aproximação a ser utilizada, deve ser escolhida a topologia de implementação do filtro a ser implementado. Algumas das topologias mais comuns são listadas abaixo:

**Topologia Sallen-Key:** utiliza um amplificador operacional como bloco de ganho. Por isso, é relativamente independente das especificações do componente e requer que o mesmo opere em frequências levemente superiores à frequência de corte. Apresenta boa resposta de fase, porém sua resposta em frequência e fator de qualidade são sensíveis ao ganho escolhido.

**Topologia de múltiplas retroalimentações:** utiliza amplificadores operacionais como integradores que utilizam ganho de malha fechada mínimo de 20 [dB] (ganho de malha aberta 10 vezes o ganho de malha fechada) para prevenir avanço do fator de qualidade, tornando difícil conseguir-se seu bom desempenho. Entretanto, este filtro é relativamente estável em relação ao valor dos componentes passivos.

**Topologia de variáveis de estado:** utiliza amplificadores operacionais como integradores e amplificadores, que precisam de ganho de malha fechada mínimo de 20 [dB]. Além disso, os componentes que compõem o filtro deverão ter frequência de corte superior à especificada para o filtro. Apesar disso, esta topologia garante controle independente sobre ganho, frequência de corte, fator de qualidade, e outros parâmetros, porém requer outros componentes passivos. Uma característica interessante desta topologia é que o mesmo circuito é utilizado para implementação de filtros passa-altas, passa-baixas e passa-faixas.

**Topologia conversor de impedância:** requer amplificadores operacionais com ganho de malha fechada mínimo de 20 [dB] na frequência de ressonância negativa de resistência. Múltiplos amplificadores operacionais são necessários, e utilização de encapsulamentos múltiplos é sugerido para casamento de desempenho em cada ramo. Amplificadores operacionais de entrada FET são utilizados por causa de sua baixa corrente de bias. Apesar de essa topologia necessitar de mais componentes, é relativamente estável em relação à sua variação.

## **FILTROS NOTCH**

Provavelmente o problema mais comum na detecção e processamento de biopotenciais é a interferência da rede elétrica. Sua frequência e seus respectivos harmônicos podem deformar sinais de baixa intensidade apesar do uso de métodos diferenciais de amplificação e métodos ativos diminuírem a influência de sinais de modo comum. No entanto, 60 [Hz] (ou 50 [Hz], no caso europeu) é contido no conjunto de frequências onde os biopotenciais possuem seus maiores níveis de energia.

A solução para tal supressão é a utilização de **filtros notch**. Estes filtros são filtros rejeita faixa de alta seletividade.

Um exemplo de topologia é o **filtro notch com rede T-gêmea**. Trata-se de um filtro ativo com boa resposta em frequência, porém que apresenta alta dependência dos valores dos componentes passivos associados a seu circuito.

## **3. MATERIAIS E MÉTODOS**

### **3.1 Considerações iniciais**

Como mencionado anteriormente, esta dissertação expõe as metodologias utilizadas no desenvolvimento de circuitos de aquisição, condicionamento e pré-processamento de sinais fisiológicos a ser integrado a uma rede de sensores sem fio que se comunicam por ondas de rádio com utilização do protocolo *ZigBee*.

Foram definidos como pré-requisitos do sistema proposto os seguintes aspectos:

- Utilização de múltiplos usuários;
- Capacidade de monitorização multiparamétrica;
- Intenção de cobertura para até 1000 [m];
- Unidade de recepção USB;

Como discutido na seção 1.3, os circuitos desenvolvidos foram divididos em três categorias: **UAS**, **UFE** e **UTGC**.

Este capítulo abordará alguns dos requisitos de entrada dos projetos, tais como suas especificações, metodologias de implementações e metodologias de testes realizados.

### **3.2 Unidades de aquisição de sinais (UAS)**

Estas unidades são compostas pelos circuitos analógicos de aquisição e condicionamento de sinais, e pelo circuito digital necessário à conexão do microcontrolador, componente responsável pela conversão analógico-digital, pré-processamento e posterior envio dos dados coletados.

Dentro da arquitetura do padrão IEEE 802.15.4, estas unidades devem se comportar como dispositivos finais. Isto significa que podem integrar-se a outras redes *ZigBee*, porém jamais podem criar uma para si.

Foram idealizadas três possibilidades de projetos para diferentes aplicações:

- Uma placa contendo apenas circuitos para aquisição e condicionamento dos sinais enviados pelo acelerômetro triaxial, assim como as conexões para o microcontrolador.
- Uma placa contendo circuitos para aquisição e condicionamento dos sinais enviados pelo acelerômetro triaxial e do sensor de temperatura corporal, assim como as conexões para o microcontrolador.
- Uma placa contendo circuitos para aquisição e condicionamento dos sinais enviados pelo acelerômetro triaxial, do sensor de temperatura corporal e de dos sinais de ECG, assim como as conexões para o microcontrolador.

Devido à dificuldade de obtenção de recursos em tempo hábil, apenas o modelo contendo os circuitos referentes à aquisição dos três sensores foi confeccionado.

### **3.2.1 Aquisição e condicionamento dos sinais analógicos**

Esta seção aborda os requisitos de entrada e metodologias adotadas para projeto e teste dos circuitos de condicionamento dos sinais oriundos do acelerômetro, do sensor de temperatura e dos sinais de ECG.

#### **a) Aquisição dos sinais dos acelerômetros:**

Como se trata de um instrumento a ser utilizado de forma independente de fontes de alimentação deve-se levar em conta dimensões e consumo do sensor escolhido.

Outros fatores determinantes para tal escolha são o tempo de resposta e a sensibilidade do sensor em relação às variações que ocorrem no mesmo.

A figura 3.1 ilustra a arquitetura acima descrita.



**Figura 3.1 - Arquitetura da aquisição do sinal de cada canal do acelerômetro**

### **b) Aquisição dos sinais de temperatura corporal:**

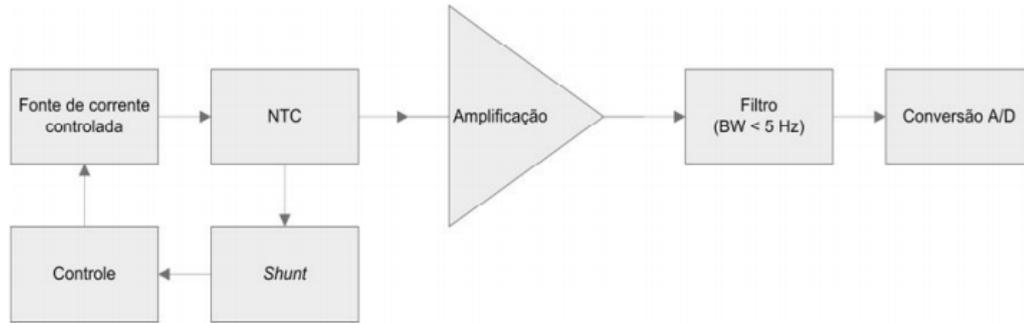
A utilização de uma fonte de corrente controlada foi escolhida para evitar problemas com o aquecimento do NTC utilizado. O controle da corrente é realizado através da utilização de uma referência estável e a comparação que percorrer o termistor. A aquisição deste valor pode ser obtida com a inserção de um *shunt* no ramo supracitado, de forma que sua queda de tensão sirva como realimentação ao elemento de controle.

A corrente, ao percorrer o NTC, gera uma diferença de potencial que, devido à pequena magnitude da corrente, deve ser amplificada.

Para a amplificação desta tensão diferencial, a utilização de um amplificador de instrumentação foi escolhida. Este modelo de amplificador possui alta impedância de entrada e alta taxa rejeição de modo comum (CMRR), com relativa independência do circuito existente na entrada [19].

Após o estágio de amplificação, foi utilizado um filtro passa-baixas de frequência de corte de 5 [Hz]. Este valor foi escolhido por ser bem acima do limite superior de variação de grandezas de temperatura – cerca de 0,1 [Hz] [17].

A figura 3.2 ilustra a arquitetura acima descrita.



**Figura 3.2 - Arquitetura da aquisição do sinal de temperatura**

### c) Aquisição de sinais de eletrocardiografia

Para aquisição dos sinais de ECG, foram escolhidas as derivações polares, abordadas na seção 2.3.6 desta dissertação.

A aquisição deste sinal foi dividida em diversos blocos: estágio de pré-amplificação, circuito de realimentação da perna direita (*DrivenRightLegCircuit*– DRL), filtro passa-altas, segundo estágio de amplificação e filtro passa-baixas.

Para a realização de aquisição dos biopotenciais cardíacos, foi idealizada a utilização de tecido condutivo, de forma que o mesmo opere como um eletrodo.

O corpo humano pode se carregar com cargas eletrostáticas em quantidade suficiente para atingir potenciais da ordem de  $\pm 10$  [kV] [22], e pode se descarregar (ESD) em um potencial diferente. Portanto, o circuito deve estar protegido de tal fenômeno.

As correntes de polarização do pré-amplificador devem ser menores possíveis [23]. Em adição a isso, a impedância de entrada do amplificador deve ser muito superior à equivalente à pele do usuário, de forma a garantir que o sinal seja coletado com fidelidade.

A pele humana pode ser modelada como uma fonte de tensão série com resistências que variam de 23 [k $\Omega$ ] a 1850 [k $\Omega$ ] e capacitâncias entre 0,01 [pF] a 65 [pF]. Portanto é desejável impedância de entrada do estágio de pré-amplificação superior a 100 [M $\Omega$ ] [24].

O ambiente em torno do usuário possui diversas fontes de ruídos de modo comum. O efeito desses tipos de sinal deve ser minimizado. Isto pode ser feito através de altos valores de CMRR. Segundo [19], valores superiores a 90 [dB] podem ser considerados altos.

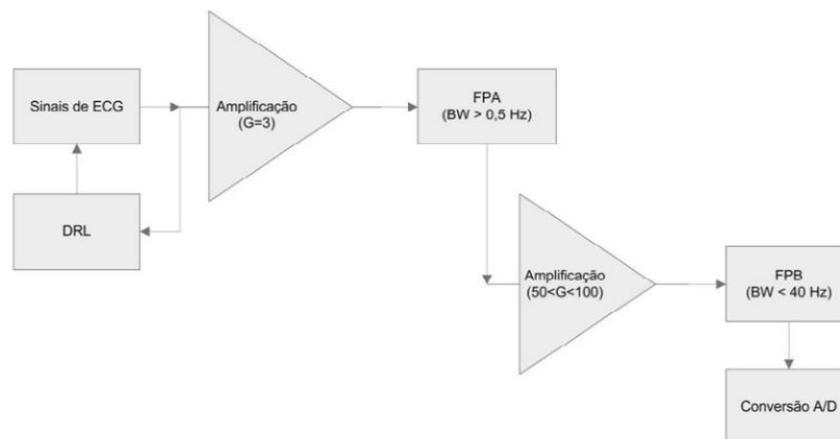
Durante a aquisição de sinais fisiológicos de natureza elétrica, a interface com a pele pode desenvolver sobrepotenciais de ordem semelhante à dos sinais que se deseja adquirir [25]. Portanto o sensor deve ser capaz de trabalhar sem chegar ao estado de saturação na presença de altas amplitudes de sinais contínuos.

Os sinais de eletrocardiografia de interesse devem ser captados de maneira que seja possível a monitorização dos mesmos. Segundo [19] os sinais desejados se encontram na banda de frequência entre 0,67 [Hz] e 40 [Hz]. A aquisição também deve ser possível para a aquisição de sinais com amplitudes que variem entre  $\pm 100$  [ $\mu\text{V}$ ] [25] e  $\pm 5$  [mV] [17].

Para garantir estes requerimentos, foram idealizados a utilização de estágio de pré-amplificação com ganho que não permita ao circuito chegar à saturação, seguido de um filtro passa-altas com frequência de corte em 0,5 [Hz] para suprimir os potenciais gerados na interface com a pele.

Em seguida, foi implementado o segundo estágio de amplificação, onde foi aplicado ganho superior ao primeiro, visto que os potenciais contínuos já haviam sido eliminados. Por último foi implementado um filtro passa-baixa analógico de segunda ordem, com frequência de corte de 40 [Hz].

A figura 3.3 ilustra a arquitetura acima descrita.



**Figura 3.3 - Arquitetura da aquisição do sinal de ECG**

### 3.2.2 Implementação do circuito digital

Para realizar a comunicação entre o mundo analógico e o mundo digital, se faz necessária a realização do processo de conversão analógico-digital. Este processo pode ser feito através de um circuito integrado (CI) dedicado ou através de periféricos existentes internamente a um microcontrolador.

Para que seja possível minimizar a quantidade de componentes eletrônicos na placa de circuito impresso (PCI), optou-se pela utilização de um microcontrolador com conversor A/D integrado.

Outro parâmetro analisado foi a utilização de um microcontrolador com baixo consumo, para maximizar a vida útil das baterias utilizadas.

Optou-se também pela busca de soluções que apresentassem comunicação no padrão IEEE 802.15.4 integradas, também devido ao motivo de minimização de quantidade de componentes eletrônicos na PCI.

## 3.3 Filtros digitais projetados

Para execução do pré-processamento nas grandezas coletadas na UAS, foram utilizados dois filtros:

- Filtro de média móvel para as grandezas oriundas dos acelerômetros e sinal de temperatura;
- Filtro *notch* de 60 [Hz] sobre o sinal de ECG.

### 3.3.1 Filtro digital de média móvel

Os filtros utilizados para média móvel foram implementados no firmware do SoC CC2531, presente nas UAS. Seu projeto foi inspirado nos filtros de detecção de QRS, utilizados em cálculos de frequências cardíacas [47], que utiliza janelas de 32 amostras.

Assim, a média dos valores é obtida pela equação 4.9:

$$Dado = \frac{1}{32} \cdot \sum_{i=0}^{31} amostra(i) \quad (4.9)$$

A janela de 32 amostras permite que seja obtida a média realizando apenas deslocamentos aritméticos para a direita. Isso é possível, pois efetuando cinco deslocamentos aritméticos para a direita significa, matematicamente, dividir por  $2^5$ , ou seja, 32.

No entanto, este valor deve ser verificado durante a realização de testes e, se necessário, alterado.

### 3.3.2 Filtro *notch* 60 [Hz] digital

Os filtros *notch* também foram implementados no *firmware* do SoC CC2531. Foi utilizado um filtro de resposta infinita ao impulso (*Infinite Impulse Response* – IIR) de segunda ordem. Seu projeto foi feito com a utilização da ferramenta FDATool do Matlab®.

A implementação deste filtro é realizada através da seguinte equação.

$$y(n) = 0,994 \cdot x(n) - 1,449 \cdot x(n-1) + 0,994 \cdot x(n-2) + 1,449 \cdot y(n-1) + 0,987 \cdot y(n-2) \quad (4.10)$$

Onde  $x(n)$  representam os dados de entrada e  $y(n)$  representam dados filtrados.

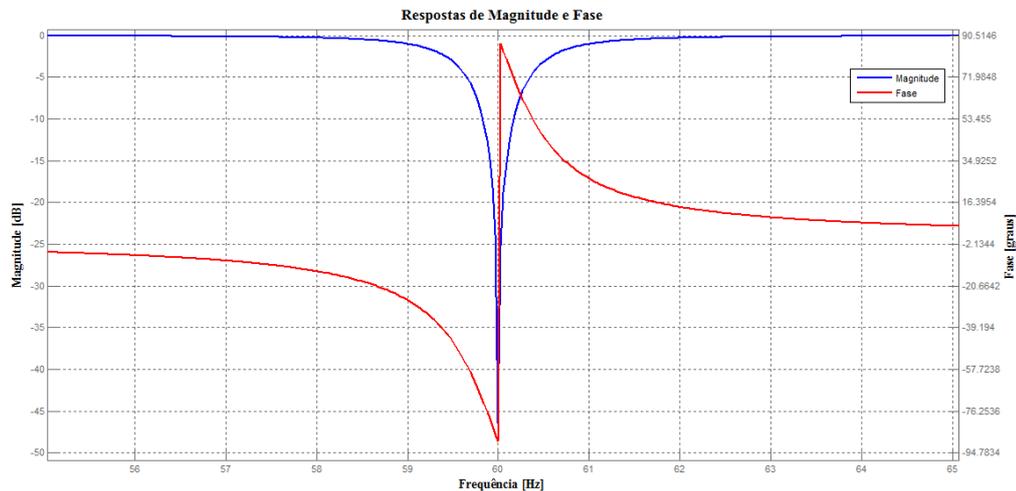
O ganho deste filtro é unitário.

Para ser possível a implementação do filtro utilizando apenas números inteiros, os coeficientes foram multiplicados por dois, resultando na aproximação dos coeficientes da nova equação:

$$y(n) = \frac{1}{2} \cdot [2 \cdot x(n) - 3 \cdot x(n-1) + 2 \cdot x(n-2) + 3 \cdot y(n-1) + 2 \cdot y(n-2)] \quad (4.11)$$

Como compensação, impõe-se o ganho de 0,5 para o filtro. Esta multiplicação é realizada através de um único deslocamento para a direita.

Os diagramas de amplitude e fase obtidos através da ferramenta MATLAB se encontram na figura 3.4.



**Figura 3.4 - Respostas de Magnitude e Fase para filtro notch digital de 60 [Hz]**

### 3.4 Unidade *Front-End* (UFE)

As unidades *front-end*(UFE) são responsáveis pela comunicação entre as UAS e as unidades de gerenciamento de comunicação. Portanto, estas unidades estão fixas também juntamente ao usuário.

No entanto, estas unidades são responsáveis por maior parte do processamento do protocolo, realizando o trânsito entre dados do dispositivo final e a unidade conectada ao PC onde há o programa desenvolvido.

Estas unidades devem ser alimentadas por bateria, de forma que sejam de baixo consumo, porém com alcance de envio das ondas de rádio no padrão IEEE 802.15.4 superior ao conseguido pela UAS.

Dentro da arquitetura do padrão IEEE 802.15.4, estas unidades se comportam como elementos roteadores. Isto significa que podem segmentar uma rede *ZigBee* para si, seja

através da conexão entre outros elementos roteadores e o coordenador da rede ou entre dispositivos finais e o coordenador.

### **3.5 Unidade transceptora de gerenciamento de comunicação (UTGC)**

A UTGC realiza a recepção dos dados adquiridos pela rede e posterior encaminhamento ao PC, para que sejam expostos pelo programa desenvolvido.

Além da recepção dos dados de usuários, nesta unidade também há sensores de detecção de condições de temperatura e umidade relativa do ar do local. Este sensor passa as informações ambientais ao microcontrolador por meio de protocolo serial.

