

FRANCISCO CARLOS ANTONELO PAIM

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE
TELEMETRIA PARA AQUISIÇÃO DE SINAIS
FISIOLÓGICOS COM APLICAÇÃO EM
PROGRAMAS DE REABILITAÇÃO
CARDÍACA**

FLORIANÓPOLIS
2005

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE
TELEMETRIA PARA AQUISIÇÃO DE SINAIS
FISIOLÓGICOS COM APLICAÇÃO EM
PROGRAMAS DE REABILITAÇÃO
CARDÍACA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

FRANCISCO CARLOS ANTONELLO PAIM

Florianópolis, maio 2005

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE TELEMETRIA PARA
AQUISIÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS COM APLICAÇÃO EM
PROGRAMAS DE REABILITAÇÃO CARDÍACA**

Francisco Carlos Antonelo Paim

“Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Engenharia Biomédica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina”.

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.
Orientador

Prof. Alexandre Trofino Neto, Dr.
Coordenador Programa PGEEL

Banca Examinadora:

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques , Ph.D.
Presidente

Prof. Fernando Mendes de Azevedo, D.Sc.

Prof. Raimes Moraes, Ph.D.

Prof. Tales de Carvalho, Dr.

À minha esposa, Eliane
e a meus pais Edite e Basilin (*in memoriam*)

AGRADECIMENTOS

A Deus, minha eterna gratidão.

Aos meus pais pela vida e pelos ensinamentos transmitidos, para mim, sua maior herança.

A minha esposa Eliane pelo amor e motivação, apesar da distância.

Ao Instituto de Engenharia Biomédica e CNPq pelos recursos fornecidos.

A toda equipe do Instituto de Engenharia Biomédica da UFSC, professores e funcionários.

Ao meu orientador, professor Jefferson Luiz Brum Marques por sua orientação e sua paciência.

Aos profissionais da saúde e pacientes do programa de reabilitação cardíaca do CEFID-UDESC pela oportunidade de realizar os testes com o equipamento de telemetria.

Ao professor Tales de Carvalho pela atenção e orientação dispensadas.

Ao colega Rodrigo Scherer Correa por seu companheirismo durante esta jornada e por ceder seu *software* de monitoração de pacientes em reabilitação cardíaca, para a realização dos testes do equipamento desenvolvido.

Ao colega Charles Borges de Lima por sua amizade nos momentos de dificuldade.

A toda família Ceriotti pelo apoio e receptividade aqui em Florianópolis, em especial a Roberto Ceriotti pelo empréstimo da câmara digital utilizada nos registros e ao casal MANUADRI pela hospedagem.

A todos os colegas do dia-a-dia no laboratório, pelo companheirismo nos bons e maus momentos.

A Texas Instruments, pelo fornecimento gratuito de muitos componentes eletrônicos utilizados no protótipo.

Obrigado

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE TELEMETRIA PARA AQUISIÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS COM APLICAÇÃO EM PROGRAMAS DE REABILITAÇÃO CARDÍACA

Francisco Carlos Antonelo Paim

Maio/2005

Orientador: Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Área de Concentração: Engenharia Biomédica.

Palavras-chave: Telemetria, Radiofrequência, Reabilitação Cardíaca, PPG, ECG.

Número de páginas: 137

RESUMO: A utilização de equipamentos de telemetria para monitoração de parâmetros fisiológicos em pacientes participantes de programas de reabilitação cardíaca é recomendada onde há presença de isquemia e na detecção de sinais indicativos de treinamento excessivo. Por questões de custo, a monitoração de variáveis fisiológicas como frequência cardíaca e pressão sistólica/diastólica, são habitualmente realizadas por equipamentos operados manualmente. O presente trabalho descreve o desenvolvimento de um equipamento de telemetria em rede, via radiofrequência, que ao ser carregado pelos pacientes é capaz de adquirir, armazenar e transmitir os sinais fisiológicos de eletrocardiografia e fotopletimografia até uma unidade base de comunicação e entregar esses dados a um microcomputador (IBM-PC ou compatível), através da porta de comunicação USB. As unidades remotas possuem circuitos eletrônicos analógicos para o condicionamento dos sinais de eletrocardiografia e fotopletimografia, possuindo ainda, um microcontrolador PIC encarregado da digitalização destes sinais e do gerenciamento da transmissão dos dados através de um rádio-modem. A unidade base é encarregada do gerenciamento do protocolo de rede, através do qual, realiza-se a comunicação com todas as unidades remotas e a coleta das informações nelas armazenadas, procedendo em seguida, a transferência das informações para o PC através da porta de comunicação USB. Os dados são entregues ao PC na forma de pacotes que deverão ser interpretados posteriormente por um software construído especialmente para monitoração de pacientes em programas de reabilitação cardíaca. O protótipo construído está em conformidade com a NBR 60-601/94 (normas brasileiras de segurança para equipamentos eletromédicos). Testes de campo foram realizados, comprovando o alcance de 100 metros e a baixa sensibilidade aos artefatos de movimento sobre o sinal de ECG. O sinal de PPG permitiu o cálculo da pressão sistólica/diastólica no *software* de monitoração utilizado. O *software* utilizado para o gerenciamento de rede atendeu se revelou robusto. Os resultados obtidos corroboram a potencialidade do equipamento para monitoração de pacientes em programas de reabilitação cardíaca em campo.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

DEVELOPMENT OF A TELEMETRY SYSTEM TO ACQUISITION OF PHYSIOLOGICAL SIGNALS APPLIED TO CARDIAC REHABILITATION PROGRAMS

Francisco Carlos Antonelo Paim

May/2005

May/2005

Advisor: Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Area of Concentration: Biomedical Engineering.

Keywords: Telemetry, Radiofrequency, Cardiac Rehabilitation, PPG, ECG.

Number of Pages: 137

ABSTRACT: The use of telemetry for monitoring physiological signals of patients in rehabilitation programs is recommended for ischemic patients and/or detection of signs of excessive training. For cost reasons, the monitoring of physiological parameters as heart rate and systolic/diastolic pressure are often carried out manual equipment. The present work describes the development of an equipment of telemetry network using radiofrequency that when wearer by the patient permits to acquire, store and transmit the signals of electrocardiography and photoplethysmography to the base unit communication and delivery this data through the USB port communication to a IBM-PC computer. The remote units have electronic analog circuits for the conditioning of the electrocardiography and photoplethysmography signals and a microcontroller for managing of the digitalization and transmission of signals through a radio-modem. The base unit is responsible for a network protocol manager that realizes the collection of the data stored in the remote units and then, discharges this data to the PC through USB port communication. The data is delivered to PC in packets that will be assembler after, by a software build for monitoring patients in cardiac rehabilitation programs. The prototype is in accordance with NBR 60-601/94 (brazilian standards for electrical security in electro medical equipments). Open field tests have are realized and confirmed the range of 100 meters intended, so a lowered sensibility to movement artifacts in ECG signals. The PPG signal allowed the pressure calculation in the monitoring software with success. The software developed to network manager showed to be robust. The results show the potentiality of the equipment to monitoring patients in cardiac rehabilitation programs during the training.

SUMÁRIO

Lista de Figuras.....	IX
Lista de Tabelas.....	XIV
Lista de Abreviações.....	XV
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	3
1.2 Objetivos.....	4
1.2.1 Objetivo Geral.....	4
1.2.2 Objetivos Específicos	4
1.3 Justificativa	4
1.4 Metodologia de Trabalho.....	5
1.5 Organização do Trabalho	6
2 Fundamentação Teórica	7
2.1 Anatomia do Coração e Sistema de Condução.....	7
2.2 Atividade Elétrica do Coração: Sistema de Derivações.....	9
2.3 Eletrocardiograma	12
2.3.1 Convenções Utilizadas no Sinal de ECG	14
2.3.2 Características Elétricas do Sinal Cardíaco.....	16
2.4 Pletismografia.....	16
2.4.1 Fotopletismografia	18
2.4.2 Características do Sinal.....	23
2.5 Reabilitação Cardíaca	26
2.5.1 Monitoração de Pacientes Durante os PRC.....	27
2.6 Sistemas Disponíveis para Monitoração de Dados Remotos.....	29
2.6.1 Bluetooth	31
2.6.2 ZigBee	33
2.6.3 UWB	34
2.6.4 HomeRF	35
2.6.5 Hiperlan	36
2.6.6 Sistemas Narrowband	36
2.6.7 Regulamentação Legal.....	38
2.7 Os Sistemas de Telemetria nos PRC.....	39
3 Materiais e Métodos	41
3.1 Unidade Remota	43
3.1.1 Cadeia de Aquisição do Sinal de ECG	44
3.1.2 Cadeia de Aquisição do Sinal de Fotopletismografia (PPG).....	50

3.1.3	Módulo Microcontrolado e Conversão A/D.....	71
3.1.4	Rádio-Modem	76
3.1.5	Fonte de Alimentação da Unidade Remota.....	79
3.1.6	O Firmware da Unidade Remota.....	81
3.2	A Unidade Base.....	85
3.2.1	O Firmware da Unidade Base	90
4	Resultados.....	97
4.1	Resultados de Laboratório.....	97
4.1.1	Amplificador de ECG	97
4.1.2	Amplificador para Fotopletismografia	100
4.1.3	Comunicação Digital via Radiofrequência	102
4.1.4	Consumo de Energia da Unidade Remota	103
4.1.5	Testes de Segurança	104
4.1.6	Alcance das Transmissões.....	107
4.1.7	Aspecto Final do Protótipo	107
4.2	Resultados de Campo.....	111
4.2.1	Integração com Software de Monitoração	111
5	Discussões.....	115
5.1	Sistema de Aquisição de ECG	115
5.2	Sistema de Aquisição de PPG	116
5.3	Fonte de Alimentação.....	118
5.4	Consumo de Energia	119
5.5	Microcontrolador	119
5.6	Rádio-Modem.....	120
6	Conclusão.....	122
6.1	Trabalhos Futuros	123
7	Referências Bibliográficas	124
	ANEXO I.....	125
	ANEXO II.....	127

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - O coração e o sistema especializado de condução.....	8
Figura 2 - Representação do triângulo de Einthoven (adaptado de Malmivuo & Plonsey,1995).	9
Figura 3 - Arranjo das derivações unipolares utilizando terminal central de Wilson.....	10
Figura 4 - Derivações aumentadas, propostas por Emanuel Goldberger	11
Figura 5 - Sistema Mason-Likar para colocação dos eletrodos no corpo quando da realização do ECG de esforço.....	12
Figura 6 - Eletrocardiogramas registrados por Willem Einthoven.	13
Figura 7 - Traçado tipo de sinal de ECG, obtido a partir da derivação II de Einthoven.....	15
Figura 8 - Bandas de frequência utilizadas em eletrocardiografia. Para ECG clínico utiliza-se a banda de 0,05 Hz a 100 Hz. Para monitoração de 0,5 Hz a 50 Hz e para medição da frequência cardíaca basta um filtro passa-banda centrado em 17 Hz.	16
Figura 9 - Fotopletismografia reflexiva. Os dispositivos, emissor e receptor são isolados em câmaras separadas. Adaptado de Moyle (2002).	18
Figura 10 - Fotopletismografia transmissiva. Um encapsulamento especialmente desenhado abriga os dispositivos, emissor e receptor possibilitando ainda sua fixação a extremidade do dedo. Adaptado de Moyle (2002).	19
Figura 11 - Traçado das curvas do coeficiente de extinção da hemoglobina oxigenada (HbO ₂) e hemoglobina não oxigenada (Hb), para os casos da fotopletismografia transmissiva (linhas cheias) e reflexiva (linhas tracejadas).....	20
Figura 12 - Comportamento da hemoglobina quanto à absorção em diversos comprimentos de onda.	22
Figura 13 - Sensor óptico de fotopletismografia colocado no dedo indicador da mão esquerda do paciente.....	23
Figura 14 - Diagrama ilustrativo do processo de aquisição do sinal fotopletismográfico.....	23
Figura 15 - Espectro de potência do sinal de PPG. Adaptado de Sharf & Rusch (1993).....	24
Figura 16 - Efeitos do artefato de movimento aplicado simultaneamente a dois sistemas recebendo sinais de sensores reflexivos e transmissivos, respectivamente. Os sensores tipo transmissivo toleram melhor os artefatos de movimento. Adaptado de MIT (2002).	25
Figura 17 - Sistema comercial de monitoração de pacientes em reabilitação cardíaca. O Q-Tel® RMS da QUINTON - USA, é capaz de monitorar até 12 pacientes simultaneamente e gerar alarmes em caso de detecção de arritmias.....	40
Figura 18 - Sistema de telemetria comercial, desenvolvido para medicina esportiva, cardiologia e medicina ocupacional. Pode medir até 30 parâmetros fisiológicos.	40

Figura 19 - Rede de pacientes em reabilitação cardíaca. Os pacientes têm mobilidade para se exercitarem até 100 m da unidade de monitoramento.....	41
Figura 20 - Diagrama em blocos mostrando o fluxo de informações no sistema de telemetria.....	42
Figura 21 - Representação em diagrama de blocos do sistema de telemetria usado pelo paciente.....	43
Figura 22 - Diagrama em blocos do sistema de aquisição e condicionamento do sinal de ECG. Os níveis de sinal já são suficientes para a entrada no conversor A/D.....	44
Figura 23 - Diagrama esquemático do circuito amplificador de entrada para aquisição de um canal de ECG.....	46
Figura 24 - Filtro passa-faixa Butterworth tipo Sallen Key com frequências de corte em 0.5 Hz e 50 Hz.....	47
Figura 25 - Resposta em frequência do filtro passa-faixa <i>Butterworth</i> utilizado (obtida por simulação no <i>software</i> PSPICE v. 8.0). Ambos filtros passa alta e passa baixa são de segunda ordem e a faixa plana se estende de 0.5 Hz até 58 Hz.....	47
Figura 26 - Amplificadores finais do circuito de ECG. No diagrama o primeiro amplificador (U1A) possui ganho fixo e o segundo (U3B) possui ganho controlado por <i>software</i> via potenciômetro digital (AD5248).....	48
Figura 27 - Amplificador de realimentação “Right-Drive-Leg”.....	49
Figura 28 - Gráfico da absorção luz em função do tempo. Este gráfico retrata as contribuições dos diferentes meios (sangue e tecidos) na absorção da luz.....	50
Figura 29 - Diagrama de blocos simplificado do sistema de aquisição analógico para o sinal de fotopleletismografia.....	51
Figura 30 - Diagrama de blocos completo do sistema de aquisição do sinal fotopleletismográfico. O circuito recebe sinal de <i>clock</i> gerado pelo microcontrolador. A forma de onda do sinal obtido é mostrada na saída.....	52
Figura 31 - Superposição das formas de onda dos pulsos emitidos pelo LED, recebidos pelo fotoreceptor e da amostragem. Observa-se um atraso do fotoreceptor em relação ao fotoemissor.....	53
Figura 32 - Resposta espectral do transdutor de infravermelho OPT 101. O pico de resposta.....	54
Figura 33 - Vista em corte do arranjo mecânico dos componentes optoeletrônicos para a captação do sinal fotopleletismográfico. O ângulo de abertura do feixe de luz infravermelha (50°) é suficiente para cobrir toda a área do fotoreceptor sem problemas de alinhamento.....	55
Figura 34 - Ilustrado em (a), está o gráfico representando a intensidade de luz normalizada emitida pelo LED I.R. dentro da faixa de comprimentos de onda de 870 nm até 1010 nm. Em (b) está ilustrado o aspecto real do LED emissor I.R. com suas dimensões em milímetros.....	56
Figura 35 - Sensor para fotopleletismografia marca Nellcor utilizado neste trabalho. Somente foram aproveitadas suas partes mecânicas, substituindo-se os dispositivos optoeletrônicos originais por	

	outros com características conhecidas. Em (a) o sensor em uso, e em (b) pode ser visto a localização de suas partes internas.....	57
Figura 36	- Sensor para fotopletismografia construído em Velcro®. Em (a) vê-se a disposição interna dos dispositivos optoeletrônicos e em (b) o sensor em utilização.	58
Figura 37	- Diagrama de ligações elétricas dos dispositivos constantes no encapsulamento para fotopletismografia da Nellcor (modificado).	59
Figura 38	- Circuito eletrônico de amostragem e retenção. Os pulsos recebidos pelo fotoreceptor OPT101 são amostrados pelo C.I. NE5537 e transferidos as etapas de filtragem.	60
Figura 39	- Processo de amostragem. O sinal de disparo para o circuito de amostragem e retenção sofre um atraso, evitando assim a fase transitória do sinal de entrada.	60
Figura 40	- Resposta em frequência do filtro passa-faixa para o sinal de PPG. Os filtros são <i>Butterworth</i> , proporcionando uma faixa de passagem plana característico deste tipo de filtro.	62
Figura 41	- Diagrama esquemático do filtro passa-faixa. Filtro passa-alta de segunda ordem em cascata com filtro passa-baixa de quarta ordem.....	63
Figura 42	- Amplificador com ganho controlado por potenciômetro digital AD5248, via comunicação I2C.	64
Figura 43	- O amplificador não inversor utilizado como junção soma. Reconstitui a componente contínua do sinal de PPG.	65
Figura 44	- Filtro passa-baixa projetado para o circuito de realimentação negativa. A frequência de corte é de 0.04 Hz.....	65
Figura 45	- Resposta em frequência do filtro passa-baixa de primeira ordem.....	66
Figura 46	- Amplificador diferencial utilizado na malha de controle proporcional para controle automático da luminosidade do LED emissor I.R..	67
Figura 47	- Gerador de corrente pulsada desenvolvido. A modulação pulsada é aplicada para chavear a tensão de entrada do gerador.....	69
Figura 48	- Comportamento da corrente que atravessa o LED emissor, sob diversas situações de teste em que o sensor de fotopletismografia é submetido.....	70
Figura 49	- Resposta da malha de controle proporcional a um distúrbio. O traçado superior corresponde a tensão de compensação aplicada ao gerador de corrente. O traçado inferior corresponde ao sinal na saída, observando-se um pequeno erro em regime permanente devido ao controlador proporcional.	71
Figura 50	- Diagrama de blocos do sistema microcontrolado da estação remota de telemetria incluindo o rádio-modem. O conversor A/D é um dos periféricos do microcontrolador PIC 16F877.....	72
Figura 51	- Diagrama de estados, ilustrando as rotinas que são executadas quando da transmissão de um pacote de dados da unidade remota para a unidade base e desta última até o PC. Na figura assume-se que a unidade remota tenha recebido, previamente, uma requisição de comunicação da unidade base.....	74

Figura 52 - Buffer circular de armazenamento de amostras oriundas do conversor A/D. O sinal de ECG é amostrado a 240 Hz, o sinal de PPG a 120 Hz. A cada duas amostras do sinal de PPG somente uma é armazenada.....	76
Figura 53 - Aspecto físico do rádio-modem SP2 433-160 RADIOMETRIX. As dimensões estão indicadas no desenho.	77
Figura 54 - Diagrama de tempo para a transferência de um <i>byte</i> do rádio-modem para o microcontrolador externo.	78
Figura 55 - Diagrama de tempo para a transferência de um <i>byte</i> do microcontrolador para o rádio-modem.	79
Figura 56 - Diagrama de blocos da fonte de alimentação da unidade remota.	81
Figura 57 - Processo de varredura em uma rede mestre-escravo. O mestre da rede dispara solicitações em seqüência aos elementos escravos e aguarda a resposta por um tempo pré-determinado.....	82
Figura 58 - Fluxograma com as instruções executadas na rotina principal do <i>software</i> da unidade remota.	83
Figura 59 - Formato do pacote que trafega entre as estações remotas e a unidade base.....	84
Figura 60 - Diagrama de blocos do sistema da unidade base. O microcontrolador executa rotinas de gerenciamento de rede e comunicação com o PC via USB através do módulo DLP 245BM.	86
Figura 61 - Módulo de comunicação USB DLP USB245BM. Realiza comunicação entre uma porta paralela de 8 bits com a porta USB. É compatível com os padrões USB 1.1 e USB 2.0.	87
Figura 62 - Diagrama de tempo para leitura da porta paralela do dispositivo DLP245BM. Os tempos máximos e mínimos de cada operação são indicados.	88
Figura 63 - Diagrama de tempo para escrita na porta paralela do dispositivo DLP245BM. Os tempos máximos e mínimos de cada operação são indicados.	88
Figura 64 - Diagrama de circuito da unidade base de comunicação. A alimentação provém da porta USB pois o consumo de corrente é de 53 mA, dentro do limite de 500 mA que esta porta pode fornecer.....	89
Figura 65 - Protocolo de comunicação desenvolvido. São utilizados formatos de pacotes diferentes, entre a unidade base e o PC e unidade base e unidades remotas.	91
Figura 66 - Fluxograma da rotina principal do <i>software</i> de gerenciamento de rede da unidade base.	92
Figura 67 - Formato do pacote utilizado para envio de dados do PC para a unidade base.....	93
Figura 68 - Instrução enviada pelo PC a unidade base, solicitando o início de leituras da remota 01.....	94
Figura 69 - Formato do pacote usado para envio de dados da unidade base para o PC.....	94
Figura 70 - Formato do pacote enviado da unidade base para as unidades remotas.	95
Figura 71 - Conexão elétrica do cabo de ECG para aquisição da derivação precordial V5, com Terminal Central de Wilson.....	98

Figura 72 - Sinal de ECG de 0,5 mV de amplitude e frequência de 60 bpm aplicado ao amplificador de ECG desenvolvido. No canal 1 têm-se os sinais na saída do protótipo com 250 mV de pico. No canal 2, para efeitos de comparação, o sinal padrão gerado pelo simulador com amplitude de 1 Volt. O ganho do amplificador foi ajustado em 500.	98
Figura 73 - Sinal de entrada do amplificador passou a 2 mV para avaliação de linearidade, mantendo-se o ganho de 500. No canal 1 vê-se o sinal de saída com 1 Volt de pico, resultado do ganho 500. No canal 2, o sinal padrão do simulador, é mostrado para comparação.	99
Figura 74 - Sinal de entrada com frequência de 120 bpm e amplitude 0,5 mV. Não se observa distorção introduzida pelo amplificador e o sinal de saída encontra-se na amplitude esperada de 250 mV.	99
Figura 75 - Sinal de entrada com frequência de 120 bpm e amplitude de 2 mV. Há ausência de distorção e a linearidade foi mantida.	100
Figura 76 - Sinal obtido na saída do amplificador de fotopletismografia desenvolvido, gerado pelo simulador Fluke Biomedical.	101
Figura 77 - Sinal na saída do amplificador de fotopletismografia adquirido a partir do dedo indicador da mão direita.	101
Figura 78 - No canal 2 do osciloscópio vê-se as requisições da unidade base a intervalos de 100 ms para cada unidade remota. No canal 1 aparecem as respostas das unidades remotas.	102
Figura 79 - Tempos de carregamento e descarregamento de um pacote de 40 <i>bytes</i> . No canal 2 o tempo de carregamento na unidade remota e no canal 1 o tempo de descarregamento na unidade base.	103
Figura 80 - Fotografia da placa de circuito impresso montada na caixa do protótipo.	108
Figura 81 - Aspecto externo das unidades remotas montadas. Em (a) encontram-se lado a lado as duas remotas com os respectivos cabos para captação de sinal e antenas. Em (b), uma das remotas com a antena montada.	108
Figura 82 - Imagem da unidade remota presa à cintura de uma modelo.	109
Figura 83 - Imagem da unidade remota presa ao braço de um modelo.	109
Figura 84 - Montagem da unidade base de gerenciamento de rede. Em (a) a montagem está abrigada em uma caixa metálica donde emergem somente os conectores de antena e de comunicação USB. Em (b), a montagem realizada em placa universal com os principais componentes rotulados.	110
Figura 85 - Sinal recebido pelo <i>software</i> de monitoramento. São exibidos os sinais de dois pacientes.	111
Figura 86 - Sinal de ECG de paciente em caminhada, durante um intervalo de 16 segundos. Percebe-se pouca influência dos artefatos de movimento sobre a linha de base.	112
Figura 87 - Sinal de ECG de paciente em caminhada, durante 2 segundos.	112
Figura 88 - Em primeiro plano, aparece o sinal fotopletismográfico utilizado para calibração no processo de medição de pressão sanguínea não-invasiva.	113

Figura 89 – Sinal de fotopleletismografia, adquirido de um paciente em caminhada. O trecho de sinal tem 26 minutos. Nos instantes em que o sinal apresenta menor artefato de movimento o paciente se encontrava parado com a mão imóvel na altura do peito.....	113
Figura 90 – Sinal de fotopleletismografia registrado com o paciente em repouso (sentado com mão na altura do peito). Em (a) um registro de 45 segundos e em (b).	114
Figura 91 – Paciente do programa de reabilitação cardíaca do CEFID – UDESC, portando o equipamento de telemetria durante o exercício de caminhada. Essa foto foi obtida sob permissão do comitê de ética da UDESC e por escrito do paciente.....	114
Figura 92 – Circuito do <i>Sample and Hold</i> , sugerido como alternativa de menor consumo de energia, embora envolvendo maior espaço em placa de circuito e maior número de componentes.....	118
Figura A.1- Filtro passa-alta do amplificador de ECG e seu equivalente para C.C., utilizado no cálculo de erros.....	132
Figura A. 2 – Filtro passa-baixa do amplificador de ECG e seu respectivo circuito equivalente para C.C.....	134
Figura A. 3 – Amplificador inversor. Fornece ganho adicional ao sistema. O circuito equivalente para C.C. foi representado com a entrada aterrada, considerando-se uma impedância baixa no estágio anterior.	135
Figura A. 4 – Etapa final do amplificador de ECG. O ganho é ajustável por software, através do potenciômetro digital AD5248. No circuito equivalente considerou-se ambos os potenciômetros em meio curso para ajuste de ganho e regulagem de <i>offset</i>	136

Lista de Siglas

ANATEL - Agência Nacional de Telecomunicações
ARIB - *Association of Radio Industries and Business*
CEFID - Centro de Educação Física, Fisioterapia e Desportos
ECG - Eletrocardiograma
ERP - *Efective Radiated Power*
ETSI - *European Telecommunications Standards Institute*
FCC - *Federal Communications Commission*
IBM - *International Busines Machine*
IEB - Instituto de Engenharia Biomédica
IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
ISM - *Industrial Scientific and Medical*
LAT - Laboratório de Avaliação Técnica
MEMS - *Micro Electro-Mechanical Systems*
MIT - *Massachussets Institute of Technology*
NASA - *National Aeronautics and Space Administration*
OFDM - *Ortogonal Frequency Divison Multiplexing*
PC - *Personal Computer*
PDA - *Personal Digital Assistant*
PES - Programa de Exercício Supervisionado
PPG - *Photoplethysmography*
PRC - Programas de Reabilitação Cardíaca
RF - Radiofrequência
SBC - Sociedade Brasileira de Cardiologia
SWAP - *Shared Wireless Access Protocol*
UDESC - Universidade do Estado de Santa Catarina
UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina
USB - *Universal Serial Bus*
UWB - *Ultra Wide Band*
WMTS - *Wireless Medical Telemetry Service*

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Classificação dos módulos <i>Bluetooth</i> ® quanto a potência de transmissão e alcance.	32
Tabela 2 - Consumo de potência medido, da unidade remota, por etapas, e consumo total.	104
Tabela 3 - Resultados das medições de corrente de fuga segundo as normas NBR IEC. A corrente tem uma resolução mínima de 1 uA.....	106
Tabela 4 - Características técnicas do equipamento de telemetria	130

CAPÍTULO 1

Introdução

Os programas de reabilitação cardíaca (PRC), consolidaram-se ao longo das últimas décadas como prática terapêutica complementar aos procedimentos realizados após o evento cardiovascular agudo e com benefícios indubitáveis (ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA, 1997).

Até os anos 60, recomendava-se uma fase de repouso de três semanas aos pacientes em recuperação pós-infarto agudo do miocárdio, supondo-se que esta medida facilitasse a cicatrização do miocárdio (SBC, 2000). Entretanto, este repouso prolongado resultava em alguns efeitos nocivos, tais como:

- ✓ Redução da massa muscular;
- ✓ Aumento da depressão e ansiedade;
- ✓ Redução do rendimento cardíaco;
- ✓ Predisposição ao tromboembolismo pulmonar;
- ✓ Alteração dos reflexos cardíacos.

Os anos 60 marcaram o surgimento dos primeiros programas de reabilitação cardíaca (SBC, 2004). Dado que a prática anterior era a do repouso absoluto, houve grande hesitação inicial em submeter os pacientes coronariopatas a esforços físicos prematuros (FARDY *et al.*, 1998). Todavia, desde sua criação, os PRC consolidaram-se apoiados nos efeitos benéficos que demonstraram obter na prática. Particularmente

relevantes, são os dados que indicam 20 a 30 % de redução da mortalidade em coronariopatas que participam regularmente dos programas (SBC, 2004).

Sabe-se hoje, que os PRC proporcionam ao paciente um aumento da capacidade cardiovascular e redução do consumo de oxigênio do miocárdio. Segundo as diretrizes da Sociedade Brasileira de Cardiologia, os programas de reabilitação cardíaca são divididos, atualmente, em duas fases (SBC, 2004):

Fase 1 - Reabilitação Hospitalar

Compreende o período desde o início do evento coronariano até a alta hospitalar. Os primeiros procedimentos, ainda no leito, compreendem a mobilização precoce do paciente com a finalidade de evitar a redução da capacidade funcional devido ao repouso prolongado. Isto é conseguido sentando o paciente e realizando movimentação passiva das articulações, complementado na fase mais adiantada da internação por movimentos de deambulação. Essas atividades são sempre supervisionadas pela equipe de enfermagem que permanece atenta para sintomas como: angina, dispnéia¹, tonturas, arritmias, etc... Outrossim, recomenda-se que a frequência cardíaca não aumente mais do que 20 bpm (Batimentos Por Minuto) em relação ao repouso (SBC, 2000).

Fase 2 - Reabilitação Ambulatorial

Compreende o período, pós-alta hospitalar. Para pacientes de moderado a alto risco recomenda-se que esta fase seja realizada em um programa de reabilitação supervisionado. Em pacientes de baixo risco, recomenda-se a caminhada com duração gradativamente crescente começando com 10 a 15 min., podendo chegar à 1 hora (SBC, 2000).

Nesta fase dos PRC é de importância fundamental a monitoração do ritmo do exercício através das variáveis, pressão sistólica/diastólica e frequência cardíaca nos pacientes considerados de risco (ARAÚJO *et al.*, 2004). A monitoração destes parâmetros é realizada habitualmente, nas clínicas de reabilitação, por sensores conectados por fios aos pacientes e deles até os equipamentos de condicionamento de sinal e armazenamento de dados. Esta solução é satisfatória no caso de ambientes fechados onde se utilizam

¹ Dispnéia – termo que se refere à falta de ar ou encurtamento da respiração.

equipamentos fixos, tais como, bicicletas ergométricas. Entretanto, a conexão por fios torna-se inconveniente para a monitoração, no caso onde os pacientes realizam exercícios como caminhada em torno de quadras de esporte, tornando-se necessária a telemetria via radiofrequência.

Segundo a SBC (2000), em casos onde há presença de isquemia é recomendada a monitoração por 6 a 12 sessões até que se estabeleça o nível de tolerância ao exercício. Também, a monitoração durante a sessão de exercícios é importante para detecção de sinais indicativos de treinamento excessivo, tais como: aumento de frequência das disritmias cardíacas, bradicardia inapropriada e taquicardia inapropriada (ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA, 1997).

Dado ao exposto acima, e com vistas a oferecer subsídios tecnológicos que permitam atender tais necessidades de monitoração, propõe-se desenvolver um sistema de telemetria via rádio frequência em rede que possibilite a aquisição de parâmetros fisiológicos de vários pacientes simultaneamente, participantes de programas de reabilitação cardíaca na Fase 2 (ambulatorial).

1.1 *Motivação*

A motivação para realização deste trabalho partiu da idéia de desenvolver um sistema de telemetria em rede a ser utilizado nos PRC, que possa servir de ferramenta de apoio aos profissionais da saúde envolvidos nestes programas. Com a aquisição remota dos sinais de ECG, será possível um melhor acompanhamento do paciente durante as sessões de caminhada aumentando a segurança para o paciente em caso de ocorrência de isquemia miocárdica. Também, a partir do sinal de fotopletismografia, a pressão arterial não-invasiva pode ser calculada.

Desenvolver equipamento para monitoração em rede, com comunicação bidirecional. Trabalhos publicados recentemente, como o de FORMICA *et al.* (2003), somente realizam comunicação ponto a ponto unidirecional permitindo monitorar somente um paciente de cada vez.

Ressalta-se ainda, que equipamentos similares ao proposto já estão em uso em outros países (*e.g.*, *Rehabilitation Management System* – QUINTON E.U.A., e K2 – COSMED ITÁLIA), não existindo ainda similar no mercado brasileiro. Atualmente, a importação destes equipamentos de telemetria para uso em nossos PRC é onerosa.

A partir do futuro desenvolvimento de um *software* de supervisão, os sinais obtidos com o *hardware* aqui desenvolvido poderão ser analisados, visualizados e armazenados, constituindo um sistema completo para monitoração de pacientes em programas de reabilitação cardíaca.

1.2 *Objetivos*

A seguir são apresentados especificamente os objetivos que se pretendem atingir com a realização deste trabalho.

1.2.1 *Objetivo Geral*

Desenvolver todo equipamento necessário à implementação de um sistema de telemetria em rede, que possibilite a aquisição de parâmetros fisiológicos para vários pacientes, simultaneamente, participantes dos programas de reabilitação cardíaca da Fase 2.

1.2.2 *Objetivos Específicos*

- ✓ Projeto e implementação de um módulo analógico de aquisição de sinais de ECG e onda fotopletismográfica;
- ✓ Projeto e implementação de um módulo digital microcontrolado e respectivo *firmware*, dedicado a amostragem, digitalização e gerenciamento do protocolo de comunicação entre o módulo do paciente (unidade remota) e o módulo de comunicação com o paciente (unidade base);
- ✓ Projeto e elaboração de um módulo capaz de realizar o gerenciamento de rede com os módulos portáteis dos pacientes e comunicação com o PC via porta USB.

1.3 *Justificativa*

A presente proposta foi elaborada com o intuito oferecer uma ferramenta de trabalho aos profissionais da saúde que atuam junto aos PRC, que possibilite um melhor

acompanhamento dos pacientes nas sessões de exercícios físicos supervisionados, realizados em campo. Quando integrada a um *software* de supervisão, permitirá além da visualização das variáveis monitoradas, melhorar as condições de análise da evolução do quadro clínico dos pacientes em PRC.

Em exercícios como a caminhada, a mobilidade é fator essencial. O sistema de telemetria proposto vem ao encontro dessa necessidade, possibilitando o envio dos sinais fisiológicos do paciente (ECG e onda Fotopletismográfica), até o *software* de monitoração, permitindo um afastamento da ordem de 100 metros em linha de visada, possibilitando ainda, a monitoração simultânea de vários pacientes.