A unidade contém circuito similar ao encontrado na UFE, de forma a permitir alcance suficiente entre usuários e o PC onde a atividade é monitorizada.

A comunicação entre UTGC e PC é feita por meio de entrada do barramento universal serial (*Universal Serial Bus* – USB).

### **3.6 Considerações sobre interferências eletromagnéticas (EMI)**

Ruídos de alta frequência, provenientes de interferências eletromagnéticas (EMI), acoplados à entrada de sinal dos amplificadores operacionais acabam sendo retificados, adicionando assim um *offset* à saída [27]. Por isso, filtros de entrada contra EMI devem ser utilizados para garantir a integridade do sinal coletado.

Idealizou-se um perfil de placa com quatro camadas, sendo uma delas dedicada ao plano de retorno. Esta camada deve possuir o mínimo de trilhas, visando minimização de impedância de retorno de corrente. Tal fato diminuirá a queda de tensão sobre o plano e, por consequência, a emissão eletromagnética [28]. As demais camadas foram divididas de forma a conduzir trilhas de sinais e alimentação.

A distribuição dos circuitos deve ser feita com intuito de separar fisicamente circuitos analógicos e circuitos digitais, de maneira a diminuir a interferência entre os mesmos.

## **3.7 Procedimentos de ensaios experimentais**

Alguns ensaios foram delineados com base na verificação de sucesso dos pré-requisitos do projeto. A motivação e metodologias empregadas são descritas na presente seção.

É importante ressaltar que os testes aqui apresentados focam apenas a verificação do funcionamento dos circuitos de aquisição e condicionamento dos sinais. Ou seja, apenas as partes analógicas das placas puderam ser testadas. Isto se deve ao protocolo de comunicação ainda estar em desenvolvimento.

### **3.6.1 Testes sobre circuito de aquisição dos sinais de acelerômetros**

Os procedimentos consistiram apenas em verificar os valores de tensão existentes nas saídas dos acelerômetros quando apenas sobre atuação das acelerações estáticas em posições fixas, pré-determinadas pela folha de dados do componente.

Isto pode ser observado através de manter a placa estável sobre uma superfície paralela ao solo, e então se verificando com o auxílio de um osciloscópio os valores encontrados nos canais X, Y e Z.

Para as medições foi utilizado o osciloscópio *Tektronix* modelo TDS1001B.

### **3.6.2 Testes sobre o circuito de aquisição dos sinais de temperatura corporal**

#### **ENSAIO DO CONTROLE DE CORRENTE**

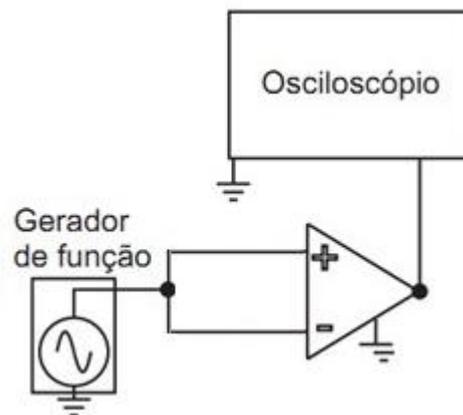
Para a verificação das especificações foram verificados os valores de corrente que fluem pelo ramo do termistor NTC, de forma a avaliar se seu valor limite está atendendo os critérios de entrada especificados.

Foi inserido um potenciômetro comercial de valor máximo igual a 10 [k $\Omega$ ] foram no ramo onde o NTC é conectado. A resistência do potenciômetro foi variada e então inserida no circuito, de forma a monitorizar a corrente no ramo supracitado.

Durante a realização deste ensaio foi utilizado o multímetro digital modelo 125B da *Fluke*.

### ENSAIO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM

Este ensaio é realizado através da aplicação de um sinal comum às entradas diferenciais e a monitorização de sua saída [29]. O arranjo experimental utilizado está ilustrado na figura 3.5.



**Figura 3.5 - Arranjo para medição do CMRR do amplificador de temperatura**

**Fonte: Oliveira (2012)**

O modelo do gerador de funções utilizado foi o *Tektronix* AFG3021 e o osciloscópio, *Tektronix* TDS1001B. Os sinais aplicados à entrada do amplificador possuíam amplitude de 0,5 [V<sub>PP</sub>] e foram varridas frequências de 0,1 [Hz] a 5 [Hz], com variações em passo de 0,1 [Hz].

O valor do CMRR foi obtido através da equação 3.1.

$$CMRR = 20. \log \left( \frac{G.V_{in}}{V_{out}} \right) \quad (3.1)$$

Onde:

**G** é o ganho do amplificador.

**V<sub>in</sub>** se refere à amplitude do sinal de entrada.

**V<sub>out</sub>** se refere à amplitude do sinal de saída.

### **AVALIAÇÃO PRÁTICA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO**

A verificação de condicionamento do sinal de temperatura foi feita utilizando-se a mesma metodologia empregada para avaliação de controle de corrente: um potenciômetro de valor máximo de 10 [kΩ] inserido nos terminais de conexão do NTC, substituindo-o.

Os valores do potenciômetro foram pré-configurados de acordo com a folha de dados do NTC utilizado [30], sendo depois inserido no circuito. Os dados fornecem informações necessárias ao processo de calibração e linearização de resposta do sensor. Ambos os processos deverão ser feitos pelo programa desenvolvido para utilização no PC.

Neste ensaio foi utilizado o multímetro digital modelo 125B da *Fluke*.

### **3.6.3 Testes sobre o circuito de aquisição de sinais de ECG**

#### **ENSAIO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM**

De forma análoga ao que foi feito com o sensor de temperatura, também foi realizado procedimento semelhante ao circuito de aquisição de ECG.

Utilizou-se a mesma conexão ilustrada pela figura 3.4 e os valores foram obtidos através da equação 3.1.

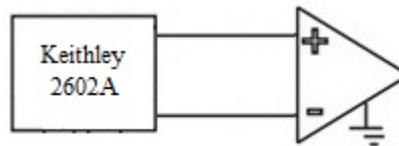
Neste ensaio também foram utilizados o gerador de funções *Tektronix* AFG3021 e o osciloscópio também *Tektronix* TDS1001B. No entanto, as frequências aplicadas foram 0,5 [Hz] a 40 [Hz], com variação de passo de 0,5[Hz].

### ENSAIO DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

A impedância de entrada foi medida através da utilização do Instrumento de Medição de Fontes de Sistemas modelo 2602A, da *Keithley Instruments*, pertencente ao grupo de microeletrônica da UNIFEI. O referido equipamento realiza as medições de impedância de entrada ao energizar a entrada do amplificador.

Através dos terminais de energização também são realizadas medições de potência, impedância e corrente. Foram realizadas medições com variação de tensão de 1 [V], com passos de 50 [mV], ou seja, 20 amostras para que, através das informações coletadas, seja calculada a média para obter um valor real.

A conexão realizada pode ser observada na figura 3.6.



**Figura 3.6 - Arranjo para medição de impedância de entrada do amplificador de ECG**

**Fonte: David e Norris (2005)**

### AVALIAÇÃO PRÁTICA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO

Esta avaliação foi feita em duas etapas: a primeira utilizando como entrada o simulador eletrocardiográfico da empresa *Biotek*, modelo **ECGplus**, e a aquisição dos sinais foi realizada com o osciloscópio *Tektronix* modelo TDS1001B.

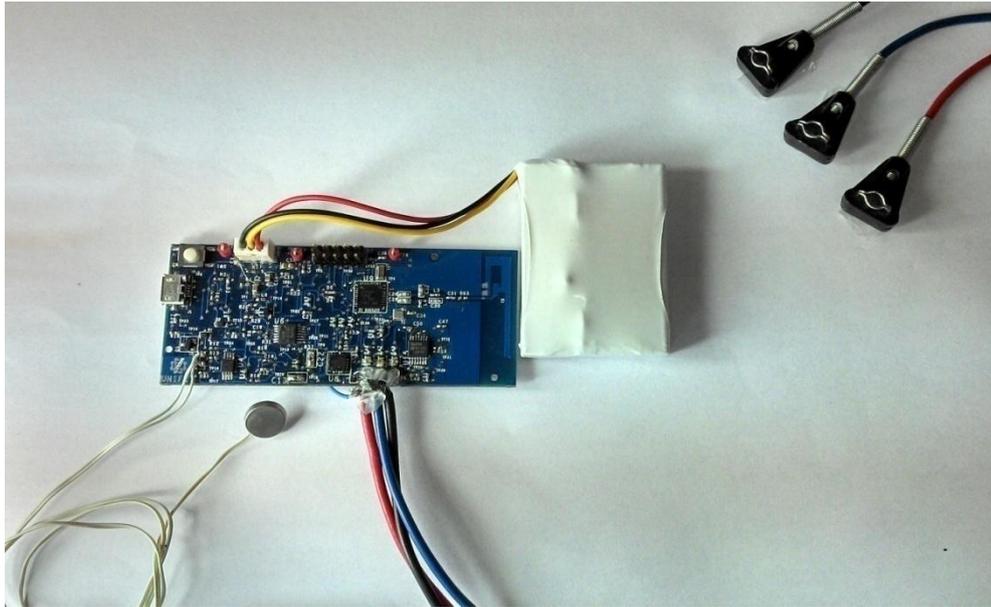
Durante a primeira etapa, foi utilizada a derivação II do simulador, e o mesmo foi configurado para geração de sinal de 60 [Hz], com 2 [mV] de amplitude. Sua saída foi capturada pelo osciloscópio.

Infelizmente medições em tecido humano não foram possíveis devido ao excesso de ruídos eletromagnéticos existentes no ambiente. Estas medições serão realizadas quando o *firmware* estiver completo, onde haverá o filtro *notch* com frequência de corte em 60 [Hz].

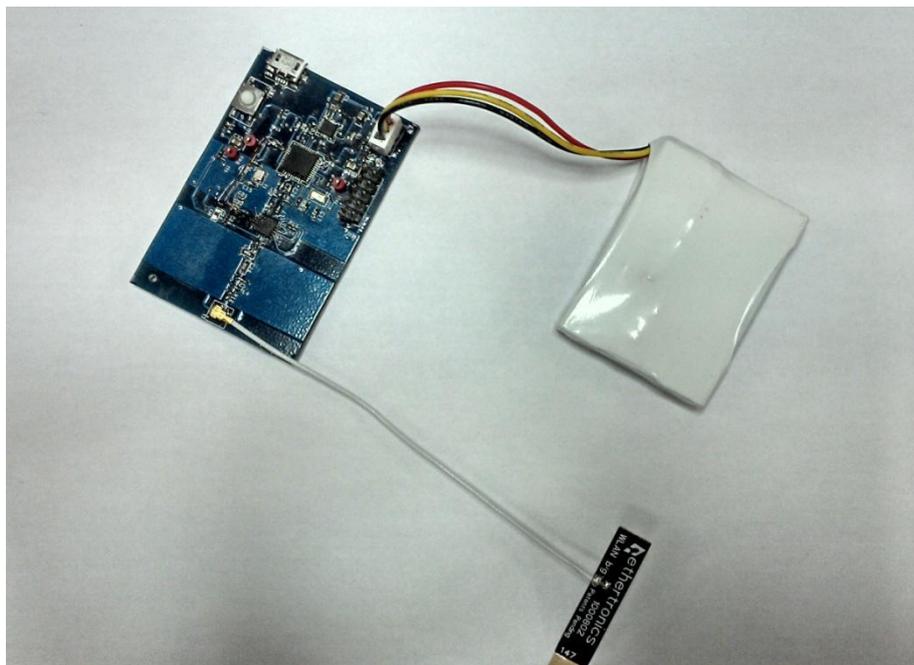
Além disso, o protocolo ainda se encontra em fase de desenvolvimento, o que inviabiliza a comunicação entre as unidades.

## 4. RESULTADOS

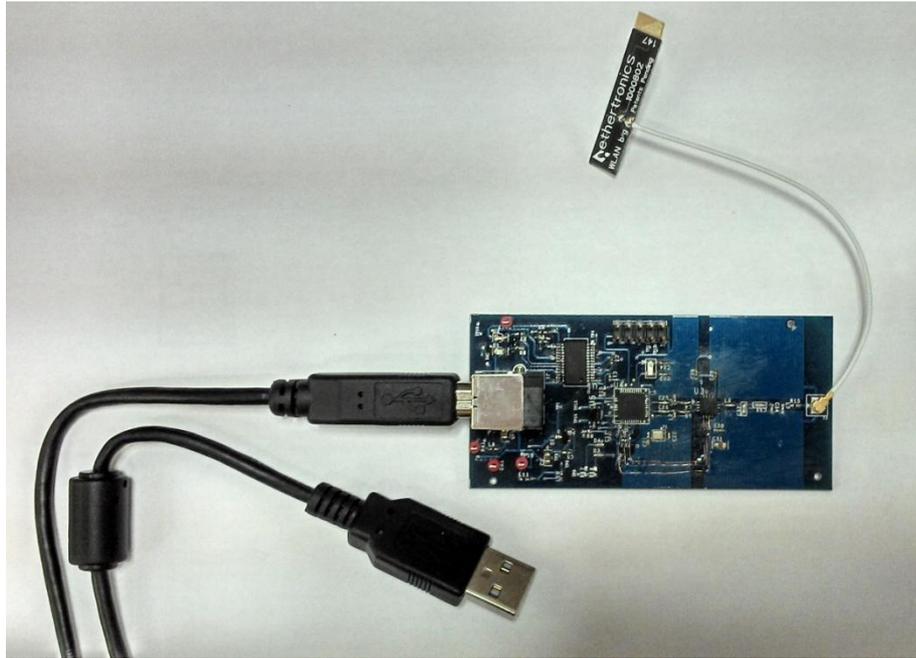
As três unidades desenvolvidas para este trabalho se encontram ilustradas nas figuras de 4.1 (a), (b) e (c).



(a)



(b)



(c)

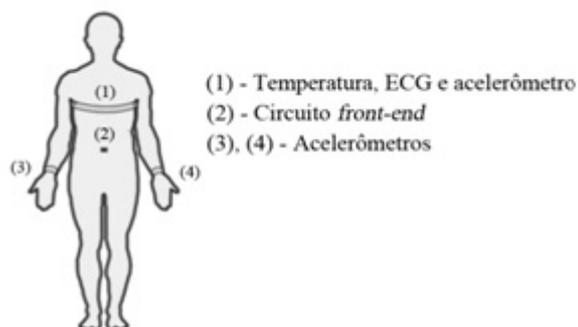
**Figura 4.1 - Fotos do kit protótipo desenvolvido**

(a) UAS

(b) UFE

(c) UTGC

Uma vez o sistema estando totalmente concluído, os módulos devem ficar dispostos no indivíduo em atividade monitorizada da forma como ilustra a figura 4.2.



**Figura 4.2 - Disposição da localização das placas no indivíduo em atividade**

Além dos circuitos acoplados ao usuário (UAS e UFE), há a UTGC, que deve ser conectada ao PC, onde estará sendo executado o programa desenvolvido para a presente aplicação.

## **4.1 Circuitos projetados**

Esta seção apresenta os circuitos desenvolvidos para a implementação da rede de sensores em questão. Primeiramente são apresentados os circuitos desenvolvidos para as UAS. São divididos entre circuitos analógicos e sistema digital para conexão do microcontrolador utilizado.

É então apresentado o circuito desenvolvido para gerenciamento de bateria desenvolvido para utilização nas UAS e na UFE. Em seguida, é apresentado o circuito desenvolvido para a UFE.

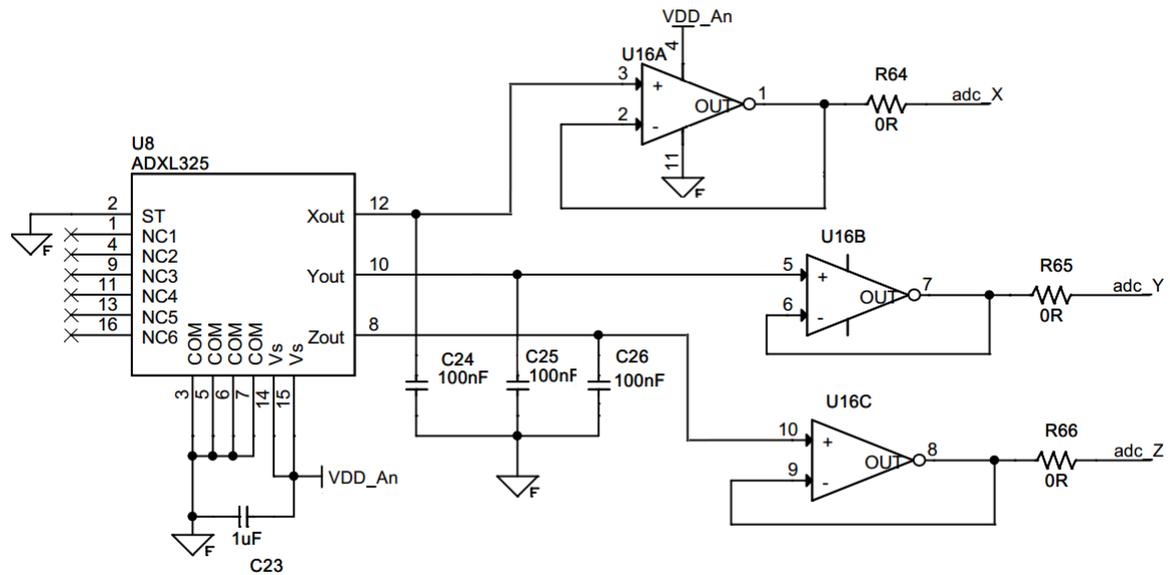
Por último é apresentado o circuito da UTGC.

Todos os tópicos acima citados são abordados em subseções distintas.

### **4.1.1 Circuito para aquisição do sinal dos acelerômetros (UAS)**

Como visto no capítulo anterior, este circuito apresenta uma topologia relativamente simples.

A figura 4.3 ilustra o circuito projetado para a aquisição dos sinais dos canais X, Y e Z.



**Figura 4.3 - Circuito de aquisição de sinais de acelerometria**

O sensor escolhido foi o modelo **ADXL325**, da *AnalogDevice*. Este sensor apresenta faixa de aceleração entre  $\pm 5g$ . Seu sinal de saída analógico possui amplitude proporcional à aceleração sofrida pelo componente. A largura de banda de seu sinal é definida por um filtro passa-baixas passivo RC formado pela resistência interna de  $32 \text{ [k}\Omega\text{]}$  e os capacitores nas saídas dos canais X, Y e Z.

Estes capacitores são adicionados externamente ao componente. Neste projeto, utilizou-se um filtro de frequência de corte de **105,82 [Hz]**, obtido através da equação 4.1 [31].

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot 32000} \quad (4.1)$$

Onde:

$f_c$  é a frequência de corte do filtro,

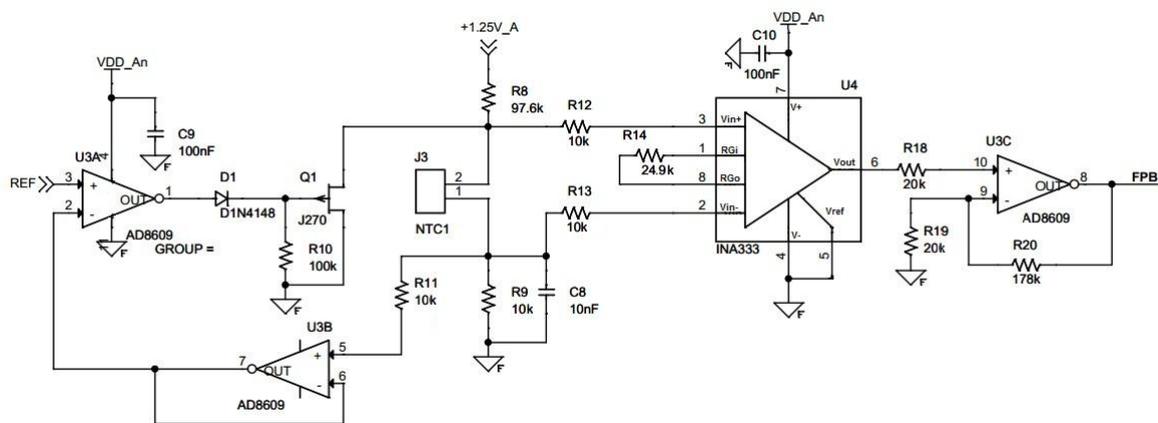
C é o valor do capacitor empregado no circuito de cada canal.

### 4.1.2 Circuito para aquisição do sinal de temperatura corporal (UAS)

Para a transdução da temperatura em valores de resistência, foi escolhido o termistor NTC MA300TA502B, da *GE Thermometrics*. Este sensor foi escolhido por apresentar faixas de  $\pm 0,1[^\circ\text{C}]$  de tolerância no intervalo entre 35 e 39  $[^\circ\text{C}]$  [30].

Como visto na seção 3.2.1, a corrente a passar pelo elemento sensor será fornecida por uma fonte controlada. A queda de tensão sobre o termistor será então amplificada por um circuito amplificador de tensão de dois estágios. Por último, há um filtro passa-baixas de segunda ordem, projetado utilizando aproximação de Bessel.

A figura 4.4 ilustra o circuito implementado.



**Figura 4.4 - Circuitos de aquisição de sinais de temperatura corporal**

A fonte de corrente é controlada por realimentação do *shunt* e de uma referência estável. A saída deste comparador é aplicada à porta (*gate*) de um J-FET canal P, de forma que seja modulada a passagem entre dreno (*drain*) e fonte (*source*). Este elemento de controle garante que circule pelo ramo o valor de corrente de 8  $[\mu\text{A}]$ .

O resistor **R8**, de valor de 97,6  $[\text{k}\Omega]$  garante que, em caso de falha, o valor máximo de corrente a circular no ramo será o valor de aproximadamente 13  $[\mu\text{A}]$ .

Em seguida, há o primeiro estágio de amplificação. Foi utilizado o amplificador de instrumentação INA333, da *Texas Instruments*. Este componente foi escolhido devido a seu

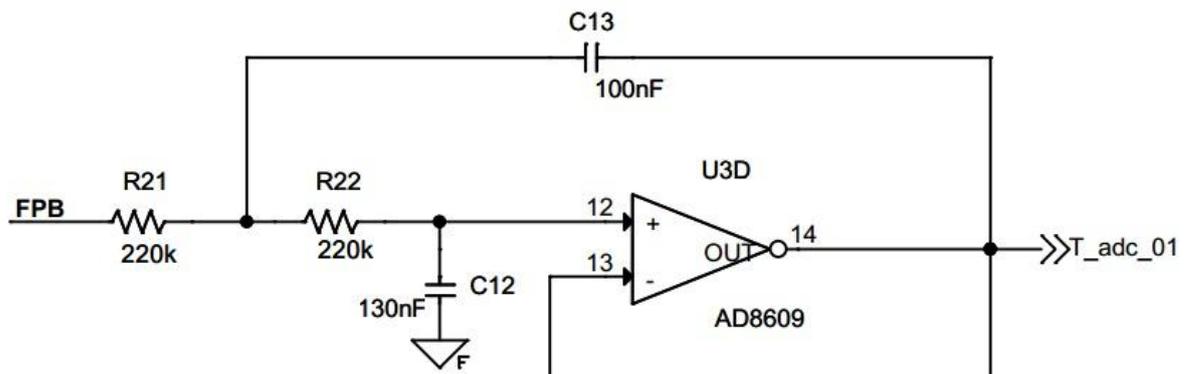
alto CMRR, tensão de alimentação dentro da faixa do circuito e alta imunidade a ruídos [32]. O ganho escolhido foi de 5 para o primeiro estágio e ele foi calculado através da equação 4.2

$$G = \left[ 1 + \left( \frac{100K\Omega}{R_G} \right) \right] \quad (4.2)$$

Para ser possível maior flexibilidade na configuração do ganho, foi implementado o segundo estágio, através da utilização de um amplificador não-inversor com a utilização do componente AD8609, que possui quatro amplificadores operacionais em apenas um *chip*. O ganho escolhido para o segundo estágio foi de dez vezes, sendo obtido pela equação 4.3.

$$G = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (4.3)$$

Por último há o filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte fixada em 5 [Hz]. Foi utilizada a aproximação de Bessel, com utilização da topologia Sallen-Key [33]. A escolha pela aproximação de Bessel pode ser justificada pela linearidade de sua resposta de fase [18]. O circuito do filtro é ilustrado na figura 4.5.



**Figura 4.5 - Filtro passa-baixa implementado para o circuito de aquisição de temperatura corporal**

Primeiramente foram adotados os valores de R21 e R22 como iguais nos valores de 220 [kΩ], sendo os capacitores calculados através das equações 4.4 a 4.7 [33].

$$C12' = \frac{C12''}{2\pi f_{cp}} \quad (4.4)$$

$$C13' = \frac{C13''}{2\pi f_{cp}} \quad (4.5)$$

$$C12 = \frac{C12'}{R} \quad (4.6)$$

$$C13 = \frac{C13'}{R} \quad (4.7)$$

Onde  $C12'' = 0,9066$ ,  $C13'' = 0,6799$ ,  $R = 220$  [k $\Omega$ ]

É válido reforçar que  $C12''$  e  $C13''$  são constantes adimensionais fornecidas pela obra referência [33].

### 4.1.3 Circuito para aquisição do sinal de ECG (UAS)

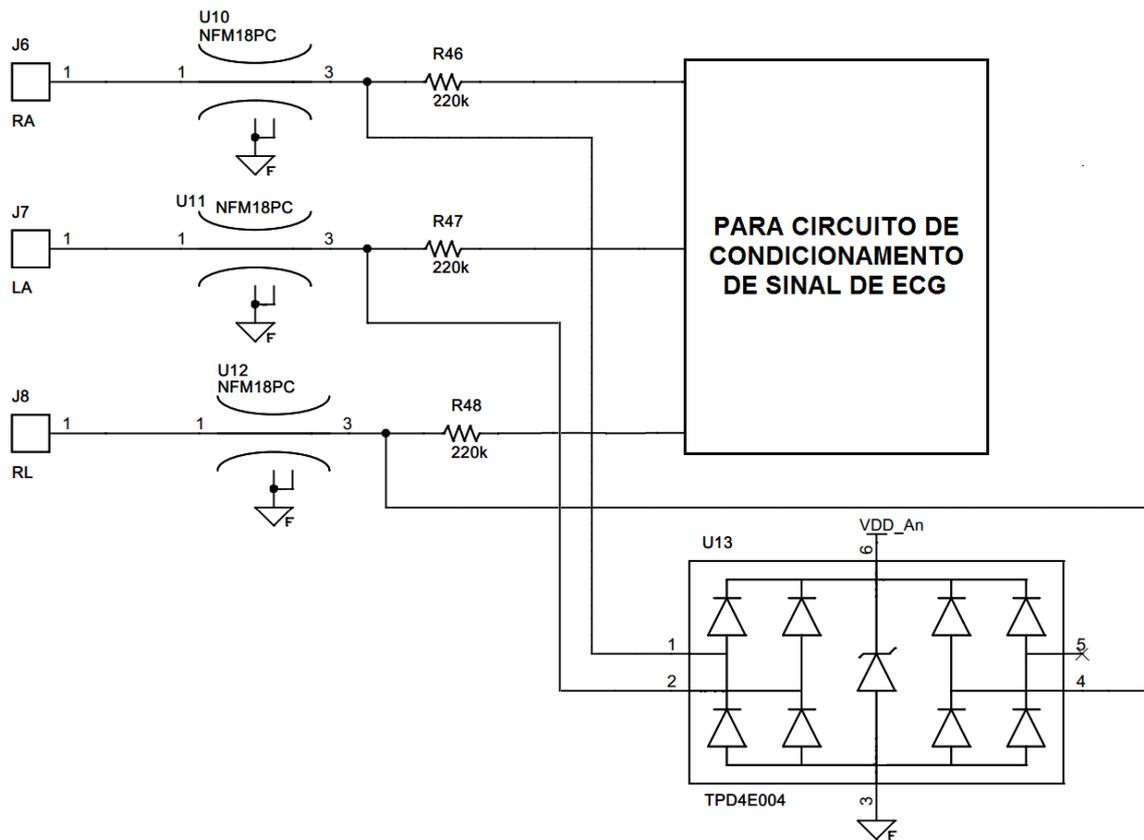
Para a implementação do projeto final foi escolhido o tecido condutivo **MedTex**<sup>®</sup>, produzido pela **Shieldex**[34].

Para minimizar as interferências externas da rede elétrica, equipamentos eletroeletrônicos, ondas de rádio, acúmulo de cargas foram utilizadas proteções tanto contra descargas eletrostáticas (ESD) como interferências eletromagnéticas (EMI).

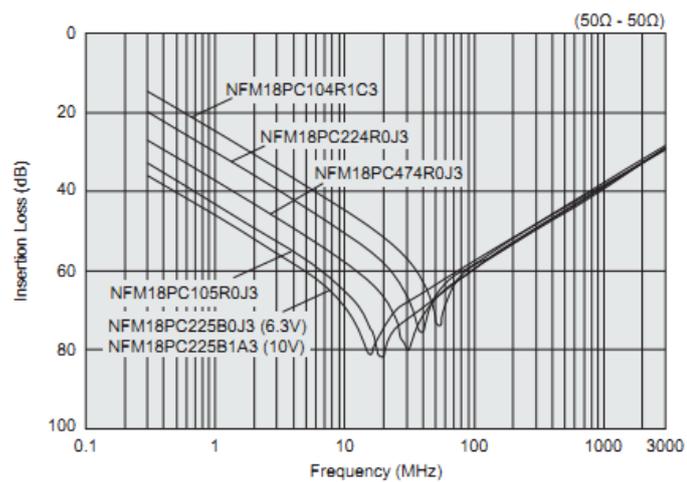
O estágio de entrada do circuito se encontra na figura 4.6.

Para proteção contra EMI, foi dimensionado o componente NFM18PC104R1C3D da *Murata Electronics North America*. Este componente fornece perda de inserção em 300 [kHz] de aproximadamente 17 [dB] e atinge maior atenuação em frequências de 3 [GHz], como ilustrado na figura 4.7.

A proteção contra ESD é realizada pelo componente TPD4E004, da *Texas Instruments*, especificamente projetado para esta finalidade. Em sua folha de dados é informado que possui capacidade de suportar transientes ESD de até  $\pm 15$  [KV] do modelo do corpo humano (*HumanBodyModel* – HBM).



**Figura 4.6 - Proteções de entrada contra ESD e EMI utilizados**

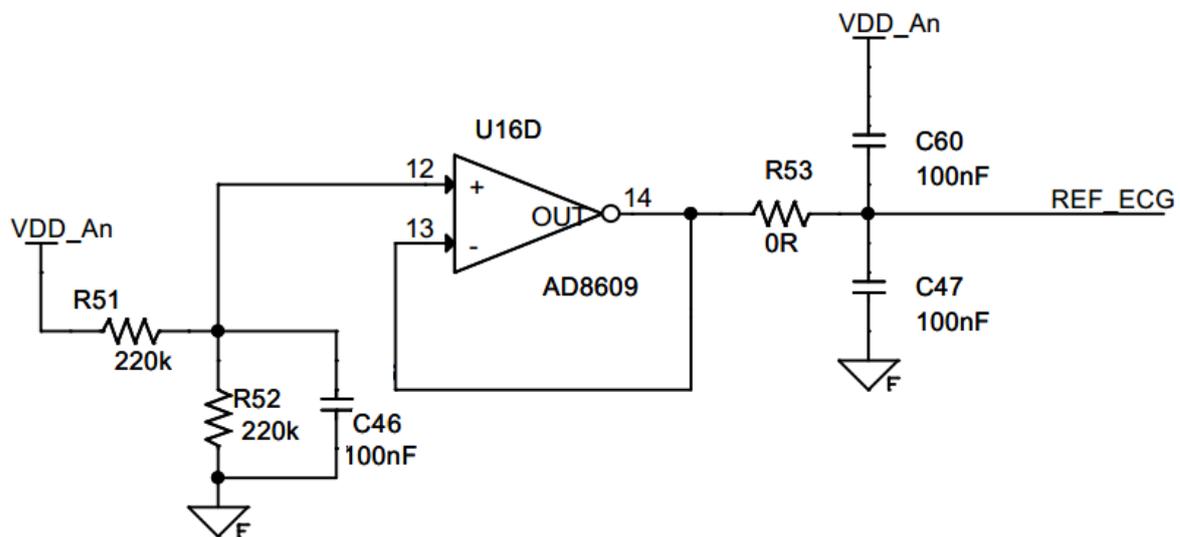


**Figura 4.7 - Perdas de inserção do componente NFM18PC**

**Fonte: Folha de dados NFM18PC**

Os sinais são aplicados ao amplificador de instrumentação INA333, também da *TexasInstruments*. Foi escolhido este modelo de amplificador devido sua alta rejeição de modo comum, alta rejeição a ruídos e facilidade de configuração de ganho [32].

O valor de referência escolhido para ser imposto ao amplificador foi o meio da escala, seguido de *buffer* de tensão, e capacitor para manter tal sinal estável. Isto permite variações superiores e inferiores ao centro do sinal, possibilitando a emulação de um circuito alternado. Dessa forma, consegue-se captar toda a amplitude do sinal eletrocardiográfico. Sua implementação está ilustrada na figura 4.8.



**Figura 4.8 - Geração de referência para aquisição do ECG**

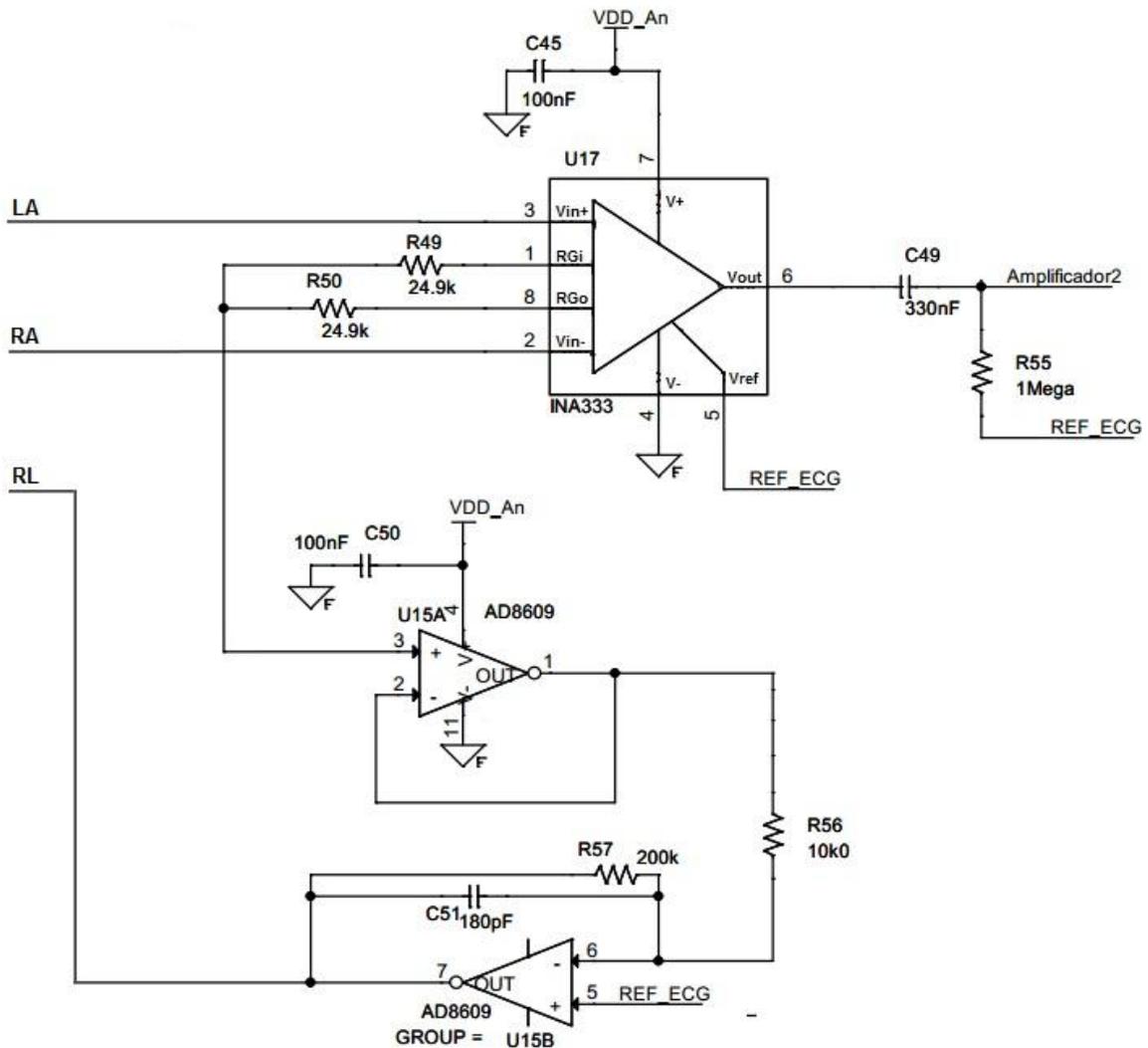
Este pré-amplificador apresenta ganho de apenas três vezes, para que o sinal de saída não chegue à saturação, devido aos potenciais contínuos gerados na interface com a pele. O ganho do pré-amplificador foi obtido através da equação 4.2.