Com a utilização do equipamento desenvolvido, os procedimentos de medição necessários para uma correta avaliação do estado clínico dos pacientes em PRC, podem sofrer um incremento tanto em exatidão nas medições de variáveis fisiológicas, como na confiabilidade dos registros quando integrado a um *software* de supervisão. Atualmente, na ausência de sistemas de monitoração por telemetria e *software* de supervisão, os parâmetros fisiológicos de interesse (frequência cardíaca e pressão arterial) são coletados e registrados manualmente em fichas de papel, exigindo quantidade extra de trabalho dos profissionais da saúde envolvidos nos PRC.

Na pesquisa realizada, não foi encontrado equipamento similar nacional ao proposto no presente trabalho, ou seja, a implementação de uma rede de equipamentos de telemetria dedicados a adquirir sinais de ECG e PPG de pacientes em PRC. Os pacientes têm liberdade para realizarem caminhadas dentro de um raio de 100 m, possibilitando atividades em campo aberto.

1.4 Metodologia de Trabalho

Para o desenvolvimento deste trabalho, procedeu-se uma revisão bibliográfica sobre os principais tópicos envolvidos, quais sejam: os PRC, eletrocardiografia, pletismografia, telemetria.

O projeto foi iniciado com a avaliação de desempenho dos circuitos analógicos propostos, em *software* de simulação PSPICE versão 8.0 (versão estudantil – *freeware*). Em seguida passou-se a montagem dos mesmos em matriz de contatos e avaliação das etapas individualmente. O próximo passo, foi a montagem em placa universal de todas as etapas e sua avaliação quanto a interação entre os circuitos, e na fase seguinte, ao projeto

definitivo da placa de circuito impresso e sua montagem, já solucionadas eventuais incompatibilidades.

O passo seguinte foi a avaliação de desempenho dos equipamentos, em laboratório e em campo. Em complemento, também foram realizados ensaios de segurança elétrica no laboratório de avaliação técnica (LAT) do IEB – UFSC.

A avaliação em campo consistiu na aquisição de sinais de pacientes participantes dos PRC no Centro de Educação Física, Fisioterapia e Desportos (CEFID) da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), com autorização prévia do comitê de ética daquela instituição. Os experimentos em campo foram realizados mediante utilização de *software* de monitoração, dedicado à supervisão de pacientes em PRC, em desenvolvimento no IEB – UFSC. Salienta-se ainda, que durante a realização dos testes de campo no CEFID – UDESC, contou-se com a supervisão integral dos profissionais responsáveis por aquele PRC.

1.5 Organização do Trabalho

O capítulo 1 apresenta uma introdução ao tema da dissertação, seguida da motivação que levou a sua escolha, dos objetivos a serem atingidos, e da metodologia a ser empregada.

O capítulo 2 trata da fundamentação teórica, onde são abordados aspectos básicos da anatomia e fisiologia do coração relacionados ao sistema de condução, bem como a padronização utilizada nas derivações. Na seqüência, são incluídos tópicos referentes à eletrocardiografia, pletismografia e telemetria.

O capítulo 3 traz a implementação do sistema com a descrição funcional dos módulos que o compõe tanto o *software* como o *hardware*.

O capítulo 4 mostra os resultados obtidos em laboratório e em campo com o protótipo.

O capítulo 5 traz as discussões acerca dos tópicos envolvidos nos demais capítulos.

O capítulo 6 traz a conclusão do trabalho e apresenta as possibilidades que se vislumbram para a realização de trabalhos futuros, tomando-se como base o trabalho já realizado e as necessidades dos programas de reabilitação cardíaca.

O anexo I traz a ficha técnica do equipamento construído.

O anexo II traz o cálculo da cadeia de erros do sistema de aquisição de ECG.

O capítulo 7 lista a bibliografia utilizada em ordem alfabética.

CAPÍTULO 2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo, são apresentados os tópicos relacionados aos subsídios necessários ao desenvolvimento do trabalho. Primeiramente, será realizada uma breve apresentação da fisiologia do sistema cardiovascular e do sistema de condução do coração. Em seguida serão abordados tópicos relacionados à eletrocardiografia, pletismografia, reabilitação cardíaca, e telemetria.

2.1 *Anatomia do Coração e Sistema de Condução*

O coração é um órgão muscular oco envolto por um saco fibroso, o pericárdio, localizado no tórax. O estreito espaço entre o coração e o pericárdio é preenchido por um fluido seroso que serve como lubrificante à medida que o coração se movimenta dentro do pericárdio (GUYTON, 1996). O lado direito do coração realiza o bombeamento de sangue através dos pulmões e pela circulação venosa. Cabe ao lado esquerdo a incumbência de realizar o bombeamento pela circulação sistêmica. Formando um mesmo corpo, cada uma das bombas, individualmente, possui duas câmaras: um átrio e um ventrículo. O átrio funciona como uma pequena bomba que auxilia a movimentação do sangue na direção do ventrículo, facilitando seu enchimento durante a diástole. O ventrículo, por seu turno, bombeia o sangue para os pulmões ou circulação sistêmica conforme o caso (WEBSTER, 1998).

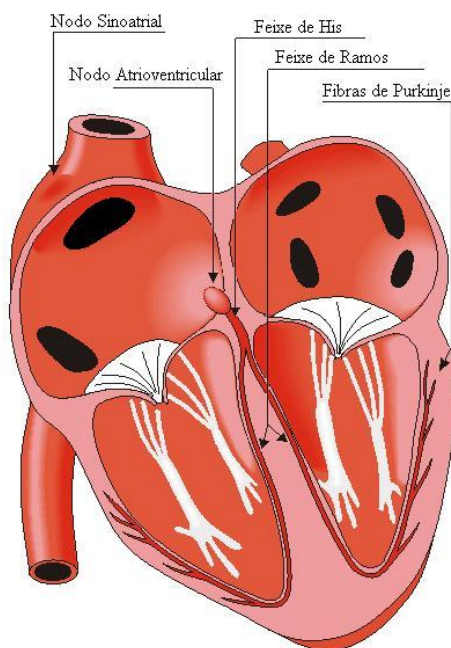


Figura 1 - O coração e o sistema especializado de condução
(adaptado de Malmivuo & Plonsey,1995).

O sistema especializado de condução, situado no próprio coração, determina seu ritmo e providencia a transmissão dos potenciais de ação por todo o músculo cardíaco. Cerca de 99 % do miocárdio é constituído por células musculares que se contraem e produzem força. De outro lado, o miocárdio também possui células que exercem papel fundamental no sistema de geração e condução dos impulsos elétricos de excitação do coração. Essas fibras constituem o sistema de condução do coração e estão em contato com as fibras cardíacas, atriais e ventriculares (GUYTON, 1996).

A despolarização inicial, das células que compõe o sistema especializado de condução, acontece no nodo sinoatrial, localizado no átrio direito próximo à entrada da veia cava superior. O potencial de ação é então, propagado a partir do nodo sinoatrial para todo o coração, célula após célula. Os impulsos cardíacos que atingem o ventrículo devem atravessar o nodo atrioventricular, uma região com velocidade relativamente baixa, até o feixe de His. O atraso na passagem do estímulo que ocorre no nodo atrioventricular permite que os átrios se contraíam antes do que os ventrículos. A partir do nodo atrioventricular, o impulso atinge as fibras de Purkinje do feixe de His, e percorre o feixe de ramos para a rede de fibras de Purkinje dos ventrículos. A Figura 1 apresenta o coração e seu sistema especializado de condução (MALMIVUO & PLONSEY, 1995).

2.2 Atividade Elétrica do Coração: Sistema de Derivações

Para a aquisição dos sinais da atividade elétrica do coração é necessário dispor eletrodos de captação na superfície do corpo em posições padronizadas. Essa padronização foi proposta pela primeira vez por Einthoven em 1912. O chamado triângulo de Einthoven (Figura 2) é composto por três eixos de projeção dispostos no plano frontal do corpo, formando um triângulo equilátero. Em cada um desses eixos, denominado, derivação bipolar, obtém-se uma projeção da atividade elétrica do coração. Conforme se visualiza na Figura 2, a derivação I é tomada entre braço direito e braço esquerdo, a derivação II é tomada entre braço direito e perna esquerda e a derivação III é tomada entre braço esquerdo e perna esquerda (MALMIVUO & PLONSEY, 1995).

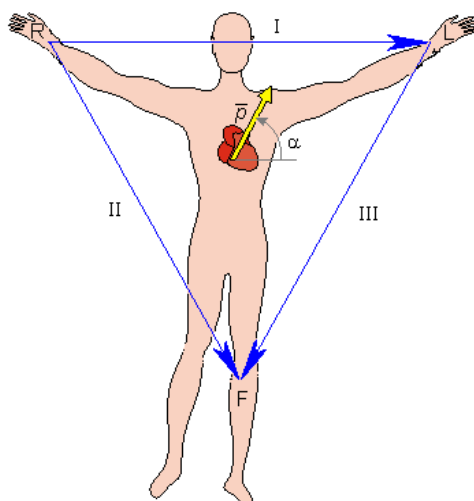


Figura 2 - Representação do triângulo de Einthoven. Em cada lado do triângulo encontra-se representada uma projeção do vetor cardíaco (adaptado de Malmivuo & Plonsey,1995).

Na década de 30, pesquisas foram conduzidas por Frank Wilson e sua equipe, no sentido de propor derivações unipolares para o eletrocardiograma (ECG), visando uma melhor representação da atividade elétrica do coração. Nesse caso havia o problema de se obter uma referência remota, para que a medição fosse realizada em relação a esse ponto. Para resolver esse problema Wilson sugeriu a implementação de um terminal central como referência, permitindo o registro das derivações unipolares ou pré-cordiais. As derivações pré-cordiais são seis, e são denotadas por: **V1, V2, V3, V4, V5, V6**. O arranjo proposto por Wilson pode ser visto na Figura 3 (MALMIVUO & PLONSEY, 1995).

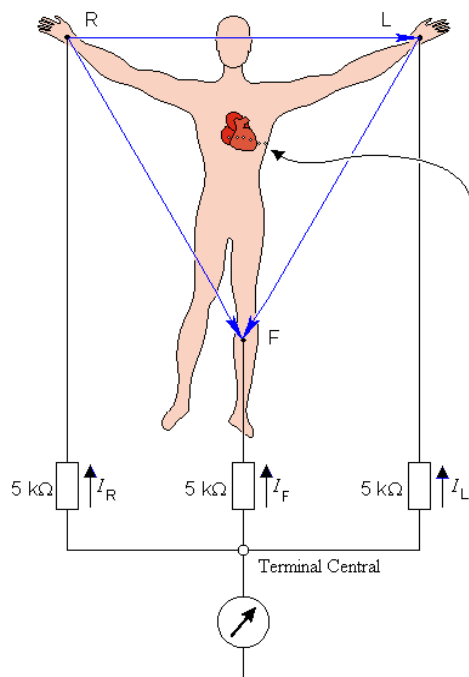


Figura 3 - Arranjo das derivações unipolares utilizando terminal central de Wilson. Uma referência remota é constituída a partir das terminações LA, RA e RL. A derivação precordial é então, tomada em seis sítios padrão (V1,V2,V3,V4,V5,V6) localizados sobre o tórax.

(adaptado de Malmivuo & Plonsey,1995)

Ainda no plano frontal, têm-se três derivações unipolares aumentadas. Essas derivações foram chamadas aumentadas por seu idealizador, Emanuel Goldberger em 1942, porque com elas se consegue um aumento de amplitude de 50 % em relação às derivações unipolares sugeridas por Wilson. O método consiste na desconexão do eletrodo que constitui o terminal central, mais próximo da derivação unipolar a ser medida. A nomenclatura adotada por Goldberger, seguiu utilizando a letra **V**, como no caso das derivações unipolares, antecedida da letra "a" dando o significado de aumentada ("augmented" em inglês). Deste modo, passou a chamar as derivações de **aVR**, **aVL** e **aVF**. A Figura 4 apresenta os detalhes de implementação deste sistema de derivações (MALMIVUO & PLONSEY, 1995).

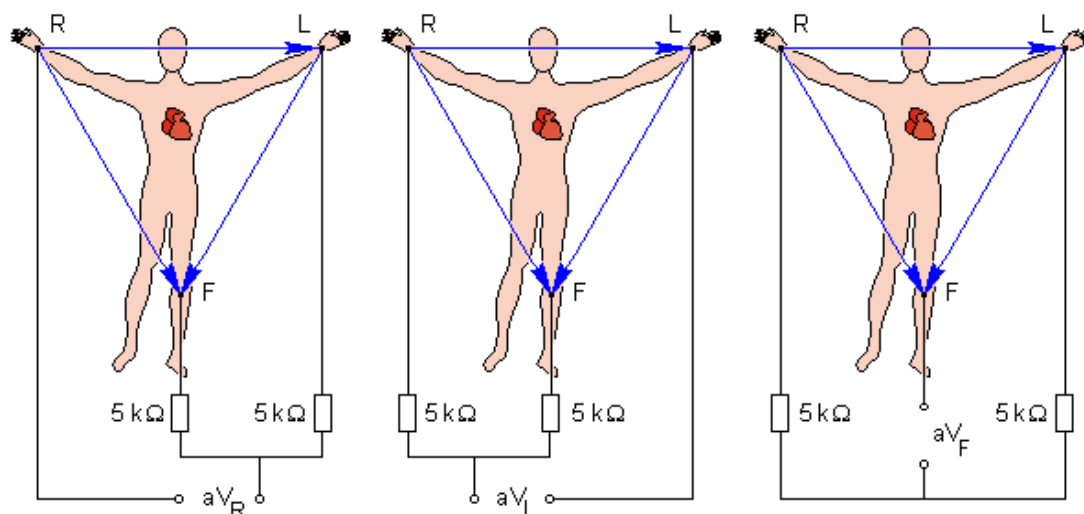


Figura 4 - Derivações aumentadas, propostas por Emanuel Goldberger . Com as conexões elétricas propostas na figura, obtêm-se uma amplitude 50% maior em relação àquela obtida com o método do terminal central de Wilson.

(adaptado de Malmivuo & Plonsey, 1995).

O sistema de 12 derivações do ECG de repouso é o mais utilizado para diagnóstico médico em eletrocardiografia. O problema com a monitoração do ECG é a sua suscetibilidade a artefatos de movimento devido ao mau-contato dos eletrodos e a atividade elétrica dos músculos esqueléticos. Artefatos de movimento excessivos podem comprometer completamente o sinal e tornar impraticável sua captação. Na tentativa de sobrepujar estas limitações uma nova configuração para a disposição dos eletrodos no corpo do paciente foi proposta em 1966 por Mason-Likar (modificação de Mason-Likar). Esta modificação utiliza todos os sítios originais de colocação dos eletrodos pré-cordiais, porém, os eletrodos dos membros inferiores e superiores são conectados em sítios na parte anterior do torso. A Figura 5 mostra a localização para os eletrodos usando a modificação de Mason-Likar para o ECG de 12 derivações. Os eletrodos do braço esquerdo e direito são posicionados na fossa infraclavicular esquerda e direita respectivamente, medial a borda do músculo deltóide e 2 cm abaixo da borda da clavícula. Os eletrodos das pernas esquerda e direita, são reposicionados na linha axilar anterior, na metade do caminho entre a margem costal e a crista ilíaca (WELINDER *et al.*, 2004).

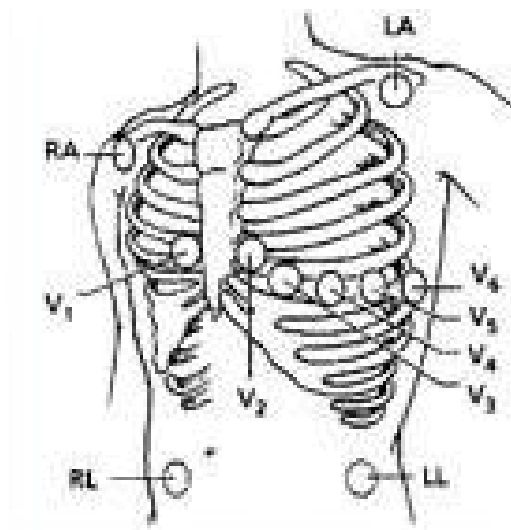


Figura 5 - Sistema Mason-Likar para colocação dos eletrodos no corpo quando da realização do ECG de esforço.

2.3 Eletrocardiograma

Ao registro da atividade elétrica que percorre o músculo cardíaco, denomina-se eletrocardiograma (ECG). Esses impulsos elétricos espalham-se pelas vizinhanças do músculo cardíaco e podem ser captados por eletrodos dispostos na superfície da pele em lados opostos do coração (GUYTON, 1996).

O ECG é considerado o padrão ouro para o diagnóstico não-invasivo das arritmias e distúrbios de condução, além de ser muito importante nos quadros isquêmicos coronarianos, constituindo-se em um marcador de doença do coração (ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA, 2003). Além disso, fornece informações acerca de distúrbios do ritmo cardíaco, bem como, informações que levam o diagnóstico de problemas estruturais cardíacos, isquemia miocárdica, distúrbios eletrofisiológicos do miocárdio, pericardiopatias, posicionamento do coração, estimulação cardíaca artificial, alterações metabólicas eletrolíticas sistêmicas, além de documentação de influências autonômicas e farmacológicas (ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA, 2003).

Os primeiros registros de ECG foram possíveis graças ao eletrocardiógrafo capilar de Lippmann, construído em 1873 no laboratório de Kirchoff em Hildelberg (Alemanha), cuja forma de onda é vista na Figura 6 (b). Utilizado por Willem Einthoven em suas pesquisas, deixava a desejar pelo amortecimento que causava no sinal (provocado pela inércia do sistema). Einthoven elaborou então, uma correção matemática que aplicada ao sinal o deixava mais fidedigno. Essas dificuldades o motivaram a desenvolver uma nova

técnica de registro. Surgiu, então, o eletrômetro de fio, baseado no galvanômetro de Desprez e d'Arsonval, cuja superioridade está retratada na Figura 6 (e) (MACIEL, 1996).

Seu trabalho no eletrômetro de fio foi publicado em 1901 em uma revista holandesa editada em francês, no artigo intitulado: "Um novo Galvanômetro". Essa publicação, aliás, é pouco conhecida em razão da baixa divulgação da revista naquela época. Obteve notoriedade somente quando foi publicado pela segunda vez em 1903, em outro artigo, intitulado: "O Registro galvanométrico do ECG humano bem como uma revisão do eletrômetro capilar em fisiologia". Desta vez publicado em alemão, na mais conceituada revista de fisiologia da época, conseguiu chamar a atenção dos principais centros de fisiologia do mundo (MACIEL, 1996).

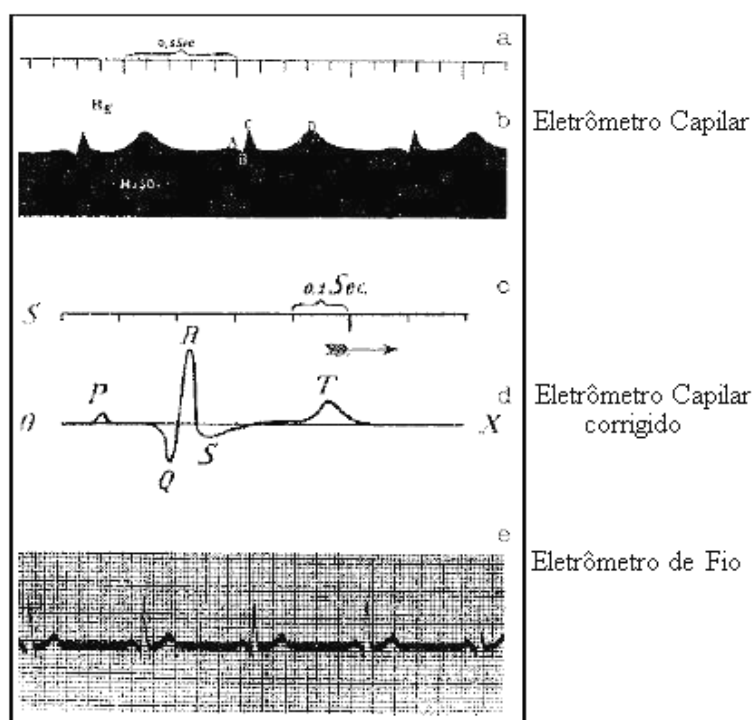


Figura 6 - Eletrocardiogramas registrados por Willem Einthoven.

Em, (a) Escala de tempo para a curva produzida pelo eletrômetro capilar de Lippman em (b). Em (c), escala de tempo para a curva do eletrômetro capilar corrigida por Einthoven em (d). Em (e), curva produzida pelo eletrômetro de fio desenvolvido por Einthoven. Adaptado de Maciel (1996).

O aparecimento do primeiro eletrocardiógrafo eletrônico, no entanto, só aconteceu nos Estados Unidos devido a Marvin & Leibing da General Electric™ Co. em 1931. Mas, foi somente em 1934 que ocorreu a introdução do amplificador diferencial, como estágio de entrada no eletrocardiógrafo eletrônico (GUEDES & ROEDER, 2002).

Atualmente, são utilizados somente equipamentos eletrônicos para captação e registro do ECG. Utilizam-se amplificadores analógicos transistorizados, montados em pastilhas de silício (Circuitos Integrados), no estágio de entrada e nos filtros passa-banda subsequentes. Para a etapa de registro, são utilizados: fita de papel e penas móveis com tinta, ou então, o sinal é discretizado² (processo de conversão analógica para digital), e armazenado em memórias digitais. Esta última modalidade de registro tem sido a preferida, pois depois de armazenados, os dados podem ser manipulados em *software* para obtenção de melhor relação sinal ruído, ou armazenados em grandes quantidades, ou ainda, serem transmitidos para outros locais via telemetria ou Internet.

2.3.1 Convenções Utilizadas no Sinal de ECG

A Figura 7 ilustra um sinal de ECG típico, obtido da derivação II de Einthoven (MALMIVUO & PLONSEY, 1995). Nesta figura, constam as letras do alfabeto (P, Q, R, S, T, U), convencionadas por Einthoven, para definir as deflexões - denominadas **onda** - produzidas no sinal devido aos potenciais de excitação cardíacos. Um ciclo cardíaco completo é descrito pela sucessão das ondas, de P até U. A primeira deflexão positiva do sinal eletrocardiográfico é chamada "onda" P. A segunda deflexão positiva é chamada R, sendo sua antecessora a letra Q e sua sucessora a letra S. As ondas P, T e U podem ser tanto positivas quanto negativas. A distância entre duas ondas é denominada **segmento**, enquanto que um **intervalo** é aquele que inclui tanto o segmento quanto a ondas que o delimitam (ROWLANDS, 1989).

Quanto à origem dos potenciais observados no ECG, pode-se afirmar que a onda P é produzida a partir da despolarização atrial. O complexo QRS a partir da despolarização ventricular e a onda T pela repolarização ventricular. As manifestações da repolarização atrial, normalmente são mascaradas pelo complexo QRS. Os intervalos, P-R e S-T, têm normalmente o potencial zero e o intervalo P-R é causado pelo atraso de propagação no nodo atrioventricular.

Quanto à onda U, sua origem ainda hoje é um enigma. Com base nas pesquisas de Einthoven a onda U teria sua origem na repolarização tardia de regiões do miocárdio ventricular. A partir da década de 1990, com as pesquisas sobre as células M revelou-se a ligação entre a propagação lenta dos potenciais de ação nessas células e a presença da

² Discretizar - Ato de transformar um sinal contínuo no tempo em um sinal discreto no tempo, isto é, um sinal composto por um conjunto de amostras instantâneas que são tomadas a intervalos de tempo determinados.

onda U no eletrocardiograma. Também, alterações no eletrocardiográficas devidas a hipopotassemia produzem redução de amplitude da onda T e ondas U proeminentes (RIBEIRO *et al.*, 2004).

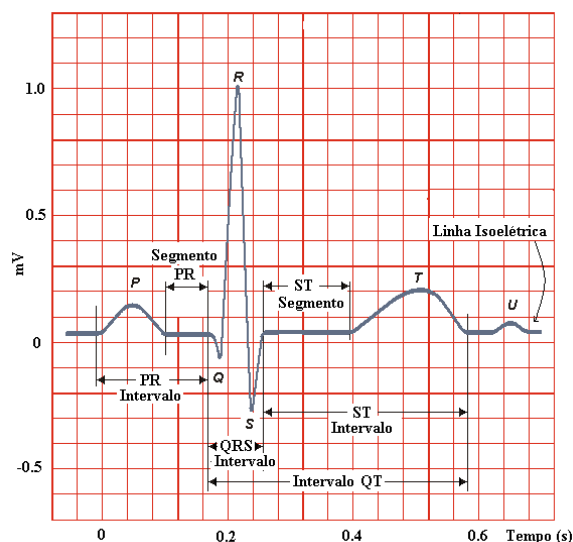


Figura 7 - Traçado tipo de sinal de ECG, obtido a partir da derivação II de Einthoven (adaptado de Malmivuo & Plonsey,1995).

Os valores normais das tensões registradas nas ondas do ECG normal dependem da maneira com a qual os eletrodos são aplicados à superfície do corpo, e quão perto se encontram do coração. Aplicando-se um eletrodo diretamente sobre a superfície do miocárdio e outro eletrodo em outra parte qualquer do corpo, as tensões no complexo QRS podem chegar até a 4 mV. Para medições não-invasivas, como quando se registra o ECG a partir dos dois braços (derivação I), ou um braço e uma perna (derivação II), as tensões encontradas no complexo QRS estão normalmente dentro de 1 mV a partir do pico da onda R e a linha de base. As tensões medidas na onda P situam-se entre 0,1 mV e 0,3 mV e para a onda T, entre 0,2 e 0,3 mV (GUYTON, 1996).

A duração dos intervalos também segue padrões. O intervalo P-R é a duração entre o início da onda P e o início do complexo QRS. Neste intervalo, define-se o início da contração do átrio até o início da contração dos ventrículos e sua duração é de cerca de 160 ms. O complexo QRS continua deste o início da onda Q até o final da onda S e este intervalo tem duração geralmente entre 80 ms e 100 ms (GUYTON, 1996). Já o intervalo QT, que é medido desde o início do QRS até o final da onda T representando a duração

total da atividade elétrica ventricular (despolarização e repolarização ventricular), tem duração normal entre 300 ms e 440 ms (FELDMAN & GOLDWASSER, 2004).

A determinação da frequência cardíaca é realizada a partir do inverso do tempo transcorrido entre dois complexos QRS. Este intervalo tem normalmente 830 ms, resultando na frequência cardíaca de $\frac{60}{0,83s}$, ou seja, 72 batimentos por minuto (GUYTON, 1996).

2.3.2 Características Elétricas do Sinal Cardíaco

A faixa de frequência a ser considerada para a aquisição do eletrocardiograma depende da aplicação pretendida. Na Figura 8 são mostradas três bandas utilizadas para diferentes aplicações. Para eletrocardiografia clínica é utilizada a banda de 0,05 Hz até 100 Hz. Para eletrocardiografia de monitoração, seleciona-se a banda de 0,5 Hz até 50 Hz. Um filtro passa-banda centrado em 17 Hz, é utilizado quando se deseja somente detectar o complexo QRS para fins de medição da frequência cardíaca (*e.g.*, nos cardiotacômetros) (TOMPKINS, 1995).

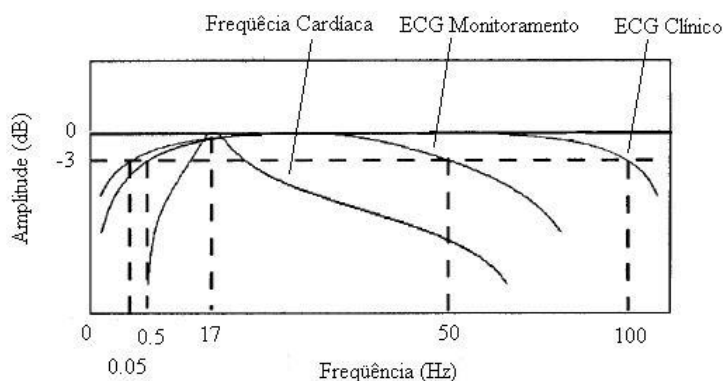


Figura 8 - Bandas de frequência utilizadas em eletrocardiografia. Para ECG clínico utiliza-se a banda de 0,05 Hz a 100 Hz. Para monitoração de 0,5 Hz a 50 Hz e para medição da frequência cardíaca basta um filtro passa-banda centrado em 17 Hz.

2.4 Pletismografia

Pletismografia, deriva da combinação das palavras gregas '*Pletismo*' que significa aumento e '*grafia*' que significa escrita. Esta técnica é usada principalmente para determinar e registrar variações de volume sanguíneo em diferentes partes do corpo. De

acordo com o tipo de sensor utilizado, pode-se ter vários tipos de pletismografia (CHEANG & SMITH, 2003):

✓ Fotoelétrica:

Em contato com o tecido, aplica-se uma fonte de luz monocromática sobre o mesmo e mede-se a intensidade da luz transmitida ou refletida que variará de acordo com as mudanças no volume sanguíneo. Usada para monitoração de saturação de oxigênio, determinação de pressão sanguínea não-invasiva e detecção de doenças vasculares periféricas;

✓ Impedância:

Aplica-se corrente alternada de baixa frequência através de eletrodos, medindo a variação de impedância decorrente da passagem do volume sanguíneo naquele local. Usada para na detecção de doenças circulatórias como trombose venosa profunda;

✓ Strain Gauge:

Utiliza-se de um fino tubo de borracha preenchido com mercúrio o qual envolvendo o membro onde a medição é realizada. Relaciona as variações de circunferência deste com as variações de volume sanguíneo. Usada para avaliação de insuficiência venosa aguda e crônica;

✓ Ar:

Utiliza-se de um manguito preenchido com ar envolvendo o antebraço. Correlaciona as variações de volume de ar em seu interior com variações no volume do sangue. Usada para avaliação de insuficiência venosa crônica.

Na continuação, será abordado apenas o tópico referente a fotopletismografia, por se tratar do principal objetivo deste trabalho, como já discutido no capítulo introdutório.

2.4.1 Fotopletismografia

A pletismografia fotoelétrica, também conhecida como fotopletismografia, é um método não-invasivo para detecção do pulso cardíaco utilizando um detector fotoelétrico. O traçado da onda fotopletismográfica retrata as mudanças na atenuação que a energia luminosa sofre em seu caminho, quando transmitida ou refletida nos tecidos e corrente sanguínea (MOYLE, 2002).

Estas variações na intensidade da luz recebida pelo fotodetector dependem principalmente dos seguintes fatores (MOYLE, 2002):

- ✓ Variações no fluxo total de sangue (venoso + arterial), sob o fotodetector;
- ✓ Orientação dos eritrócitos;
- ✓ Concentração dos eritrócitos;
- ✓ Velocidade do sangue no local;
- ✓ Distância entre a fonte de luz e o detector;

A Figura 9 ilustra como são posicionados os dispositivos optoeletrônicos na fotopletismografia reflexiva. Uma peça abriga os dispositivos em câmaras separadas evitando que ocorra a iluminação direta entre os mesmos, permitindo exclusivamente que a luz refletida atinja o fotoreceptor.

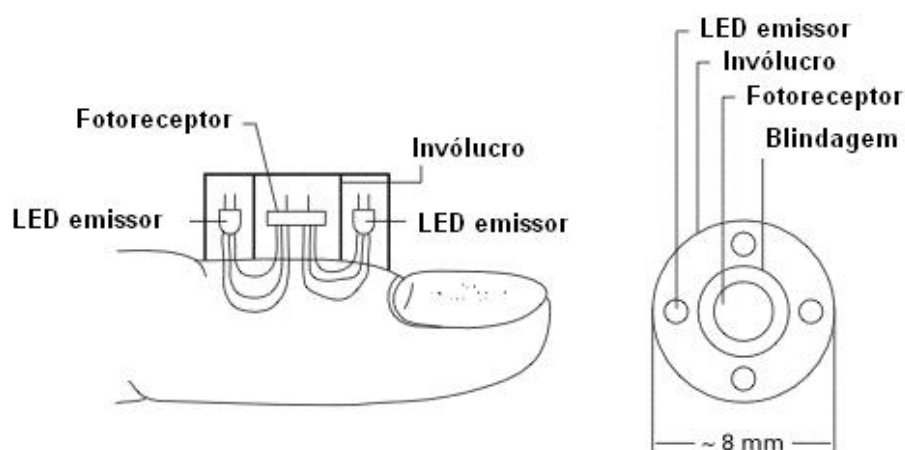


Figura 9 - Fotopletismografia reflexiva. Os dispositivos, emissor e receptor são isolados em câmaras separadas. Adaptado de Moyle (2002).

Na fotopletismografia transmissiva, os dispositivos optoeletrônicos são posicionados em lados opostos da extremidade em interesse (como o dedo de uma das mãos). A Figura 10 ilustra como é utilizado o arranjo. O invólucro que abriga os dispositivos também serve para envolver e fixar o conjunto na extremidade do membro.

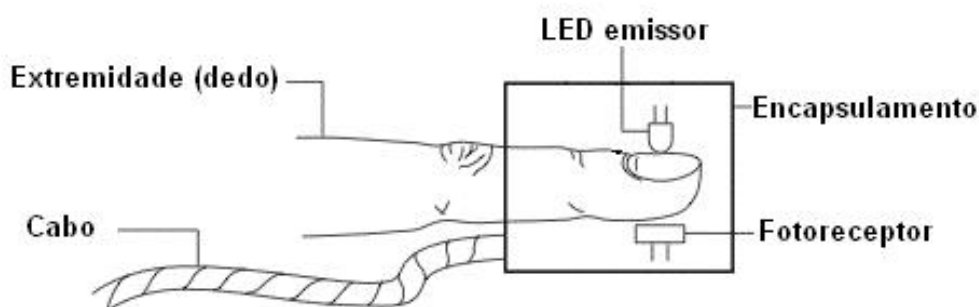


Figura 10 - Fotopletismografia transmissiva. Um encapsulamento especialmente desenhado abriga os dispositivos, emissor e receptor possibilitando ainda sua fixação a extremidade do dedo. Adaptado de Moyle (2002).

Na fotopletismografia do tipo transmissiva (Figura 10), a luz monocromática difunde-se pelos tecidos alcançando o fotoreceptor que se encontra no lado contrário ao do emissor. Na fotopletismografia reflexiva (Figura 9), o fotoreceptor se localiza ao lado do emissor recebendo os fótons advindos do meio interno por reflexão. Em ambos os casos, a luz que atinge os tecidos e sangue é parcialmente absorvida, outra parte é parcialmente refletida e parcialmente transmitida atingindo o fotoreceptor. Essa componente que atinge o fotoreceptor carrega consigo variações de amplitude relacionadas às variações de volume do meio interno provocadas pela circulação arterial e venosa. A maior parte da luz incidente é absorvida pela pele, tecido, ossos, sangue venoso e sangue arterial não pulsátil (CHEANG & SMITH, 2003).