No estágio de entrada do pré-amplificador, encontra-se o circuito de realimentação da perna direita (*DrivenRightLegCircuit – DRL*). Este circuito tem a função de inverter a fase do sinal e realimentar o usuário com as tensões de modo comum [17].

Seguindo do estágio de pré-amplificação, encontra-se o filtro passa-altas (FPA) passivo, de frequência de corte igual a 0,5 [Hz]. Este valor foi obtido através da equação 4.9 [36].

$$f_c = \frac{1}{2\pi.R.C} \quad (4.8)$$

A figura 4.9 ilustra o circuito descrito.



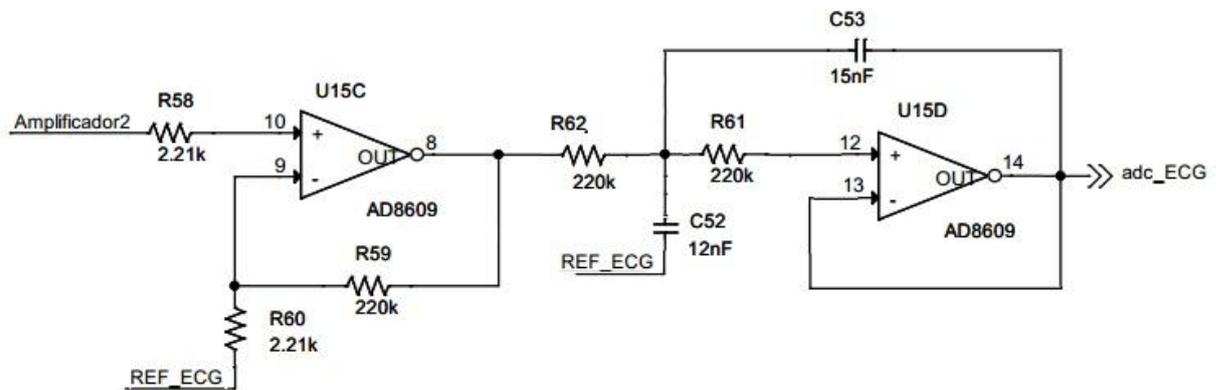
**Figura 4.9 - Estágios de pré-amplificação, DRL e FPA para aquisição do sinal de ECG**

Após o FPA, as componentes contínuas do circuito foram eliminadas, podendo, então, ser imposto ganho mais significativo ao sinal. Isto foi implementado com a utilização de um amplificador não-inversor, com ganho de cem vezes. O ganho de cem vezes é obtido pela equação 4.3 [33].

Passado o segundo estágio de amplificação, foi implementado um filtro passa-baixas (FPB) com frequência de corte centrada em 40 [Hz]. Foi utilizada aproximação de Bessel, devido sua resposta de fase apresentar maior linearidade, utilizou-se também de implementação utilizando topologia Sallen-Key [19].

O filtro foi projetado adotando-se o mesmo valor para as duas resistências de entrada. Utilizou-se então das equações 4.4, 4.5, 4.6 e 4.7 para se chegar aos valores de capacitores do filtro [33].

O circuito contendo o segundo estágio de ganho e o FPB implementado encontram-se na figura 4.10.



**Figura 4.10 - Segundo estágio de amplificação e FPB projetados**

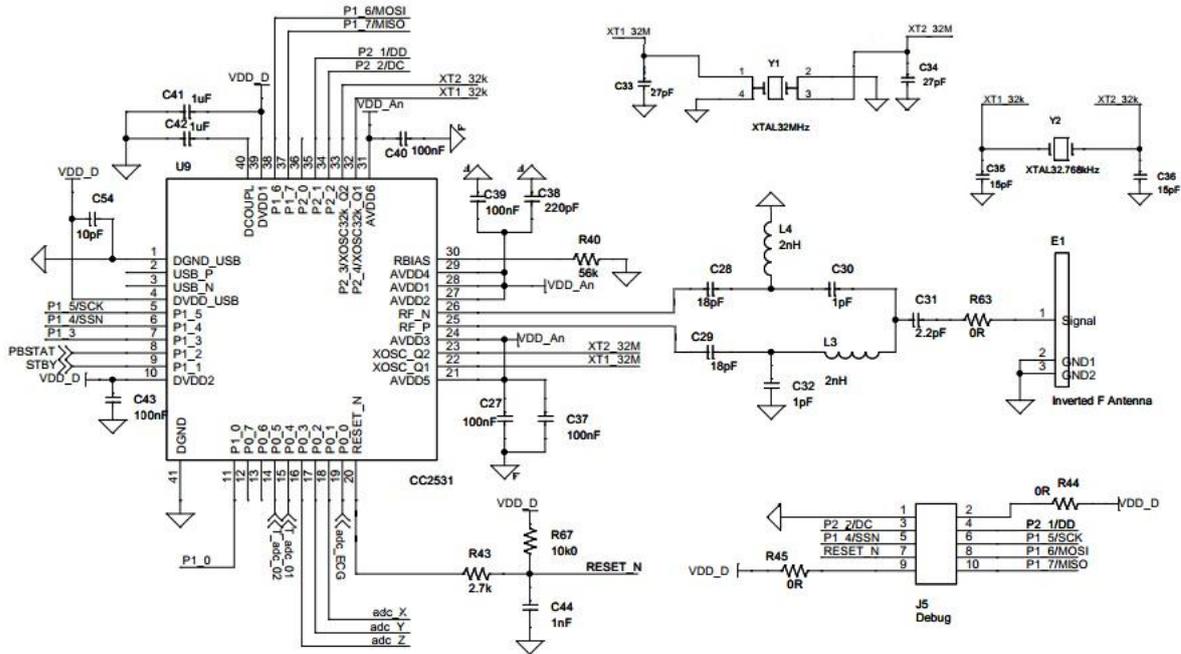
O sinal é, enfim, encaminhado ao conversor analógico-digital do microcontrolador.

#### 4.1.4 Circuitos do Sistema encapsulado CC2531 (UAS)

Para controlar as UAS's foi escolhida a utilização do sistema encapsulado (*SystemOn-Chip – SoC*) CC2531, da *Texas Instruments*. Este componente foi escolhido por apresentar baixo consumo, capacidade suficiente de canais analógicos e digitais para a aplicação proposta e possuir unidade de comunicação de rádio no padrão IEEE 802.5.4. Além das características já citadas, o CC2531 apresenta centro de processamento (*core*) compatível com arquitetura 8051 e possui também resolução de 12 *bits* de seu conversor A/D [37].

Estas características permitem a implementação da função de vários periféricos, utilizando-se apenas um componente, permitindo minimização do tamanho da placa de circuito impresso desenvolvida.

O circuito implementado para utilização se encontra na figura 4.11.



**Figura 4.11 - Circuito para utilização do SoC CC2531**

Como pode ser visto na figura 4.11, foram utilizados dois cristais osciladores. Isto se deve ao cristal de 32 [MHz] ser utilizado durante a operação normal. Sua utilização garante maior exatidão em rotinas temporizadas. Já o cristal de 32,768 [KHz] é utilizado em rotinas onde envolve economia de energia, para execução da função *Sleep*[37].

Como pode ser observado, o circuito de emissão de ondas de rádio é composto por um sistema de balanceamento de sinais utilizado pela empresa *Texas Instrument* sem seus módulos de avaliação [38]. Nas UASs optou-se por implementar a antena na placa de circuito impresso [39].

### 4.1.5 Circuito de gerenciamento de bateria (UAS e UFE)

O circuito integrado da LTC3553, da *Linear Tehnology* foi escolhido para implementar o gerenciamento de carga e descarga de bateria. A corrente selecionada foi de 70 [mAh], de forma a maximizar sua vida útil.

Este componente possui dois tipos de reguladores de tensão em sua saída para o circuito-alvo. Um chaveado (BUCK) e um linear (*LowDropout* – LDO). Para minimizar a adição de ruídos à alimentação dos circuitos, optou-se por utilizar o circuito LDO [40].

Este componente possui entradas específicas para utilização de botão. Esta característica foi utilizada como interface com o usuário com propósito de chave de ligamento e desligamento do circuito.

O circuito projetado encontra-se na figura 4.12.

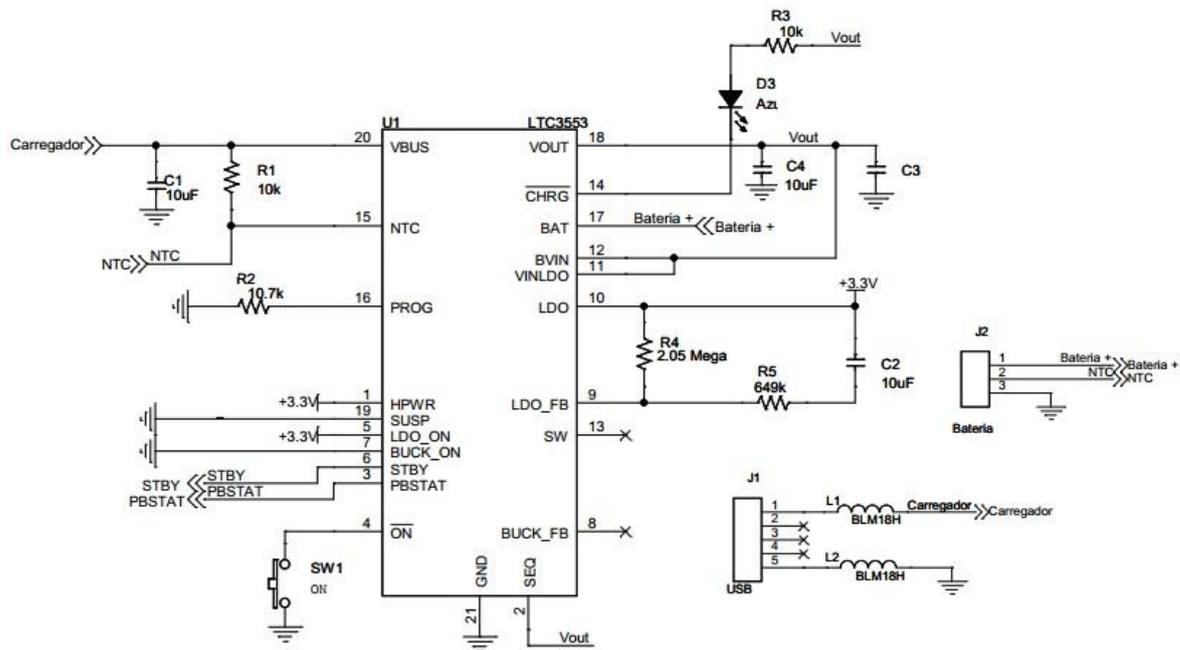


Figura 4.12 - Circuito para utilização gerenciador de baterias LTC3553

Em relação à escolha do modelo de bateria, optou-se por adquirir um pacote formado por uma bateria prismática de tensão nominal igual a 3,6 [V] e capacidade nominal de 1400

[mAh], além de termistor NTC de tolerância de 1% modelo TTC3A104 da empresa TKS. O pacote adquirido foi confeccionado pela empresa STA Eletrônica.

De acordo com especificações máximas dos fabricantes dos componentes utilizados nos projetos, as unidades desenvolvidas devem possuir consumo significativamente inferior ao valor da bateria adquirida. Os valores de consumos máximos calculados se encontram na tabela 4.1.

**Tabela 4.1 - Consumo e autonomia calculados dos circuitos projetados**

| <b>Unidade Desenvolvida</b> | <b>Consumo Calculado [mA]</b> | <b>Tempo de duração da bateria [h]</b> |
|-----------------------------|-------------------------------|--|
| <b>UAS</b>                  | 52                            | 26                                     |
| <b>UFE</b>                  | 155                           | 9                                      |

Os valores acima descritos podem variar de acordo com a utilização dos microcontroladores. Isto significa que os ciclos de transmissão e recepção a serem utilizados pelo protocolo ainda sendo desenvolvido influenciarão nestes valores, sendo necessária sua medição em durante testes onde o mesmo seja empregado.

#### **4.1.6 UFE**

Para o projeto da UFE foi utilizado o circuito de gerenciamento descrito na subseção anterior.

Foram também especificados o SoC CC2533, da *Texas Instruments*. Este SoC possui estrutura interna semelhante ao CC2531, utilizado nas UAS. Tendo como diferença principal, a ausência de conversores A/D, mas com presença de periférico específico para comunicação PC. Além disso, também é um componente de baixo consumo, ou seja, aplicável em situações onde se utiliza de baterias como fonte de alimentação [41].

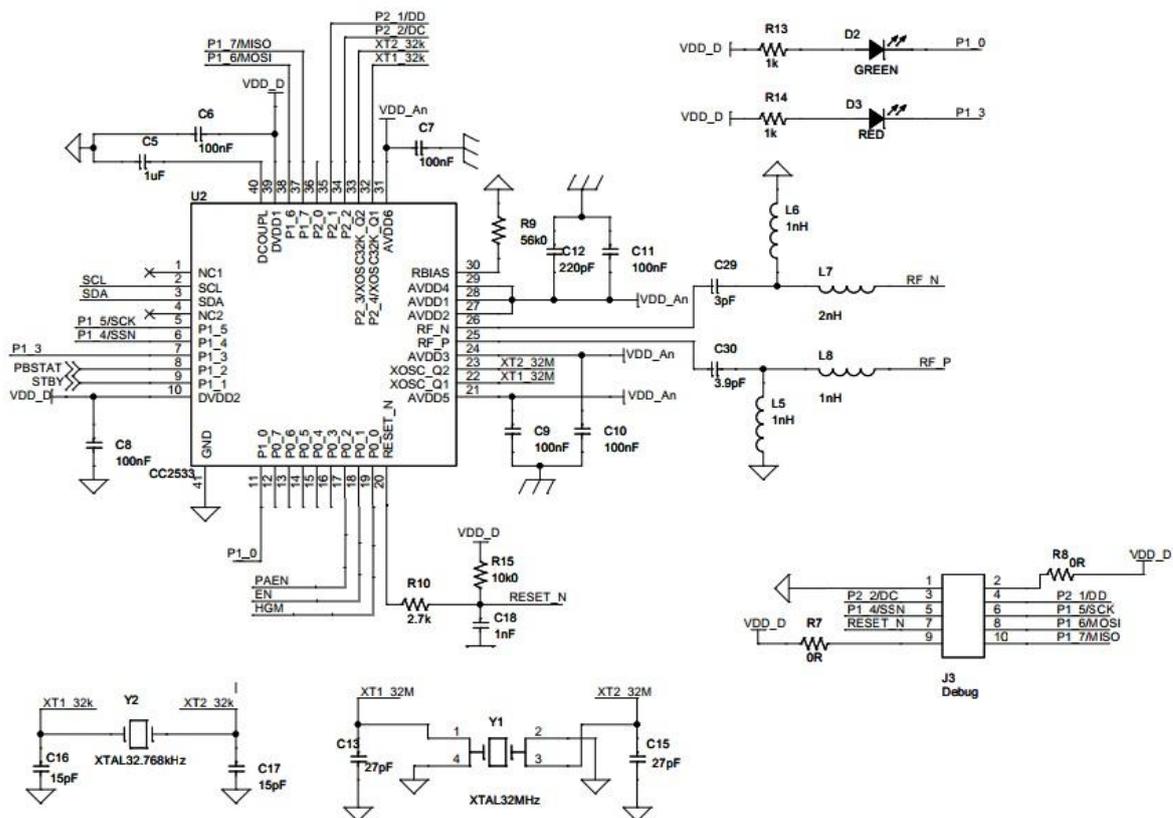
O componente CC2533 possui também comunicação por ondas de rádio integrada no protocolo IEEE 802.15.4 [41].

Também foi utilizado um circuito amplificador de potência de sinais de rádio que permite saídas com até 22 [dBm] [42].

Este circuito foi desenvolvido para aumentar o alcance de comunicação das UFE's, permitindo maior alcance da rede do sistema a ser implementado.

Além disso, foi utilizada a antena passiva modelo Prestta WLAN 1000802, da *Ethertronics*, utilizada em sistemas *WLAN* (padrão IEEE 802.11g e IEEE 802.11b) na frequência de 2,4 [GHz] [43].

A figura 4.13 expõe o circuito projetado para a UFE juntamente com seu circuito de balanceamento. Já a figura 4.14 expõe o circuito de amplificação dos sinais de rádio juntamente com a antena utilizada.



**Figura 4.13 - Circuito de conexão do microcontrolador CC2533**

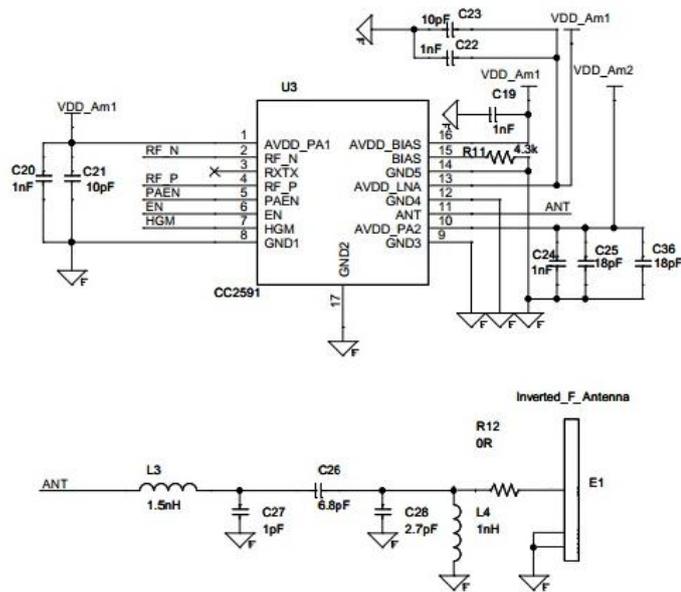


Figura 4.14 - Circuito com amplificador RF e antena

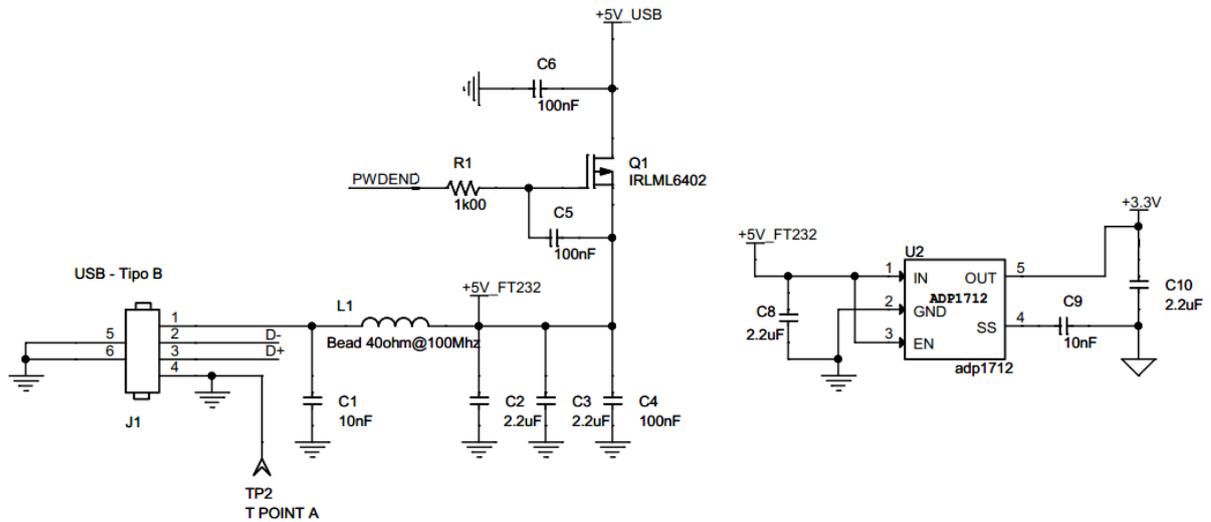
#### 4.1.7 UTGC

A UTGC, última parte do projeto a ser apresentada, possui circuito de comunicação de rádio similar ao presente na UFE, isto foi feito para que a mesma pudesse ter maior alcance de comunicação. Para este fim, a utilização dos componentes CC2533 e CC2591 associados foi imprescindível. Além disso, a UTGC também contém a antena utilizada na UFE.