A relação existente entre a quantidade de luz absorvida em uma solução e a concentração de determinada substância naquela solução, foi primeiramente descrita por Johann Heinrich Lambert (1728-1777) em Augsburg - Alemanha, e foi publicada em 1760. Seu trabalho teve continuidade com August Beer (1853-1932), o qual propôs a Lei de Beer-Lambert (MOYLE, 2002).

Segundo a Lei de Beer-Lambert, a determinação da energia luminosa total transmitida através de uma solução possuindo determinada concentração de uma substância qualquer, é dada por:

$$I = I_0 e^{-\varepsilon(\lambda)cd}$$
 Equação 1

Na Equação 1, I_0 é a intensidade da luz incidente, $\varepsilon(\lambda)$ é o coeficiente de extinção a um específico comprimento de onda λ , c é a concentração da substância absorvente e d é a distância (MIT, 2001).

Os coeficientes de extinção para a hemoglobina oxigenada (HbO₂) e hemoglobina não-oxigenada (Hb) estão traçados no gráfico apresentado na Figura 11. Neste gráfico, são dadas as curvas para o comportamento do coeficiente de extinção em função do comprimento de onda, tanto no caso da fotopletismografia transmissiva (linhas cheias) como da fotopletismografia reflexiva (linhas tracejadas).

Como informação adicional, tem-se à esquerda do gráfico um eixo que mostra a percentagem da luz que é refletida no caso da fotopletismografia reflexiva.

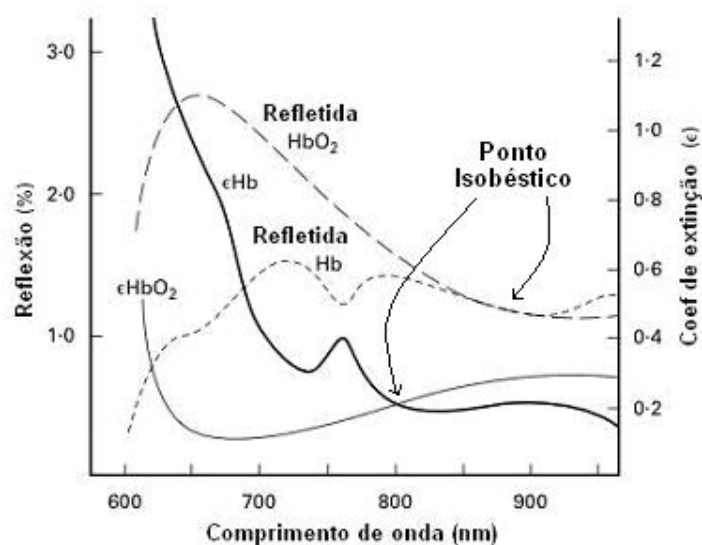


Figura 11 - Traçado das curvas do coeficiente de extinção da hemoglobina oxigenada (HbO₂) e hemoglobina não oxigenada (Hb), para os casos da fotopletismografia transmissiva (linhas cheias) e reflexiva (linhas tracejadas).

A validade da Lei de Beer-Lambert depende de certas condições, como o uso de fonte de luz monocromática (radiação em um único comprimento de onda, com faixa estreita), solução homogênea e isotrópica (na qual o índice de refração é o mesmo em

todas as direções), ausência de reações fotoquímicas. O sangue, porém, é considerado um meio não homogêneo capaz de apresentar absorção não linear da luz (MOYLE, 2002).

O princípio de aplicação da fotopletismografia neste trabalho está baseado numa modificação da Lei de Beer-Lambert proposta por JONES *et al.* (1992). Consiste em fazer uma analogia entre a variável concentração (da Lei de Beer-Lambert) com o sangue e os tecidos. A intensidade da luz é convertida para valores de tensão (JONES *et al.*, 1992). A Equação 1 transforma-se em:

$$V = ZI_o (e^{(-c_t \varepsilon(\lambda)_t d_t})} e^{(-c_a \varepsilon(\lambda)_a d_a})} \quad \text{Equação 2}$$

Onde Z é uma constante que relaciona a intensidade de luz recebida com a tensão na saída do circuito de detecção. O índice t indica variáveis com propriedades ligadas aos tecidos e o índice a , variáveis com propriedades ligadas ao sangue nas artérias. A variável V é a tensão de saída do sensor.

A Equação 1, mostra um valor de tensão relacionado a intensidade da luz transmitida ou refletida via fotopletismografia, tendo como base as equações de Beer-Lambert. A partir dessa equação, seguem-se outras considerações e deduções que objetivam obter matematicamente a pressão arterial não-invasiva. O trabalho de JONES *et al.* (1992) encontra-se em uma patente registrada sob nº 5.140.990 do departamento de patentes dos Estados Unidos da América do Norte e é propriedade da SpaceLabs Inc. (U.S.A.).

A seleção do comprimento de onda para uso em fotopletismografia depende da finalidade com que esta será utilizada. Para oximetria são usados os comprimentos de 660 nm e 940 nm para detecção da hemoglobina reduzida e hemoglobina oxidada respectivamente, pois esses comprimentos de onda na região do vermelho e infravermelho são facilmente absorvidos pela hemoglobina. A faixa de comprimentos de onda sobre as quais as técnicas de espectroscopia podem ser utilizadas *in vivo*, esta limitada aos valores entre 600 nm e 1300 nm. Para comprimentos de onda mais curtos que 600 nm, a melanina, na pele, produz um alto nível de absorção enquanto comprimentos de onda maiores que 1300 nm sofrem forte absorção pelos tecidos e pela água (MOYLE, 2002).

A Figura 12 ilustra o comportamento da absorção da hemoglobina na região do vermelho e infravermelho. O cruzamento das duas curvas caracteriza o ponto isobéstico, onde o comprimento de onda de 805 nm experimenta igual coeficiente de extinção pela hemoglobina oxigenada (HbO_2) e hemoglobina não oxigenada (Hb).

Em aplicações onde se tem interesse apenas em preservar as características do sinal fotopletismográfico, pura e simplesmente, o comprimento de onda ideal é aquele que cruza o ponto isobéstico (805 nm para fotopletismografia transmissiva). Apesar disso, segundo pesquisas de MASCARO & ASADA (2001), o uso de outros comprimentos de onda podem ser utilizados satisfatoriamente.

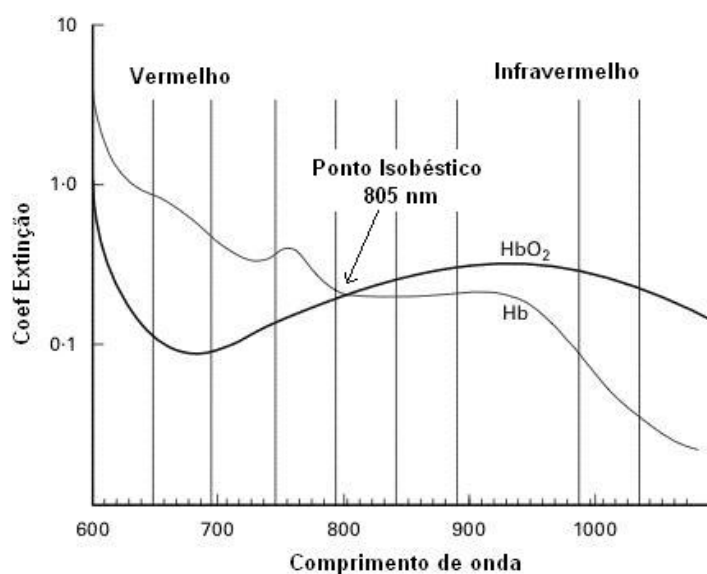


Figura 12 - Comportamento da hemoglobina quanto à absorção em diversos comprimentos de onda.

A colocação dos dispositivos ópticos de fotopletismografia, geralmente é preferida nos sítios: dedos das mãos, dos pés e o lóbulo da orelha. Na Figura 13 vê-se o sensor óptico para fotopletismografia, normalmente usado em oximetria, colocado no dedo indicador da mão esquerda.



Figura 13 - Sensor óptico de fotopletismografia colocado no dedo indicador da mão esquerda do paciente.

2.4.2 Características do Sinal

A componente D.C. da amplitude do sinal, devida a absorção pelos tecidos, possui amplitude típica de 97 % do total (MIT, 2000). Este sinal D.C. é removido através de um filtro passa-faixa e o sinal resultante (A.C.) é amplificado em seguida amplificado até valores compatíveis com a entrada do conversor A/D. A Figura 14 mostra, sucintamente, o diagrama de blocos o processo de aquisição do sinal fotopletismográfico.

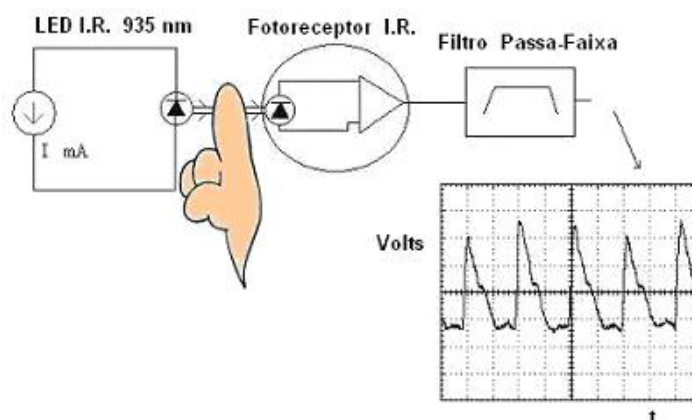


Figura 14 - Diagrama ilustrativo do processo de aquisição do sinal fotopletismográfico.

O espectro de potência do sinal de PPG (Fotopletismografia - em inglês: Photoplethysmography), possui o conteúdo de frequências mostrado na Figura 15. Praticamente toda informação no domínio da frequência está concentrada em frequências abaixo de 10 Hz. Interessante observar que existe uma componente devida à frequência respiratória presente no sinal (SCHARF e RUSCH, 1993). Essas características serão

levadas em conta quando o projeto do filtro passa-faixa para o sinal fotopleletismográfico for realizado.

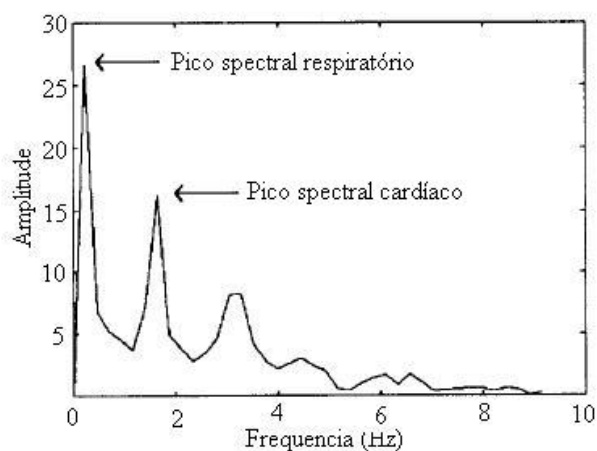


Figura 15 - Espectro de potência do sinal de PPG. Adaptado de Sharf & Rusch (1993).

Uma das facilidades no processamento do sinal de PPG, reside no fato de que a máxima frequência do espectro do sinal se encontra bem abaixo das frequências nominais das redes elétricas de distribuição de energia (50 ou 60 Hz), permitindo assim uma fácil rejeição dessas componentes pelos filtros utilizados. No entanto, no que tange às baixas frequências, há a preocupação quanto aos ruídos causados por artefatos de movimento. Normalmente, o conteúdo espectral deste tipo de ruído encontra-se sobreposto as mais baixas frequências do sinal, as quais, são justamente as que têm a maior amplitude.

Os artefatos de movimento são produzidos principalmente pelo movimento relativo entre o conjunto emissor-receptor, e a posição do corpo onde ele está instalado. Essa sensibilidade aos artefatos de movimento tem íntima ligação com o arranjo dos sensores, caracterizado pela fotopleletismografia do tipo transmissiva ou reflexiva. Como o volume de sangue, que interage com o sensor, é proporcional à distância que separa o emissor do receptor, acredita-se que devido ao sensor tipo reflexivo abranger um pequeno volume sanguíneo, o sinal medido é mais susceptível a artefatos de movimento (MIT, 2002). Esta afirmação pode ser mais bem entendida analisando a Figura 16.

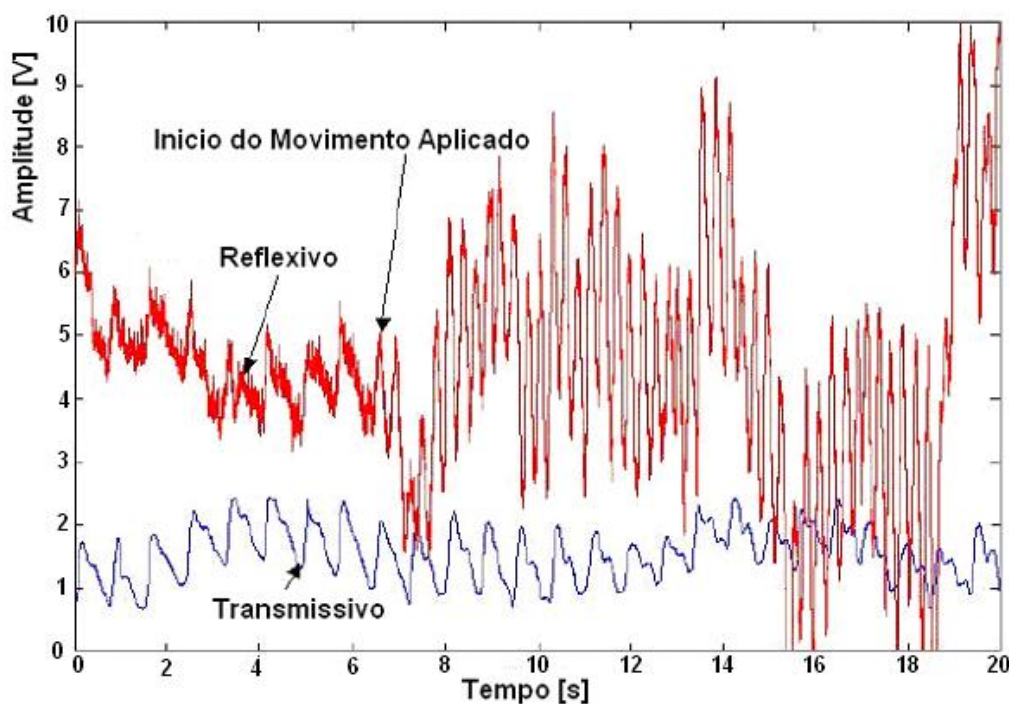


Figura 16 - Efeitos do artefato de movimento aplicado simultaneamente a dois sistemas recebendo sinais de sensores reflexivos e transmissivos, respectivamente. Os sensores tipo transmissivo toleram melhor os artefatos de movimento. Adaptado de MIT (2002).

Nos sensores reflexivos, devido à pequena proximidade entre emissor e receptor, fótons refletidos pelos dos tecidos superficiais da pele e tecidos pouco vascularizados atingem o receptor aumentando a componente DC do sinal, reduzindo o sinal AC. Além disso, existe a possibilidade de uma certa quantidade luz do emissor, atingir diretamente o receptor, devido a imperfeições na superfície da pele ou por uma perturbação mecânica mais forte. Isso produz grandes variações no nível AC do sinal. Essa sensibilidade exige a implementação de filtros especiais para remover os artefatos de movimento do sinal, como filtros adaptativos, pois a banda de frequências do artefato se sobrepõe a do sinal de interesse. A fotopletismografia reflexiva tem a vantagem de necessitar menor energia luminosa, pois a distância entre emissor e receptor é pequena e isso se traduz em uma vantagem quando se trata de uso em equipamentos portáteis (MIT, 2002).

Os sensores transmissivos são menos sensíveis aos artefatos de movimento, pois monitora um maior volume de sangue em razão da maior separação entre emissor e receptor. Sua desvantagem é necessitar de maior consumo de corrente por parte do emissor infravermelho em razão dessa maior separação (MIT, 2002).

2.5 Reabilitação Cardíaca

As origens da reabilitação cardíaca são mais remotas do que se pode imaginar. Por volta de 1768, Heberden observou em um paciente com angina de peito que este ficou praticamente curado depois que começou a serrar lenha durante meia hora por dia. Entretanto, esses resultados parecem não terem sido correlacionados adequadamente com as doenças coronarianas até a chegada do século XX (COATS *et al.*, 1997).

Por volta do início do século XX, a conduta pós-evento cardiovascular agudo baseava-se no repouso absoluto do paciente no leito por um período de 3 a 4 semanas (COATS *et al.*, 1997). Em 1944, trabalhos foram publicados acerca dos efeitos perniciosos do repouso absoluto no leito. Tais efeitos podem ser resumidos conforme segue (SBC, 2000):

- ✓ Redução da capacidade funcional;
- ✓ Redução da volemia;
- ✓ Redução do rendimento cardíaco;
- ✓ Alteração dos reflexos cardíacos;
- ✓ Predisposição ao tromboembolismo pulmonar;
- ✓ Redução da massa muscular;
- ✓ Aumento da depressão e ansiedade.

Somente a partir de 1960, os primeiros PRC começaram ser implementados (SBC, 2004). Desde então, várias metodologias foram empregadas na prescrição de exercícios aos coronariopatas. No início, havia uma grande hesitação quanto ao risco em submeter o paciente a esforços prematuros (COATS *et al.*, 1997).

A atitude de se iniciar a mobilização precoce do paciente partiu da observação de que havia grande perda de condicionamento físico, aumento do tédio e da depressão provocados pelo repouso prolongado após 3 a 4 semanas. Em 1952, Levine e Lown adotaram a prática de retirar do leito os pacientes e colocá-los repousando em cadeira de braços, após dois dias de internação e observaram visíveis progressos no estado clínico geral (COATS *et al.*, 1997).

A partir da década de 60, é que ocorreram as mudanças mais significativas nos hábitos de vida e treinamento físico dos cardiopatas. Os programas de reabilitação cardíaca proporcionaram a esses cardiopatas, o abandono do sedentarismo e da

aposentadoria precoces, para a retomada das atividades físicas, sociais e do trabalho (ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARIOLOGIA, 1997). Foi somente em 1981 que Harrington *et al.* propuseram um programa de mobilização precoce monitorada. Desta maneira, o paciente era inicialmente monitorizado por telemetria durante a realização de suas tarefas de rotina. Se fosse capaz de exercer suas atividades sem problema passaria a ser monitorizado por 24 horas por um Holter. A finalidade da monitoração era descobrir eventuais arritmias e tentar associá-las ao tipo de esforço. Uma semana ou mais, após o infarto agudo do miocárdio, o paciente executa uma prova de esforço de baixo nível sobre esteira para detecção de eventuais arritmias, isquemia, hipertensão ou sinais de insuficiência cardíaca, antes de lhe ser prescrito um programa progressivo de exercícios. Antes e pouco após a alta, o paciente volta a ser monitorado na execução de suas tarefas cotidianas (COATS *et al.*, 1997).

Hoje, já são notórios os efeitos benéficos dos PRC. Particularmente relevantes são os dados que indicam 20 a 30 % de redução da mortalidade em coronariopatas que participam regularmente dos programas de reabilitação cardíaca (SBC, 2004).

2.5.1 Monitoração de Pacientes Durante os PRC

A monitoração de parâmetros fisiológicos de pacientes em reabilitação cardíaca é de grande importância para a equipe de supervisão e acompanhamento do programa. A partir dos dados coletados, torna-se possível avaliar, caso a caso, o estado fisiológico atual de cada paciente, fazer um prognóstico da sua futura condição, avaliar a evolução do quadro clínico ou ainda, observar efeitos provocados por ação de fármacos.

Faz parte da avaliação do candidato ao PRC a realização de teste de esforço, onde a monitoração dos parâmetros fisiológicos servirá para a verificação de sua capacidade cardiovascular. É considerado, o volume de O₂ consumido, a ocorrência de arritmias através do ECG, a medição da pressão sistólica/diastólica e medição da frequência cardíaca.

Dos resultados do teste de esforço, são obtidos os níveis de segurança para a intensidade dos exercícios a serem prescritos, quais sejam (FARDY *et al.*, 1998):

- ✓ A carga de trabalho corresponderá de 50 a 80 % do pico de consumo de oxigênio ou da carga máxima;
- ✓ 70 a 85 % da frequência cardíaca máxima;

- ✓ 50 a 75 % do somatório da reserva de frequência cardíaca com a frequência cardíaca de repouso;
- ✓ Percepção de esforço de 12 a 16 pela escala de Borg³;
- ✓ 10 bpm abaixo do ponto em que ocorreram alterações no teste de esforço.

Durante as sessões de exercício, esses patamares de frequência cardíaca recomendados como ideais para cada caso, são monitorados pelo pessoal de supervisão. A medição da frequência cardíaca é realizada manualmente, utilizando cronômetro e contagem do pulso. Os resultados de cada paciente são anotados em planilhas individuais de controle, em papel. Esse acompanhamento é importante para detecção de sinais indicativos de treinamento excessivo, tais como: aumento de frequência das disritmias cardíacas, bradicardia inapropriada, taquicardia inapropriada (ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA, 1997). Naqueles pacientes que apresentem algum tipo de arritmia desencadeada pelo esforço ou limiar baixo de isquemia silenciosa, recomenda-se algum tipo de monitoração eletrocardiográfica. Ainda, quando na presença de isquemia é recomendada a monitoração por 6 a 12 sessões até que se estabeleça o nível de tolerância ao exercício (SBC, 2000). Nesse caso, para detecção de isquemia, sugere-se a utilização da derivação V5 por ser mais sensível às alterações do segmento ST (FARDY *et al.*, 1998).

No caso de pacientes participantes de programas de exercício supervisionado (PES), onde os exercícios são orientados diretamente pelo médico e de forma individual, a intensidade do exercício pode ser controlada objetivamente pela medida da frequência cardíaca, ou ainda, pela sensação subjetiva de cansaço (escala de Borg - nota entre 0 e 10). Nesse caso, monitores de frequência cardíaca e eletrocardiógrafos podem ser usados de forma contínua ou intermitente. A frequência cardíaca normalmente é medida continuamente e a pressão de maneira intermitente. De acordo com a necessidade, o paciente é monitorado de modo intermitente ou contínuo por ECG em uma derivação, donde são obtidos um ou mais registros durante a sessão. Também, podem ser utilizados recursos de telemetria de ECG em pacientes clinicamente mais graves ou naqueles com arritmias de alta complexidade, induzidas pelo esforço (SBC, 2004).

³ Escala de Borg - Método para quantificar o esforço de um indivíduo quando submetido a uma atividade física. O indivíduo atribui um valor de 6 a 20 para esforços que variam entre muito fáceis até muito cansativos.

O procedimento observado em duas clínicas de reabilitação (UNICARDIO e CEFID-UDESC), para a medição e registro individual das medições de parâmetros fisiológicos utiliza trabalho manual de auxiliares. Periodicamente, a sessão de exercício do paciente é interrompida para a aquisição e registro dos parâmetros. Para a medição de pressão, é utilizado o esfigmomanômetro manual por sons de Korotkoff e para medição da frequência cardíaca utiliza-se o método de contagem de pulso auxiliado por cronômetro.

2.6 Tecnologias para Monitoração de Dados Remotos

O primeiro relato da história envolvendo biotelemetria⁴, foi protagonizado pela célebre figura de Willem Einthoven (1860 - 1927). Com desenvolvimento do eletrocardiógrafo de fio, suas pesquisas estavam confinadas ao laboratório de fisiologia, pois o equipamento era muito pesado (270 kg) e complexo para ser transportado para o hospital, além de exigir condições especiais para funcionamento. Dessa forma, foi implementada uma ligação entre o hospital da Universidade e o laboratório de fisiologia a uma distância de 1,5 km. A ligação física foi possível graças à rede telefônica. Os pacientes eram examinados no hospital, com os membros mergulhados em solução condutora e o registro era feito no laboratório de fisiologia. Desta maneira, numerosos “telecariogramas” foram obtidos com sucesso (MACIEL, 1996).

A utilização de biotelemetria, foi amplamente usada em meados dos anos 60 pela NASA⁵, na monitoração de seres enviados ao espaço, fossem eles homens ou animais. Naquela época, entretanto, quando os primeiros sistemas de telemetria surgiram, havia grandes dificuldades, pois os equipamentos construídos eram freqüentemente pesados, volumosos e com elevado consumo de energia levando a uma conseqüente queda na autonomia dos sistemas. Atualmente, como avanço da microeletrônica, já estão sendo construídos até mesmo dispositivos implantáveis baseados em microeletrônica para monitoração biotelemétrica para uso tanto em seres humanos como em animais (SCANLON *et al.*, 1997).

Constitui-se a telemetria no ato de reunir determinada quantidade de informação em uma localização remota e transmiti-la até outro local conveniente para ser analisado e/ou armazenado (LOZANO-NIETO, 1999). Nesse sentido, várias são as técnicas

⁴ Biotelemetria - Telemetria para monitoramento de parâmetros fisiológicos.

⁵ NASA - National Aeronautics and Space Administration.

empregadas. A telemetria acústica é utilizada em pesquisas no meio aquático, embora limitada em largura de banda e pela reverberação do meio (KILFOYLE & BAGGEROER, 2000). Outra modalidade é a telemetria por infravermelho (PARK *et al.*, 1998), que permite altas taxas de transmissão e garante imunidade contra interferência eletromagnética. Entretanto esta solução é limitada pela visada dos equipamentos. Também a transmissão via fibras óticas tem sido adotada por sistemas de telemetria (GOLDSBOROUGH, 1992), obtendo-se taxas de transmissão da ordem de 150 Mbits/s e foi proposta para pesquisa oceanográfica. Apesar das elevadas taxas de transmissão e imunidade à interferência eletromagnética, há a necessidade de conexão física entre os equipamentos.

Dentre as técnicas já mencionadas, a radiofrequência (R. F.), tem sido preferida pela maioria das aplicações, como meio de transmissão, pois elimina a ligação física entre os pontos. Nestes, podemos ter os sistemas uni-freqüenciais e os multi-freqüenciais. Sistemas multi-freqüenciais são aqueles que empregam técnicas de espalhamento espectral (*spread spectrum*), como é o caso da tecnologia *Bluetooth*® que minimiza a interferência eletromagnética, pois faz uso de vários canais de comunicação utilizando a técnica de salto (*hopping*). Essa técnica leva em consideração que existe pequena probabilidade de que mais de um dos canais utilizados venha a sofrer interferência eletromagnética ao mesmo tempo. As taxas de transmissão obtidas a partir dos sistemas *spread spectrum* são da ordem de 723 kbits/s, o que é satisfatório para aplicações que não envolvam a transmissão de imagens em tempo real. A tecnologia *Bluetooth*® foi concebida para a substituição de cabos de comunicação de curta distância (MORROW, 2002).

Explorando a comunicação *wireless narrowband* (comunicação sem fio e com faixa estreita), MODARRESZADEH & SCHMIDT (1997) apresentaram sua proposta para a telemetria de EEG (Eletroencefalograma). Esse sistema pode enviar 32 canais de EEG utilizando rádios *narrowband* na faixa de 902 a 928 MHz com velocidade 40 kbps a uma distância de 50 metros. Os sinais são recebidos por uma unidade base e enviados a um PC (via porta serial), onde são processados e mostrados em ambiente gráfico.

Outra aplicação foi desenvolvida por ADES *et al.* (2000), quando apresentou seu equipamento para telemetria por via telefônica, para monitoramento de ECG e voz. Neste caso, o objetivo foi comparar a efetividade do PRC estando o paciente em sua própria casa, com os habituais programas supervisionados.

Em outro trabalho, descrito por MAN CHO & KIM (2001), implementa-se um sistema de telemetria multicanal para pacientes em reabilitação utilizando modulação analógica e transmissão ponto a ponto.

Utilizando-se da tecnologia *Bluetooth*®, KHOÓR *et al.* (2001) na Hungria, desenvolveram um sistema de telemetria para envio dos sinais de ECG até um telefone celular GSM (distante 10 - 20 metros), de onde são enviados a servidor WEB via Internet. Também, utilizando *Bluetooth*®, MARTINCOSKY (2003) desenvolveu um equipamento para telemetria de ECG de curto alcance (10 m), em conjunto com a interface de supervisão no PC.

No caso do presente trabalho, dedicado a telemetria em reabilitação cardíaca, elegeu-se um sistema de telemetria sem fio por radiofrequência (radiotelemetria), dado à necessidade de oferecer liberdade de movimento ao paciente, necessária a boa execução de suas atividades. Atualmente, estão disponíveis no mercado várias tecnologias para telemetria sem fio. A escolha irá recair sobre uma delas a depender das características de cada aplicação como: velocidade, consumo de energia, alcance da transmissão, preço. A seguir, serão ilustradas as principais características de cada uma dessas tecnologias, procurando-se apresentar também seu potencial para determinadas aplicações.

2.6.1 *Bluetooth*

Bluetooth® é o nome dado a uma tecnologia para comunicação sem fio de curta distância (até 200 metros). A origem do *Bluetooth*® se deu em 1994 quando a Ericson iniciou pesquisas no sentido de substituir cabos e conexões de comunicação de dispositivos eletrônicos por *links* sem fio. O nome *Bluetooth*® foi escolhido para a tecnologia em homenagem ao rei “Harald Blatand”, que era conhecido em seu reinado na Dinamarca como “Harald Bluetooth” em razão de ele possuir uma coloração azulada em sua arcada dentária. O rei Bluetooth na época de seu reinado atuou de forma decisiva na unificação do povo dinamarquês e escandinavo. Analogamente, a tecnologia denominada *Bluetooth*® se propõe a unificar a comunicação entre diferentes dispositivos de diferentes fabricantes.

O *Bluetooth*® utiliza canais de radiofrequência na faixa ISM (*Industrial Scientific and Medical*) mundial, em 2,4 GHz até 2,4835 GHz usando tecnologia de espalhamento espectral (*spread spectrum*), não necessitando de licença para operação, além de ser uma solução de baixo consumo de energia para transmissão de voz e dados. Na tecnologia de

espalhamento espectral, as frequências de transmissão são mudadas num modo pseudo-aleatório (obedecendo a um algoritmo), a uma taxa de 1600 saltos por segundo (1600 hops/s).

Numa rede *Bluetooth*®, a transmissão de dados é feita através de pacotes, como na Internet. Existem 79 possíveis canais disponíveis para o espalhamento espectral evitar interferências e aumentar a segurança. No Japão, França e Espanha o governo daqueles países reservou somente uma parte das frequências da faixa padrão. A faixa assim reduzida, possui apenas 23 canais.

Os dispositivos *Bluetooth*® têm a capacidade de localizar outros dispositivos próximos, formando redes chamadas *piconet*. Uma vez estabelecida a rede, os dispositivos determinam um padrão de transmissão, usando os canais de transmissão possíveis. Os pacotes de dados são transmitidos cada um em um canal diferente, numa ordem que apenas os dispositivos da rede conhecem, eliminando as possibilidades de interferência com outros dispositivos *Bluetooth*® próximos. Como procedimento de segurança existe um sistema de verificação e correção de erros, que assegura a retransmissão do pacote em caso de perda ou corrupção de dados.

O alcance das transmissões está ligado à potência de saída do dispositivo. Os fabricantes estão disponibilizando três classes distintas quanto à potência de transmissão:

Tabela 1 Classificação dos módulos *Bluetooth*® quanto a potência de transmissão e alcance.

	Potência	Alcance
Bluetooth® classe I	+ 20,0 dBm	100 metros
Bluetooth® classe II	+4,5 dBm	50 metros
Bluetooth® classe III	0 dBm	10 metros

Seguindo a filosofia de substituição de cabos, a maioria dos fabricantes esta produzindo módulos *Bluetooth*® classe III de 0 dBm (1 mW), para cobrir distâncias de até 10 m, pois é o suficiente para este tipo de aplicação.

A velocidade máxima de transmissão do padrão *Bluetooth*® é de 1 Mbps que se reduz a 723 kbps em razão dos cabeçalhos de transmissão próprios do protocolo. Essa taxa de transmissão é conseguida sob boas condições de relação sinal/ruído, pois a medida em que há uma redução nesta relação a velocidade de transmissão também é reduzida em razão do aumento das retransmissões.

O uso do *Bluetooth*® permite comunicação a uma imensa quantidade de dispositivos eletrônicos que necessitam de algum tipo de comunicação de curto alcance tais como: teclados de computador, mouse, impressoras, telefones celulares, câmaras fotográficas, *laptops*, *palmtops*, PDAs (*Personal Digital Assistant*). A comunicação via radiofrequência proporcionada pelo *Bluetooth*® proporciona a conexão entre estes dispositivos sem a necessidade de cabos e conectores, bastando que os mesmos estejam dentro de um raio de alcance, por exemplo, 10 m (*Bluetooth*® Classe III). Dada à característica de baixo consumo, podem ser agregados facilmente a qualquer dispositivo portátil como telefones celulares e PDAs.

A tecnologia *Bluetooth*®, seria uma escolha para utilização em sistemas de telemetria em reabilitação cardíaca. Sua principal limitação está no alcance. Embora os módulos Classe I, possam atender esta especificação, segundo os fabricantes, a utilização dos mesmos neste limite poderia trazer perda de desempenho.

2.6.2 ZigBee

A tecnologia *ZigBee*® padrão IEEE 802.15.4, foi desenvolvida para comunicações sem fio de curto alcance por uma aliança de empresas chamada “*ZigBee Alliance*,” formada a partir de um grupo de oito empresas (Philips, Samsung, Honeywell, Motorola, Invensys, Mitsubishi Electric, Freescale Semiconductor e Ember). Os produtos *ZigBee*® serão compatíveis com todos os padrões internacionais, incluindo FCC (*Federal Communications Commission*), ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) e ARIB (*Association of Radio Industries and Business*). Esta tecnologia foi criada para suprir necessidades em aplicações de monitoração e controle, oferecendo baixo consumo de energia, taxas de transmissão de dados entre 20 kbps e 250 kbps e baixa latência nas transmissões e possibilidade de formação de redes com elevado número de dispositivos com baixa complexidade.

Os produtos baseados na tecnologia *ZigBee*® operam nas bandas ISM, incluindo 2,4 GHz (global), 915 MHz (Américas), 868 MHz (Europa). Podem ser obtidas taxas de 250 kbps em 2,4 GHz (10 canais), 40 kbps em 915 MHz (6 canais) e 20 kbps em 868 MHz (1 canal). O alcance de transmissão é previsto entre 10 e 75 metros, a depender do fornecimento de energia e das características do meio.

O risco de um sistema de telecomunicações sofrer interferências existe em toda a banda ocupada por ele. Os comitês IEEE 802.10 e 802.15.2 estão focalizando questões de

coexistência na utilização dos canais, por isso, o tempo de utilização de um canal pelo ZigBee® é bastante curto o que minimiza a possibilidade de colisão em uma determinada frequência.

A autonomia das baterias em um sistema qualquer é em última análise, uma função da capacidade das mesmas e do consumo da aplicação. Assim, levando em consideração o uso de 2 pilhas AA a autonomia esperada em dispositivos ZigBee® está entre 6 meses e 2 anos em uma aplicação de monitoramento. Nesse caso a maior autonomia esta ligada àquela aplicação que possui maiores tempos em *standby*⁶.

As aplicações típicas para o ZigBee® incluem: automação industrial, automação comercial e automação residencial. Pode ser utilizado em termostato remoto para ar-condicionado, iluminação remota, controle remoto para TV e rádio, monitoração e controle remoto de motores e geradores, entre outros. O esquema de endereçamento de rede do ZigBee® suporta até 255 nós por “coordenador de rede”, podendo-se conectar inúmeros “coordenadores de rede” para formar redes extremamente grandes. Com suporte a 16 canais na banda de 2,4 GHz pode-se ter redes contendo até 4000 nós.

A tecnologia ZigBee®, foi lançada no mercado mundial em janeiro de 2005. Na área médica poderá ser utilizado para monitoração de sinais fisiológicos, como ECG, EEG e fotopletismografia. Cita-se, como exemplo, o trabalho de MODARRESZADEH & SCHMIDT (1997), que resultou na transmissão de 32 canais de EEG utilizando uma velocidade de transmissão de 40 kbps sem utilizar recursos compactação de dados. Esta velocidade de transmissão é contemplada pelo ZigBee®.

2.6.3 UWB

A UWB (*Ultra Wide Band*), é uma tecnologia desenvolvida para substituição de cabos a curtas distâncias, baixo consumo e elevadas taxas de transmissão. As idéias para sua idealização foram concebidas no final dos anos 60 e início dos anos 70 para uso em radar e sistemas de comunicação militar. O princípio reside na irradiação de pulsos de radio frequência de curta duração (tipicamente algumas dezenas de picosegundos), numa faixa de frequências muito ampla, desde 3,1 GHz até 10,6 GHz utilizando modulação por posicionamento de pulsos. Como apenas os dois dispositivos envolvidos na comunicação conhecem o padrão de saltos de frequência utilizados, a maior vantagem desta técnica é que os sinais transmitidos não interferem em outros

⁶ *Standby* – Diz-se que um sistema está em modo “standby” quando esta ativo, porém, utilizando recursos de economia de energia.

serviços de comunicação e nem entre si, dado o curto espaço de tempo em que os dispositivos transmitem naquela frequência.

A UWB seria capaz, segundo seus desenvolvedores, de conseguir taxas de transmissão de até 500 Mbps a distâncias de no máximo 3 metros.

A FCC (*Federal Communications Commission*), órgão regulador das telecomunicações nos Estados Unidos, está no presente momento, estudando a liberação desta tecnologia que poderá a ser utilizada em redes sem fio nos próximos anos. O fator crítico no uso seguro da UWB está em garantir que a mesma não irá interferir em outros serviços, pois ela também faz uso de bandas de frequência licenciadas.

A utilização da UWB em telemetria médica ainda irá depender da sua regulamentação por organismos reguladores federais. Como já se afirmou, a UWB está ainda em processo de aprovação em seu país de origem (E.U.A.). Tecnicamente, considerando às elevadas taxas de transmissão (500 Mbps), a UWB poderá ser útil inclusive para transmissão de imagens, muito embora com um alcance de 3 metros haja uma redução nas possibilidades de sua aplicação.

2.6.4 HomeRF

O HomeRF (*Home Radio Frequency Group*), especificado pelo FCC (*Federal Communications Commission*), é outro padrão para redes sem fio que utiliza transmissão em frequências ISM em 2,4 GHz e modulação de espalhamento espectral por *Frequency Hopping* (FHSS). Neste caso, o protocolo de comunicação utilizado é o chamado SWAP (*Shared Wireless Access Protocol*), no qual as interfaces de rede se comunicam diretamente, sem o uso de um ponto de acesso. Isto diminui o custo da rede, mas também compromete o alcance do sinal, que é (em condições ideais), apenas 50 metros. Seu uso foi especificado inicialmente para comunicação entre PCs e dispositivos eletrônicos no interior e arredores de residências.

É possível criar redes HomeRF com até 127 nós, mas como o mesmo canal é compartilhado por todos, quanto mais nós, mais baixa será a velocidade. Segundo recomendação dos próprios fabricantes, o ideal é a construção de redes com no máximo 10 nós. Sua velocidade de transmissão é de 1,6 Mbps e o custo por terminal aproximadamente 100 dólares.

Na pesquisa realizada, não foram encontrados trabalhos mencionando o uso da HomeRF em telemetria médica. Entretanto, considerando suas características de alcance e

velocidade de transmissão conjuntamente com o protocolo de rede já implementado existe potencial emprego para telemetria médica especialmente em *Tele-Home Care*⁷.

2.6.5 Hiperlan

O HiperLan (*High Performance Local Area Network*) é um dos projetos BRAN (*Broadband Radio Access Networks*), regulamentado pelo *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI), e especifica um conjunto de padrões que definem esta tecnologia de rede *wireless*⁸. O HiperLAN possibilita tanto transmissões de dados assíncronas como serviços de áudio e vídeo. Permite assim, uma flexibilidade para o uso desde escritórios a multimídias domésticas, pois apresenta taxas de transmissão que chegam a 54 Mbps. Taxas de transmissão dessa ordem são obtidas graças a modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Divison Multiplexing*) que faz uso de várias portadoras de rádio transmitindo simultaneamente segmentos do sinal digital que é reconstituído na recepção. São utilizadas 52 portadoras de radio freqüência, das quais 48 são destinadas à transmissão de informação e 4 destinadas a transmissão de sinais utilizados na reconstituição do sinal no receptor.

O padrão HiperLAN foi lançado pela primeira vez em 1997 e possibilitava tráfego a 20 Mbps permitindo comunicação de texto, vídeo e áudio. A versão HiperLAN 2, lançada em 2000 veio a proporcionar taxas de transmissão de 54 Mbps. Ambas versões utilizam faixa de freqüência dedicada em 5 GHz.

2.6.6 Sistemas Narrowband

Todos os sistemas de comunicação *wireless* vistos até agora, utilizam transmissão multi-freqüencial do tipo espectro espalhado ou modulação OFDM. Essa técnica é utilizada para minimizar os efeitos de interferências eletromagnéticas indesejáveis nos canais de comunicação e aumentar a segurança contra interceptação das informações. Os sistemas *narrowband* (faixa estreita), fazem uso de uma única freqüência de transmissão/recepção não possuindo mecanismos de proteção contra fortes interferências eletromagnéticas e quebra de sigilo das informações. Possuem, contudo, características de alcance de transmissão maiores do que os sistemas *wireless* vistos até o momento.

Tele-Home Care - Termo que define o serviço de monitoração à distância de pacientes localizados em suas próprias residências.

⁸ *Wireless* - Termo em língua inglesa, usado para definir sistemas de comunicação sem fio.

Nos sistemas de faixa estreita, podem-se ter dispositivos com alcances desde uma dezena metros até dezenas de quilômetros a depender da potência e faixa de frequências utilizadas. Em algumas aplicações o item alcance é fator preponderante na escolha do equipamento a ser utilizado. As tecnologias disponíveis que utilizam espalhamento espectral são projetadas originalmente para substituição de cabos de comunicação que normalmente transferem dados a distâncias de no máximo 10 metros. Para tanto, tais equipamentos utilizam antenas incorporadas à própria unidade de transmissão/recepção, o que, além da pequena potência utilizada, contribui para o reduzido alcance estando em acordo com a finalidade para a qual foram desenvolvidos. Por outro lado, nos sistemas de faixa estreita (*narrowband*), a concentração de potência no espectro, obtida pela transmissão contínua dentro do mesmo canal de R.F., proporciona a estes sistemas maior alcance comparado com os sistemas que utilizam o espectro espalhado.

A concessão para utilização de faixas não licenciadas ISM traz consigo a exigência de uso de sistemas em espectro espalhado, que embora apresente desvantagem quanto ao alcance, ganham quanto à garantia de sigilo e menor susceptibilidade a interferências eletromagnéticas.

A utilização de sistemas de comunicação em faixa estreita é na maioria dos casos concedida sob licença do órgão regulador governamental. No Brasil a ANATEL, normatiza a utilização dos equipamentos ditos de “radiação restrita”. Esta normatização é estratificada em várias categorias de acordo com a aplicação pretendida. Não é necessária licença de operação, se os requisitos da norma forem seguidos à risca, conforme já citado na seção 2.6.1.

Em conformidade com a legislação brasileira, estão disponíveis comercialmente unidades receptoras ou transmissoras individuais na frequência de 433,92 MHz ou ainda, modelos que contêm simultaneamente as duas, são os chamados “transceptores”. Estes, incluem unidade analógica de transmissão e recepção e unidade microprocessada, para gerenciamento de transmissão e recepção de pacotes. A potência de saída está limitada em 10 mW proporcionando um alcance de 100 metros em ambiente aberto, sem obstáculos com uso de antena de $\frac{1}{4}$ de onda. O consumo de corrente é da ordem de 25 mA em tensão de 5 V.

A velocidade de transmissão pode chegar a 160 kbps nos transceptores que não possuem gerenciamento próprio de endereçamento de rede. Embora para comunicação ponto a ponto esta característica não seja fundamental, na implementação de redes este

gerenciamento deverá ser realizado por microcontrolador externo. O transceptor possui uma interface serial ou paralela com controle de *handshaking* que é intencionada à comunicação com microcontrolador externo, o qual fornecerá dados e instruções ao transceptor que por sua vez fará, automaticamente, o empacotamento e envio dos dados segundo um protocolo próprio.

Em razão das exigências de alcance, na abordagem deste trabalho, será utilizado um transceptor de faixa estreita. O alcance proporcionado por estes transceptores é plenamente satisfatório, não trazendo acréscimo de consumo em relação aos sistemas de espectro espalhado, como o *Bluetooth*® e similares.

2.6.7 Regulamentação Legal

Nos Estados Unidos da América do Norte, o *Federal Communications Commission* (FCC), regulamentou em junho de 2000 bandas exclusivas para uso em telemetria médica. Foi criada então, a *Wireless Medical Telemetry Service* (WMTS), que ocupa as faixas de 608-614 MHz, 1395-1400 MHz e 1429-1432 MHz para frequências de uso primário em telemetria médica. Como frequências de uso primário, entendem-se aquelas que tem preferência de uso sobre o canal e não podem sofrer interferência de outros serviços de radiocomunicação.

No Brasil, segundo a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), não há necessidade de licença de operação quando os sistemas de radiocomunicação se enquadrarem no “Regulamento sobre Equipamentos de Radio Comunicação de Radiação Restrita” (BRASIL, 2004). No caso dos equipamentos que utilizam espalhamento espectral e operam nas bandas denominadas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), há apenas restrição quanto à potência irradiada (1 W ERP - *Effective Radiated Power*). A utilização destes dispositivos está regida pela seção XI do regulamento e são denominados: “Equipamentos Utilizando Tecnologia de Espalhamento Espectral”.

As faixas de frequência ISM, atribuídas para os equipamentos de espectro espalhado, encontram-se em: 902-907,5 MHz, 915-928 MHz, 2400-2483,5 MHz e 5725-5850 MHz (BRASIL, 2004). Segundo esta regulamentação, os equipamentos de radiação restrita operam em caráter secundário, isto é, não tem direito à proteção contra interferências prejudiciais provenientes de qualquer outra estação de radiocomunicação, nem podem causar interferência em qualquer sistema (BRASIL, 2004).

2.7 Os Sistemas de Telemetria nos PRC

Atualmente são muitos os trabalhos desenvolvidos no sentido de resolver o problema da telemetria de parâmetros fisiológicos, como já descrito na seção 2.6. Na linha de pesquisa da reabilitação, recentemente FORMICA *et al.* (2003), publicaram seu trabalho em telemetria para sinais de EMG (eletromiografia) e ECG. O sistema utiliza comunicação por radiofrequência em sistemas *narrowband* e os sinais adquiridos por via analógica são enviados a um conversor A/D e posteriormente multiplexados como o uso de um microcontrolador PIC 16F873 (Microchip - U.S.A.). Este microcontrolador também controla as rotinas de comunicação via radiofrequência. Para recepção dos sinais foi construída uma unidade contendo um rádio (similar ao utilizado para o envio dos dados) e um microcontrolador. Os sinais recebidos pelo rádio são enviados ao microcontrolador que realiza a tarefa de comunicar-se com o PC retransmitindo os dados via porta paralela.

Com os rádios utilizados (BIM2RPC - Radiometrix - U.K.), a taxa de transmissão pode chegar a 160 kbps, porém a taxa máxima utilizada foi de 22,9 kbps. O tipo de transmissão empregado foi tipo ponto-a-ponto, realizando-se a monitoração de apenas um paciente.

Sistemas comerciais, como o Q-Tel[®] RMS (QUINTON - U.S.A.) permitem a monitoração simultânea de até 12 pacientes em reabilitação cardíaca, com a aquisição de até 12 canais de ECG. O sistema completo oferece *software* para monitoração e registro dos sinais e emissão de relatórios individuais para acompanhamento de cada paciente. Este sistema também oferece geração de alarmes para os profissionais da saúde quando há detecção de anormalidades no sinal de ECG, no caso de arritmias. A Figura 17 ilustra o sistema da QUINTON. Nela são vistas as unidades remotas de aquisição, a unidade base e o PC com o *software* de monitoração instalado.



Figura 17 - Sistema comercial de monitoração de pacientes em reabilitação cardíaca. O Q-Tel® RMS da QUINTON - USA, é capaz de monitorar até 12 pacientes simultaneamente e gerar alarmes em caso de detecção de arritmias.

Um sistema comercial incluindo facilidades que permitem a monitoração não só de pacientes em reabilitação cardíaca, mas também, para aplicações em medicina esportiva, é oferecido pela COSMED (Itália). O equipamento é capaz de monitorar até 30 parâmetros fisiológicos, entre eles, VO_2 (volume de oxigênio), VCO_2 (volume de gás carbônico), pressão sistólica/diastólica, monitorização de ECG, saturação de oxigênio (SaO_2). Oferece um alcance de 1000 metros para a transmissão dos dados até o PC. A **Figura 18** ilustra o equipamento em uso por um atleta.



Figura 18 - Sistema de telemetria comercial, desenvolvido para medicina esportiva, cardiologia e medicina ocupacional. Pode medir até 30 parâmetros fisiológicos.

CAPÍTULO 3

Materiais e Métodos

O sistema de monitoração de pacientes em reabilitação cardíaca usando telemetria em rede está apresentado na Figura 19. O sistema é composto de uma unidade base para gerenciamento da rede sem fio e comunicação com o PC, e unidades remotas portáteis responsáveis pela aquisição dos sinais de ECG e fotopletismografia do paciente.

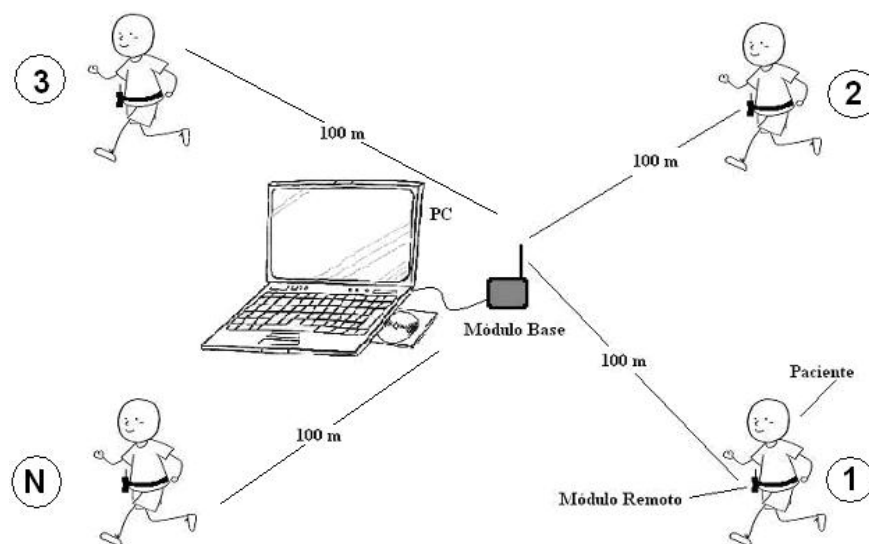


Figura 19 - Rede de pacientes em reabilitação cardíaca. Os pacientes têm mobilidade para se exercitarem até 100 m da unidade de monitoramento.

A unidade base é composta de um módulo de comunicação USB para interface com o PC, um microcontrolador e um rádio transceptor de rádio-pacote. No *firmware* (*software* residente no microcontrolador) do microcontrolador estão contidas as rotinas necessárias ao gerenciamento da rede de remotas portáteis e a comunicação com o PC via

módulo de interfaceamento USB. A partir de uma instrução enviada pelo PC ao módulo base, iniciam-se as requisições dirigidas aos módulos de aquisição (remotas). Os pacotes de informação enviados pelas remotas são repassados imediatamente à interface USB do PC. As transferências de dados somente cessarão perante instrução de parada enviada pelo PC para o módulo base.

As unidades remotas são encarregadas do processo de aquisição, digitalização, armazenamento de amostras e transmissão de dados via rádio quando solicitadas pela unidade base. O processo de aquisição envolve dois sinais fisiológicos: ECG e onda fotopletismográfica. Somente um canal de ECG é adquirido, via derivação pré-cordial V5. O sinal de fotopletismografia é obtido a partir de um sensor óptico infravermelho e etapas de condicionamento de sinal analógicas subsequentes.

Os sinais enviados pelas remotas até a unidade base são transferidos para um IBM PC ou compatível via porta USB. Através de um protocolo próprio, a unidade base troca informações com o PC via porta USB recebendo e enviando instruções juntamente com os pacotes de dados oriundos das unidades remotas.

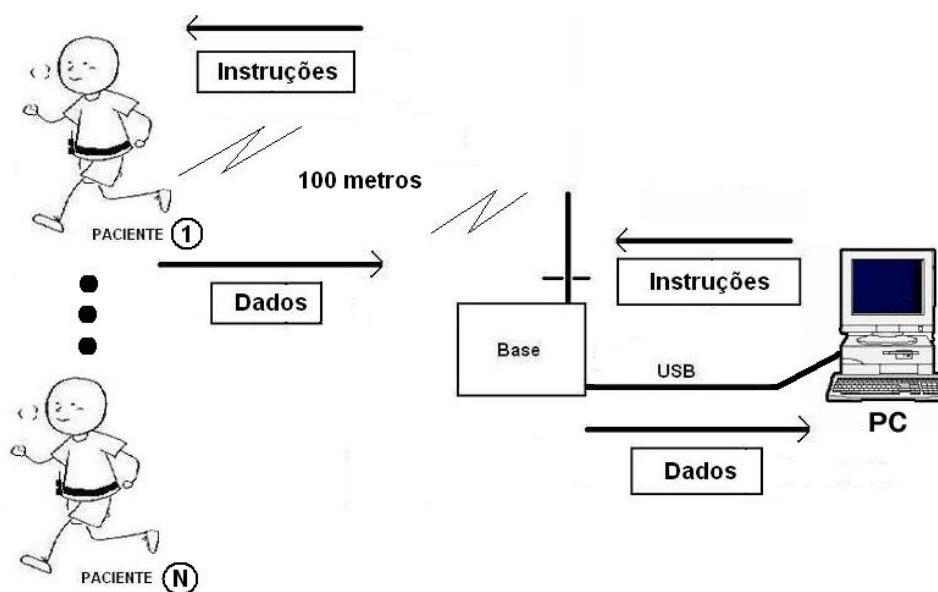


Figura 20 - Diagrama em blocos mostrando o fluxo de informações no sistema de telemetria.

Este capítulo versará sobre o projeto de *hardware* e *software* das unidades remotas de aquisição e a unidade base de gerenciamento de rede.

3.1 Unidade Remota

A unidade remota é encarregada da aquisição dos sinais fisiológicos de ECG e sinal fotopleletismográfico, digitalização, armazenamento e transmissão dos sinais. Para realizar esta tarefa a *hardware* é composto de unidades analógicas de condicionamento de sinal, unidade microcontrolada com conversores A/D incorporados e rádio transceptor para transmissão dos sinais via radiofrequência. A Figura 21 ilustra, em diagrama em blocos, o sistema de aquisição completo para a unidade remota.

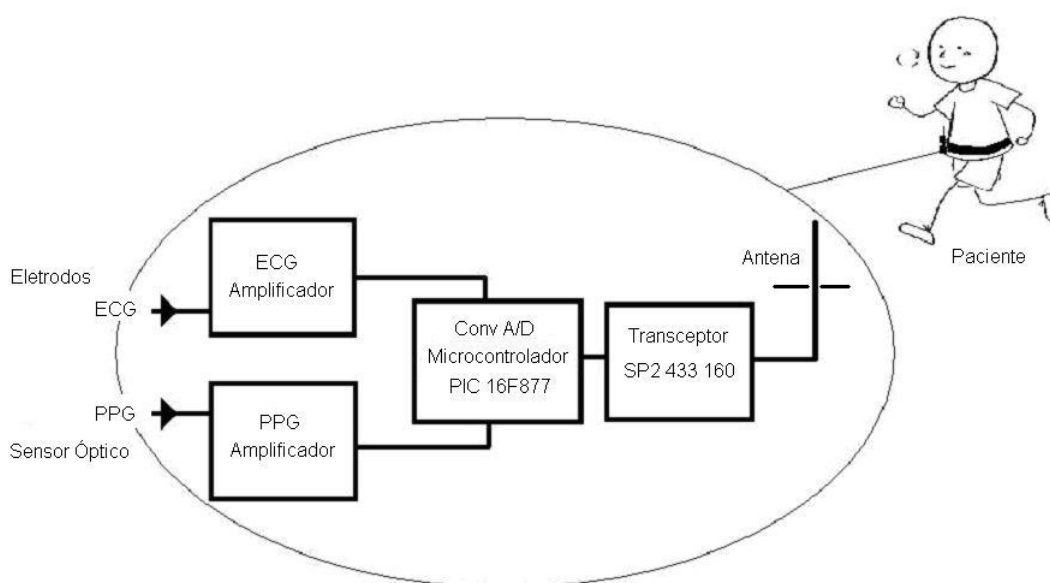


Figura 21 - Representação em diagrama de blocos do sistema de telemetria usado pelo paciente.

A unidade remota pesa aproximadamente 300 g, com as baterias, e é comodamente carregada pelo paciente estando preso à cintura ou braço. Sua fixação é feita utilizando-se fitas de Velcro®, permitindo assim, fácil ajuste ao corpo, garantindo sua imobilidade durante a realização do exercício.

As seções subseqüentes, apresentam em detalhes os módulos que constituem este sistema. As etapas de aquisição e condicionamento dos sinais analógicos são distintas, haja visto que os sinais adquiridos têm características distintas. Assim, as próximas seções, fazem distinção entre o tratamento dado aos sinais de ECG e aos sinais de fotopleletismografia em razão de suas características particulares.

3.1.1 Cadeia de Aquisição do Sinal de ECG

Os fenômenos de geração e propagação dos impulsos elétricos no coração foram vistos em detalhes no Capítulo 2. As correntes elétricas que se espalham pela superfície do corpo geram d.d.p's de baixa amplitude que são captadas pelos eletrodos de ECG. Segundo THOMPCKINS (1995), a amplitude de pico dos sinais de ECG é cerca de 1 mV. Assim, se a faixa dinâmica do conversor A/D for de 1,5 Volts, será necessário um ganho 1500 para atingir-se esse valor.

O diagrama em blocos do amplificador de ECG completo é mostrado na Figura 22. Os ganhos dos amplificadores estão distribuídos ao longo dos diversos estágios que constituem o sistema analógico de aquisição. No amplificador de instrumentação de entrada utiliza-se ganho baixo (usualmente 5), em razão de potencias de meia célula que surgem entre os eletrodos e a pele que podem chegar a 300 mV, fato que poderia produzir saturações indesejadas no sinal. O amplificador de instrumentação de entrada apresenta elevada impedância de entrada, reduzido ruído e elevada razão de rejeição de modo comum (CMRR). A impedância elevada ($10^{10} \Omega$), evita o efeito de carga sobre a tensão dos eletrodos, enquanto que o baixo ruído possibilita a captação de sinais de baixa amplitude e, a CMRR elevada (110 dB) permite ao amplificador a rejeição de quaisquer tensões de modo comum.

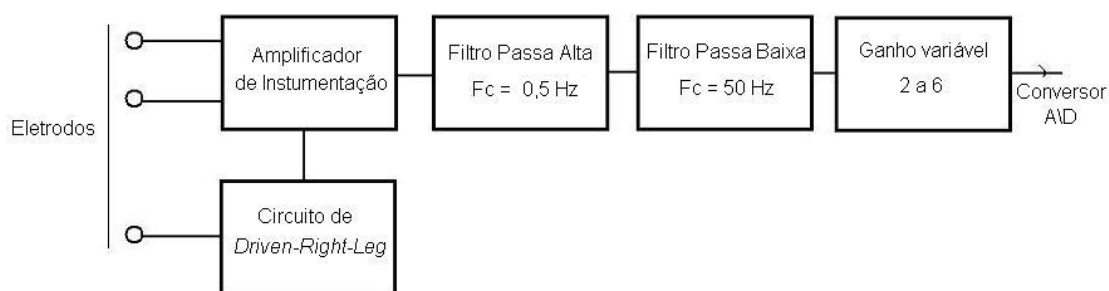


Figura 22 - Diagrama em blocos do sistema de aquisição e condicionamento do sinal de ECG. Os níveis de sinal já são suficientes para a entrada no conversor A/D.

O filtro passa banda limita o espectro do sinal de entrada para faixa de interesse em ECG de monitoramento de 0,5 a 50 Hz (TOMPCKINS, 1995). Este filtro é formado a partir de um filtro passa altas e um filtro passa baixas em cascata do tipo *Sallen Key* (SU, 2002).

O último bloco é responsável pelo ajuste final de ganho e regulagem do *offset*, antes do sinal ser entregue ao conversor A/D. Neste bloco, o ganho é controlado por *software* por meio de um potenciômetro digital com comunicação I2C⁹ permitindo que haja uma compensação de amplitude em razão das diferenças nos volumes corporais de cada paciente. A finalidade da regulagem de *offset* por sua vez é de conferir ao sinal um nível preponderantemente positivo antes de sua entrada no conversor A/D, bem como, compensar os erros de C.C. produzidos por toda cadeia de aquisição de ECG. Esta regulagem, contudo, é realizada somente uma vez, após a montagem do circuito.

-AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO DE ENTRADA

A Figura 23 ilustra o diagrama esquemático do amplificador de ECG. Neste diagrama o circuito integrado INA118 (Texas Instruments - U.S.A.), é o amplificador de instrumentação de entrada para os sinais bioelétricos. Este amplificador foi escolhido pelo seu reduzido consumo de corrente (350 uA), alta impedância de entrada (10 GΩ), e elevada CMRR (110 dB).

Em suas entradas diferenciais foram adicionados filtros passa baixa de primeira ordem com frequência de corte em 480 Hz. Tais filtros se destinam a melhorar a rejeição de interferências eletromagnéticas que entram no circuito através dos cabos dos eletrodos. Com esta frequência de corte são rejeitados os sinais de rádio frequência provenientes do transceptor utilizado para a telemetria sem, entretanto, prejudicar a resposta de frequência máxima do circuito para o sinal de ECG (50 Hz). O ajuste de ganho é ditado simplesmente por dois resistores de 4,7 kΩ colocados entre os pinos 1 e 8 do INA118 (Burr-Brown - USA). A

Equação 3 é fornecida pelo fabricante do componente para o cálculo do ganho. Considerando a soma dos dois resistores (9,4 kΩ) o ganho obtido é seis.

$$Ganho = 1 + \frac{50k}{R_G} \quad \text{Equação 3}$$

⁹ I2C - Protocolo de comunicação desenvolvido pela Philips (Holanda) para troca de informações entre dispositivos eletrônicos.

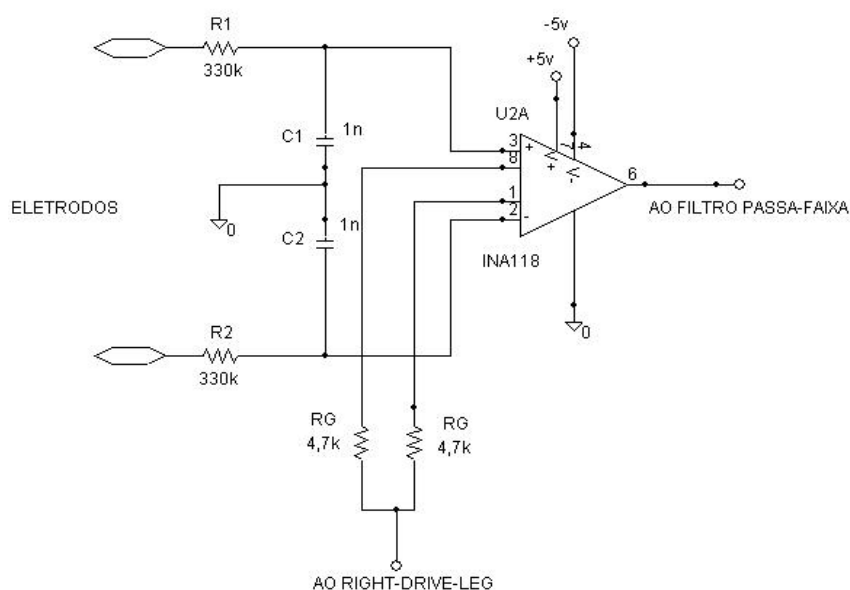


Figura 23 - Diagrama esquemático do circuito amplificador de entrada para aquisição de um canal de ECG.

- FILTRO PASSA-FAIXA PARA CONDICIONAMENTO DO SINAL DE ECG

Os filtros fazem o papel de condicionamento do sinal de ECG. Como já considerado anteriormente, o sistema destina-se fundamentalmente a monitoração de sinais de ECG na faixa de 0,5 a 50 Hz.

Após passar pelo amplificador de instrumentação, o sinal chega a entrada do filtro passa altas *Butterworth* tipo *Sallen Key*. Este filtro de segunda ordem possui uma atenuação de -40 dB/década e frequência de corte de 0,5 Hz. Corta-se, desta maneira, a componente DC do sinal proveniente dos potenciais de meia célula que são amplificados em conjunto com o sinal de ECG e componentes de baixa frequência provenientes da respiração.

Em cascata com o filtro passa alta está o filtro passa baixa *Butterworth* de segunda ordem também do tipo *Sallen Key*. A frequência de corte do filtro é de 50 Hz, e apresenta atenuação de - 40 dB/década.

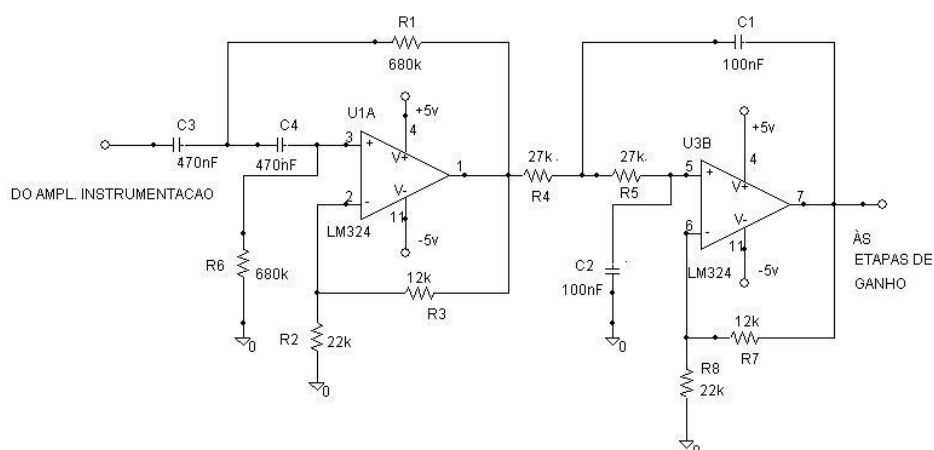


Figura 24 - Filtro passa-faixa Butterworth tipo Sallen Key com frequências de corte em 0,5 Hz e 50 Hz.

O arranjo em cascata dos dois filtros forma um filtro passa banda. A resposta em frequência desse filtro passa banda obtida por simulação no *software* PSPICE v. 8.0 pode ser vista na Figura 25. Devido a aproximações dos valores calculados dos componentes (resistores e capacitores) para os valores comerciais, a resposta se apresenta levemente deslocada em relação ao projetado.

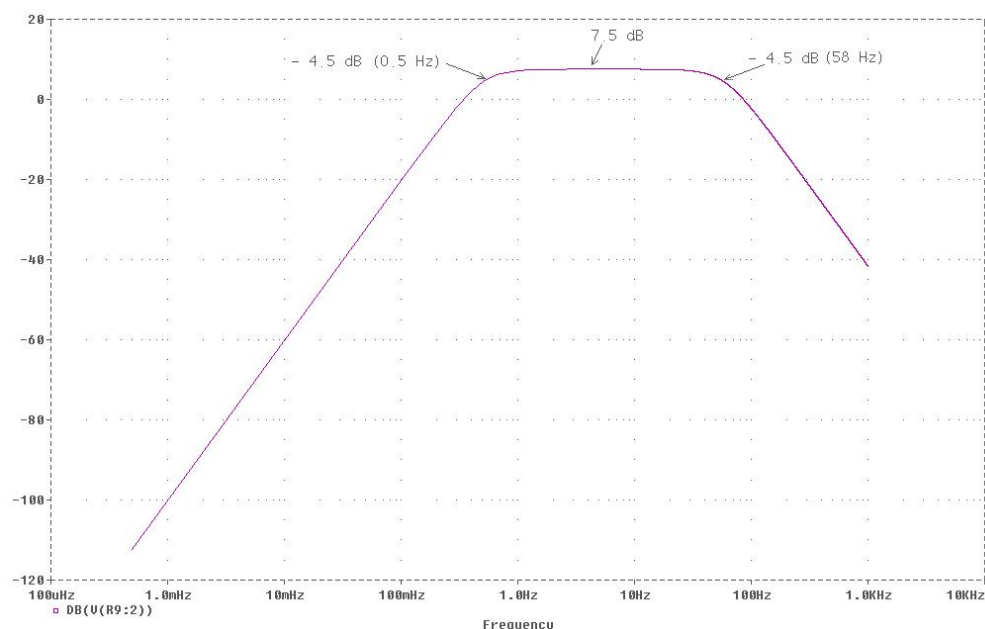


Figura 25 - Resposta em frequência do filtro passa-faixa Butterworth utilizado (obtida por simulação no *software* PSPICE v. 8.0). Ambos filtros passa alta e passa baixa são de segunda ordem e a faixa plana se estende de 0,5 Hz até 58 Hz.