A alimentação da placa é feita pela porta USB do computador. No entanto tal porta apresenta tensão de 5 [V]. Para adequação do nível de tensão para 3,3 [V] foi utilizado o circuito integrado ADP1712 da *AnalogDevice*. Este componente possui regulador de tensão linear, com baixas quedas quando utilizado [44].

Para comunicação USB com o PC, foi utilizado o circuito integrado FT232RL da *FTDIchip*. Este componente permite que o SoC CC2533 envie dados através de protocolo assíncrono serial (*Universal Asynchronous Receiver / Transmitter – UART*) e que o mesmo faça a conversão para o protocolo USB [45].

O circuito de conexão entre os componentes acima citados pode ser visto na figura 4.15.



**Figura 4.15 - Conexão dos circuitos à USB ao LDO**

A UTGC é responsável pela aquisição dos sinais de temperatura ambiente e umidade relativa do ar. Esta aquisição é realizada pela utilização do sensor SHT21 da *Sensirion*. Este sensor converte as grandezas supracitadas em palavras digitais e as envia ao SoC.

O SHT21 apresenta resolução de até 14 bits para a temperatura e 12 bits para a umidade relativa do ar [46]. Suas características de leitura estão resumidas nas tabelas 4.2 e 4.3.

**Tabela 4.2 - Características de medição de umidade relativa do ar**

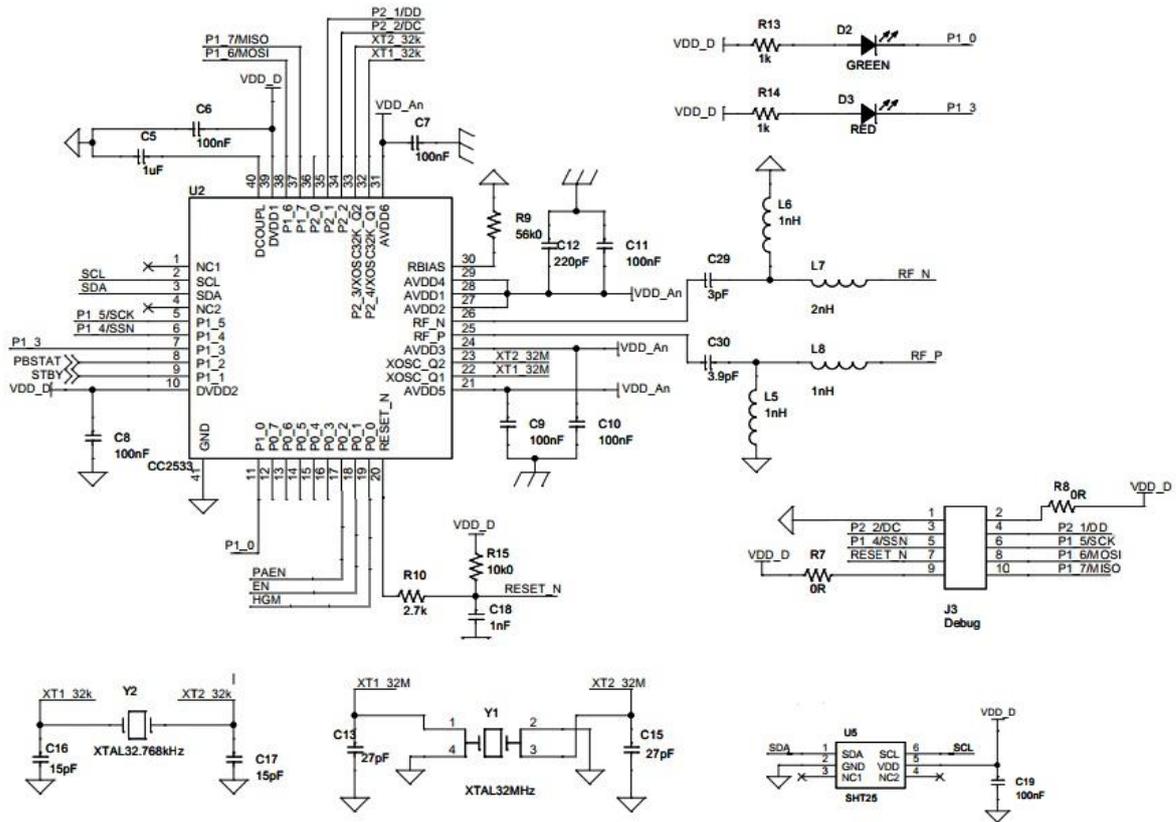
| Parâmetro         | Condição   | Valor | Unidade |
|-------------------|------------|-------|---------|
| Resolução         | 12 bit     | 0,04  | %RH     |
|                   | 8bit       | 0,07  | %RH     |
| Exatidão típica   |            | ± 2,0 | %RH     |
| Tempo de resposta | $\tau$ 63% | 8     | s       |
| Repetibilidade    |            | ± 0,1 | %RH     |

**Tabela 4.3 - Características de medição de temperatura**

| Parâmetro         | Condição   | Valor  | Unidade |
|-------------------|------------|--------|---------|
| Resolução         | 14 bit     | 0,01   | °C      |
|                   | 12 bit     | 0,04   | °C      |
| Exatidão típica   |            | ± 0,3  | °C      |
| Tempo de resposta | $\tau$ 63% | 5 a 30 | s       |
| Repetibilidade    |            | ± 0,1  | °C      |

O protocolo utilizado pelo sensor SHT21 é abordado na seção 4.3.2, correspondente ao *firmware* da UTGC.

As conexões entre FTDI, CC2533, SHT21 são ilustradas na figura 4.16.



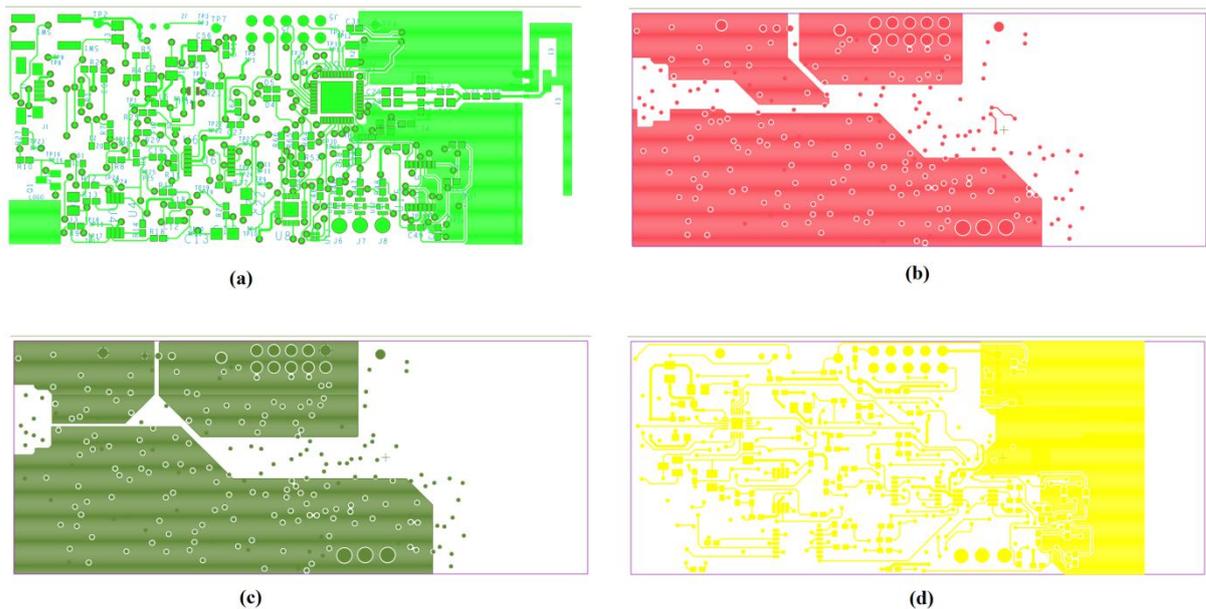
**Figura 4.16 - UTGC**

As conexões com o amplificador CC2591 e as conexões com as antenas são idênticas às encontradas na figura 4.14.

## 4.2 Placas de circuito impresso geradas (*Layouts*)

As placas de circuito impresso geradas para a UAS, UFE e UTGC se encontram nas figuras de 4.17 a 4.19, respectivamente. Estão representadas todas as quatro camadas projetadas.

As camadas externas da placa estão destinadas às trilhas de sinais. Já as duas camadas internas foram destinadas aos planos de alimentação e planos de referência. É importante destacar que esta configuração é utilizada para os protótipos. Uma vez que as placas tenham sido testadas adequadamente, os planos de alimentação e referência estarão localizados nas camadas externas e as trilhas de sinal estarão nos planos internos.



**Figura 4.17 - Camadas da UAS**

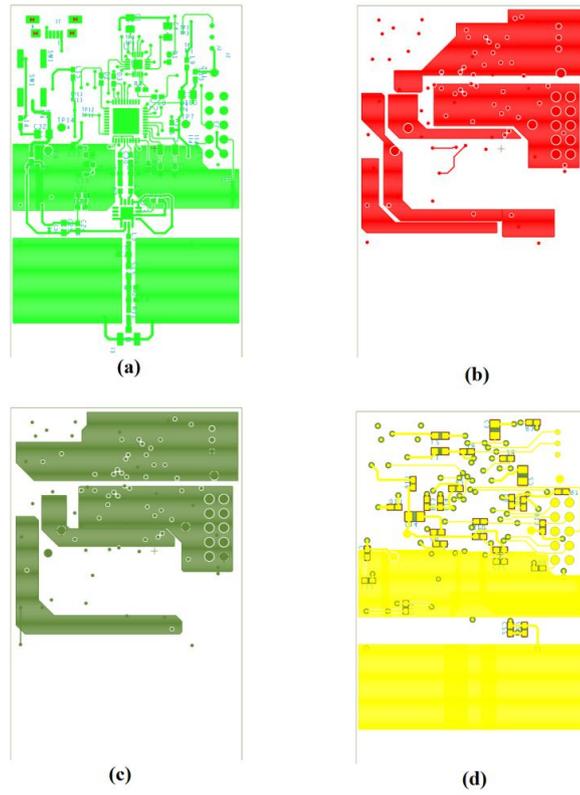


Figura 4.18 - Camadas da UFE

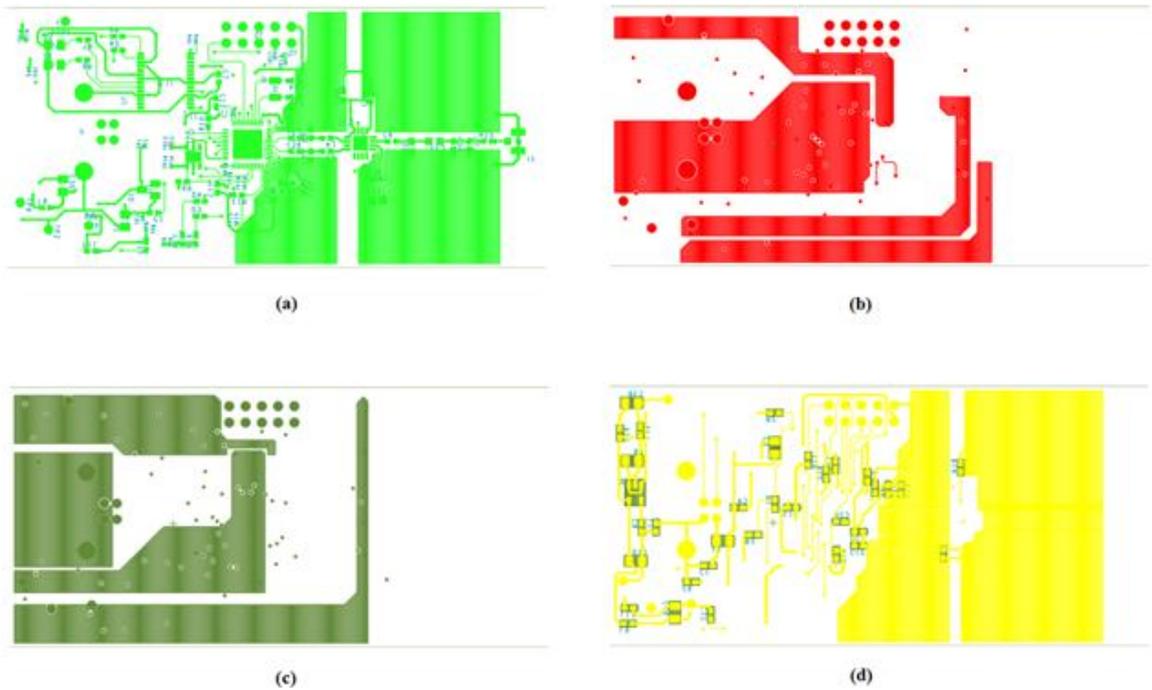


Figura 4.19 - Camadas da UTGC

## 4.3 *Firmwares* das placas

Esta dissertação aborda apenas as funções dos *firmwares* de duas unidades: UAS e UTGC. A UFE terá seu *firmware* discutido na dissertação referente ao protocolo, visto que sua única função é controlar e auxiliar o fluxo de informação entre as duas outras.

### 4.3.1 Funções do *firmware* da UAS

O SoC CC2531 presente na UAS é responsável pelas seguintes tarefas:

- Conversão A/D temporizada das grandezas condicionadas;
- Realização da média móvel das grandezas de temperatura[47];
- Implementação do filtro *notch* de 60 [Hz] digital, aplicado ao ECG para eliminação de ruídos da rede elétrica [47];
- Transmissão dos dados pré-processados.

As conversões A/D devem atender às condições temporais descritas na tabela 4.4.

**Tabela 4.4 - Condições temporais impostas às amostras**

| Grandeza          | Taxa de amostragem<br>[amostras / segundo] |
|-------------------|--|
| Eletrcardiografia | 500  |
| Acelerômetros     | 400  |
| Temperatura       | 30   |

### 4.3.2 Funções do *firmware* da UTGC

A UTGC deve ser capaz de lidar com os pacotes enviados por todos os usuários, e encaminhá-los ao PC.

Juntamente com os dados de todos os usuários, as informações coletadas do sensor SHT21, da *Sensirion*. Este sensor se comunica através de protocolo I<sup>2</sup>C [46]. Para sua

comunicação pode ser utilizadas as opções de *holdmaster* (onde a linha de *clock* tem seu estado mantido fixo) e a opção de *no holdmaster* (onde o microcontrolador continua livre para comunicação com outros dispositivos). Como este dispositivo é o único conectado à porta I<sup>2</sup>C do SoC CC2533, foi escolhida a opção *holdmaster*.

Como esta é uma leitura que deve ser feita periodicamente dentro do *firmware*, não foi idealizada interrupção de tempo para aquisição de tal parâmetro.

Sempre que necessário, deve ser realizada a requisição dos dados de temperatura e umidade relativa do ar de forma alternada, para que a comunicação com os usuários não seja comprometida.

## 4.4 Resultados dos testes realizados

### 4.4.1 Circuito de aquisição dos acelerômetros

A avaliação do circuito consistiu em repousar a UAS sobre uma mesa, paralelamente ao solo e obter-se dados das acelerações estáticas sob as quais um corpo é sujeito quando em estado de repouso. Para tanto, levou-se em conta as seguintes orientações de posição ilustrada na figura 4.20 [31]:

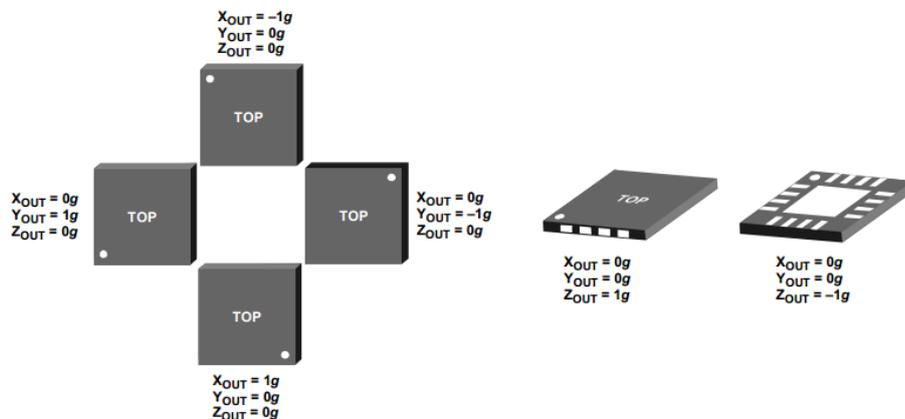


Figura 4.20 - Orientações levadas em consideração para testes com acelerômetro

Fonte: Folha de dados ADXL325

Os resultados medidos estão dispostos na tabela 4.5.