- ETAPAS DE GANHO E OFFSET

A Figura 26 ilustra o diagrama de circuito das etapas de ganho e circuito de offset do amplificador de ECG. O primeiro amplificador inversor (U1A) desta etapa, fornece um ganho fixo de 27 fazendo com que o ganho total do sistema totalize aproximadamente 382. Calculamos este ganho multiplicando os ganhos das etapas individuais,

$$G_{Fixo} = G_{Ampl.Instr.} * G_{FiltroPassa-Banda} * G_{Complementar}$$

$$G_{Fixo} = 6,3 * 2,38 * 27$$

$$G_{Fixo} = 382$$

No último amplificador inversor (U3B), o ganho é variável e controlado pelo potenciômetro digital AD5248 (Analog Devices - USA) e tem valor máximo igual a 5. Assim o máximo ganho possível no sistema é de:

$$G_{TOTAL} = 382 * 5$$

$$G_{TOTAL} = 1910$$

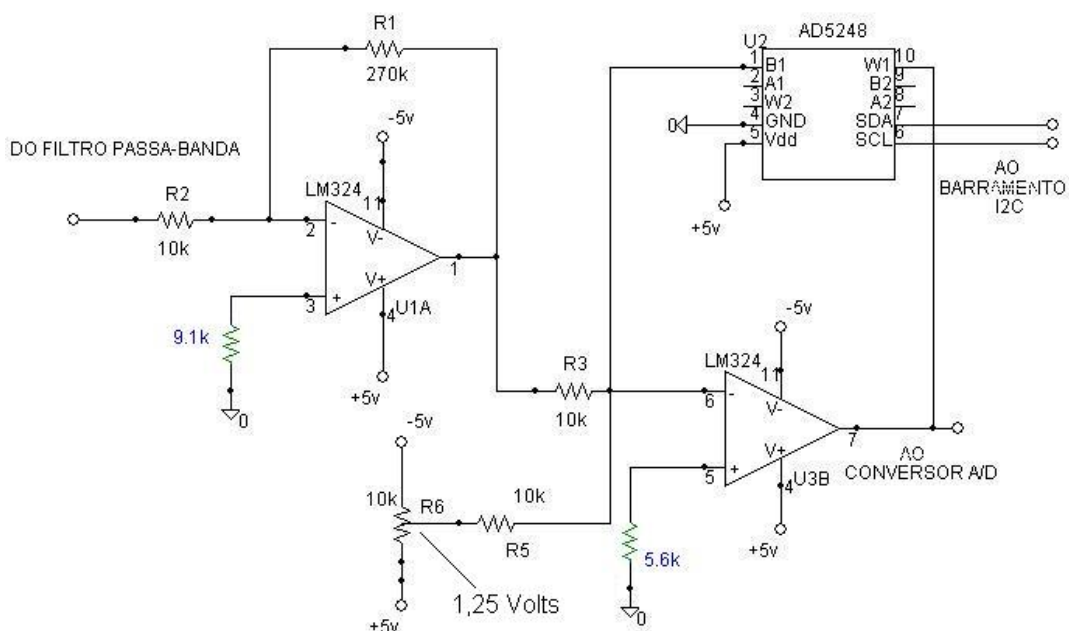


Figura 26 - Amplificadores do circuito de ECG. No diagrama, o primeiro amplificador (U1A) possui ganho fixo, o segundo (U3B) possui ganho controlado por *software* via potenciômetro digital (AD5248).

Considerando que o valor típico para o sinal de ECG é de 1 mV (WEBSTER, 1998), a máxima tensão na saída do amplificador poderá chegar a 2,29 Volts.

A faixa dinâmica do conversor A/D foi determinada por meio de uma tensão de referência de 2,5 Volts. Considerando eventuais variações da linha de base em razão dos artefatos de movimento proporcionados pelo exercício físico, propõe-se que a amplitude final do sinal de ECG não ultrapasse o valor de 1 Volt de pico-a-pico. Assim, o sinal de ECG varia entre os valores máximo (2,5 V) e mínimo (0 V) da faixa de conversão do A/D.

A tensão de correção do *offset* é aplicada ao último amplificador (U3B) de modo a posicionar a linha de base do sinal amplificado de ECG em 1,25 Volts (metade da tensão de referência utilizada pelo A/D). A regulagem dessa tensão é obtida aplicando, por meio de um potenciômetro, uma tensão à entrada do amplificador somador inversor (U3B). Esta regulagem é realizada, uma única vez, por ocasião da montagem do circuito.

- AMPLIFICADOR "RIGHT-DRIVE-LEG"

O último bloco a ser discutido é o amplificador *right-drive-leg*. Neste, a média das tensões contínuas dos eletrodos (tensão de modo comum) é invertida, amplificada e realimentada ao paciente pela perna direita. A realimentação negativa aplicada ao corpo leva a uma redução da tensão de modo comum prevenindo assim a ocorrência de saturações DC no circuito amplificador e contribuindo para rejeição de interferências induzidas pela rede elétrica (50 ou 60 Hz). São usados dois amplificadores operacionais (U2 e U3), OPA 2743 (Texas Instruments - USA) para esta finalidade.

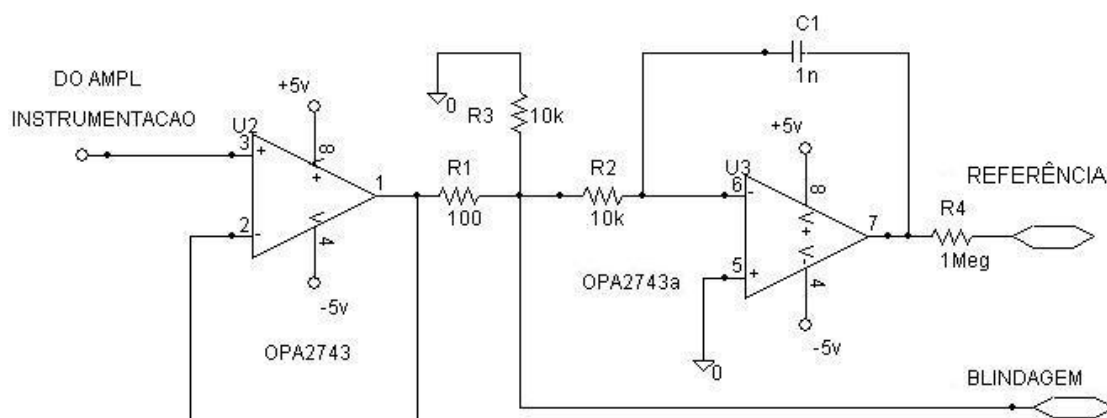


Figura 27 - Amplificador de realimentação "Right-Drive-Leg".

3.1.2 Cadeia de Aquisição do Sinal de Fotopletismografia (PPG)

O sinal pletismográfico fornece informações sobre a variação de volume sanguíneo que irriga um determinado volume corporal em determinado intervalo de tempo. Para detecção dessa variação de volume sanguíneo existem várias técnicas, como já visto no Capítulo 5. No presente caso, elegeu-se a fotopletismografia, por ser este método o que apresenta maior simplicidade para implementação em relação aos demais métodos, considerando a monitoração de pacientes em reabilitação cardíaca. A metodologia empregada para aquisição do sinal de fotopletismografia pode ser reaproveitada inclusive em futuros melhoramentos do presente trabalho que visem à obtenção da saturação de oxigênio (SaO_2), via telemetria.

Neste desenvolvimento, objetivou-se preservar as características originais do sinal, para que ele possa ser utilizado na determinação da pressão sistólica/diastólica não-invasiva. Deste modo, na saída da cadeia analógica de aquisição é disponibilizado o sinal contendo uma parcela DC, correspondente a componente não pulsátil do sangue venoso/arterial e dos tecidos, somada a uma componente que corresponde às variações de volume do sangue venoso e arterial. A título de ilustração, a Figura 28 revela como é composto o sinal de PPG em função da absorção do feixe luminoso que atravessa o meio. Percebe-se na figura, que o pico da onda fotopletismográfica coincide com momento da sístole onde há a maior absorção da luz pelo meio, uma vez que nesse momento a quantidade de sangue presente é máxima.

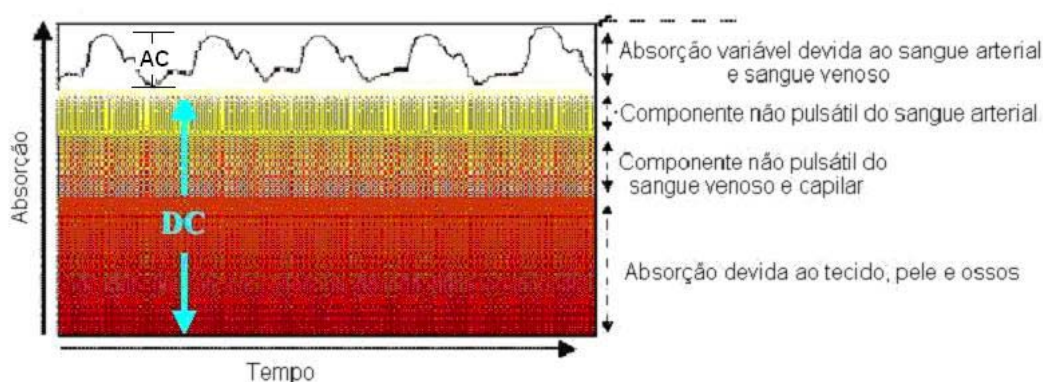


Figura 28 - Gráfico da absorção luz em função do tempo. Este gráfico retrata as contribuições dos diferentes meios (sangue e tecidos) na absorção da luz.

Um diagrama em blocos simplificado do sistema de aquisição do sinal fotopletismográfico é mostrado na Figura 29. Como pode ser visto, a excitação do LED

emissor infravermelho provém de uma fonte de corrente controlada em malha fechada. Esta malha recebe realimentação negativa do fotoreceptor e, através de um controlador proporcional, mantém o nível DC do sinal de saída dentro de uma faixa otimizada para funcionamento do fotoreceptor (de modo a não provocar a saturação do fotoreceptor). Uma vez que o sensor a ser utilizado foi dimensionado para uso em qualquer um dos dedos da mão, esta providência necessita ser tomada para compensar as diferenças que existem de indivíduo para indivíduo, seja pelo diâmetro do dedo, seja pela cor da pele ou ainda pela textura da pele, o que acarreta variações de amplitude muito grandes entre um indivíduo e outro.

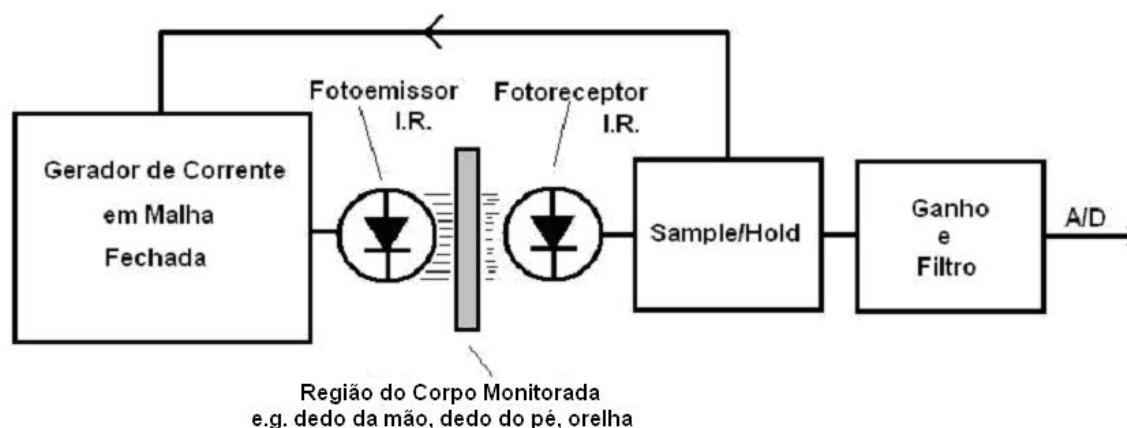


Figura 29 - Diagrama de blocos simplificado do sistema de aquisição analógico para o sinal de fotopleletismografia.

Na Figura 30, um diagrama de blocos mostra o processo de aquisição do sinal de PPG e a forma do sinal obtido na saída. O sinal apresenta inversão de fase de 180° em relação ao volume sanguíneo correspondente naquele instante. A maior amplitude no sinal elétrico obtido corresponde ao momento da diástole, onde o volume sanguíneo é menor na região de observação do sensor, ao passo que, o instante de menor amplitude corresponde à sístole onde o volume sanguíneo é maior na mesma região. O sinal de saída apresentado foi obtido de modo a atingir as exigências da metodologia empregada para medição não-invasiva da pressão sanguínea, exibindo um sinal que é proporcional à intensidade da luz transmitida através do meio.

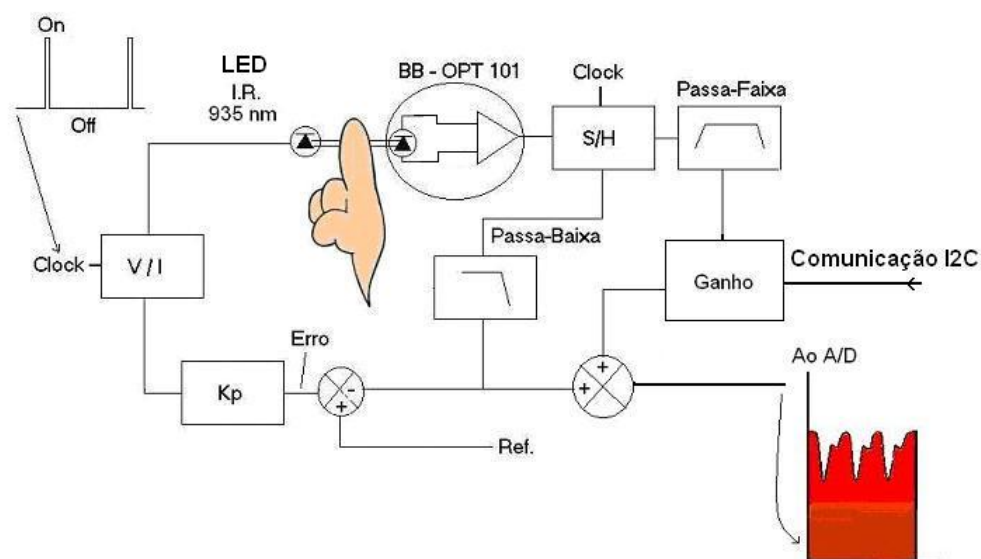


Figura 30 - Diagrama de blocos completo do sistema de aquisição do sinal fotopletismográfico. O circuito recebe sinal de *clock* gerado pelo microcontrolador. A forma de onda do sinal obtido é mostrada na saída.

Optou-se pela fotopletismografia do tipo transmissiva, por apresentar menor sensibilidade a artefatos de movimento (ASADA *et al.*, 2003). O consumo de energia para iluminação do tecido, nesse caso é mais elevado, entretanto este entrave pode ser contornado empregando técnicas de modulação pulsada para excitação do LED emissor infravermelho. Nesse tipo de técnica, a redução do consumo de energia é conseguida utilizando-se alimentação pulsada do LED emissor com reduzido ciclo ativo (cerca de 3 %), para isso, o LED emissor infravermelho permanece aceso durante 100 μ s e apagado durante 3 ms.

Para que haja sincronização entre emissor e receptor infravermelho, o sinal de sincronismo é aplicado simultaneamente no circuito de disparo do LED e em um circuito de amostragem e retenção (*sample and hold*¹⁰). Como ilustrado na Figura 31, percebe-se que os pulsos luminosos gerados pelo LED emissor infravermelho têm tempos de subida e descida muito pequenos em relação àqueles do fotoreceptor. Disso decorre o atraso observado, tanto no início da recepção do pulso luminoso como no final da recepção. Para sincronização circuito de amostragem e retenção, torna-se necessário compensar esse atraso para que se possa posicionar o instante da amostragem justamente na faixa em que o sinal recebido tenha entrado em regime permanente. Este expediente evitará o

¹⁰ *Sample and Hold* - Denominação para circuito de amostragem e retenção.

aparecimento de excessivo *ripple*¹¹ no sinal de saída do circuito de amostragem e retenção. Apesar da complexidade envolvida nesse tipo de abordagem para aquisição do sinal fotopleletismográfico, são compensadoras as vantagens conseguidas com a economia de energia que é fornecida por baterias nos equipamentos portáteis.

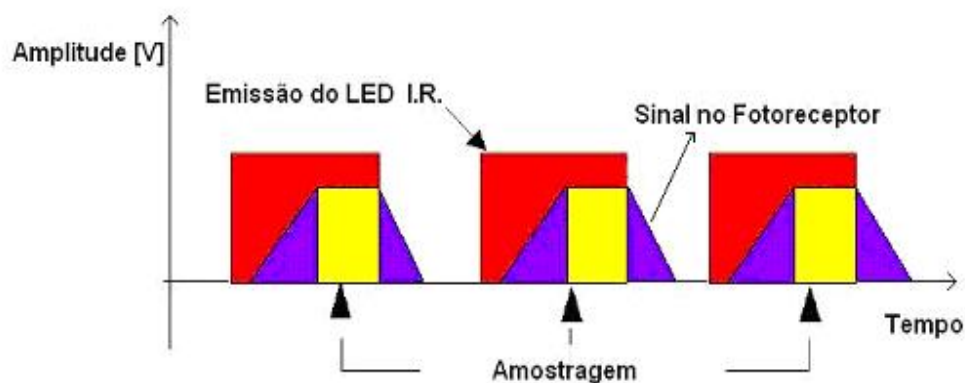


Figura 31 - Superposição das formas de onda dos pulsos emitidos pelo LED, recebidos pelo fotoreceptor e da amostragem. Observa-se um atraso do fotoreceptor em relação ao fotoemissor.

Após estas considerações iniciais acerca do sistema de aquisição para o sinal de PPG, será apresentada uma descrição mais detalhada de cada bloco separadamente.

- FOTORECEPTOR

O fotoreceptor I.R.¹² escolhido para a aquisição do sinal fotopleletismográfico foi o OPT101 (Texas Instruments - USA). A escolha recaiu sobre este componente por várias razões, dentre as quais pode-se citar:

- ✓ Baixo consumo de energia (cerca de 120 μ A);
- ✓ Alimentação de 2,7 Volts a 36 Volts;
- ✓ Grande ângulo de abertura, tornando o alinhamento entre emissor e receptor menos crítico;
- ✓ Máxima resposta espectral centrada na região do infravermelho (850 nm);
- ✓ Tempos de resposta de subida e descida de 28 μ s;

¹¹ *Ripple* - Ondulações sobrepostas ao sinal.

¹² I.R. - Abreviatura da palavra inglesa INFRARED.

- ✓ Resposta linear da tensão de saída com relação à intensidade da luz na entrada;
- ✓ Fotodiodo receptor I.R. com amplificador integrado no mesmo encapsulamento.

A resposta espectral do OPT 101 pode ser vista na Figura 32. No caso do presente trabalho, o comprimento de onda utilizado foi de 935 nm que se situa a 90 % da máxima resposta deste transdutor. A escolha recaiu sobre este valor para o comprimento de onda, em primeiro lugar, pela disponibilidade de componentes no mercado, pois dispositivos emissores de I.R. e receptores I.R. para este comprimento de onda são facilmente encontrados. Em segundo lugar, como já se viu no Capítulo 2 (seção 2.4.1), os comprimentos de onda recomendados para espectroscopia em tecidos *in vivo* estão situados entre 600 nm e 1300 nm. Dentro deste intervalo, comprimentos de onda próximos de 600 nm estão muito próximos da luz visível, tornando o sistema susceptível à interferência da luz ambiente. No outro extremo, em 1300 nm, há grande absorção pelos tecidos e pela água.

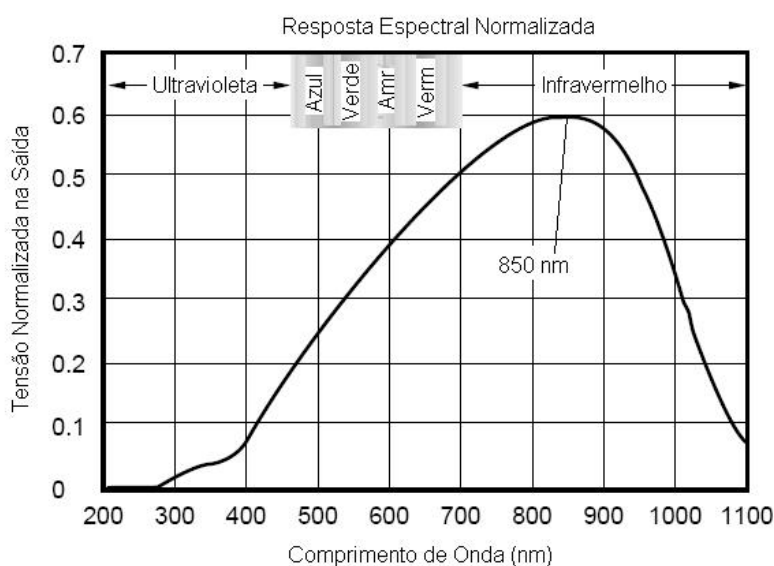


Figura 32 - Resposta espectral do transdutor de infravermelho OPT 101. O pico de resposta está em 850 nm (Modificado de Texas Instruments datasheet, 1998).

- EMISSOR INFRAVERMELHO

O comprimento de onda ideal para esta aplicação é de 800 nm onde existe igual absorção pela hemoglobina saturada e pela hemoglobina reduzida no chamado ponto

isobéctico. Para emissão neste comprimento de onda existem comercialmente, diodos I.R. a LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*), desenvolvidos para aplicações em *CD Players*. Entretanto, a potência emitida por esses dispositivos é elevada, podendo chegar a 100 mW. Além disso, como característica da emissão LASER o feixe de fótons emitido é bastante estreito provocando concentração de energia podendo causar queimaduras se utilizado em contato com o tecido. Como exemplo pode-se citar o diodo LASER modelo DL-3144-008S da SANYO com potência de emissão de 5 mW em 800 nm, ângulo de meia potência de $\pm 3^\circ$ e indicado para aplicações em impressoras com papel térmico. Este estreito ângulo de abertura também dificulta o acoplamento entre o emissor e receptor infravermelho.

Para esta aplicação, selecionou-se um LED emissor infravermelho em Arsenieto de Gálio (GaAs) com comprimento de onda de 935 nm (SEP85063 Honeywell - USA). Os fatores que influenciaram nessa escolha foram o casamento com a região de maior sensibilidade do fotoreceptor (região de 900 nm) a qual possibilita maior rejeição da luz ambiente. O ângulo de meia potência do feixe é de 50° (abertura angular na qual a potência irradiada apresenta uma queda de -3 dB), possibilitando fácil acoplamento com o fotoreceptor, isto é, pequenas variações no alinhamento dos sensores não provocam alterações no sinal recebido pelo fotoreceptor. A Figura 33 ilustra como estão arranjados os componentes optoeletrônicos (LED emissor e fotoreceptor I.R.) no dispositivo mecânico que tem por finalidade a fixação na extremidade de um dos dedos da mão. A fixação se dá pela pressão de uma mola. Não foram representadas as proporções reais do dispositivo na Figura 33, com o objetivo de melhorar sua visualização.

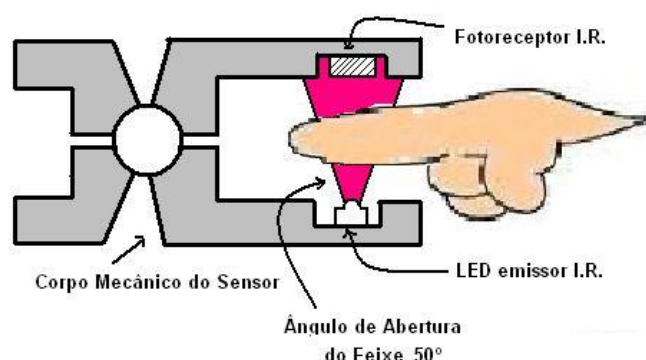
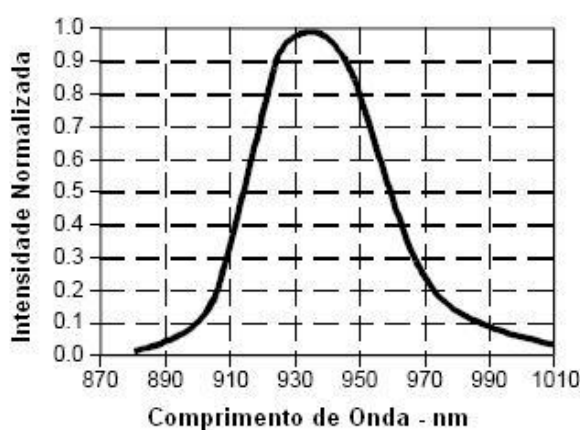


Figura 33 – Vista em corte do arranjo mecânico dos componentes optoeletrônicos para a captação do sinal fotopletiométrico. O ângulo de abertura do feixe de luz infravermelha (50°) é suficiente para cobrir toda a área do fotoreceptor sem problemas de alinhamento.

Na Figura 34 (a), encontra-se ilustrado um gráfico (fornecido pelo fabricante - Honeywell) que relaciona a intensidade de luz emitida pelo LED emissor I.R. com uma faixa de comprimentos de onda que vai de 870 nm até 1010 nm. De acordo com o fabricante, existe uma faixa de 50 nm (largura de banda) em cujos extremos a intensidade da luz emitida decai -3 dB (50 % em termos de potência). De acordo com MOYLE (2002), **idealmente**, devem ser utilizadas fontes monocromáticas com larguras de banda infinitamente estreitas que somente são possíveis com o uso de fontes LASER (para que sejam satisfeitas as condições da Lei de Beer-Lambert), entretanto, o mesmo autor classifica como aceitável a largura de banda proporcionada pelos LEDs emissores por questões de custo. Comercialmente, as larguras de banda de diversos tipos diferentes de LEDs disponíveis no mercado situam-se entre 50 nm e 80 nm.

Nesse trabalho, será proposta a utilização de modulação pulsada da corrente para a excitação do LED infravermelho. O LED permanecerá aceso por um intervalo de 100 μ s a cada período de 3 ms. Os tempos de subida e descida do LED escolhido são de 7 μ s, sendo suficientemente rápido para que a emissão do LED entre em regime permanente dentro do tempo estabelecido para o estado aceso.



a)



b)

Figura 34 - Ilustrado em (a), está o gráfico representando a intensidade de luz normalizada emitida pelo LED I.R. dentro da faixa de comprimentos de onda de 870 nm até 1010 nm. Em (b) está ilustrado o aspecto real do LED emissor I.R. com suas dimensões em milímetros.

- SENSOR PARA FOTOPLETISMOGRAFIA

O emissor e receptor infravermelho utilizado para a aquisição do sinal fotopletismográfico, necessitam ser instalados nos sítios de medição. Como nesse caso o sítio escolhido foi qualquer um dos dedos das mãos, um dispositivo mecânico adequado a exercer as funções de fixação e acondicionamento dos sensores foi pesquisado. A melhor alternativa foi o uso de um sensor comercial da marca Nellcor, com modificações, por ser mais imediata não envolvendo a solução de problemas mecânicos com respeito à anatomia dos dedos.

Os elementos, emissor e receptor originais foram removidos (pela impossibilidade de se obter suas características elétricas), e instalados em seu lugar os dispositivos já mencionados neste capítulo. A aparência externa e interna do sensor para fotopletismografia marca Nellcor, pode ser visto na Figura 35.



Figura 35 - Sensor para fotopletismografia marca Nellcor utilizado neste trabalho. Somente foram aproveitadas suas partes mecânicas, substituindo-se os dispositivos optoeletrônicos originais por outros com características conhecidas. Em (a) o sensor em uso, e em (b) pode ser visto a localização de suas partes internas.

Internamente, o dispositivo da Nellcor (USA) passou a abrigar os componentes eletrônicos e ligações elétricas mostrados na Figura 37. Para condução do sinal até a placa foi utilizado cabo blindado, para prevenir a captação de ruídos.

Em vista da necessidade de utilizar dois sensores para fotopletismografia neste trabalho, pois são construídas duas unidades remotas, um segundo sensor foi construído

com base em peças de Velcro®. A inspiração para tal, partiu de sensores comerciais construídos para uso infantil.

A Figura 36 ilustra o sensor construído. De acordo com a parte (a) da figura, duas pequenas tiras de Velcro® são utilizadas para fixar os elementos optoeletrônicos. Ligando as duas tiras, existe uma fita elástica que fornecerá a pressão necessária para manter os dispositivos optoeletrônicos em contato permanente com a pele. Finalmente, uma tira larga de Velcro® é encarregada de fixar o conjunto e proporcionar isolamento da luminosidade ambiente. A Figura 36 (b), apresenta o sensor em uso no dedo indicador da mão esquerda.

As ligações elétricas deste sensor construído em Velcro® são exatamente as mesmas utilizadas no sensor Nellcor modificado, conforme ilustrado na Figura 3737.

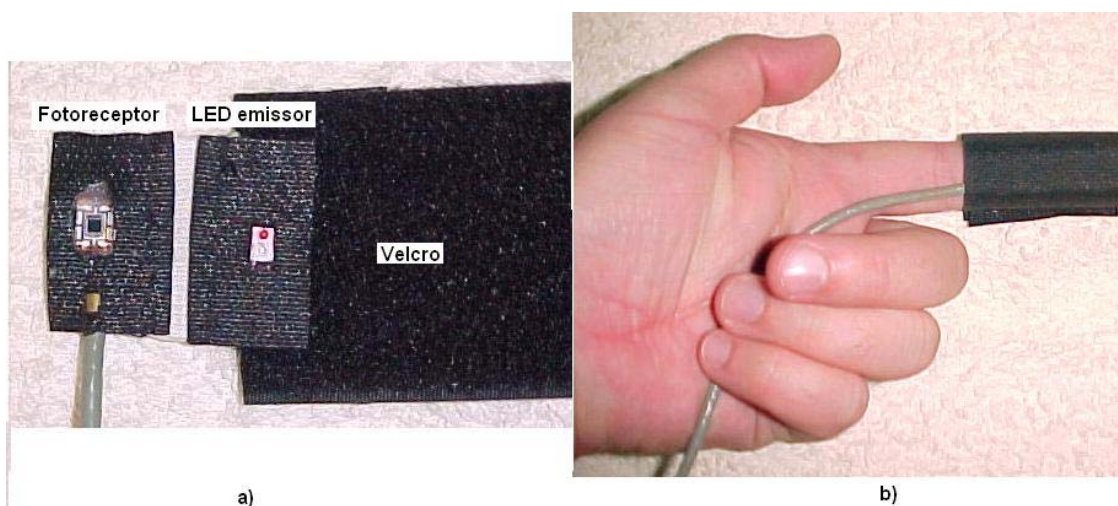


Figura 36 – Sensor para fotopletismografia construído em Velcro®. Em (a) vê-se a disposição interna dos dispositivos optoeletrônicos e em (b) o sensor em utilização.

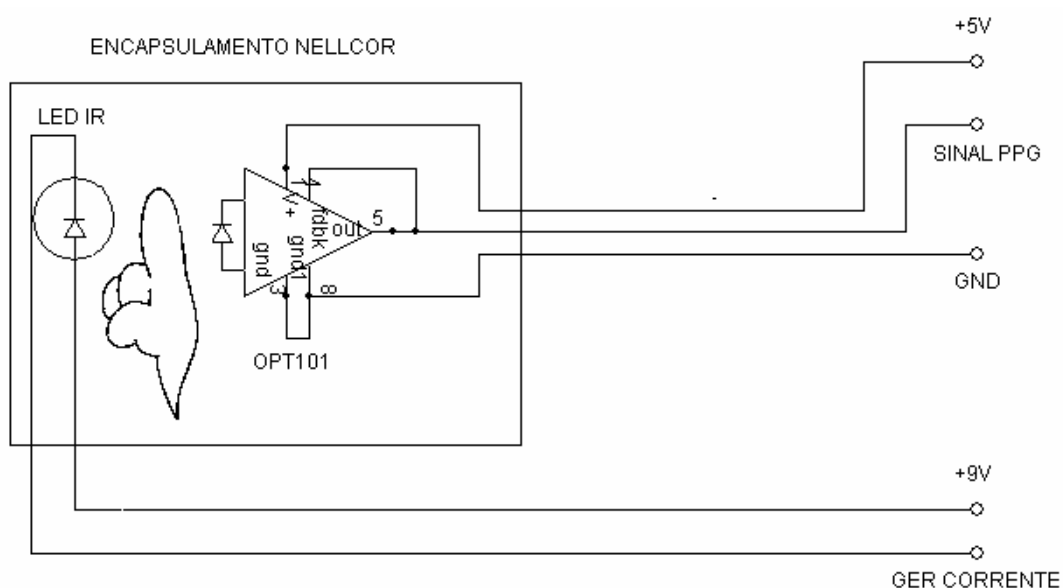


Figura 37 - Diagrama de ligações elétricas dos dispositivos constantes no encapsulamento para fotopletismografia da Nellcor (modificado).

- CIRCUITO DE AMOSTRAGEM E RETENÇÃO

Devido ao artifício utilizado para economia de bateria (utilizando emissão de luz pulsada pelo LED infravermelho), fez-se necessário um circuito de amostragem e retenção na etapa de entrada do sistema. Como já visto na Figura 31, este circuito de amostragem e retenção faz com que somente seja guardada a informação proveniente do fotoreceptor nos instantes em que houver pulsos luminosos sendo emitidos pelo LED.

A Figura 38 ilustra o circuito eletrônico utilizado para amostragem e retenção. Na entrada do circuito, está a fonte de sinal que é o transdutor OPT101 (Texas Instruments - USA). Este transdutor é constituído por um fotodiodo infravermelho encapsulado juntamente com um amplificador operacional em um mesmo invólucro.

O sinal pulsado recebido pelo fotoreceptor é entregue ao circuito de amostragem e retenção (NE 5537 Philips Holanda). De maneira a fazer com que a amostragem ocorra somente nos instantes em que o sinal adquirido se encontra em regime permanente, um circuito de atraso é anexado à entrada de *clock* do circuito de amostragem e retenção. Com isso, evita-se o início da amostragem no instante em que o sinal ainda não se encontra em regime permanente, levando a geração de excessivo *ripple* no sinal de saída.

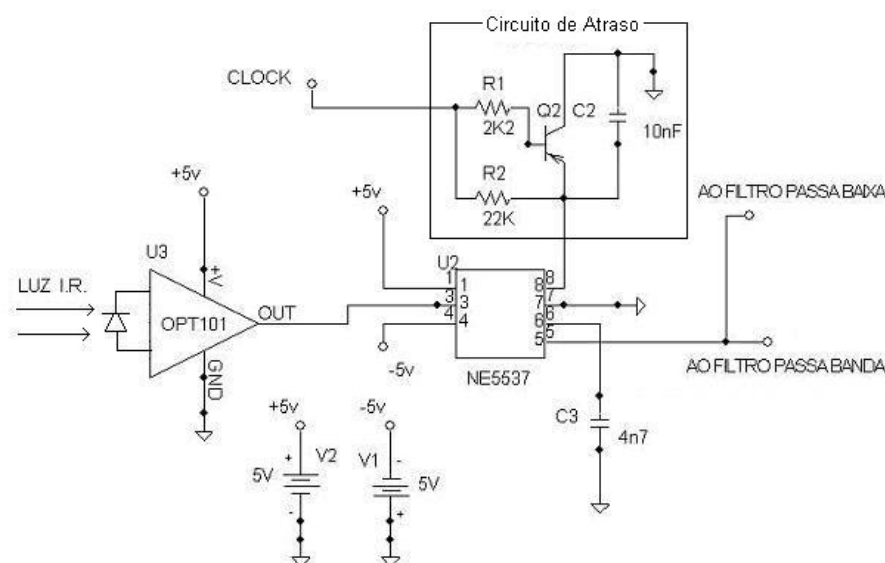


Figura 38 - Circuito eletrônico de amostragem e retenção. Os pulsos recebidos pelo fotoreceptor OPT101 são amostrados pelo C.I. NE5537 e transferidos as etapas de filtragem.

A Figura 39 ilustra, com sinais adquiridos a partir do protótipo desenvolvido, como ocorre o processo de minimização do *ripple* no sinal amostrado. Estão marcados os instantes em que ocorre o início e final da amostragem conforme discutido acima.

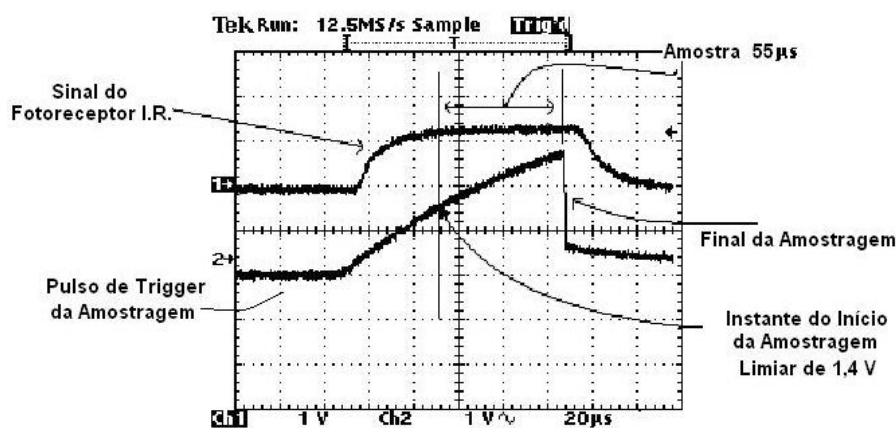


Figura 39 - Processo de amostragem. O sinal de disparo para o circuito de amostragem e retenção sofre um atraso, evitando assim a fase transitória do sinal de entrada.

Em trabalho realizado por Asada *et al.* (2003), foi realizada uma análise para escolha mais conveniente da frequência de amostragem do sinal de fotopletiografia. Foram realizados vários experimentos, variando a frequência de amostragem dentro dos limites de 30 Hz e 1000 Hz. Os resultados demonstram que não houve perda significativa de informação em sinais de PPG amostrados em 50 Hz e que somente alguns detalhes

pouco significantes estão presentes quando a frequência de amostragem é de 1000 Hz. Concluíram que um valor ótimo para a frequência de amostragem seria de 100 Hz.

Na presente abordagem, decidiu-se por um período de amostragem de 3 ms que corresponde aproximadamente à frequência de 333 Hz. Com base no trabalho de RHEE *et al.* (1998), esta frequência foi escolhida não só por ser duas vezes maior que as principais componentes de frequência do sinal de PPG, mas também, por ser maior do que duas vezes a frequência de acendimento das lâmpadas de descarga a gás para iluminação (como lâmpadas fluorescentes e a vapor de mercúrio), que é de 120 Hz (nas redes de 60 Hz) Deste modo, reduz-se à possibilidade de *aliasing*, tanto para os sinais de fotopleletismografia como também para a interferência luminosa quanto for o caso.

O sinal de *clock* para o circuito de amostragem e retenção, é gerado pela saída PWM (*Pulse Width Modulation*) do microcontrolador PIC 16F877 (Microchip - USA). Uma vez ligado o circuito da unidade remota de telemetria, o microcontrolador inicia a geração do sinal de *clock* conforme configurado em *software*, indefinidamente, até que o circuito seja desligado.

Esta etapa entrega sinais que seguem em dois caminhos diferentes. De um lado, um filtro passa-baixa de primeira ordem com frequência de corte em 0,04 Hz, fornece realimentação negativa para circuito de excitação do LED emissor I.R.. De outro lado, quem recebe o sinal do circuito de amostragem e retenção é um filtro passa-banda (0.05 Hz a 12 Hz) que condiciona o espectro do sinal de PPG e o entrega ao conversor A/D.

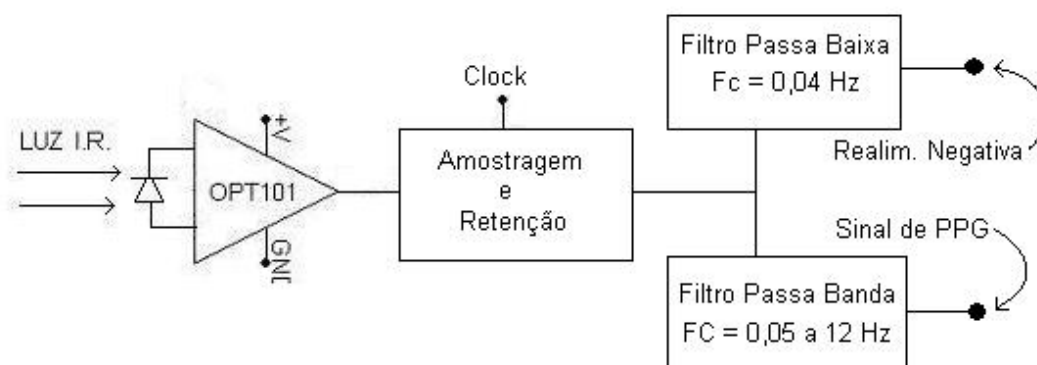


Figura 40 - Blocos que sucedem o circuito de amostragem e retenção. O filtro passa-baixa fornece realimentação ao circuito de excitação do LED I.R.. O filtro passa-banda condiciona o sinal de PPG a ser enviado para o conversor A/D.

- FILTRO PASSA-FAIXA

Na saída do receptor I.R. a componente alternada de PPG encontra-se somado a um sinal de tensão contínua. Essa componente AC, correspondente às informações de variação do volume sanguíneo, tem amplitude pequena em relação ao sinal DC ao qual está sobreposto. Representando cerca de 1 % a 10 % da amplitude total (MIT, 2000), esse sinal AC necessita ser limitado em banda antes de ser enviado ao conversor A/D, de modo a evitar-se o efeito de *aliasing*. No entanto, por estar sobreposto a uma grande parcela contínua, qualquer ganho imposto pelos filtros ativos o levaria a saturação. Assim, é necessário eliminar sua componente DC fazendo-o passar por um filtro passa-faixa. Esta componente DC deverá necessariamente ser adicionada ao final do processo pois carrega informações importantes para o cálculo da pressão não-invasiva.

O filtro passa-faixa é constituído de um filtro passa-alta de segunda ordem e um filtro passa-baixa de quarta ordem. A frequência de corte do filtro passa-alta é de 0,05 Hz e do filtro passa-baixa de 12 Hz. Essa banda passante mantém as principais componentes de frequência do sinal de PPG. Como os filtros são do tipo *Butterworth*, a resposta em frequência apresenta uma faixa plana até a frequência de corte. A **Figura 41** mostra a resposta em frequência do filtro projetado em uma simulação no software PSPICE v. 8.0. O diagrama de circuito implementado se encontra representado na Figura 42.

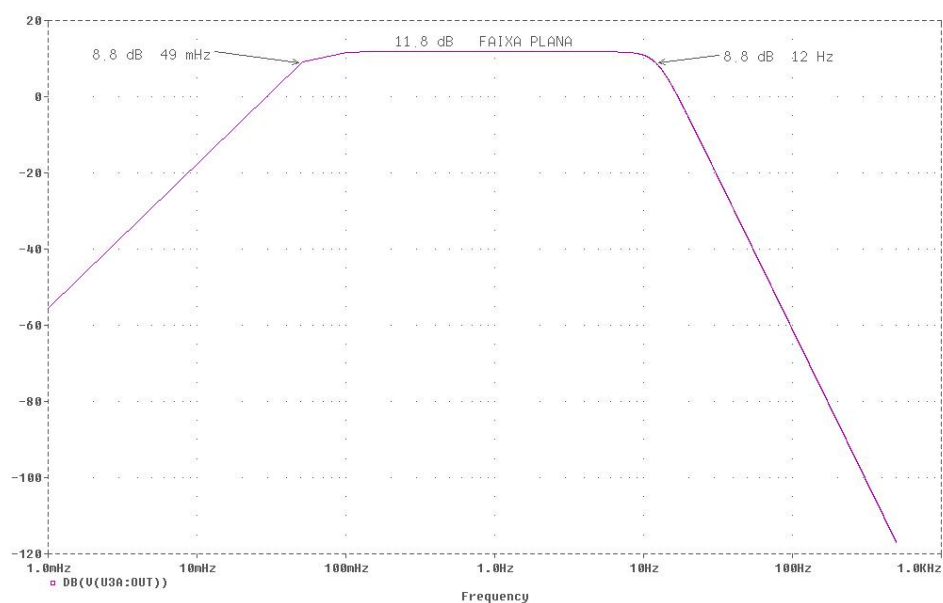


Figura 41 - Resposta em frequência do filtro passa-faixa para o sinal de PPG. Os filtros são *Butterworth*, proporcionando uma faixa de passagem plana característico deste tipo de filtro.

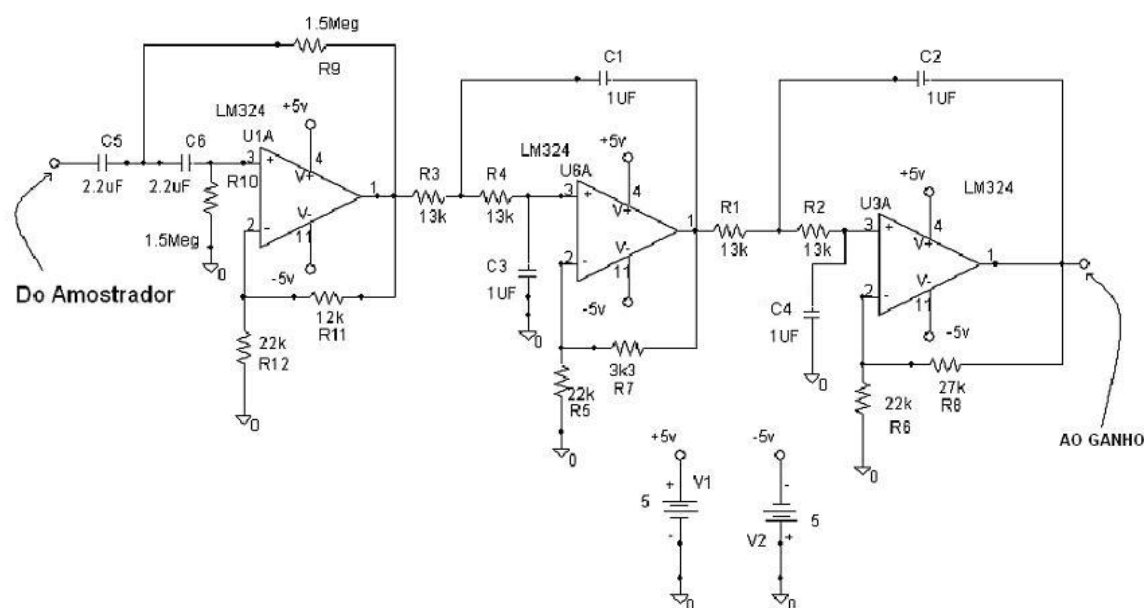


Figura 42 - Diagrama esquemático do filtro passa-faixa. Filtro passa-alta de segunda ordem em cascata com filtro passa-baixa de quarta ordem.

- GANHO

O sinal de saída do amplificador de fotopletiografia sofre variações em amplitude quando o sinal é tomado de indivíduo para indivíduo. Como nesse caso, o local escolhido para a instalação do sensor é um dos dedos da mão, esquerda ou direita, podem haver diferenças na espessura da pele, no diâmetro do dedo, na cor da pele e/ou na condição vascular que levarão a uma maior ou menor amplitude do sinal recebido. Para compensar estas diferenças, um controle de ganho controlado por *software* foi implementado conforme mostrado na Figura 43.

O controle de ganho atua somente na amplificação da parcela AC do sinal. Com essa amplificação adicional, pode-se melhorar resolução do sinal dentro da faixa dinâmica fixada para o conversor A/D.

Para o ajuste de ganho, um potenciômetro digital AD5248 (Analog Devices - USA) foi utilizado. Ele possui duas seções, servindo uma delas para o controle de ganho do amplificador de ECG e outra para o controle de ganho do amplificador de PPG. O microcontrolador comunica os aumentos ou decrementos de ganho ao potenciômetro através de comunicação I2C (protocolo de comunicação PHILIPS - Holanda).

Quando o microcontrolador da unidade remota recebe uma ordem do PC (via protocolo de comunicação), para aumentar o ganho, um algoritmo gera incrementos/decrementos graduais no ganho até que o sinal atinja um patamar pré-estabelecido, entre 50 e 70 % da amplitude máxima de entrada no conversor A/D. O valor final dos ganhos, tanto de ECG como de PPG são comunicados, via protocolo de comunicação ao PC, para que o mesmo possa restituir as amplitudes dos sinais os valores originais.

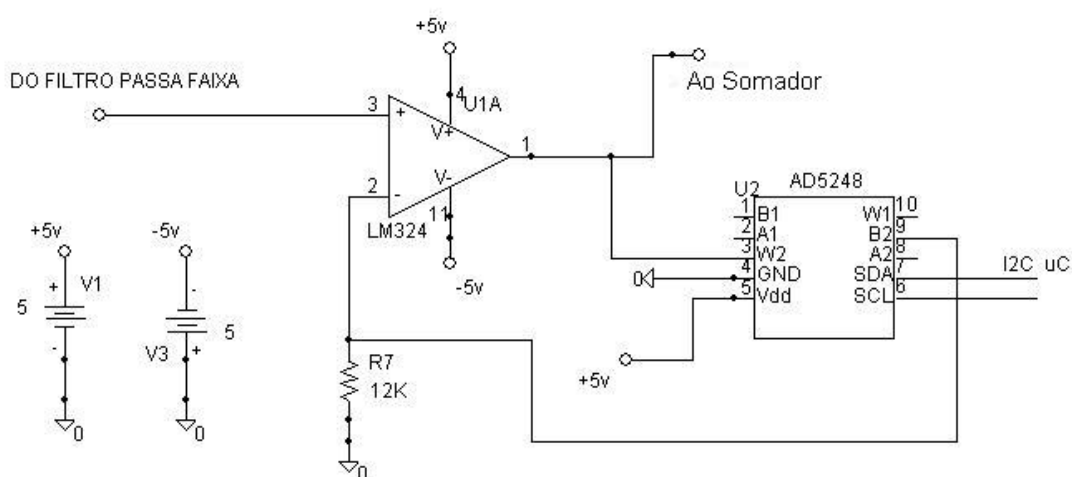


Figura 43 - Amplificador com ganho controlado por potenciômetro digital AD5248, via comunicação I2C.

- SOMADOR FINAL

Nesse estágio ocorre a recuperação da componente DC perdida durante a passagem do sinal pelo filtro passa-faixa. Trata-se de um amplificador somador não inversor que combinará o sinal AC vindo do filtro passa-faixa com o sinal DC vindo da etapa de ganho que segue o filtro passa-baixa, conforme visto anteriormente na Figura 30 e agora apresentado na Figura 44.

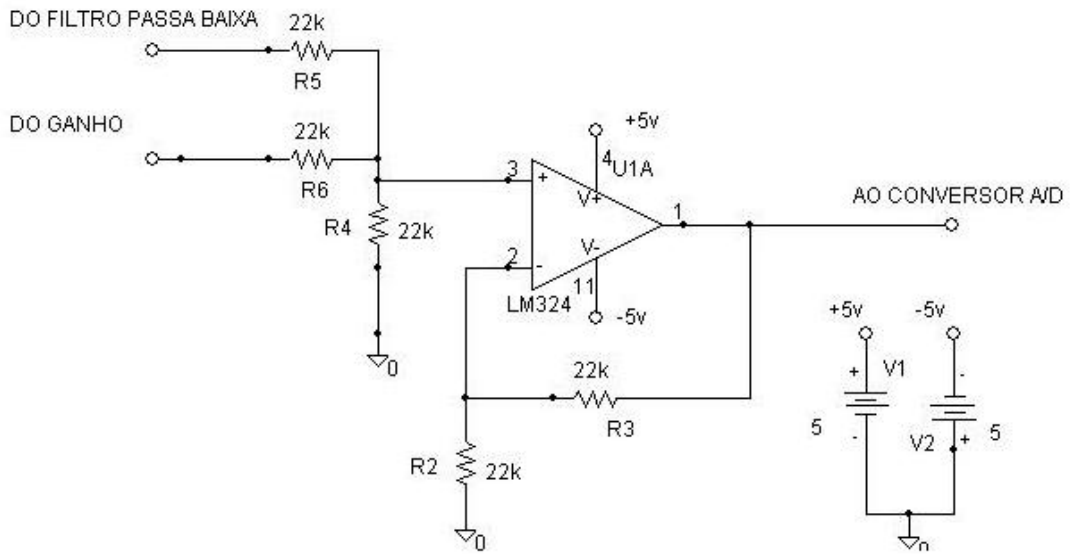


Figura 44 - O amplificador não inversor utilizado como junção soma. Reconstitui a componente contínua do sinal de PPG.

- FILTRO PASSA-BAIXA

O filtro passa-baixa de primeira ordem se localiza no elo de realimentação negativa do circuito de excitação do LED emissor I.R.. Este filtro deve impedir a passagem do sinal de fotopletagemografia que se localiza na faixa de 0.5 Hz a 10 Hz. Logo após o filtro passa-baixa, o sinal irá até o comparador de tensão onde existe a regulação da referência do controle automático do nível DC que deve ser mantido na saída do receptor I.R.. A Figura 45 mostra o diagrama do circuito projetado e a Figura 46 a resposta em frequência do mesmo, obtida no *software* de simulação PSPICE v. 8.0.

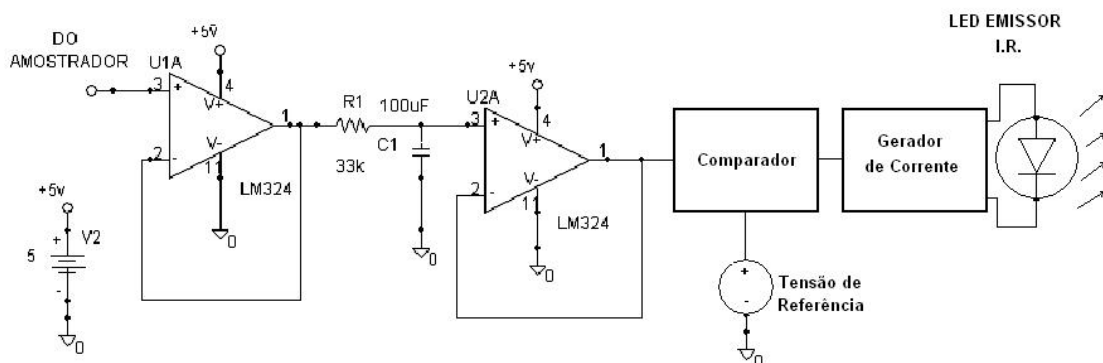


Figura 45 - Filtro passa-baixa projetado para o circuito de realimentação negativa. A frequência de corte é de 0,04 Hz.

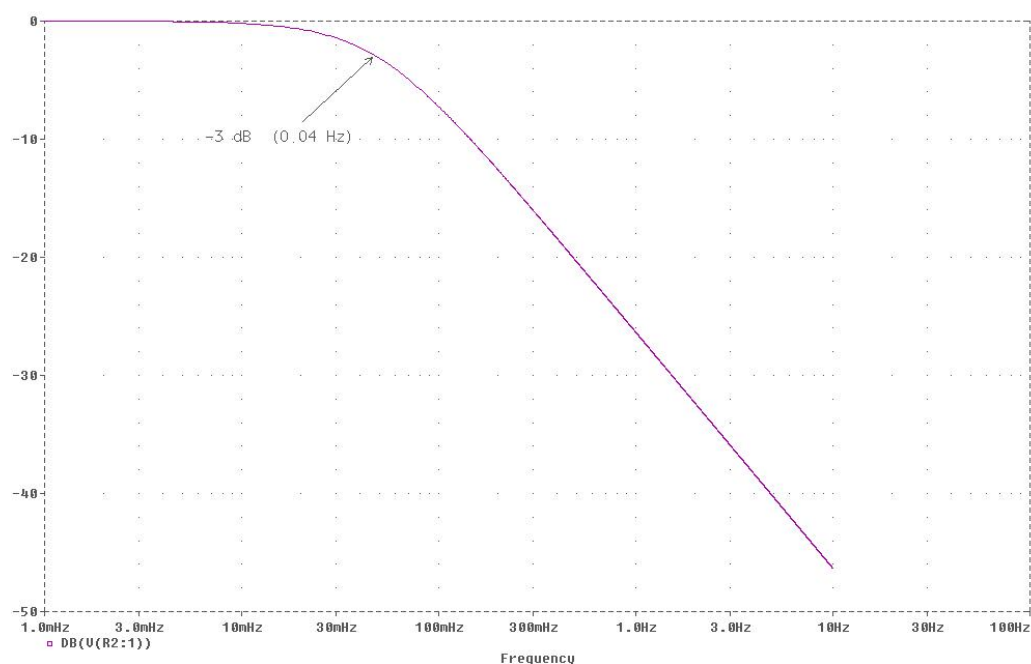


Figura 46 - Resposta em frequência do filtro passa-baixa de primeira ordem.

- REGULAGEM DA REFERÊNCIA (COMPARADOR)

Com a finalidade de se obter maior autonomia da fonte de energia do equipamento portátil de telemetria, uma malha de controle proporcional foi implementada. Esta malha de controle adequa o nível da tensão DC de saída do fotoreceptor a um valor pré-determinado denominado referência ou *setpoint*. Essa referência é aplicada na entrada não inversora de um amplificador operacional utilizado como comparador.

O amplificador diferencial atua como elemento de ganho do controlador proporcional. Isto é conseguido pela atribuição conveniente dos resistores de entrada e realimentação que constituem o amplificador. Na Figura 47 é apresentado o circuito projetado do comparador.

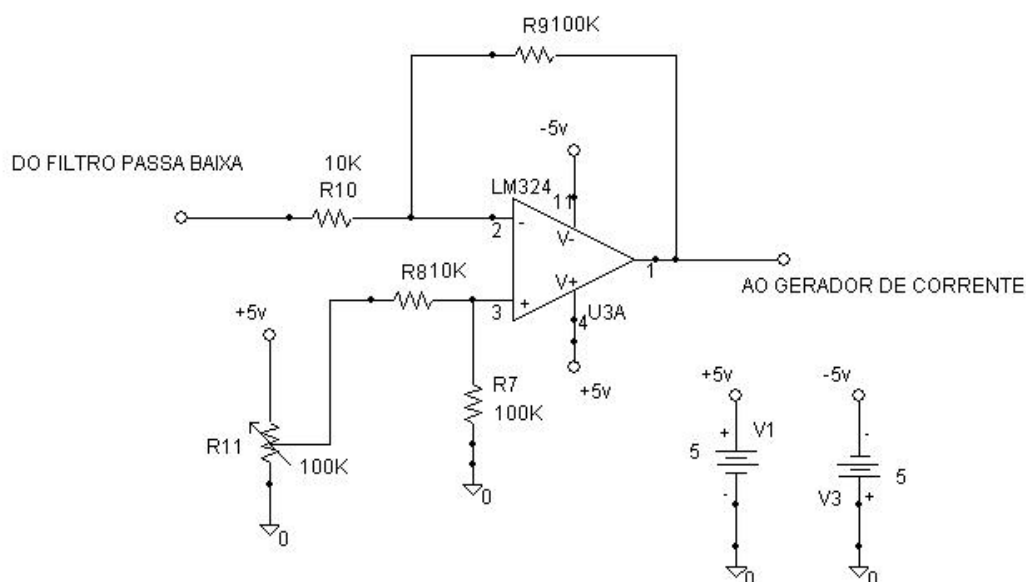


Figura 47 - Comparador utilizado na malha de controle proporcional para controle automático da luminosidade do LED emissor I.R..

- GERADOR DE CORRENTE

Considerando a importância da economia de energia das baterias de um equipamento portátil, um esquema de modulação pulsada em fonte de corrente foi implementado. Com este artifício a redução do consumo de energia é obtida pela redução da corrente média que alimenta o LED emissor. São gerados pulsos de corrente de curta duração ($100 \mu\text{s}$) dentro de um período de 3 ms. A amplitude da corrente também é ajustada por meio de um controlador proporcional de modo a ser atingido um nível DC de referência na saída do fotoreceptor I.R..

O controle da corrente drenada pelo LED I.R. deve obedecer a certos limites. O fabricante do dispositivo fixa limites máximos de corrente que levam a máxima emissão luminosa e também a máxima dissipação de calor. A máxima corrente que o gerador pode fornecer continuamente está limitada em 50 mA para o emissor utilizado (SEP8506 Honeywell - USA). Considerando uma queda de tensão na junção do diodo emissor de 1,5 Volts e corrente de 50 mA a potência dissipada será de 75 mW. Contudo,

com os recursos de modulação pulsada adotados, a potência média se reduz para 3 % desse valor.

Podemos constatar as afirmações acima, sobre redução de potência, a partir do equacionamento matemático apresentado a seguir.

Sendo,

$$f_{\text{Amostragem}} = \frac{1}{T_S} = s \quad \text{Equação 4}$$

e,

$$\text{Ciclo_Ativo} = \frac{T_1}{T_S} = r \quad \text{Equação 5}$$

onde, T_1 é o tempo em que o LED permanece ligado e T_S é o período de amostragem. A largura de cada pulso emitido pelo LED é, desse modo:

$$T_1 = \frac{r}{s} \quad \text{Equação 6}$$

Para o caso da aplicação de corrente contínua (sem modulação), a potência instantânea (constante) coincide com a potência média.

$$P_{\text{Média}} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{T_S} P_{\text{Ins tan tânea}} dt \right] = \frac{P_{\text{Ins tan tânea}}}{T_S} \int_0^{T_S} dt = P_{\text{Ins tan tânea}} \left(\frac{T_S}{T_S} \right) = P_{\text{Ins tan tânea}}$$

$$P_{\text{Média}} = P_{\text{Ins tan tânea}}$$

Equação 7

Entretanto, quando se usa modulação pulsada, a potência média se reduz da seguinte maneira:

$$P_{\text{Média}} = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{T_S} (P_{\text{Ligado}} + P_{\text{Desligado}}) dt \right] = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{T_1} P_{\text{Ins tan tânea}} dt + \int_0^{T_S} 0 dt \right] = P_{\text{Ins tan tânea}} \left(\frac{T_1}{T_S} \right)$$

$$P_{\text{Média}} = r * P_{\text{Ins tan tânea}}$$

Equação 8

A Figura 48 ilustra como foi projetado o gerador de corrente controlado por tensão. O amplificador operacional LM324 utilizando realimentação negativa e o transistor Q1, fixa a corrente que passa pelo LED emissor. A máxima corrente contínua é limitada pelo resistor R2 (150 Ω).

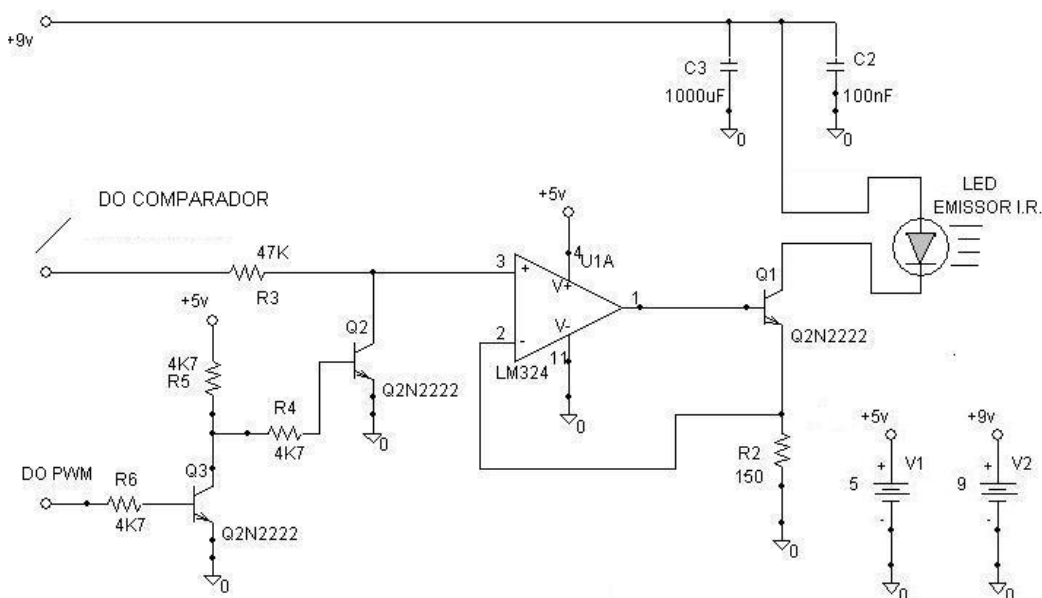


Figura 48 - Gerador de corrente pulsada desenvolvido. A modulação pulsada é aplicada para chavear a tensão de entrada do gerador.

A intensidade da corrente que atravessa o LED emissor varia com a quantidade de luz que é absorvida pelo meio. A amplitude da corrente é então auto-ajustada pelo controlador proporcional no intuito de levar a tensão de saída do fotoreceptor até a referência. Assim sendo, tanto maior será a corrente através do LED emissor quanto maior for a espessura do tecido inserido entre os dispositivos emissor e transmissor.

Um oscilograma da amplitude dos pulsos de corrente foi adquirida a partir do protótipo sob diferentes situações. Na Figura 49, observa-se que a corrente segue diretamente as variações das condições de absorção do meio. Sob condições normais de uso do sensor, com o dispositivo instalado adequadamente no dedo indicador, a corrente permanece constante. Porém, quando se provoca um distúrbio intencional nas condições de absorção, pelo aumento da distância entre emissor e receptor a resposta do sistema é um aumento na corrente. Finalmente quando se retira o sensor do dedo, a absorção cai a um mínimo. Sob essa condição, a corrente cai ao mínimo e conseqüentemente também a potência demandada da fonte.

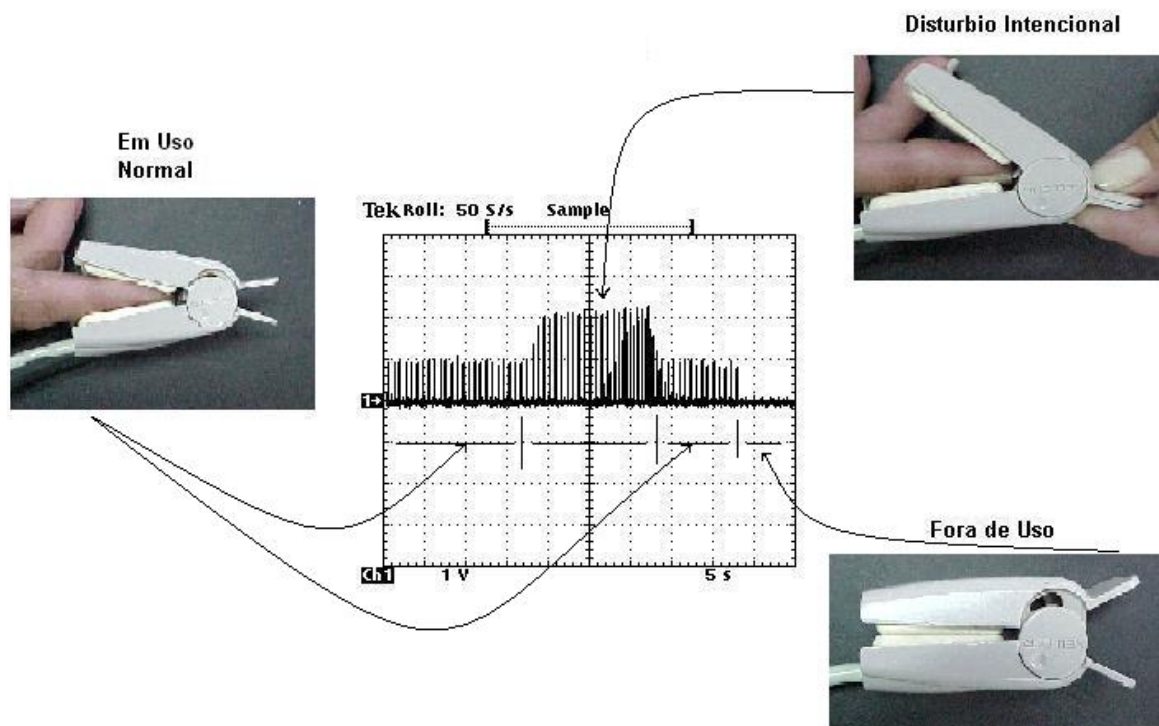


Figura 49 - Comportamento da corrente que atravessa o LED emissor, sob diversas situações de teste em que o sensor de fotopletismografia é submetido. Sob condição de uso normal (com o dedo inserido no sensor), a corrente se mantém em valor nominal. Quando da ocorrência de um distúrbio (variação da distância entre o sensor e o dedo) a corrente tende a aumentar, aumentando a intensidade de luz emitida pelo LED, para compensar a redução do sinal de saída. Ainda, quando fora de uso a corrente praticamente chega a zero, contribuindo para redução do consumo quando fora de uso.

Em complemento, a Figura 50 mostra o comportamento da tensão de saída (DC) do sinal na saída do circuito de amostragem e retenção quando da aplicação dos mesmos distúrbios. Observe que durante a ocorrência dos distúrbios, a tensão na entrada do gerador de corrente aumenta significativamente buscando a compensação, e que o sinal DC na saída do circuito de amostragem e retenção permanece no nível de referência anterior ao distúrbio.