**Tabela 4.5 - Testes de aquisição do acelerômetro**

| <b>Posição do acelerômetro<br/>(ver figura 4.18)</b> | <b>Valores de tensão nas<br/>saídas</b> |
|--|---|
| <b>Xout = 1g</b>                                     | 1,88[V]                                 |
| <b>Yout = 0g</b>                                     | 1,68[V]                                 |
| <b>Zout = 0g</b>                                     | 1,68[V]                                 |
| <b>Xout = 0g</b>                                     | 1,68[V]                                 |
| <b>Yout = 1g</b>                                     | 1,88[V]                                 |
| <b>Zout = 0g</b>                                     | 1,68[V]                                 |
| <b>Xout = 0g</b>                                     | 1,68[V]                                 |
| <b>Yout = 0g</b>                                     | 1,68[V]                                 |
| <b>Zout = 1g</b>                                     | 1,88[V]                                 |

De acordo com a tabela 4.4, pode notar-se que a variação de 1g provoca alteração de 0,20[V] na saída do acelerômetro.

Sabe-se que o acelerômetro possui sensibilidade de 116[mV/g] quando alimentado por 2[V] e sensibilidade de 209[mV/g] quando alimentado por 3,6[V] [31].

Durante o ensaio, a leitura da fonte de alimentação foi de 3,40[V]. Por linearização, tem-se que a sensibilidade para o nível de alimentação utilizado é 199[mV/g]. Como o instrumento utilizado possui apenas 2 casas decimais de precisão, pode ser considerada uma boa leitura.

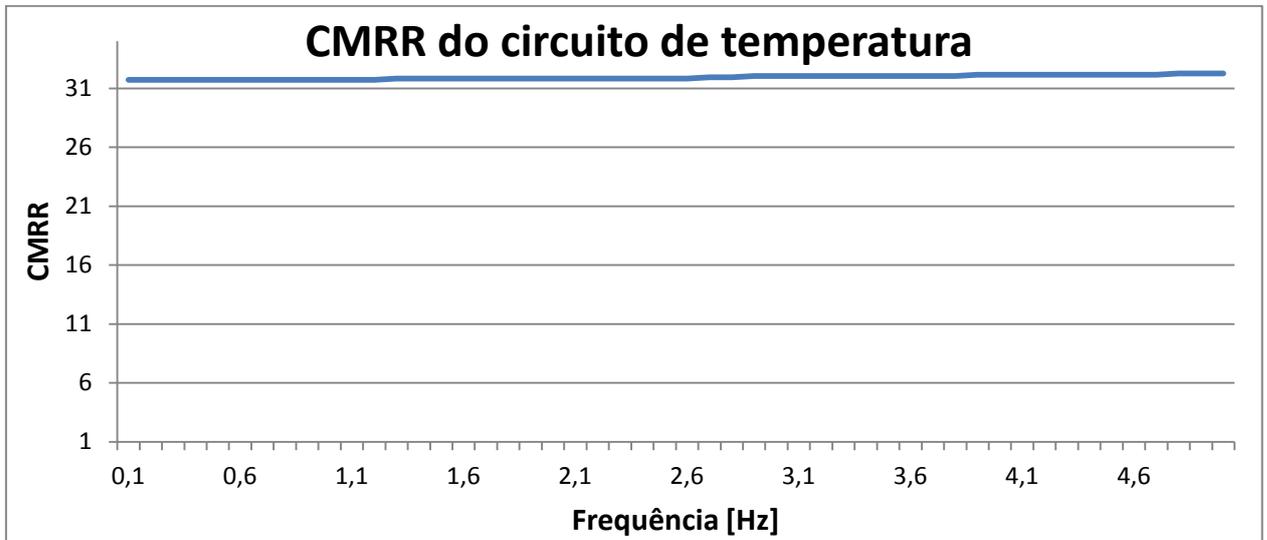
Outra observação a ser feita é que o ponto de 0g apresenta tensão de saída de 1,68[V], aproximadamente metade da escala total. Quando o acelerômetro estiver sujeito a acelerações negativas, este valor é decrementado. O oposto ocorre quando o acelerômetro estiver sob o efeito de acelerações positivas, como pôde ser observado.

#### **4.4.2 Circuito de aquisição da temperatura corporal**

##### **ENSAIO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM**

Para a medição do CMRR do circuito analógico foi realizado o experimento descrito na seção 3.6.2, subseção correspondente à medição do CMRR.

Os valores obtidos podem ser vistos no gráfico da figura 4.21.



**Figura 4.21 - Gráfico do CMRR do circuito de temperatura**

O valor médio obtido para o CMRR para este circuito foi de **32,26 [dB]**.

Como informado no capítulo anterior, fez-se medições sobre o ramo onde se encontra o termistor. Com diversos valores de resistências, simulando os valores do termistor utilizado [30] e foram medidos os valores encontrados após o condicionamento e o valor de tensão sobre o *shunt* para verificar a variação da corrente no ramo.

Estes valores podem ser encontrados na tabela 4.6 (página seguinte).

**Tabela 4.6 - Valores encontrados no circuito de aquisição de temperatura corporal**

| T [°C] | R [Ω] | I <sub>NTC</sub> [uA] | V <sub>OUT</sub> [V] | Palavra Digital | Equações Linearizadas    | T <sub>LINEARIZADA</sub> [°C] |
|--------|-------|-----------------------|----------------------|-----------------|--------------------------|-------------------------------|
| 20     | 6246  | 7,990                 | 2,142                | 2658,0          |                          | 19,95                         |
| 21     | 5971  | 7,980                 | 2,106                | 2613,4          |                          | 21,01                         |
| 22     | 5709  | 7,990                 | 2,070                | 2568,7          | 82,894 - 0,0237* Palavra | 22,07                         |
| 23     | 5461  | 7,990                 | 2,038                | 2529,0          |                          | 23,01                         |
| 24     | 5225  | 7,990                 | 2,006                | 2489,3          |                          | 23,95                         |
| 25     | 5000  | 7,980                 | 1,976                | 2452,0          |                          | 24,95                         |
| 26     | 4786  | 7,990                 | 1,890                | 2345,3          |                          | 26,04                         |
| 27     | 4583  | 7,990                 | 1,812                | 2248,5          | 50,159 - 0,0103* Palavra | 27,04                         |
| 28     | 4389  | 7,990                 | 1,735                | 2153,0          |                          | 28,02                         |
| 29     | 4204  | 7,990                 | 1,662                | 2062,4          |                          | 28,95                         |
| 30     | 4029  | 7,990                 | 1,593                | 1976,8          |                          | 29,95                         |
| 31     | 3861  | 7,990                 | 1,526                | 1893,6          |                          | 31,03                         |
| 32     | 3702  | 7,990                 | 1,463                | 1815,5          | 55,696 - 0,0130* Palavra | 32,05                         |
| 33     | 3549  | 7,990                 | 1,402                | 1739,8          |                          | 33,03                         |
| 34     | 3404  | 7,990                 | 1,346                | 1670,3          |                          | 33,94                         |
| 35     | 3266  | 7,990                 | 1,291                | 1602,0          |                          | 34,98                         |
| 36     | 3134  | 7,990                 | 1,239                | 1537,5          |                          | 36,06                         |
| 37     | 3008  | 7,990                 | 1,194                | 1481,6          | 61,687 - 0,0167* Palavra | 36,99                         |
| 38     | 2888  | 7,990                 | 1,148                | 1424,6          |                          | 37,94                         |
| 39     | 2773  | 7,990                 | 1,095                | 1358,8          |                          | 39,04                         |
| 40     | 2664  | 7,990                 | 1,053                | 1306,7          |                          | 39,93                         |
| 41     | 2559  | 7,990                 | 1,011                | 1254,6          |                          | 41,04                         |
| 42     | 2459  | 7,990                 | 0,973                | 1207,4          | 67,716 - 0,0213*Palavra  | 42,04                         |
| 43     | 2363  | 7,990                 | 0,934                | 1159,0          |                          | 43,07                         |
| 44     | 2272  | 7,990                 | 0,899                | 1115,6          |                          | 43,99                         |
| 45     | 2185  | 7,990                 | 0,863                | 1070,9          |                          | 44,94                         |

A tabela 4.5 pode ser tomada como referência para avaliação de controle de corrente sobre o ramo do termistor e também para avaliação do circuito de condicionamento de sinal. A primeira coluna indica a temperatura buscada, a segunda indica o valor imposto ao potenciômetro de 10[kΩ] para simulação do valor equivalente ao termistor, a terceira indica o valor medido de corrente no ramo monitorizado, a quinta coluna indica o valor, a quarta coluna indica o valor de tensão obtido após o condicionamento do sinal diferencial sobre o

potenciômetro e a quinta coluna fornece o valor da palavra digital fornecida com base nas especificações do conversor A/D do SoC CC2531.

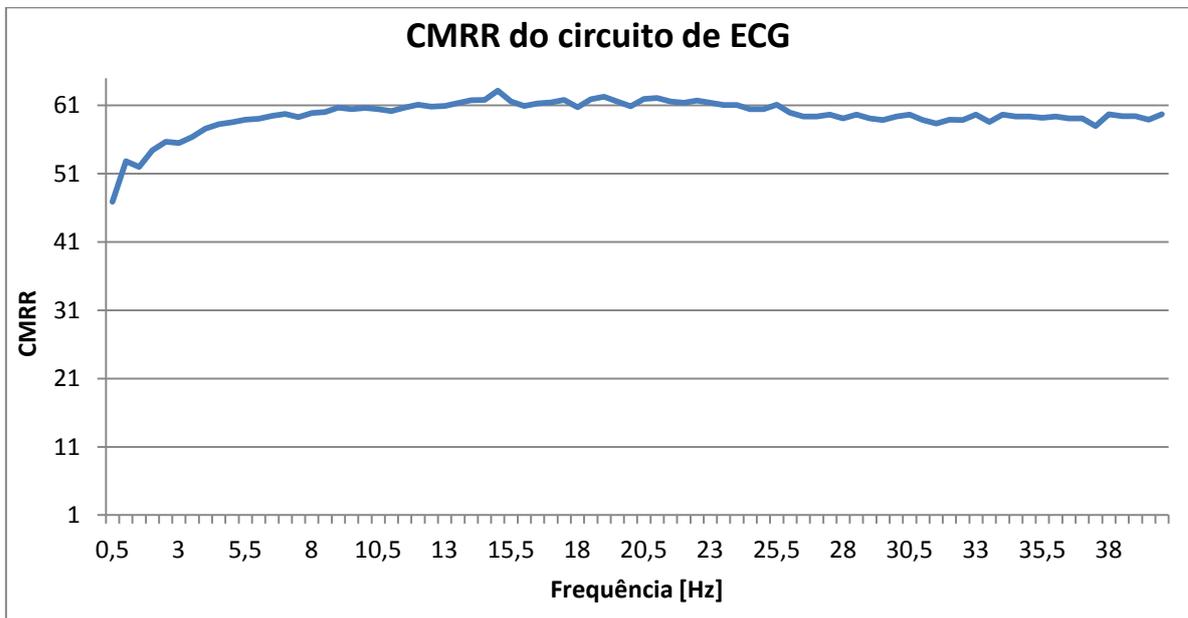
Nas duas últimas colunas estão as equações definidas para utilização no programa que monitorizará o sistema e os respectivos valores de temperatura a serem obtidos.

### 4.4.3 Circuito de aquisição do sinal de ECG

#### ENSAIO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM

Para a medição do CMRR do circuito analógico foi realizado o experimento descrito na seção 3.6.3, subseção correspondente à medição do CMRR.

O CMRR é calculado utilizando-se a equação (3.1), e os resultados obtidos experimentalmente são mostrados na figura 4.22.



**Figura 4.22 - Gráfico do CMRR do circuito de aquisição do sinal de ECG**

O valor médio obtido para o CMRR para este circuito foi de **59,55 [dB]**.

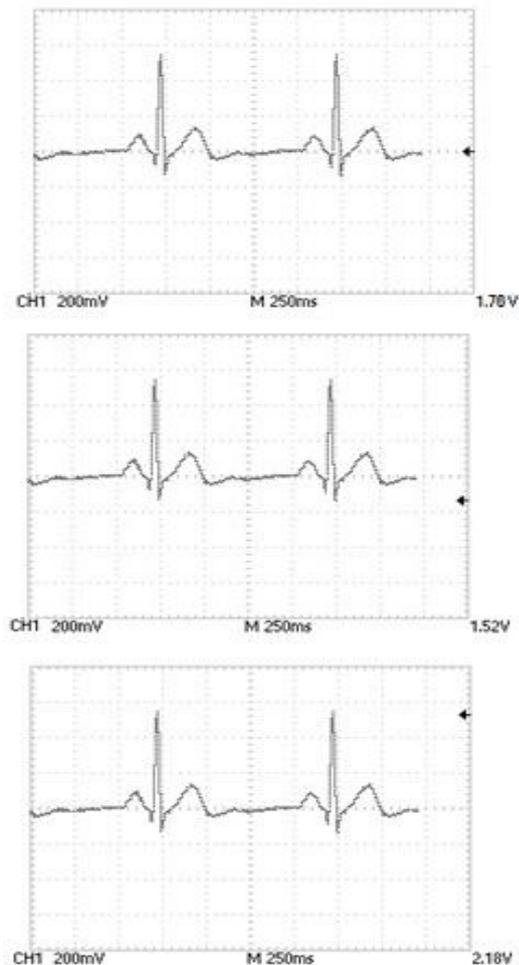
## ENSAIO DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Utilizando o procedimento abordado na seção 3.6.3, subseção de impedância de entrada. Através das medições realizadas foi obtido o valor médio de impedância de entrada de **11,02 [M $\Omega$ ]**.

Este valor garante que a maior parte de biopotenciais encontrados na pele humana sejam coletados pelo amplificador obtido [19].

## AVALIAÇÃO PRÁTICA DO CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO

Este teste é descrito na subseção 3.6.3. Foi utilizado o simulador de eletrocardiografia *ECCplus* da BIO-TEK, cuja forma de onda obtida após o condicionamento do sinal se encontram na figura 4.23.



**Figura 4.23 - Sinais obtidos com o simulador de ECG**

Para avaliar o desempenho do ganho do circuito, pode-se comparar o ganho obtido com o ganho projetado. Isto pode ser feito devido ao fato de a entrada ser conhecida ( $2[mV_{PP}]$ ).

$$Ganho = \frac{V_{SAIDA\_MAX} - V_{SAIDA\_MIN}}{V_{ENT}}$$

$$Ganho = \frac{2,18 - 1,52}{2 \times 10^{-3}}$$

$$Ganho = 330$$

$$Exatidão_{\%} = \frac{Ganho_{PROJ}}{Ganho_{MED}} \times 100$$

$$Exatidão_{\%} = \frac{300}{330} \times 100$$

$$Exatidão_{\%} = 91\%$$

O valor de exatidão encontrado se encontra abaixo do esperado, porém devem ser levados em consideração tolerâncias existentes no circuito, como a dos componentes, a do gerador do sinal de ECG, e também do valor de alimentação indicado pelo osciloscópio TDS1001B, da *Tektronics* (3,40[V]). É importante ressaltar que o valor esperado era de 3,30[V].

Como ainda não se conhece o comportamento do circuito em campo, optou-se por manter a configuração atual, deixando para se realizar calibrações durante testes integrados com o restante do sistema em campo.

## 4.5 Considerações sobre os resultados obtidos

Como observado no decorrer da seção 4.4, os circuitos desenvolvidos para o condicionamento de sinais analógicos apresentam a necessidade de ajustes a serem verificados em ensaios de campo.

Apesar dos desvios encontrados em relação aos resultados esperados, durante todas as etapas do projeto foram pesquisadas técnicas para aumentar a confiabilidade do circuito e componentes de baixo consumo, baixos desvios e de alta imunidade a ruídos.

Mesmo que ainda sejam necessários futuros ensaios em campo para a conclusão do projeto, espera-se que os cuidados supracitados tomados devam ser suficientes para que o processo de calibração e ajuste do circuito possa ser realizado sem maiores dificuldades.

## 5. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou os procedimentos utilizados no desenvolvimento de circuitos para a implementação de uma rede de sensores sem fio, com utilização de protocolo *ZigBee*. Foram desenvolvidos os circuitos de gerenciamento de energia, aquisição e condicionamento de sinais analógicos, sua conversão A/D e métodos de pré-processamento.

Os comportamentos possíveis de se observar dos circuitos são promissores para o objetivo proposto. No entanto, se faz necessária a conclusão do desenvolvimento do protocolo para existir a possibilidade de execução de mais testes.

A utilização de comunicação por ondas de rádio permite maior liberdade de movimento ao indivíduo submetido à avaliação. Esta característica é um grande diferencial na aproximação entre sistemas de monitorização e ambientes voltados à realização de atividades esportivas ou de reabilitação.

A utilização em múltiplos usuários permite a verificação dos parâmetros monitorizados durante a execução de treinamentos de atletas e paratletas.

No caso de atividades de reabilitação em pessoas com deficiências físicas, é possível a implementação de trabalhos de recuperação em grupos de trabalho, o que pode ser um fator psicologicamente positivo, auxiliando também na reintegração do indivíduo.

Uma vez que o sistema esteja totalmente operacional, o mesmo deve ser submetido à avaliação clínica, passando por um comitê de ética. Isto permitirá que o sistema seja propriamente avaliado, sem oferecer riscos aos indivíduos submetidos ao teste.

Tendo em mente a melhora dos circuitos e do sistema, pesquisas futuras devem ser realizadas para verificação e possível adequação dos dispositivos às seções da norma ABNT NBR IEC 60601-1 referentes a gerenciamento de risco.