Devido à presença do controlador proporcional na malha de controle, um pequeno erro é observado durante a fase de distúrbio. Essa característica é desejável e foi buscada intencionalmente, pois durante uma variação de pressão sanguínea uma pequena parcela do nível DC, correspondente a componente não pulsátil do sangue arterial e venoso, também sofre variação e essa informação é importante para o cálculo da pressão não-invasiva a partir do sinal de fotopletismografia.

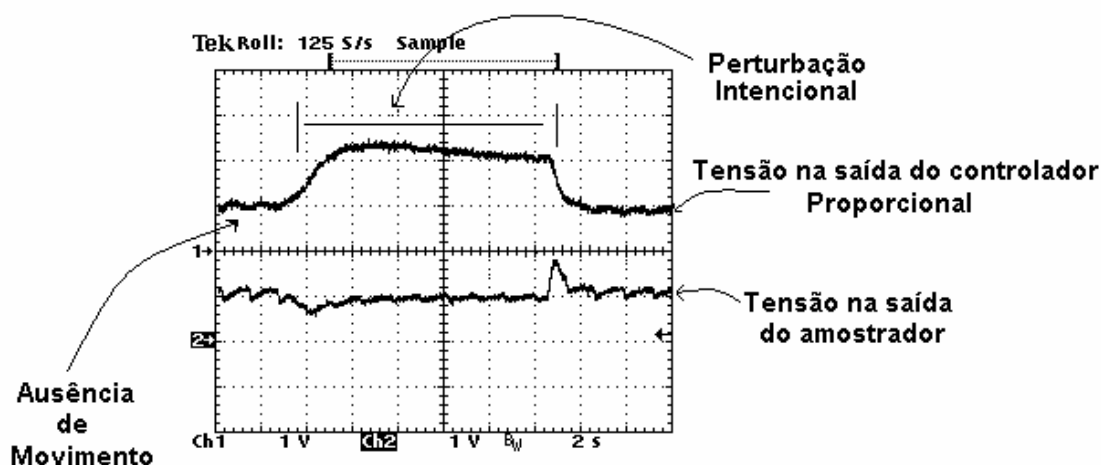


Figura 50 - Resposta da malha de controle proporcional a um distúrbio. O traçado superior corresponde a tensão de compensação aplicada ao gerador de corrente. O traçado inferior corresponde ao sinal na saída, observando-se um pequeno erro em regime permanente devido ao controlador proporcional.

3.1.3 Módulo Microcontrolado e Conversão A/D

O conversor A/D utilizado para digitalizar os sinais analógicos de ECG e fotopletismografia é parte integrante do microcontrolador PIC 16F877 (Microchip - USA) também utilizado para realizar todas as funções de armazenamento, gerenciamento de protocolo de transmissão e recepção de dados através do rádio-modem¹³ até a unidade base e geração de alerta sonoro para o paciente. O diagrama de blocos do sistema que é gerenciado pelo microcontrolador é ilustrado na Figura 51.

O PIC 16F877 é um microcontrolador de 8 bits de arquitetura RISC (*Reduced Instruction Set Computer*), possuindo somente 35 instruções. Dentre outros periféricos possui um único conversor A/D de 10 bits por aproximações sucessivas e pode multiplexar até 8 entradas analógicas. Sua CPU (*Central Processing Unit*) é capaz de executar uma instrução a cada quatro ciclos de *clock*, trabalhando até 20 MHz. Algumas de suas características, são:

- ✓ Conversor A/D interno de 10 bits e 8 canais multiplexados;
- ✓ Gerador de PWM¹⁴ com resolução de 10 bits;

¹³ Rádio-modem - Equipamento de rádio integrado a um MODEM (Modulador Demodulador), para permitir a transmissão/recepção de dados digitais.

¹⁴ PWM - Modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*).

- ✓ Porta serial síncrona com SPI¹⁵ (Motorola) e I2C¹⁶ (Philips);
- ✓ 368 X 8 bytes para memória de dados (RAM);
- ✓ 8k X 14 words de memória de programa FLASH;
- ✓ Consumo < 2 mA @ 5 Volts, 4 MHz;
- ✓ Tensão de operação de 2 a 5 Volts.

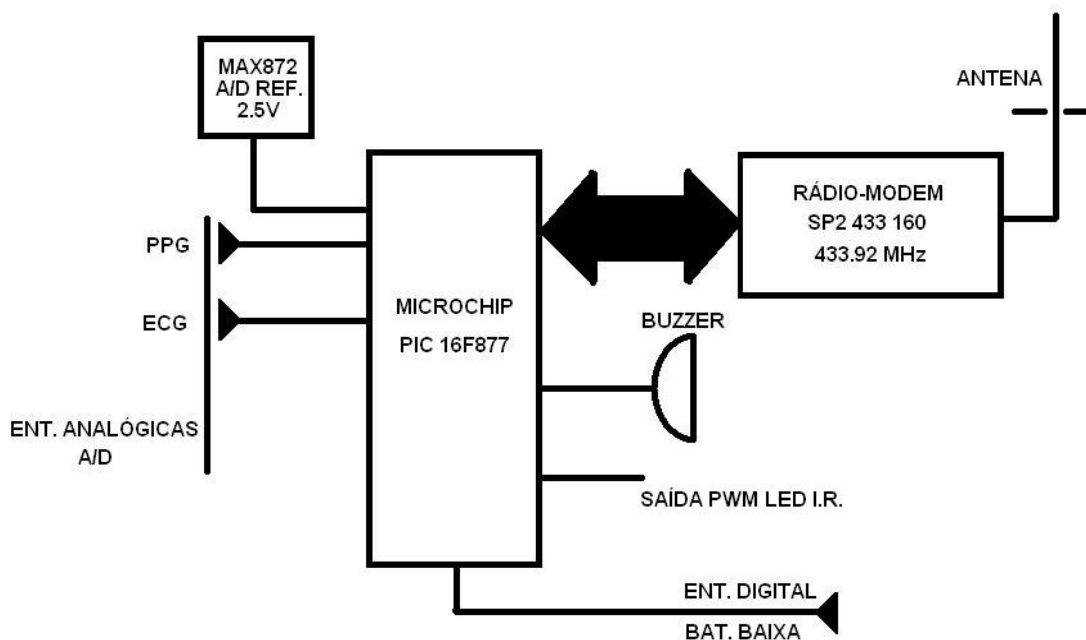


Figura 51 - Diagrama de blocos do sistema microcontrolado da estação remota de telemetria incluindo o rádio-modem. O conversor A/D é um dos periféricos do microcontrolador PIC 16F877.

¹⁵ SPI - Protocolo de comunicação dedicado à troca de informações entre dispositivos eletrônicos desenvolvido pela Motorola (USA).

¹⁶ I2C - Protocolo de comunicação dedicado à troca de informações entre dispositivos eletrônicos desenvolvido pela Philips (Holanda).

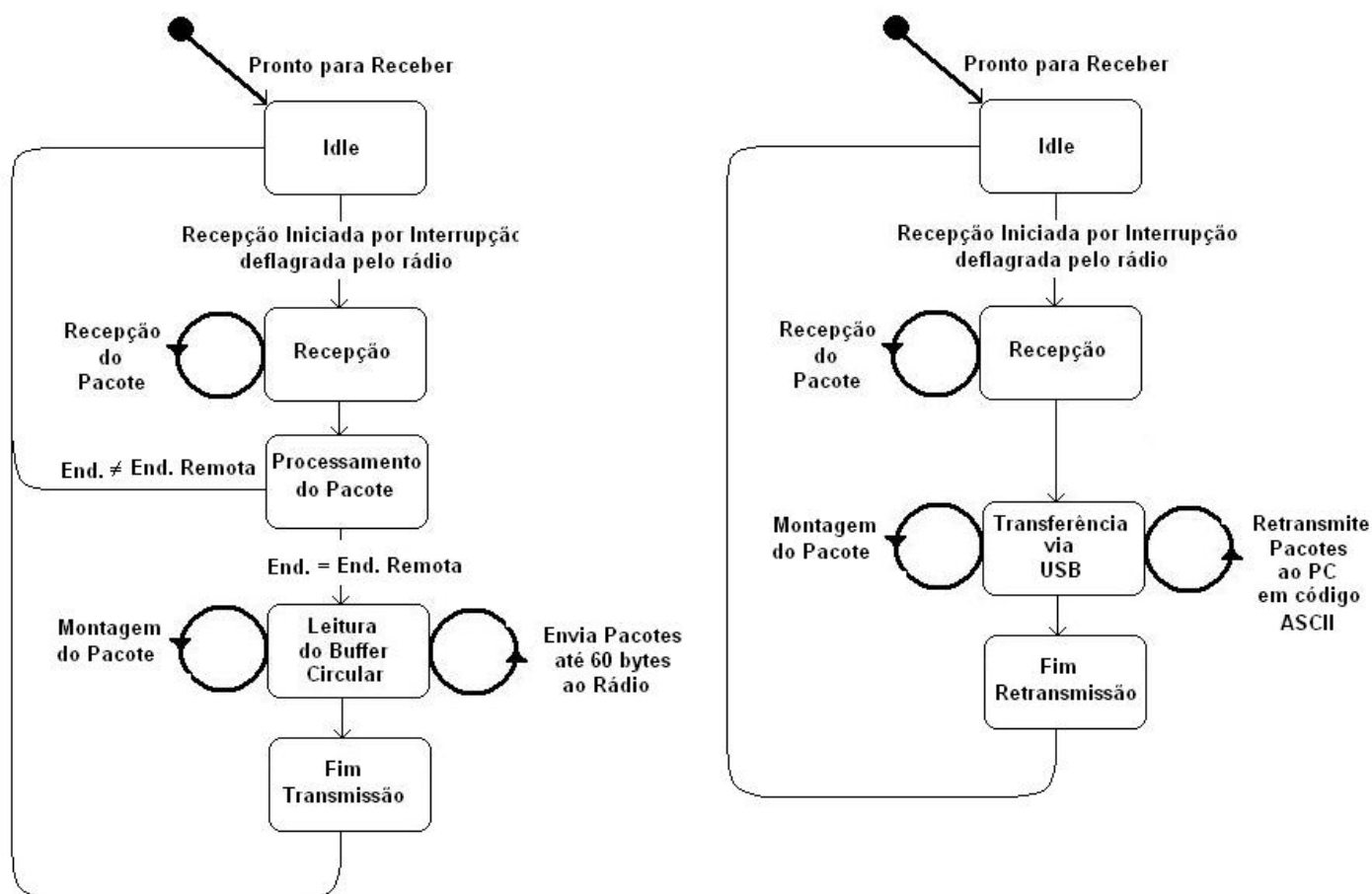
O conversor A/D do microcontrolador PIC realiza a amostragem dos sinais de ECG e PPG em duas taxas de amostragem distintas. O sinal de ECG é amostrado a 240 amostras por segundo enquanto o sinal de PPG a 120 amostras por segundo. Essa amostragem tem como base de tempo um *timer* interno do microcontrolador que deflagra uma interrupção no início de cada período de amostragem. Nesse instante o microcontrolador abandona suas tarefas e, ao entrar na rotina de interrupção, realiza a multiplexação dos canais e a conversão A/D do canal selecionado.

O sinal convertido é armazenado em um *buffer* circular contendo 120 posições de memória de 16 bits. Os canais amostrados com resolução de 10 bits são armazenados nessas posições seqüencialmente até que, após a última posição, comecem a sobrescrever as posições já escritas. Essa rotina de amostragem e escrita no *buffer* circular de armazenamento prossegue indefinidamente, perfazendo um ciclo completo a cada 333 ms com uma taxa de armazenamento de 360 amostras por segundo.

A transmissão dos dados armazenados no *buffer* circular ocorre somente através de envio de requisição prévia pelo módulo base. A rede faz uso da topologia mestre-escravo. Por isso, as requisições de transmissão enviadas pelo módulo base embora sejam ouvidas por todos os elementos da rede (escravos), somente são atendidas por aquele cujo endereço for correspondente. O elemento que recebe a requisição e cujo endereço lhe corresponde, desmonta o pacote enviado, interpreta as instruções nele contidas e as executa. O conjunto de instruções implementado compreende, envio de instruções, ajuste de ganho e aviso sonoro para o paciente.

O aviso sonoro foi implementado como uma facilidade adicional, permitindo ao pessoal encarregado da supervisão do paciente transmitir-lhe alguma ordem pré-determinada se necessário como, por exemplo, parar e permanecer em repouso, enquanto a pressão sangüínea é medida via sinal fotopletismográfico.

A toda requisição de transmissão, corresponde somente uma transmissão. Ao recebimento de uma requisição de transmissão, o microcontrolador primeiramente consulta quantas posições estão escritas no *buffer* circular até o momento. Em seguida monta pacotes múltiplos de 60 *bytes* (limite máximo suportado pelo rádio-modem) e os envia em seqüência. Ao receber estes pacotes, o módulo base os envia imediatamente ao PC, via porta USB. A Figura 52 ilustra o processo de transferência de dados da unidade remota para a unidade base, após um pedido ter sido enviado à unidade remota.



UNIDADE REMOTA

UNIDADE BASE

Figura 52 - Diagrama de estados, ilustrando as rotinas que são executadas quando da transmissão de um pacote de dados da unidade remota para a unidade base e desta última até o PC. Na figura, assume-se que a unidade remota tenha recebido, previamente, uma requisição de comunicação da unidade base.

Embora o microcontrolador PIC 16F877 possa operar a 20 MHz, o módulo remoto de aquisição utilizou frequência de 4 MHz, por atender as exigências de velocidade de processamento e proporcionar maior economia de energia. O *software* para o microcontrolador foi desenvolvido em linguagem C com compilador integrado ao ambiente de desenvolvimento MPLAB (Microchip - USA).

- CONVERSOR A/D - ENTRADAS ANALÓGICAS

A determinação da frequência de amostragem para cada canal analógico levou em consideração o que determina o critério de Nyquist, segundo o qual, a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior do que a máxima frequência do sinal sendo amostrado. As frequências escolhidas foram de 240 Hz para o canal de ECG e 120 Hz para o canal de PPG. O valor de 240 Hz é especialmente conveniente por ser múltiplo de 60 Hz (frequência da rede elétrica), facilitando o projeto de filtros digitais no PC para a eliminação de interferências de 60 Hz oriundas da rede elétrica.

Uma referência de tensão é fornecida ao conversor A/D para fixar o limite da faixa de conversão. Esta referência é obtida a partir de um MAX872 (Maxim USA), que fornece 2,5 Volts +/- 0,2 %. Com esta referência de tensão, reduz-se a máxima amplitude que o sinal de ambos os canais deve alcançar, e melhora a resolução da conversão A/D que neste caso será de:

$$\text{Resolução}_{A/D} = \frac{V_{REF}}{1024} = 0,00244 \text{ [Volts]} \rightarrow 2,44 \text{ [mV]}$$

Onde, V_{REF} é a tensão de referência de 2,5 Volts.

Considerando que o sinal de ECG, por exemplo, tem um ganho de valor 1000, esta resolução corresponde na amplitude original do sinal de ECG a uma resolução de 2,44 μ V.

Logo após o condicionamento inicial de cada um dos sinais por vias independentes (PPG ou ECG), são encaminhados ao módulo de conversão A/D que é parte integrante do microcontrolador PIC 16F877. O conversor A/D de 10 bits por aproximações sucessivas é capaz de realizar uma conversão em 15 μ s, devendo aguardar no mínimo por igual tempo até a próxima conversão. O intervalo de amostragem é controlado pelo *Timer1* do microcontrolador que dispara uma interrupção global a cada 2,088 ms (aprox. 480 Hz). A cada interrupção, um dos canais é amostrado separadamente e o resultado é armazenado no *buffer* circular. Sendo assim, a frequência de amostragem para cada canal é de 240 Hz. O canal de PPG após a amostragem em 240 Hz realiza um *downsampling* para 120 Hz. Assim a taxa de armazenamento no *buffer* circular da unidade remota é de 360 amostras por segundo. A Figura 53, mostra como acontece o armazenamento das amostras no *buffer* circular. Após a última amostra ser escrita, volta-se a sobrescrever a primeira novamente.

Como os sinais amostrados pelo conversor A/D são em 10 bits, e o armazenamento é em 16 bits, os bits mais significativos são utilizados para carregar informações adicionais. O sinal de ECG se diferencia do sinal de PPG quando armazenado no *buffer* circular, porque tem seu bit mais significativo em nível alto. Dessa maneira o interpretador de pacotes instalado no PC consegue separar facilmente essas amostras.

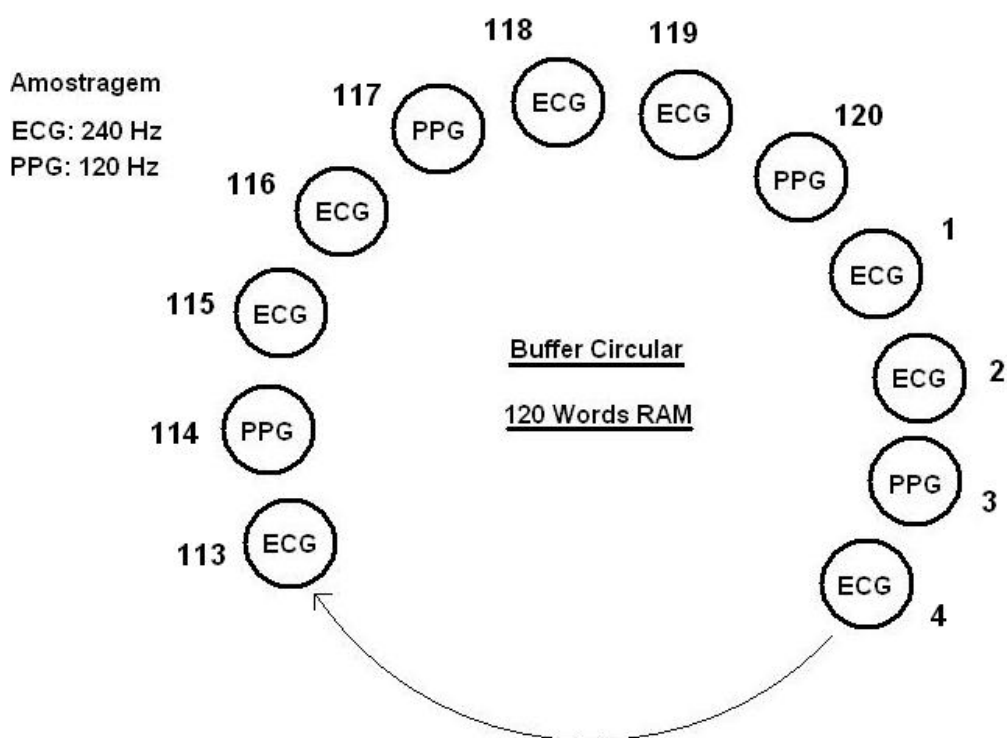


Figura 53 - Buffer circular de armazenamento de amostras oriundas do conversor A/D. O sinal de ECG é amostrado a 240 Hz, o sinal de PPG a 120 Hz. A cada duas amostras do sinal de PPG somente uma é armazenada.

3.1.4 Rádio-Modem

A comunicação entre a unidade base de gerenciamento de rede e as unidades remotas, se dá por sinais de radiofrequência enviados por transceptores digitais. No presente desenvolvimento, optou-se pela utilização do rádio-modem SP2 433-160 fabricado pela RADIOMETRIX U.K..

São citadas a seguir algumas de suas características relevantes:

- ✓ Frequência de transmissão/recepção: 433,92 MHz;
- ✓ Taxa de transmissão: 160 kbps;

- ✓ Alimentação: +5 VCC;
- ✓ Consumo de corrente: 25 mA (em transmissão);
- ✓ Transmissão em modo *half-duplex*¹⁷;
- ✓ Alcance: até 200 metros (em campo aberto, sem obstáculos);
- ✓ Transmissão de pacotes até 60 bytes com checagem de CRC¹⁸ (*Cyclic Redundance Cheking*).

Este rádio-modem não possui camada de gerenciamento de rede residente em seu *firmware*, como a que é implementada nos rádios com tecnologia *Bluetooth*®. Este gerenciamento é executado por um microcontrolador externo com rotinas especialmente desenvolvidas para o caso do presente estudo. Apesar disso, tornou-se a melhor alternativa em termos de custo/benefício em relação ao alcance pretendido. A estratégia do gerenciamento de rede será discutida em tópico separado sobre o *firmware* do dispositivo portátil.

O rádio-modem SP2 433-160 é um dispositivo OEM (*Original Equipment Manufacturers*), que é um módulo pronto para uso, bastando que seja anexado aos demais módulos do sistema já existente. O rádio-modem pode ser visto na Figura 54.

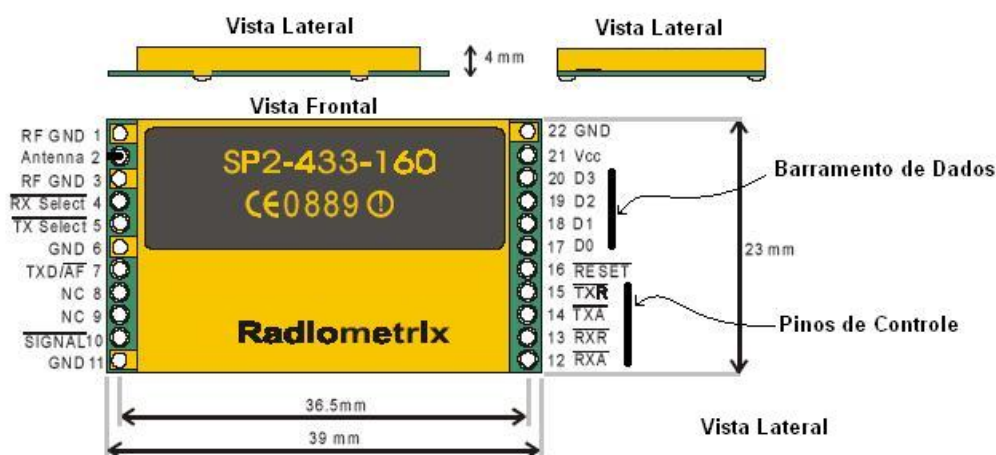


Figura 54 - Aspecto físico do rádio-modem SP2 433-160 RADIOMETRIX. As dimensões estão indicadas no desenho.

¹⁷ *Half-Duplex* – Somente transmite ou recebe sinais em um dado intervalo de tempo.

¹⁸ CRC – Checagem matemática, realizada no conteúdo dos pacotes transmitidos ou recebidos, através de um polinômio, com a finalidade de verificar a integridade dos dados entregues pelo rádio.

Através de um barramento de quatro pinos de dados e mais quatro pinos de controle, os dados são transferidos ou recebidos. Este barramento de dados é bidirecional, permitindo leitura ou escrita em uma mesma via. A seleção de transmissão ou recepção se dá pelos pinos de controle. Quando o rádio recebe algum pacote de outra estação ele confere a integridade desse pacote pela validação do CRC. Sendo válido, ele é colocado à disposição do microcontrolador externo para leitura. Esse evento é anunciado pela mudança de nível lógico de RXR de alto para baixo. Um diagrama de tempos elucidando como acontece a transferência de um *byte* do rádio-modem para o microcontrolador é mostrado na Figura 55.

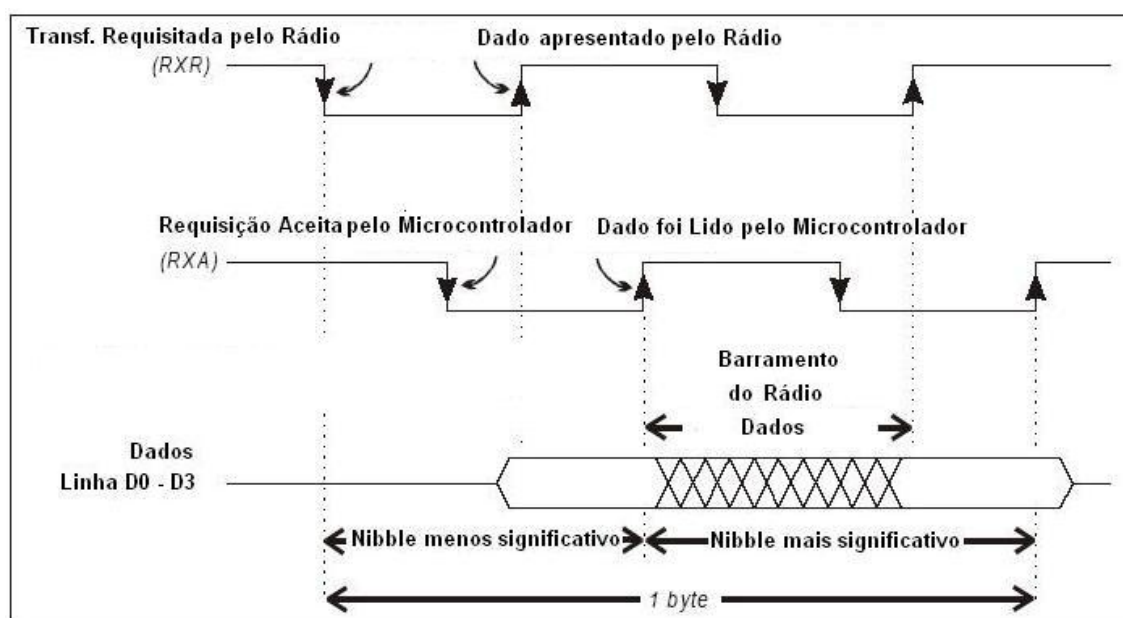


Figura 55 - Diagrama de tempo para a transferência de um *byte* do rádio-modem para o microcontrolador externo.

Na transmissão, os dados são carregados pelo microcontrolador, obedecendo ao diagrama de tempos de transmissão, e em seguida enviados pelo rádio-modem. Para a execução desta tarefa é imprescindível que o *buffer* no rádio-modem esteja descarregado antes de se pretender realizar uma transmissão. Dessa forma, antes de cada transmissão deve ser feita uma checagem no *buffer* do rádio-modem, pois o mesmo impedirá o carregamento de dados para transmissão antes que o dado recebido tenha sido descarregado. Para solucionar este problema, sempre que houver dados a descarregar uma interrupção por *hardware* é deflagrada no microcontrolador e o pacote é

descarregado. Observando-se este particular, e obedecendo ao que preconiza o diagrama de tempos da Figura 56, o carregamento de um *byte* será realizado.

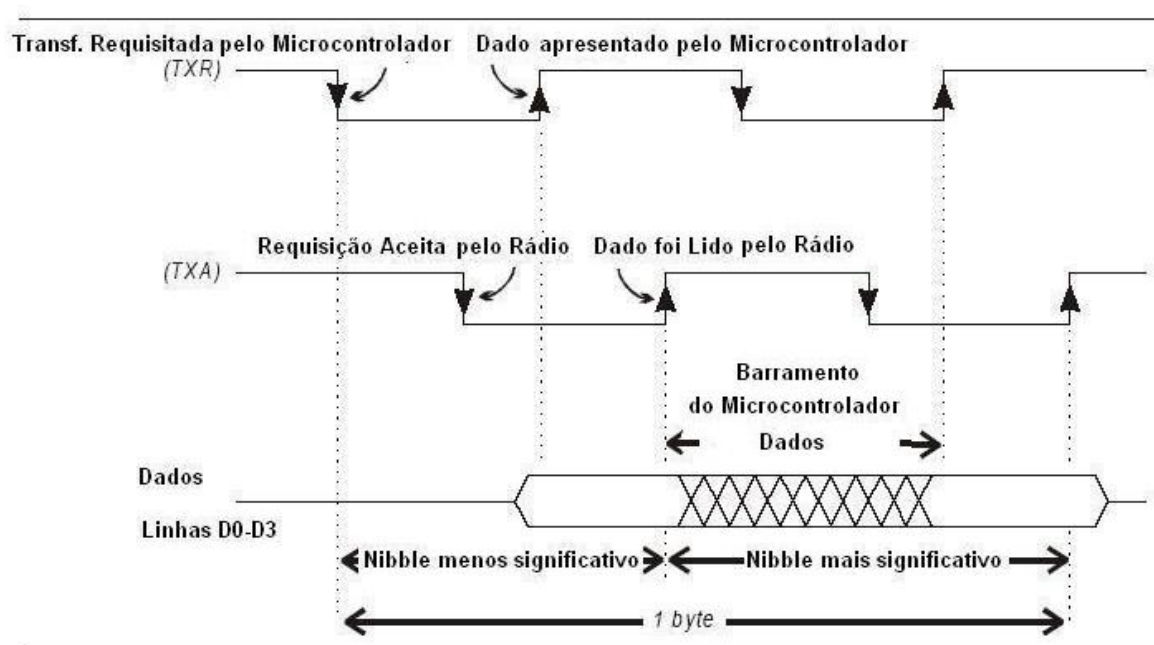


Figura 56 - Diagrama de tempo para a transferência de um *byte* do microcontrolador para o rádio-modem.

As transferências de dados entre microcontrolador e rádio-modem e vice-versa, são assíncronas, de modo que o microcontrolador pode servir a outra interrupção e logo em seguida voltar a carregar ou descarregar dados sem prejuízo de qualquer natureza. No presente caso, a rotina de conversão A/D interrompe qualquer processo em vigência sendo executado a cada 2,088 ms (amostragem e armazenamento).

Quanto ao sistema irradiante, o rádio-modem deve ser equipado com antenas, cuja impedância seja 50Ω na frequência de 433,92 MHz. Um descasamento de impedâncias entre antena e rádio provoca o aparecimento de ondas refletidas entre rádio e antena. Em conseqüência, haverá perda de potência de transmissão e emissão de sinais espúrios que podem causar interferência em outros sistemas de comunicações e, além disso, provocar distúrbios indesejáveis no sinal bioelétrico sob monitoração.

3.1.5 Fonte de Alimentação da Unidade Remota

A fonte de alimentação da unidade remota é composta de vários módulos em razão das diversas tensões que deve fornecer. A Figura 57 ilustra em diagrama de blocos a

fonte utilizada. Como o circuito necessita de alimentação simétrica um inversor DC-DC (ICL 7660 Maxim - USA) se fez necessário. Sua tensão de entrada mínima é 1,5 Volts e máxima de 10 Volts, podendo gerar na saída uma tensão negativa com a mesma amplitude da tensão de entrada a uma corrente de até 100 mA. Como a tensão de trabalho dos circuitos é de -5 Volts, um regulador (MAX 664 Maxim - USA) é utilizado, com capacidade de fornecer 40 mA de corrente. Estes dispositivos são indicados para uso em equipamentos portáteis com alimentação por baterias. O consumo de corrente do ICL 7660 é de 200 μ A e do MAX 664 é de 12 μ A na condição sem carga.

Para a tensão de +5 Volts, existem duas saídas. Uma saída é provida pelo regulador positivo MAX 666 (Maxim - USA) (um regulador positivo que possui as mesmas características do MAX 664) e alimenta todos os circuitos analógicos. Este regulador possui ainda uma saída lógica que vai para nível alto quando a tensão da bateria atingir o nível considerado mínimo (7 Volts - determinado pelo projetista). Nesse nível de tensão, os circuitos da fonte de alimentação ainda se mantêm em funcionamento normal, dentro de suas faixas de utilização, porém um aviso é enviado através do protocolo de comunicação até o *software* de monitoração, para alertar ao supervisor do sistema esta condição crítica.

A outra saída de tensão em +5 Volts, é fornecida por um regulador 78L05 (TEXAS INSTRUMENTS) sendo encarregada de alimentar os circuitos digitais da unidade remota (rádio-modem e microcontrolador). Este arranjo ajuda a melhorar a isolação entre os circuitos através da alimentação, reduzindo a possibilidade de interferência devido ao chaveamento dos circuitos digitais sobre os circuitos analógicos.

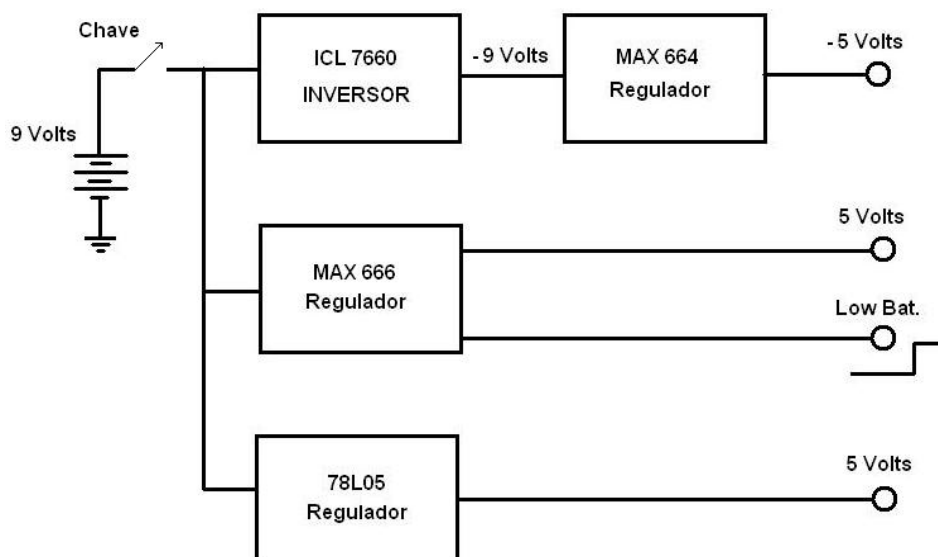


Figura 57 - Diagrama de blocos da fonte de alimentação da unidade remota.

3.1.6 O Firmware da Unidade Remota

A topologia de rede adotada é a mestre-escravo. Para a construção deste tipo de rede é necessária a existência de um único elemento denominado mestre (às vezes também chamado *host*), de onde partem as solicitações dirigidas aos demais elementos da rede denominados escravos. Somente ao elemento mestre é dado o privilégio de iniciar uma comunicação na rede ficando aos escravos, unicamente a incumbência de responder as solicitações.

Cada comunicado iniciado pelo elemento mestre obedece a um formato determinado e a um conjunto de regras denominado protocolo. Segundo este protocolo, cada comunicado expedido pelo mestre terá o endereço do escravo de destino, mas será ouvido por todos os elementos escravos da rede. O mestre então, aguarda pela resposta do escravo endereçado, por um tempo pré-determinado. Após o recebimento ou não da resposta, uma solicitação é disparada para o escravo subsequente da rede, e uma varredura é então estabelecida indefinidamente. Existirá, então, um período entre solicitações em um mesmo escravo que dependerá da velocidade da varredura e do tamanho da rede. Na Figura 58, uma ilustração é apresentada para melhor esclarecer o processo de varredura em uma rede mestre-escravo.