## 6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K. Malhi, S. C. Mukhopadhyay, J. Schenneper, M. Haefke, H. Ewald, “A ZigBee-Based Wearable Physiological Parameters Monitoring System”, *IEEE Sensors Journal*, v. 12, n. 3, p. 423-430, 2012.
- [2] A. Pantelopoulos, N. G. Bourbakis, “A survey on wearable sensor-based systems for health monitoring and prognosis”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews*, v. 40, n. 1, p. 1–12, 2010.
- [3] A. Hadjidj, A. Bouabdallah, Y. Challal, “Rehabilitation supervision using wireless sensor networks”, Proc. of IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks, p. 1–3, 2011.
- [4] M. Zang, A. A. Sawchuk, “A customizable framework of body area sensor network for rehabilitation”, Proc. of Second International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies, p. 1–6, 2009.
- [5] R. S. Dilmaghani, H. Bobarshad, M. Gahvami, S. Choobkar, C. Wolfe, “Wireless sensor networks for monitoring physiological signals of multiple patients”, *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 5, n. 4, p. 347–356, 2011.
- [6] X. Yong, B. Tingting, B. Cunha, M. Qianli, “Design of the athlete’s electrocardiogram monitoring and evaluation system based on wireless sensor network”, Proc. Of First International Workshop on Complexity and Data Mining (IWCDM), p. 60–63, 24–28, 2011.
- [7] R. F. Lopes, R. Osiecki, L. M. P. L. Rama, “Resposta da frequência cardíaca e da concentração de lactato após cada segmento do triathlon olímpico”, *Revista Bras. de Medicina do Esporte*, v. 18, n. 3, 2012.
- [8] M. Romanzini, E. L. Petroski, F. F. Reichert, “Limiares de acelerômetros para a estimativa da atividade física em crianças e adolescentes: uma revisão sistemática”, *Revista Bras. de Cineantropometria & Desempenho Humano*, v. 14, n. 1, 2012.
- [9] S. G. Santos, D. Detanico, T. Piucco, “Factores que interferem nas magnitudes de impacto ao solo no remate em suspensão do andebol”, *Motricidade*, v. 7, n. 2, 2011.
- [10] T. P. Oliveira, S. C. T. Luz, A. P. Szücs, M. C. Andrade, A. O. V. Ávila, J. J. Tonon, F. J. B. ROSA, “Análise do impacto mecânico nas próteses de um sujeito bi-amputado durante marcha”, *Fisioterapia e Pesquisa*, v. 18, n. 1, 2011.
- [11] R. D. Steadward, C. Peterson, *Paralympics: Where heroes come*, Canadá: DW Frieses Ltda., 1997.
- [12] R. Guillet, J. Gemety, *Manual de medicina do esporte*, São Paulo: Masson do Brasil Ltda., 1983.
- [13] R. Castro Jr., Sistema de Monitorização de Sinais Biológicos e Físicos à Distância para Atletas com Deficiências Físicas, Prova Científica UNIFEI, Itajubá – MG, 2010.
- [14] ZigBee. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Janeiro de 2010. Disponível em <[http://www.gta.ufrj.br/grad/10\\_1/zigbee/index.html](http://www.gta.ufrj.br/grad/10_1/zigbee/index.html)> Último acesso em: 19 de novembro de 2012.
- [15] S. C. Ergen, *ZigBee / IEEE 802.15.4 Summary*, 2004

- [16] A. C. Guyton, J. E. Hall, *Tratado de Fisiologia Médica*, 11<sup>a</sup> Ed, Rio de Janeiro, Elsevier, 2006.
- [17] J. G. Webster, *Medical Instrumentation: Application and Design*, 4<sup>th</sup> Ed, New York, John Wiley and Sons, 2010.
- [18] F. A. Oliveira, “Sensor de Eletromiografia sem fio a seco com acelerômetro triaxial integrado”. 2012. 95 p. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2012.
- [19] P. DAVID; M. NORRIS, *Design and Development of Medical Electronic Instrumentation*, Hoboken, John Wiley and Sons, 2005.
- [20] P. Lyons, P. Waterworth, “The use of NTC Thermistors as sensing devices for TEC controllers and temperature control integrated circuits”. *Measurement Specialties Inc.*, Galway Ireland, Junho de 2003. Disponível em <[http://www.meas-spec.com/downloads/Thermistor\\_TEC\\_application\\_notes.pdf](http://www.meas-spec.com/downloads/Thermistor_TEC_application_notes.pdf)> Último acesso em: 22 de abril de 2012.
- [21] EPCOS, “NTC Thermistors – Application Notes”, Fevereiro de 2009. Disponível em <[http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Sensors/TemperatureMeasurement/PDF/PDF\\_Applicationnotes.property=Data\\_en.pdf/PDF\\_Applicationnotes.pdf](http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Sensors/TemperatureMeasurement/PDF/PDF_Applicationnotes.property=Data_en.pdf/PDF_Applicationnotes.pdf)> Último acesso em : 22 de abril de 2012.
- [22] T. Yoshida, N. Masui, “A study on discharge current and radiation noise of ESD from charged metal and charged human body”, Proc. Of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, p. 1-6, 2008.
- [23] S. Lee, J. Kruse, “Biopotential Electrode Sensors in ECG/EEG/EMG Systems”. 2008. Disponível em: <[http://motorcontrol.analog.com/static/imported-files/tech\\_docs/ECG-EEG-EMG\\_FINAL.pdf](http://motorcontrol.analog.com/static/imported-files/tech_docs/ECG-EEG-EMG_FINAL.pdf)>. Último acesso em 13 de maio de 2012.
- [24] C. Assambo, M. Burke, “Amplifier input impedance in dry electrode ecg recording”. 31<sup>st</sup> Annual International Conference of the IEEE EMBS, p. 1774-1777, 2009.
- [25] L. A. Geddes, L. E. Baker, *Principles of Applied Biomedical Instrumentation*, John Wiley and Sons, Inc, 1989.
- [26] Y. C. Su, H. Chen, C. L. Hung, S. Y. Lee, “Wireless ECG Detection System with Low-Power Analog Front-End Circuit and Bio-Processing ZigBee Firmware”, Proc. of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, p. 1216-1219, 2010.
- [27] T. Williams, *EMC for Product Designers*, Elsevier Ltd., 2007.
- [28] B. R. Archambeault, *PCB Design for Real-World EMI Control*, Kluwer Academic Publisher, 2002.
- [29] A. Saab, “Experiments-suggest-methods-for-CMRR-measurement”, 2004. Disponível em: <<http://www.eetimes.com/electronics-news/4169587/Experiments-suggest-methods-for-CMRR-measurement-Part-2>>. Último acesso em 24 de outubro de 2012.
- [30] MA series thermistor specifications, GE Thermometrics, Disponível em: <<http://biibs.sdsu.edu/images/datasheets/Thermistor.pdf>>, último acesso em 29 de junho de 2012.
- [31] ADXL325 specifications, *Analog Device*, Disponível em <[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/ADXL325.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL325.pdf)>. Último acesso em 19 de novembro de 2012.

- [32] INA333 specifications, *Texas Instruments*. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina333.pdf>>. Último acesso em 29 de maio de 2013.
- [33] D. F. Stout, M. Kaufman, *Handbook of operational amplifier circuit design*, New York, McGraw-Hill, 1976.
- [34] MedTex<sup>®</sup> - Medical Fabrics. Disponível em <[www.shieldextrading.net/medical.html](http://www.shieldextrading.net/medical.html)>. Último acesso em 24 de fevereiro de 2013.
- [35] NFM18PC specifications, *Murata*. Disponível em: <<http://search.murata.co.jp/Ceramy/image/img/PDF/ENG/L0111S0111NFM18PC.pdf>>. Último acesso em 29 de agosto de 2012.
- [36] TPD4E004 specifications, *Texas Instruments*. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/slvs729a/slvs729a.pdf>>. Último acesso em 29 de maio de 2012.
- [37] CC2531 specifications, *Texas Instruments*. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2531.pdf>>. Último acesso em 15 de janeiro de 2012.
- [38] EMK CC2531 documents, *Texas Instruments*. Disponível para download em <<http://www.ti.com/tool/cc2531emk>>. Último acesso em 10 de julho de 2012.
- [39] 2,4 GHz Inverted F Antenna (Design Note DN0007), *Texas Instruments*. Disponível em <<http://www.ti.com/lit/an/swru120b/swru120b.pdf>>. Último acesso em 10 de julho de 2012.
- [40] LTC3553 specifications, *Linear Technology Corporation*. Disponível em: <<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/3553fb.pdf>>. Último acesso em 9 de dezembro de 2011.
- [41] CC2533 specifications, *Texas Instruments*. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/swrs087/swrs087.pdf>>. Último acesso em 15 de janeiro de 2012.
- [42] CC2591 specifications, *Texas Instruments*. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2591.pdf>>. Último acesso em 25 de fevereiro de 2012.
- [43] Prestta WLAN Embedded Antennas specifications, *Ethertronics*. Disponível em: <[http://www.ethertronics.com/file\\_library/File/datasheets/4-Prestta\\_WLAN\\_1000423.pdf](http://www.ethertronics.com/file_library/File/datasheets/4-Prestta_WLAN_1000423.pdf)>. Último acesso em 20 de maio de 2012.
- [44] ADP1712 specifications, *Analog Devices*. Disponível em: <[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/ADP1712\\_1713\\_1714.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADP1712_1713_1714.pdf)>. Último acesso em 17 de março de 2012.
- [45] FT232RL specifications, *FTDI chip*. Disponível em: <[http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS\\_FT232R.pdf](http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf)>. Último acesso em 7 de abril de 2012.
- [46] SHT21 specifications, *Sensirion*. Disponível em: <[http://www.sensirion.com/fileadmin/user\\_upload/customers/sensirion/Dokumente/Humidity/Sensirion\\_Humidity\\_SHT21\\_Datasheet\\_V3.pdf](http://www.sensirion.com/fileadmin/user_upload/customers/sensirion/Dokumente/Humidity/Sensirion_Humidity_SHT21_Datasheet_V3.pdf)>. Último acesso em 31 de maio de 2012.
- [47] W. J. Tompkins, *Biomedical Digital Signal Processing*, New Jersey, Prentice Hall, 2000.

## APÊNDICE A – TABELA DE EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

| <b>Equipamento</b>                              | <b>Modelo</b> | <b>Fabricante</b>           |
|---|---------------|-----------------------------|
| Osciloscópio Digital                            | TDS1001B      | <i>Tektronix</i>            |
| Multímetro Digital                              | 125B          | <i>Fluke</i>                |
| Gerador de Funções                              | AFG3021       | <i>Tektronix</i>            |
| Instrumento de Medição de<br>Fontes de Sistemas | 2602A         | <i>Keithley Instruments</i> |
| Simulador de Sinais de ECG                      | ECGplus       | BIO-TEK                     |

## **APÊNDICE B – PUBLICAÇÕES**

O sistema que originou esta dissertação, além das duas outras mencionadas, gerou dois artigos publicados e apresentados sob a forma de pôster no XXIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica – CBEB – realizado entre os dias 01 a 05 de outubro de 2012 em Porto de Galinhas – PE.

Os artigos são apresentados, na íntegra, a seguir.

## CIRCUITOS PARA AQUISIÇÃO E CONDICIONAMENTO DE SINAIS PARA WIRELESS BODY AREA SENSOR NETWORK (WBASN)

M. D. Aleixo, Jr.; G. Leal, J. Siqueira, P. C. Crepaldi e R. Castro, Jr.

Instituto de Engenharia e Tecnologias da Informação / Universidade Federal de Itajubá

marcos.aleixo.jr@gmail.com

**Abstract:** This paper envisions describing circuitry developed to assemble a ZigBee wireless body area sensor network. The goal of this network is to acquire physiological data from the subject without limiting movement. Through the acquisition of signals of body temperature, electrocardiography (ECG), triaxial acceleration, speed and displacement it is possible to provide accurate information about one's clinical improvement. By doing so, we aim to technically enhance the rehabilitation process for people with physical sequels.

**Palavras-chave:** ZigBee, Redes de sensores sem fio, condicionamento de sinais fisiológicos.

### Introdução

A utilização de comunicação sem fio para implementação de rede de sensores vem adquirindo espaço em campos como: reabilitação [1], monitorização [2] e *home care* [3].

O sistema proposto visa coleta de sinais fisiológicos de um indivíduo durante execução de atividades físicas, sem que sua mobilidade seja comprometida. Para tanto, foi escolhida comunicação utilizando ondas de rádio.

Considerando a possibilidade de atividades em grupo, como prática de esportes coletivos, foi escolhido o protocolo *ZigBee*. Este protocolo apresenta maior facilidade de expansão, uma vez que cada elemento da rede pode operar como uma estação de repetição de informações.

Este projeto contempla a aquisição de sinais de temperatura corpórea, eletrocardiografia (ECG), aceleração, velocidade e deslocamento em até três eixos.

Para realizar a tarefa de coletar e transmitir dados fisiológicos, foram desenvolvidos circuitos de condicionamento de sinais, adequados para os transdutores utilizados.

A Figura 1 ilustra o posicionamento idealizado dos sensores para a montagem da rede.

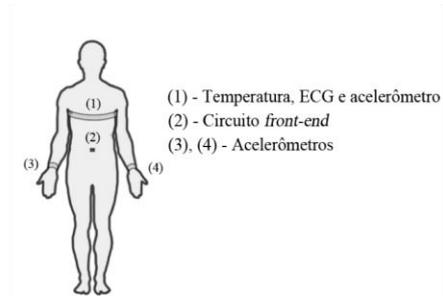


Figura 1: Posicionamento dos circuitos no corpo do usuário.

Estes circuitos se comunicarão com uma unidade transceptora localizada no paciente, denominada circuito *front-end*, que encaminhará os dados para outra unidade transceptora, denominada Unidade Transceptora de Gerenciamento de Comunicação (UTGC), conectada a um computador pessoal (PC).

Cada circuito terá como elemento de pré-processamento e gerenciamento de comunicação um microcontrolador. Cada microcontrolador possuirá *firmware* específico, todos ainda em fase de desenvolvimento.

O protocolo desenvolvido para a comunicação garantirá que cada sensor terá identificação única. Isto deverá ocorrer mesmo no caso da existência de múltiplos usuários.

No PC, os dados serão processados, exibidos e armazenados, possibilitando consulta local ou remota.

### Materiais e Métodos

Para a implementação do sistema proposto foram desenvolvidos cinco circuitos:

**Circuito para aquisição e condicionamento de sinal de aceleração, velocidade e deslocamento** – Os sinais serão gerados a partir de um acelerômetro triaxial da *Analog Device*: o *ADXL325*. Este componente gera sinais analógicos de tensão para cada eixo.

Suas saídas são conectadas, individualmente, a filtros passa-baixa de frequência de corte igual a 100[Hz] [4]. Tais filtros consistem em apenas capacitores,

seguindo especificações fornecidas pelo próprio fabricante do acelerômetro.

O sinal já filtrado é, então, enviado ao conversor A/D do microcontrolador.

A Figura 2 ilustra o diagrama em blocos deste circuito.



Figura 2: Condicionamento do sinal do acelerômetro.

**Circuito para aquisição e condicionamento de sinal de temperatura corpórea** – Estes sinais são obtidos através de um Termistor de Coeficiente Negativo (*Negative Thermistor Coefficient* – NTC). Este elemento apresenta tolerância de  $\pm 0.1[^\circ\text{C}]$  no intervalo de  $35$  a  $39[^\circ\text{C}]$  [5].

Em circuitos para monitorização de temperatura, deve-se observar o fluxo de corrente pelo NTC [6]. Para tanto, o elemento sensor é alimentado por uma fonte de corrente controlada. O controle é realizado através de uma tensão obtida a partir de um resistor série localizado no mesmo ramo do circuito do sensor.

Este valor de tensão é comparado a um valor de tensão de referência estável. Este valor estável de tensão é obtido através de um circuito integrado regulador de tensão e um divisor resistivo. O resultado desta comparação determina a intensidade da fonte de corrente.

A corrente que flui através do NTC gera uma tensão diferencial que tem sua magnitude amplificada em cerca de cinquenta vezes.

Esta amplificação é dividida em dois estágios, sendo o primeiro realizado por um amplificador de instrumentação e o segundo por um amplificador não inversor.

O sinal amplificado passa, então, por um filtro passa-baixa, com frequência de corte de  $5[\text{Hz}]$ . Por fim o sinal filtrado é enviado ao conversor A/D do microcontrolador.

A Figura 3 ilustra o diagrama em blocos deste circuito.

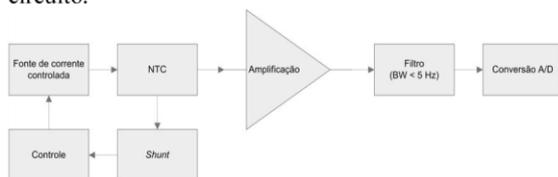


Figura 3: Condicionamento do sinal de temperatura corporal.

**Circuito para aquisição e condicionamento de sinal de ECG** – o circuito desenvolvido segue algumas observações:

- O circuito deve possuir sensibilidade a sinais entre  $\pm 0,25[\text{mV}]$  e  $\pm 5[\text{mV}]$ ;
- Alta impedância de entrada;

- Baixa corrente de fuga;
- Capacidade de condicionamento de sinais com frequências entre  $0,5[\text{Hz}]$  e  $40[\text{Hz}]$ ;
- Alta rejeição das tensões de modo comum.

O circuito recebe sinais provenientes de derivações polares [7]. Fisicamente, os eletrodos são confeccionados utilizando um tecido condutivo, a ser posicionado ao redor do tórax do usuário.

Os sinais são captados de dois pontos conectados ao tecido condutivo, operando como as terminações de braço direito (*right arm* – RA) e de braço esquerdo (*left arm* – LA).

Este sinal é pré-amplificado por um amplificador de instrumentação. Este estágio apresenta ganho de baixa ordem ( $G = 3$ ) a fim de evitar saturação do dispositivo.

O amplificador de instrumentação é utilizado por possuir alta taxa de rejeição de modo comum (*Common Mode Rejection Ratio* – CMRR). Esta característica contribui para a eliminação de parte das tensões de modo comum. O restante destas tensões é eliminado com o auxílio do circuito *Driven Right Leg* (DRL) [8].

A saída do estágio de pré-amplificação é conectada a um filtro passa-alta (FPA) de frequência de corte igual a  $0,5[\text{Hz}]$ . Sua função é eliminar tensões DC oriundas da interface entre o tecido condutivo e a pele do usuário.

A saída do filtro passa-alta é conectada a um segundo amplificador. Este estágio possui ganho superior ao anterior ( $50 < G < 100$ ), resultando em valores mais compatíveis com a faixa dinâmica do conversor A/D presente no microcontrolador utilizado.

Em seguida, há um filtro passa-baixa (FPB) com frequência de corte igual a  $40[\text{Hz}]$ , de forma a eliminar componentes de alta frequência do sinal.

O sinal é, por fim, encaminhado ao seu respectivo canal de conversão A/D do microcontrolador.

No microcontrolador será implementado um filtro rejeita faixa digital. Os dados serão, então, transmitidos por ondas de rádio com o auxílio de antenas. O *firmware* a ser implementado no microcontrolador ainda se encontra em fase de desenvolvimento.

A Figura 4 ilustra o diagrama em blocos de tal circuito.

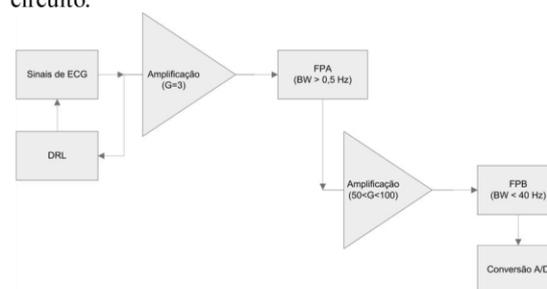


Figura 4: Condicionamento do sinal de ECG.

**Circuito Front-End** – Este circuito será responsável pela recepção dos sinais enviados pelos microcontroladores localizados nos circuitos de

condicionamento de sinais dos sensores. Também será sua responsabilidade encaminhar estes sinais à UTGC.

Este encaminhamento será realizado com auxílio de um circuito integrado de amplificação de sinais de rádio, garantindo maior alcance da comunicação.

**UTGC** – Este circuito será responsável pela recepção de dados enviados pelo circuito *front-end*. Para isto, este circuito estará equipado com o mesmo amplificador de RF especificado para o circuito *front-end*. Também realizará a coleta de dados referentes ao ambiente (temperatura e umidade).

Estes dados serão obtidos por meio da utilização de um sensor comercial dedicado à transdução destes sinais.

Todos os dados supracitados serão encaminhados a um PC, através da porta USB. A comunicação será realizada através de circuito integrado específico para comunicação via protocolo USB.

No PC haverá um programa dedicado para processamento, exibição e armazenamento das informações.

**Tecnologias e componentes escolhidos** – A Tabela 1 apresenta os componentes escolhidos para o desenvolvimento dos circuitos descritos anteriormente.

Tabela 1: Tamanho de Dispositivos especificados.

| Componente  | Modelo          | Fabricante          |
|---|-----------------|---------------------|
| Microcontrolador (circuitos dos sensores)             | CC2531          | Texas Instruments   |
| Microcontrolador (circuito <i>front-end</i> )         | CC2531          | Texas Instruments   |
| Microcontrolador (circuito UTGC)                      | CC2533          | Texas Instruments   |
| Acelerômetros   | ADXL325         | Analog Devices      |
| NTC   | MA300TA<br>502B | GE<br>Thermometrics |
| Tecido Condutivo                                      | MedTex          | Shieldex            |
| Sensor de temperatura e umidade relativa do ar (UTGC) | SHT25           | Sensirion           |
| Amplificador de ondas de rádio                        | CC2591          | Texas Instruments   |
| CI – comunicação USB                                  | FT232RL         | FTDI Ltd.           |
| Amplificadores operacionais                           | AD8609          | Analog Devices      |
| Amplificadores de instrumentação                      | AD8553          | Analog Devices      |

### Resultados Esperados

Com este trabalho, espera-se o desenvolvimento de equipamento dedicado à monitorização de indivíduos com necessidades físicas especiais durante execução de suas atividades físicas.

### Discussão

Este artigo apresenta as idéias utilizadas para o desenvolvimento de circuitos para aquisição e condicionamento de sinais para serem utilizados em uma rede de sensores sem fio.

A escolha de componentes foi feita buscando ponto ótimo entre custo e confiabilidade, fator importante em equipamentos eletromédicos.

### Conclusão

O projeto apresentado possui o potencial necessário para auxiliar reabilitação de pessoas portadoras de sequelas físicas, contribuindo para melhorar sua qualidade de vida.

As tecnologias e descrições apresentadas neste artigo indicam que o desenvolvimento científico de um equipamento para realizar monitorização dos parâmetros apresentados é possível e realizável.

### Agradecimentos

Agradecemos à Universidade Federal de Itajubá, aos Grupos de Engenharia Biomédica e de Microeletrônica pela estrutura e auxílio.

Agradecemos também à CAPES, à FAPEMIG e ao CNPQ pelo fomento.

### Referências

- [1] A. Hadjidj, A. Bouabadallah, and Y. Challal (2011), "Rehabilitation supervision using wireless sensor networks", In: *IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks*, pp. 1 – 3.
- [2] A. Pantelopoulos, and N. G. Bourbakis (2010), "A survey on wearable sensor-based systems for health monitoring and prognosis", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews*, v. 40, n. 1, p. 1 – 12.
- [3] R. S. Dilmaghani, H. Bobarshad, M. Ghavami, S. Choobkar, and C. Wolfe (2011), "Wireless sensor networks for monitoring physiological signals of multiple patients", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 5, n. 4, p. 347 – 356.
- [4] ADXL325 specifications, Analog Devices, [www.analog.com](http://www.analog.com).
- [5] MA series thrmystor specifications, GE Thermometrics, [www.thermometrics.com](http://www.thermometrics.com)
- [6] Pat Lyons, Phil Waterworth (2003), "The Use of NTC Thermistors as sensing devices for TEC controllers and temperature control Integrated Circuits", Application Note Measurements Specialties. Disponível em: [www.meas-spec.com/downloads/Thermistor\\_TEC\\_application\\_notes.pdf](http://www.meas-spec.com/downloads/Thermistor_TEC_application_notes.pdf)
- [7] Guyton, A. C. and Hall, J. H. (1997) "O Eletrocardiograma Normal", In: *Tratado de Fisiologia Médica*, 9ª Edição Rio de Janeiro: Guanabara p. 105.
- [8] Neuman, M.R. (1998) "Biopotential Amplifiers", In: *Medical Instrumentation: Application and Design*, Ed.: J. G. Webster, New York: John Wiley and Sons, p. 241 – 292.

## PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS TRAFEGANDO EM UMA REDE ZIGBEE

G. Leal; J. Siqueira; M. D. Aleixo, Jr.; P. C. Crepaldi e R. Castro, Jr.

Instituto de Engenharia de Sistemas de Tecnologia da Informação / Universidade Federal de Itajubá

guilherme@universopcs.com.br

**Abstract:** This article seeks to present a protocol that runs on a ZigBee wireless network, allowing data from physiological sensors connected to the body of an individual, storing in the computer that hosts the data. A method is developed for data transmission between sensor and computer, whose main target is to allow the energy consumption, is divided by several devices. As a result we obtain a links at distances reaching more than a thousand meters, without the need for high gain of the transmitter antenna. Through the acquisition of signals from body temperature, electrocardiogram (ECG), a triaxial acceleration, the velocity in real time, we aim to provide subsidies to assess clinical improvement, assisting in the rehabilitation process of persons with physical sequels, between other possible applications.

**Palavras-chave:** ZigBee, Redes de sensores sem fio, CRC-16, IEEE 802.15.2 WPAN.

### Introdução

Amostrar em tempo real sinais fisiológicos de um indivíduo, durante a execução de atividades físicas, abre caminho para a avaliação do processo de reabilitação de pessoas com algum tipo de seqüela [1]. Conceito similar pode ser aplicado para monitorar indivíduos em suas casas, desempenhando atividades esportivas, ou até mesmo, no monitoramento durante atividades profissionais de risco [2].

Tais sinais são amostrados e transmitidos através de um protocolo que trafega sobre uma rede sem fio Zigbee.

O protocolo que estamos desenvolvendo permite identificar uma pessoa com a sua respectiva rede de sensores presos ao corpo. Informações sobre temperatura e ECG, só para citar alguns sinais, podem ser posteriormente armazenados e analisados em um computador pessoal ligado a rede.

O padrão IEEE 802.15.4 WPAN (Wireless Personal Area Network), ao qual a rede Zigbee pertence, possui atributos que convergem para requisitos de nosso projeto: comunicação sem fio entre dispositivos, baixo consumo de energia, complexidade reduzida, custo muito atraente são algumas das características chave, para sistemas de monitoramento [3]. Dentro do cenário apre-

sentado, uma rede ZigBee, se mostra como um meio de transporte ideal para os sinais fisiológicos. O padrão proporciona condições, para o desenvolvimento de redes de sensores e serviços de acompanhamento e controle. Estabilidade adequada e segurança para a aplicação que estamos desenvolvendo são outros fatores determinantes para a escolha do Zigbee[4].

**IEEE 802.15.2 WPAN** - Este padrão é um subconjunto do modelo OSI. Trabalhando numa gama de projetos particulares, sendo que algumas das características principais são as seguintes: topologias de rede Peer-to-peer e estrela; baixa potência, ampliando de forma razoável a vida útil das baterias; operação de curto alcance, com transmissão de dados via rádio a uma taxa de 250kbps; protocolos simplificados e flexíveis; aplicação de algoritmos CSMA-CD, *Carrier Sense Multiple Access* [3];

As três camadas apresentadas no referido padrão, quando comparadas ao ISO/OSI [3] conectam o aplicativo a camada três (rede), que conectar-se a camada 2 (Data Link) e finalmente, camada 1 (Física). A camada física atinge o hardware responsável pelo link de rádio.

Para o IEEE 802.15.4, a camada 1 oferta dois serviços para os níveis superiores: ativação / desativação do transceptor de rádio; canais de rádio; detecção de nível de energia e qualidade do sinal recebido, permitindo a transmissão e recepção dos pacotes de dados através da banda de frequência de 2,4 GHz[3].

**Padrão Zigbee** – Construído sobre o padrão IEEE 802.15.4 fornecendo segurança adicional para o serviço disponível na camada MAC, a solução de rede ZigBee preserva inúmeras características do padrão 802.15.4, com a vantagem da padronização dos serviços de nível superior. Essa padronização está disponível sob a forma de API [4], oferecendo vários "perfis de aplicação" com um conjunto padrão de mensagens e comandos para que desenvolvedores escrevam aplicações para transitar os dados pela rede.

Esta norma fornece alta compatibilidade entre fornecedores, sendo que esta característica ajuda os desenvolvedores a integrar itens de diferentes fabricantes, acarretando um forte impacto sobre o custo de um projeto [4].

**O conceito piconet** - Uma concepção interessante na topologia de comunicação, que utilizaremos amplamen-

te em nosso projeto, é a piconet[4]. Uma piconet consiste no mínimo de dois dispositivos que compartilham o mesmo canal físico. A observação imediata é que ambos os dispositivos são sincronizados para um mesmo sinal de clock.

Cada piconet possui um canal físico diferente e somente um dispositivo atuará como a figura do mestre, em outras palavras, o dispositivo tem como responsabilidade, a sincronização dos outros participantes em que estão inseridos.

Um dispositivo pode participar de mais de uma piconet, mas somente poderá ser mestre de uma.

**Scatternet** - Diferentes piconets podem trabalhar integradas, sendo esta topologia batizada de scatternet [4]. Um dispositivo inserido em uma scatternet não significa que as capacidades de roteamento de rede estão disponíveis no dispositivo, no entanto, temos acesso a um determinado conjunto de rotinas que representará um papel chave.

## Materiais e Métodos

O projeto do protocolo envolve a concepção de três pilares principais: diferentes quadros de dados trafegando pela rede Zigbee, rodando em um sistema com um microprocessador baseado num dispositivo da Texas Instruments, modelo CC253X; um método para rotear os dados buscando minimizar o consumo de energia de todos os dispositivos; uma concepção para detectar a saúde dos dispositivos do sistema.

**Compartilhando consumo de energia** - Na prática, para atingirmos distâncias de até mil metros, ou mais, na comunicação entre os usuários e o computador pessoal, estamos desenvolvendo em nosso projeto um método, que busca o equilíbrio entre os ganhos nas antenas dos rádios, através de um subsistema que será responsável pela propagação da informação por entre as piconets, num nível superior scatternet, chegando finalmente ao computador pessoal.

Em última instância podemos dizer, que o consumo de energia, de uma comunicação será compartilhada por tantos membros da rede ZigBee que forem necessários, dependendo da localização geográfica de um usuário e o computador.

**Formato dos quadros** – Nosso protocolo define o formato dos quadros que trafegarão sobre a rede. O comprimento de cada quadro será de 64 bits com uma taxa de 2[ms] por quadro, sendo esta configuração adequada para uso em projetos com o microcontroladores CC2531 / CC2533, escolhidos para o protótipo.

| Header<br>(12 Bits) | Sensor 1<br>(12Bits) | Sensor 2<br>(12Bits) | Sensor 3<br>(12Bits) | CRC-16 |
|---------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--------|
|                     |                      |                      |                      |        |

Figura 1: Formato geral de um quadro de dados

A estrutura geral de cada quadro é também mostrada

na **figura 1**, onde é possível observar três categorias de informações: cabeçalhos, valores digitais a partir de sensores e finalmente dados de verificação de redundância cíclica (CRC).

**Cabeçalho** - O cabeçalho contém informações para identificar os dados que trafegam pela rede, como pode ser visto na Tabela 1. Os campos são definidos como descrito a seguir: a versão do nosso protocolo, código de identificação do tipo de quadro enviado e, finalmente, a identificação do atleta monitorado.

Tabela 1: Cabeçalho de um Quadro.

| Bit      | Descrição           |
|----------|---------------------|
| 0, 1     | Versão do Protocolo |
| 2 até 4  | Tipo de Quadro      |
| 5 até 11 | ID do usuário       |

Os dois primeiros bits, 0-1, do campo de cabeçalho são projetados para permitir atualizações do nosso protocolo, assim, gerações diferentes do sistema podem coexistir na mesma rede, sendo totalmente identificados pelo computador que armazena dados para análise posterior.

O último campo da **Tabela 1** é chamado ID usuário representando, a identificação do indivíduo monitorado. O conjunto de bits, 2 a 4, identifica o tipo de quadro, sendo este valor discriminado na **tabela 2**. O referido campo poderá informar diferentes classes de informações: conjunto de sensores, status de um dispositivo e alerta de um sensor, indicando que uma avaliação e /ou manutenção deve alertar a todos.

**Deteção de erros** - Os tipos de quadros desenvolvidos permitem o acesso, e armazenamento dos dados de uma forma segura através de algoritmos eficientes para a correção de erros. O algoritmo escolhido, devido à relativa simplicidade de programação é o CRC-16 [5]. Os erros são completamente detectados quando ocorre qualquer evento em um único bit, ou em número ímpar de bits num bloco de dados. Rajadas de erros podem também ser detectadas com uma eficiência ao redor de 98% [5].

Tabela 2: Tipos de Quadro.

| Tipo de Quadro | Dados presentes                 |
|----------------|---------------------------------|
| 0              | Status, ID e dados de sensores. |
| 1              | ECG, Acelerômetros 1 e 2.       |
| 2              | ECG, Acelerômetros 3 e 4.       |
| 3              | ECG, Termômetro 1 e 2.          |
| 4              | Alerta de Sensor                |

O protocolo ZigBee possui o seu próprio sistema de controle de erro relacionado com a transmissão [4] no entanto, nosso protocolo rodando sobre a referida rede,

possui uma estrutura que visa evitar que dados amostrados incompletos ou inconsistentes, vindos dos conversores A/D do protótipo, utilizando microprocessador CC253X, sejam transmitidos e armazenados no computador, aumentando a precisão da análise a ser executada posteriormente.

|                     |                            |                      |                      |                          |        |
|---------------------|----------------------------|----------------------|----------------------|--------------------------|--------|
| Header<br>(12 Bits) | Status Register<br>(8Bits) | Reserved<br>(4 Bits) | Sensor ID<br>(8Bits) | Sensor Level<br>(12Bits) | CRC-16 |
|---------------------|----------------------------|----------------------|----------------------|--------------------------|--------|

Figura 2: Quadro tipo 0.

A **Figura 2** mostra o frame 0, que apresenta uma estrutura, que informa o estado de saúde do dispositivo microprocessado e seus sensores. Estamos atualmente identificando um conjunto de parâmetros e desenvolvendo um algoritmo para avaliar as condições do sistema. De acordo com os resultados da referida avaliação, o sistema será capaz de detectar automaticamente se ele pode trabalhar corretamente ou não.

Tabela 3: Id dos Sensores.

| Código | Descrição      |
|--------|----------------|
| 01     | Bateria        |
| 11     | ECG            |
| 21     | Acelerômetro 1 |
| 22     | Acelerômetro 2 |
| 23     | Acelerômetro 3 |
| 24     | Acelerômetro 4 |
| 31     | Termômetro 1   |
| 32     | Termômetro 2   |
| 99     | Computador     |

O Campo Sensor ID pode assumir os valores mostrados na **Tabela 3**. Para cada sensor poderemos recuperar o valor respectivo do Registro de Status, conforme é apresentado na Tabela 4.

Tabela 4: Registro de Status.

| Código | Descrição                         |
|--------|-----------------------------------|
| 00     | OK                                |
| 01     | Checar Sensor/Dispositivo         |
| 100    | Falha do computador               |
| 200    | Falha de comunicação com o sensor |

O software no computador pessoal pode fornecer feedback para o operador, oferecendo subsídios para a tomada de decisão se algum tipo de manutenção no sistema, caso seja necessário.

|                     |                      |                      |                      |        |
|---------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--------|
| Header<br>(12 Bits) | Sensor 1<br>(12Bits) | Reserved<br>(12Bits) | Reserved<br>(12Bits) | CRC-16 |
|---------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--------|

Figura 3: Formato do quadro tipo 4.

## Resultados Esperados

Esperamos testemunhar o quanto é eficiente e eficaz o nosso protocolo, bem como determinar estratégias para eventuais aprimoramentos ampliando, o leque de aplicações.

## Discussão

Este artigo propõe um protocolo de comunicação para sistemas sem fio, monitorarem sinais fisiológicos, sem a limitação dos movimentos dos usuários. Os estudos mostram que o projeto é viável, podendo evoluir para o nascimento de um produto comercial.

## Conclusão

O protocolo proposto, integrado a um sistema microprocessado de monitoramento de sinais fisiológicos, apresenta diversas utilidades que vão do auxílio em reabilitação motora de pessoas com sequelas físicas, monitoramento de pessoas em ambientes insalubres ou avaliação de desempenho físico de usuários de um modo geral. Um consequente vínculo entre este trabalho e a melhoria da qualidade de vida de indivíduos assistidos, é algo que esperamos alcançar.

## Agradecimentos

Agradecemos à Universidade Federal de Itajubá, aos Grupos de Engenharia Biomédica e Microeletrônica pela estrutura e auxílio.

## Referências

- [1] Jarochoowski, B.P.SeungJung Shin; DaeHyun Ryu ; HyungJun Kim (2007), "Ubiquitous Rehabilitation Center: An Implementation of a Wireless Sensor Network Based Rehabilitation Management System", In: Convergence Information Technology, 2007. International Conference on, pp. 2349 - 2358.
- [2] Silva, Joao C. Arsenio, Artur M.; Garcia, Nuno M. (2011), "Context-awareness for mobility management: A systems survey for healthcare monitoring", In: *Broadband and Biomedical Communications (IB2Com), 6th International Conference on*, pp. 10 - 22.
- [3] IEEE 802.15™: "Wireless personal area networks (WPAN's)". Disponível em <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.15.html>. Acessado em 18 de Jun. 2011.
- [4] Zigbee Alliance; "Zigbee Alliance Standards". Disponível em [http:// www.zigbee.org/Standards/Overview.asp](http://www.zigbee.org/Standards/Overview.asp). Acessado em 18 de Jun. 2011.
- [5] S. Shukla, and Bergmann (2004), "Single bit error correction implementation in CRC-16 on FPGA", In: Proceedings of IEEE International Conference on Field-Programmable Technology, pp. 319-322.