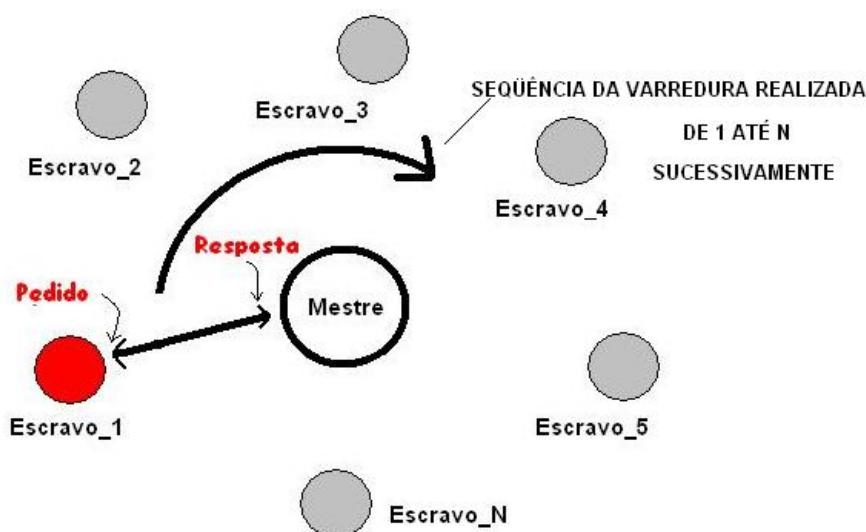


Figura 58 - Processo de varredura em uma rede mestre-escravo. O mestre da rede dispara solicitações em seqüência aos elementos escravos e aguarda a resposta por um tempo pré-determinado.

Os elementos acima denominados escravos aqui serão chamados de unidades remotas por conveniência.

Na unidade remota, as tarefas de conversão A/D, geração de sinal PWM, ajuste de ganho de ECG e PPG, aviso sonoro para o paciente e ainda, a comunicação com o rádio-modem são realizadas pelo microcontrolador PIC 16F877. Para executá-las, um *software* foi desenvolvido em linguagem C, utilizando o ambiente de desenvolvimento integrado MPLAB da Microchip.

O *software* foi desenvolvido com base no uso de interrupções globais. Assim, na rotina principal (*main*), a quantidade de instruções a realizar é pequena, deixando-se grande parte do código a ser executada por solicitação de interrupções do *hardware* interno ou externo ao microcontrolador. Logo que alimentação é ligada acontece a inicialização dos periféricos do próprio microcontrolador e a inicialização do rádio-modem. A rotina principal consta apenas uma lista de verificações de possíveis ações a serem executadas, quais sejam:

- ✓ Verifica se há solicitação de transmissão por parte da unidade base;
- ✓ Verifica se há pedido de ajuste de ganho (ECG e PPG);
- ✓ Verifica se há pedido para acionar o aviso sonoro para o paciente;
- ✓ Verifica se há pedido para responder a chamada de rede.

Um fluxograma mostrando o encadeamento do código executado na rotina principal é mostrado na Figura 59.

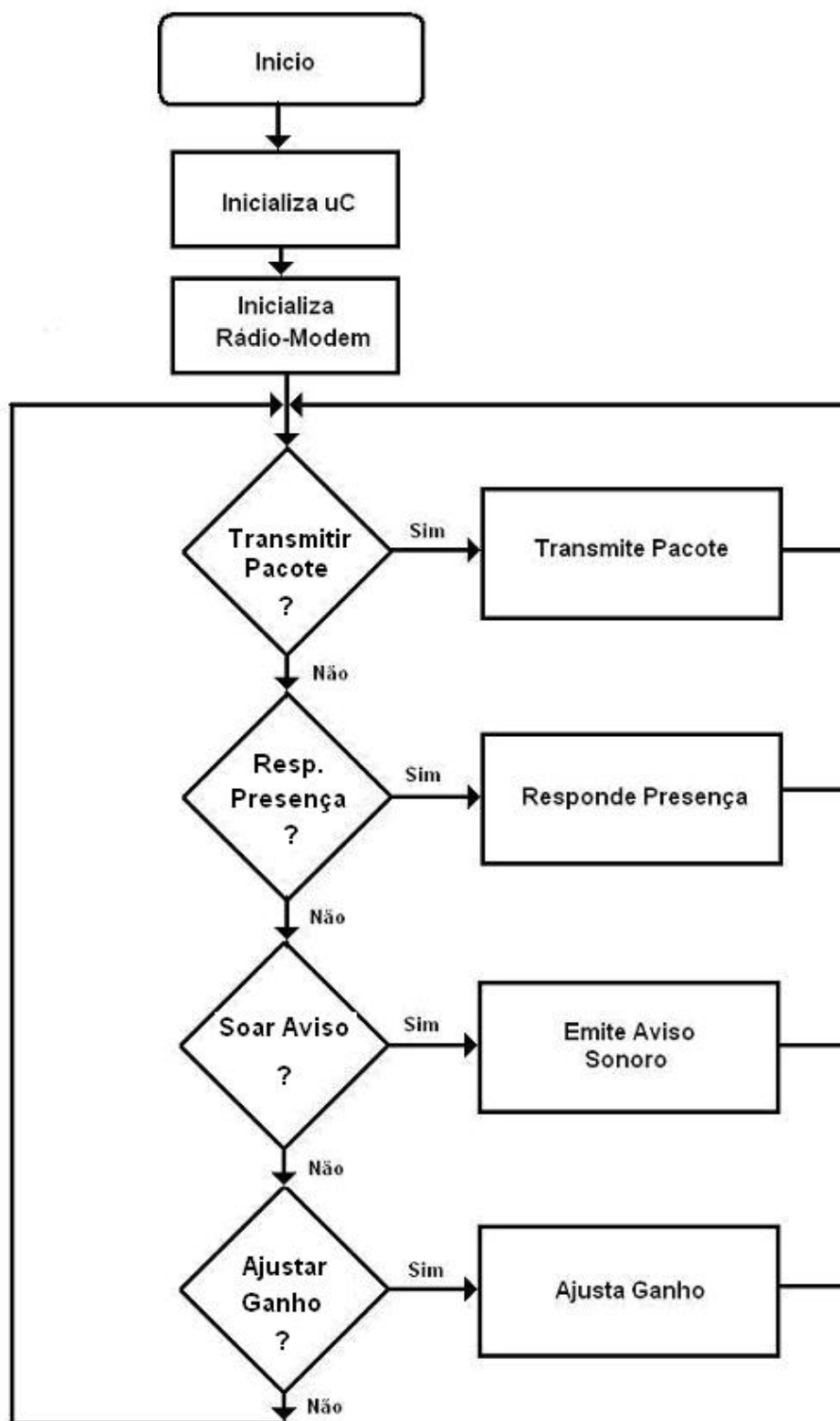


Figura 59 - Fluxograma com as instruções executadas na rotina principal do *software* da unidade remota.

Quando a unidade remota recebe uma transmissão de outras unidades, seja da unidade base ou pacotes recebidos de outras unidades remotas, esse evento gera uma interrupção global por *hardware* no microcontrolador. A rotina de recepção de pacotes é então iniciada e os dados são armazenados em memória de dados. Ao final, as instruções recebidas são convertidas em sinais por meio de *flags*, os quais irão deflagrar as ações previstas na rotina principal. De outra parte os pacotes recebidos que não possuem o mesmo endereço de destinatário que o da unidade remota em questão, são imediatamente descartados.

As ações previstas na rotina principal são executadas uma única vez por requisição. Ao final de cada rotina, o comando que deu origem à execução é apagado. Por exemplo, ao receber uma instrução para transmitir pacotes, o microcontrolador transmitirá apenas um *frame* (trecho contendo vários *bytes*), de dados à unidade base e cessará a transmissão, necessitando ser novamente requisitado para um novo envio.

O protocolo de comunicação utilizado entre a estação base e as estações remotas, faz uso de um protocolo proprietário. Esse protocolo é composto por um pacote de quatro *bytes*, conforme ilustra a Figura 60.

Numero de Bytes	Endereço	Código Função	Dados
-----------------	----------	---------------	-------

Figura 60 - Formato do pacote que trafega entre as estações remotas e a unidade base.

No cabeçalho do *frame*, está o número de *bytes* que o compõe, em seguida o endereço da remota destinatária da mensagem, depois o código função e por último os dados complementares. O primeiro campo informa antecipadamente ao microcontrolador o número de *bytes* que serão recebidos. No campo endereço, são possíveis 255 endereços, excluindo-se o endereço 00 que é reservado para a unidade base. No campo seguinte, são somente utilizados dois valores para o código função, em razão do pequeno número de rotinas consideradas. Por fim, o campo dados carrega informações complementares, mas é mantido sempre como zero nos comunicados da estação base para a estação remota. Quando a remota recebe uma solicitação, qualquer que seja o código função, deve montar uma resposta que contenha os mesmos dados da solicitação recebida, e ser for o caso, acrescido de dados complementares no campo especificamente designado para tanto.

Sendo apenas dois os códigos função enviados para a unidade remota eles se dividem em:

- ✓ **Código função 10:** Solicitação de transmissão do conteúdo de dados armazenados no *buffer* circular da unidade remota conectada.
- ✓ **Código função 12:** Solicitação de resposta da unidade remota ao chamamento da unidade base (função busca por remotas).

A resposta da unidade remota, é um eco do código função e do endereço recebidos da unidade base. Caso a solicitação recebida seja código função 10, a unidade remota deverá montar o pacote com o eco dos códigos recebidos e adicionar ao campo de dados a quantidade de *bytes* armazenada no *buffer* circular. O limite máximo de *bytes* que podem ser enviados em um único pacote é 60, limitada pelo *buffer* do rádio-modem. Havendo necessidade, um novo pacote é montado e enviado com o restante das amostras, respeitando o formato do pacote definido no protocolo, porém, dispensando nova requisição da unidade base. A varredura da unidade base, disparando código 10 para leitura de dados das remotas foi ajustado para 50 ms (no presente caso, onde foram implementadas duas remotas). Por isso, cada remota é solicitada a cada 100 ms, a enviar o conteúdo armazenado em seu *buffer*.

A função “busca por remotas”, código 12, é um artifício utilizado pela unidade base para se manter atualizada a respeito de quais remotas se encontram ligadas e prontas para enviar dados. A unidade base dispara um pedido desse tipo a cada cinco segundos para todas as remotas constantes em seu cadastro. Recebendo esta solicitação a unidade remota responde enviando um eco dos códigos recebidos e adicionando a informação de “remota pronta” no campo dados que conterá o número 1. A informação “remota pronta” torna-se afirmativa, após a remota ter sido ligada e ter armazenado 10 amostras no *buffer* circular.

3.2 A Unidade Base

De modo geral, a unidade base é responsável pelo gerenciamento da topologia de rede mestre-escravo e pela comunicação com o PC, recebendo instruções e enviando os pacotes dos dados adquiridos pelas unidades remotas. Um microcontrolador PIC 16F877

com *clock* a 20 MHz é o responsável pelo desempenho dessas funções, tendo como periféricos de comunicação um rádio-modem SP2 433-160 (mesmo tipo utilizado nas unidades remotas), e um módulo de comunicação USB \leftrightarrow Porta paralela (8 bits), DLP 245BM (DLP Design - USA). Estes elementos podem ser vistos em um diagrama de blocos na Figura 61.

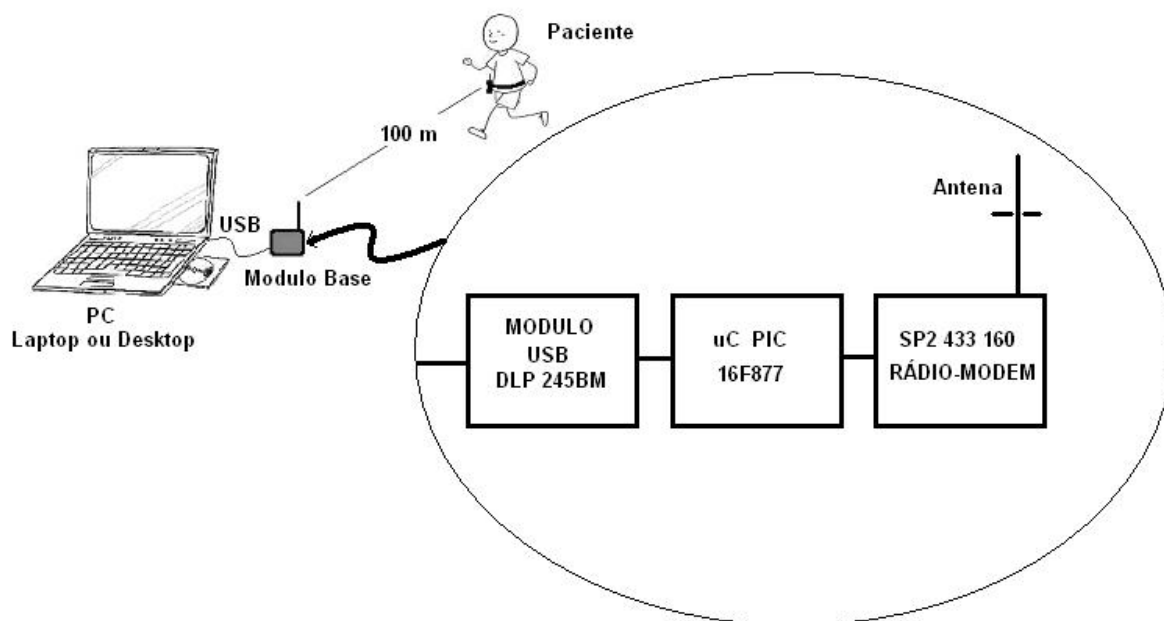


Figura 61 - Diagrama de blocos do sistema da unidade base. O microcontrolador executa rotinas de gerenciamento de rede e comunicação com o PC via USB através do módulo DLP 245BM.

O primeiro bloco do sistema é o módulo de comunicação DLP USB245BM, para desenvolvimento, fabricado pela *DLP Design* que contém todo o *hardware* e o *firmware*¹⁹ necessário à comunicação entre uma porta paralela e uma porta USB. Toda camada que envolve o protocolo USB, propriamente dito, está implementada no *firmware* do dispositivo FTD245BM que é o controlador do módulo. São fornecidos todos *drivers*²⁰ de comunicação para instalação no PC, para desenvolvimento em ambiente C++ Builder (Borland) ou Visual C++ (Microsoft) bem como documentação detalhada.

Dentre muitas de suas características, podemos citar:

¹⁹ *Firmware* - Software residente na memória ROM do microcontrolador, responsável pelo gerenciamento do protocolo de comunicação USB no módulo DLP USB245BM.

²⁰ *Driver* - Software que quando instalado no PC permite que o mesmo reconheça e se comunique com o módulo DLP USB245BM conectado na porta USB.

- ✓ Velocidade de envio e recebimento de dados, de 1 MBps;
- ✓ Gerenciamento do protocolo de comunicação USB no próprio módulo;
- ✓ Pode fornecer 3.3 Volts, ou 5 Volts para alimentar outros circuitos adicionais;
- ✓ Compatível com os padrões USB 1.1 e USB 2.0;
- ✓ 384 bytes reservados em *buffer* FIFO (*First In First Out*) para transmissão;
- ✓ 128 bytes reservados em FIFO (*First In First Out*) para recepção;
- ✓ Montado em soquete de 24 pinos, facilitando sua integração com outros circuitos discretos.

A Figura 62 mostra o módulo de desenvolvimento DLP USB245BM. Na parte frontal, encontra-se o conector USB.

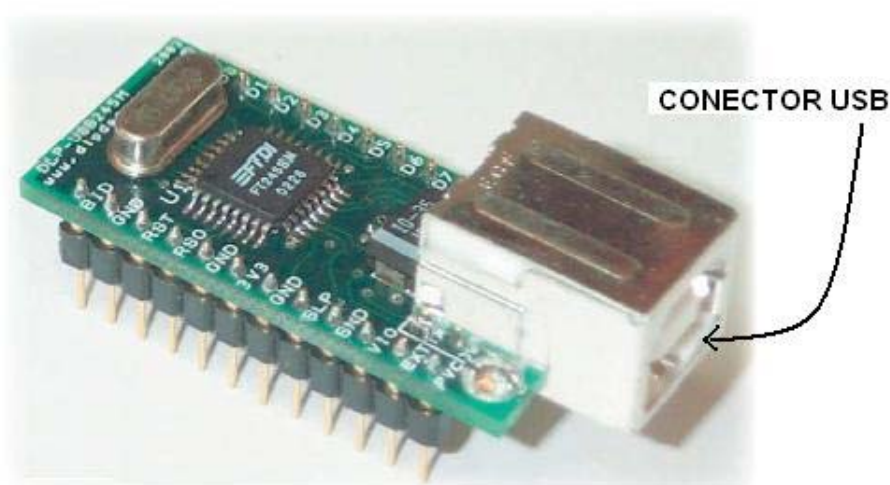


Figura 62 - Módulo de comunicação USB DLP USB245BM. Realiza comunicação entre uma porta paralela de 8 bits com a porta USB. É compatível com os padrões USB 1.1 e USB 2.0.

Do ponto de vista da comunicação via porta paralela realizada pelo microcontrolador, a tarefa é obedecer aos diagramas de tempo de escrita e leitura. No diagrama da Figura 63, **RXF#** é o pino de controle que sinaliza ao microcontrolador externo a presença de um dado no *buffer* do DLP245BM ao passo que **RD#** é o pino de

controle pelo qual o microcontrolador controla, ao seu tempo, a leitura do dado no barramento do módulo. O estado de repouso desses pinos de controle é em nível alto.

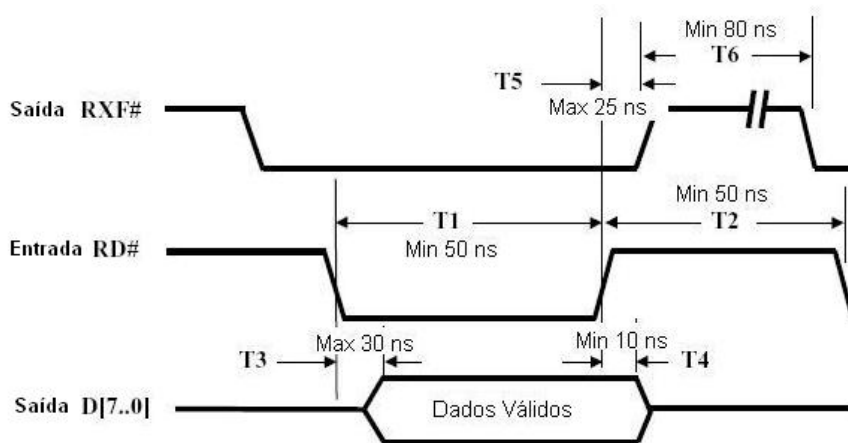


Figura 63 - Diagrama de tempo para leitura da porta paralela do dispositivo DLP245BM. Quando um dado estiver presente no *buffer* de recepção do módulo USB, este sinalizará ao microcontrolador via RXF#. O microcontrolador comunicará sua decisão em receber este dado através de RD#. Os tempos máximos e mínimos de cada operação são indicados.

No diagrama da Figura 64 TXE# é o pino de controle do módulo DLP245BM que anuncia ao microcontrolador o estado do *buffer* de transmissão. Enquanto o *buffer* está vazio, permitindo que um dado seja carregado este pino permanece em nível baixo. O pino de controle WR é controlado pelo microcontrolador que o leva para nível alto instantes antes de escrever no barramento de dados (D0 a D7). Após a escrita do barramento este pino deve voltar ao nível lógico zero.

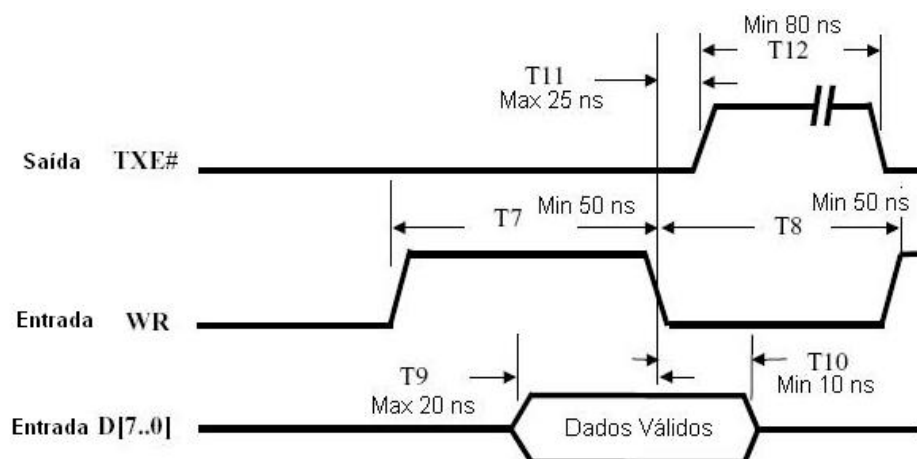


Figura 64 - Diagrama de tempo para escrita na porta paralela do dispositivo DLP245BM. O microcontrolador deverá consultar o pino TXE# (nível baixo indicará permissão para escrita). O dado será aceito pelo módulo, na borda de descida do sinal WR (gerido pelo microcontrolador). Os tempos máximos e mínimos de cada operação são indicados.

Dada a capacidade de fornecimento de corrente da porta USB, limitada a 500 mA, todos os blocos componentes desse sistema de comunicação foram alimentados por esta via. O consumo total é de cerca de 53 mA no momento em que o rádio-modem está no modo de transmissão. Não necessitando maiores cuidados quanto a quantidade de corrente disponível, no módulo base, o *clock* do microcontrolador PIC foi escolhido em 20 MHz, permitindo um ciclo de instrução de 200 ns para o PIC 16F877.

O rádio-modem, como próximo elemento do sistema, não será abordado uma vez que tudo aquilo que já se falou sobre seu uso no módulo remoto encontra aqui a mesma aplicação.

A montagem do *hardware* foi realizada em uma placa universal e alojada no interior de uma caixa metálica fechada, só permitindo acesso aos conectores de comunicação USB e da antena. A caixa metálica dá a resistência mecânica necessária para proteger os circuitos em caso de queda e proporciona uma eficiente blindagem para radiofrequência, protegendo os circuitos da energia eletromagnética irradiada pela antena. Uma antena de $\frac{1}{4}$ de onda em polarização vertical, de uso comercial, foi utilizada como elemento irradiante. Essa antena apresenta um ganho teórico de 0 dB e diagrama de irradiação omnidirecional (não direcional).

A Figura 65 sintetiza em um único diagrama, as ligações elétricas entre os componentes do sistema.

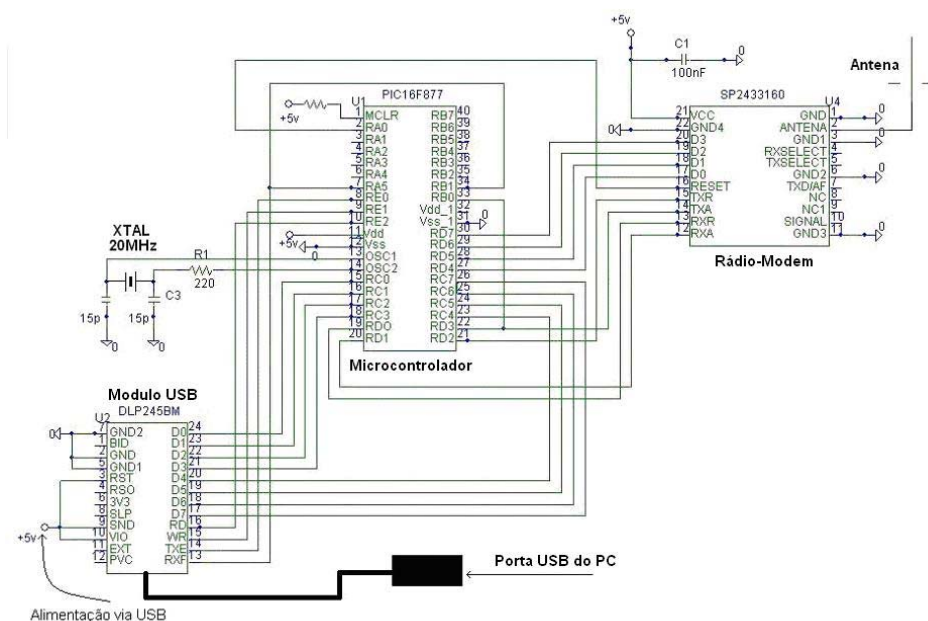


Figura 65 - Diagrama de circuito da unidade base de comunicação. A alimentação provém da porta USB pois o consumo de corrente é de 53 mA, dentro do limite de 500 mA que esta porta pode fornecer.

Logo que alimentação é ligada, acontece a inicialização dos periféricos do microcontrolador e a inicialização do rádio-modem, não sendo necessário qualquer procedimento de inicialização para o módulo de comunicação USB DLP245BM. Estes procedimentos são realizados automaticamente por ocasião da conexão com a porta USB do PC.

O atendimento das requisições de comunicação originada nos módulos de comunicação USB ou rádio-modem, é realizado mediante interrupção por *hardware* no microcontrolador PIC 16F877. São utilizadas duas fontes de interrupção por *hardware* do microcontrolador: a porta RB0/INT e outro pino da porta RB configurado para atender a interrupções. Com esta estratégia, o microcontrolador é capaz de atender qualquer um dos dois periféricos de comunicação em qualquer tempo e descarregar dados ou instruções.

3.2.1 O Firmware da Unidade Base

A unidade base possui duas vias de comunicação. Com o PC, ela se comunica via porta USB e com as unidades remotas através de radiofrequência. Os comunicados transmitidos e recebidos por esses dois meios são realizados respeitando-se duas convenções diferentes, denominadas protocolos.

Na comunicação realizada entre o PC e a unidade base e vice-versa, são utilizados caracteres ASCII. No sentido da unidade base para o PC, os pacotes são marcados com caracteres de sinalização para início (":") e fim (";") de transmissão o que facilita ao *software* de interpretação residente no PC identificar finais de transmissão, pois os pacotes têm tamanho variável.

Nas trocas de informação envolvendo as unidades remotas e a unidade base e vice-versa, os pacotes utilizam caracteres do tipo hexadecimal. Possuindo o número total de *bytes* no início do cabeçalho; por exigência do rádio-modem, no início da recepção de cada pacote o microcontrolador da unidade base ou unidade remota somente aguarda pela chegada do último *byte* monitorando um contador decrescente.

A Figura 66 mostra um panorama geral sobre o formato dos pacotes trocados entre a unidade base e unidades remotas e unidade base e o PC.

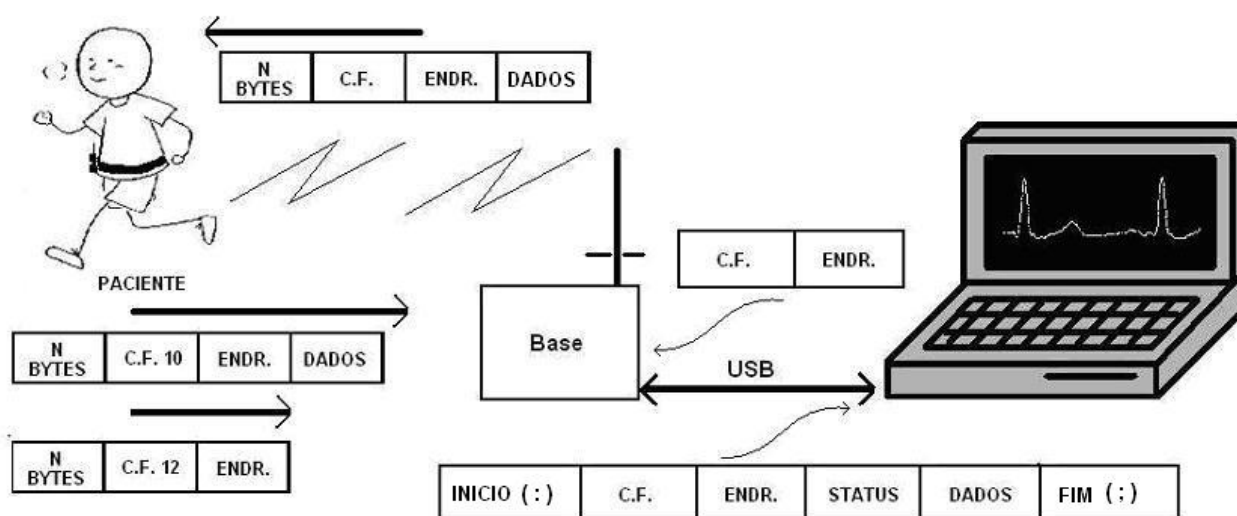


Figura 66 - Protocolo de comunicação desenvolvido. São utilizados formatos de pacotes diferentes, entre a unidade base e o PC e unidade base e unidades remotas. Entre a unidade base e as unidades remotas há um protocolo de gerenciamento de rede, gerido pela unidade base (mestre-escravo). Entre o PC e a unidade base, existe um protocolo de transferência de dados. Através deste, o PC atua sobre o funcionamento da unidade base e recebe os pacotes das unidades remotas que houver interesse.

As informações sobre as instruções a serem executadas pelo microcontrolador no trecho principal de código (*main*) chegam através de rotinas acessadas somente por interrupção. Estas realizam, o trabalho de interpretação dos protocolos de comunicação entre o PC e a unidade base e entre a unidade base e as unidades remotas. É, a partir das saídas dessas rotinas que são definidas as ações a serem tomadas pela rotina principal do código. A Figura 67 é apresentada, um diagrama com as rotinas envolvidas no código *main*.

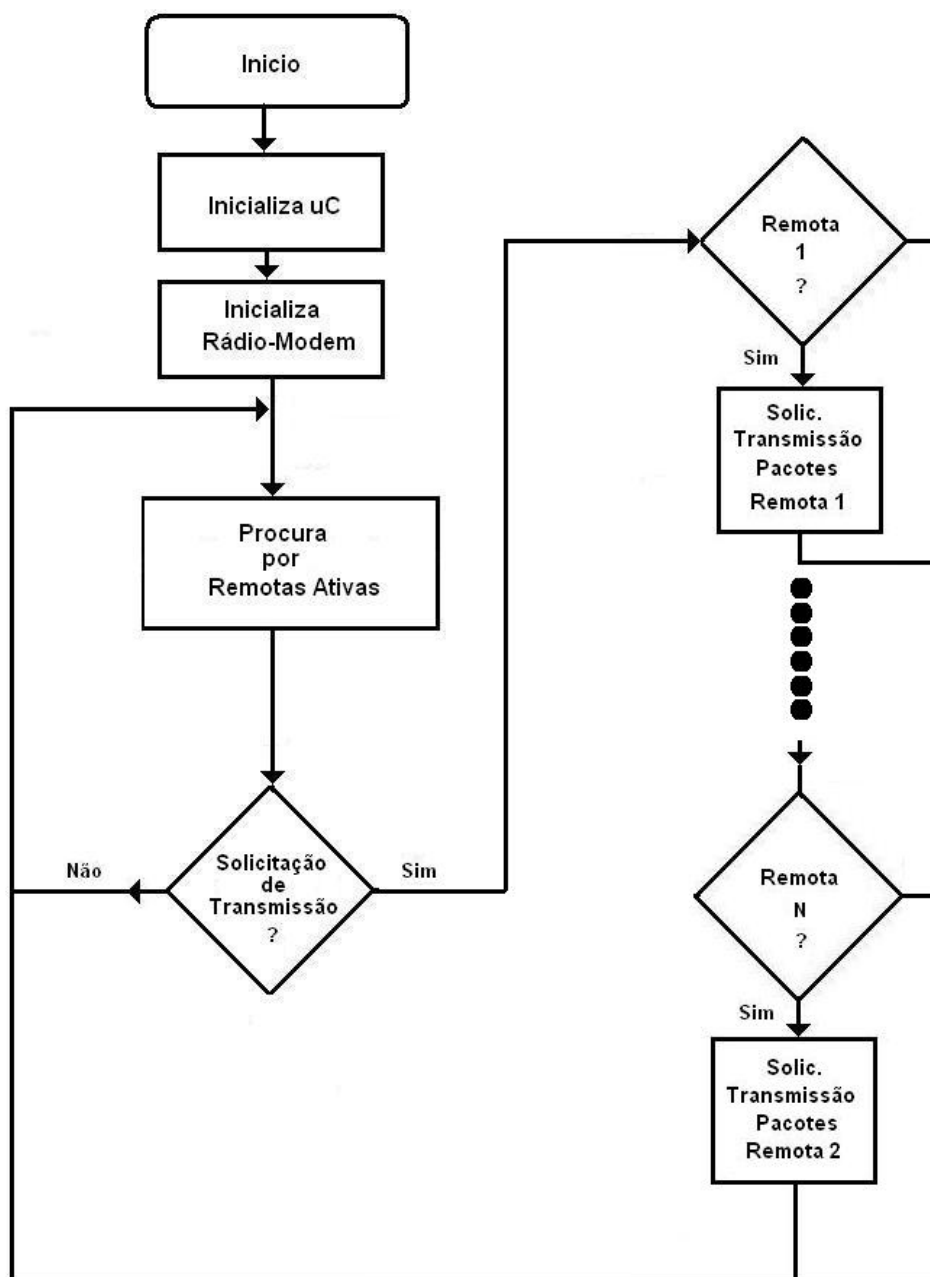


Figura 67 - Fluxograma da rotina principal do *software* de gerenciamento de rede da unidade base. Duas rotinas são executadas: a busca por remotas e a solicitação de transmissão de pacotes. As unidades remotas encontradas pela rotina de busca são informadas ao PC. O PC, pode então solicitar a estas remotas a transmissão dos dados adquiridos nos pacientes.

Quanto às rotinas atendidas por interrupção, têm-se duas categorias. As rotinas que são iniciadas com interrupção gerada pelo rádio-modem e aquelas que iniciam com interrupção gerada pelo módulo DLP USB245BM. Essas duas rotinas são encarregadas de receber um pacote, desmontá-lo e identificar suas instruções.

- COMUNICAÇÃO ENTRE O MÓDULO BASE E O PC

O protocolo de comunicação entre a unidade base e o PC define como será a troca de informações entre esses sistemas. Essa troca é realizada em caracteres ASCII. A Figura 68 apresenta o formato do pacote utilizado para envio de dados do PC para a unidade base. Ele é composto por apenas 2 campos, um para o código função (C.F.) e outro para as instruções adicionais.



Figura 68 - Formato do pacote utilizado para envio de dados do PC para a unidade base.

Os códigos função implementados com seus respectivos valores são os seguintes:

- ✓ Código Função 10: PC solicita início de leitura de uma das remotas;
- ✓ Código Função 11: PC solicita finalização de leitura de uma ou de todas as remotas da rede;
- ✓ Código Função 12: PC solicita a unidade base se a rede está pronta e quais remotas estão ativas;
- ✓ Código Função 13: PC solicita início de calibração de ganho na remota;
- ✓ Código Função 14: PC solicita fim de calibração de ganho na remota (n).

As possíveis instruções que seguem no campo posterior ao código função, são:

- ✓ Instrução 01: Refere-se a remota 01;
- ✓ Instrução 02: Refere-se a remota 02;
- ✓ Instrução 99: Refere-se a todas as remotas;
- ✓ Instrução 00: Quando não há instruções.

Assim, no caso em que o PC solicita o envio de dados coletados pela remota 01, o pacote seria montado da seguinte maneira:



Figura 69 - Instrução enviada pelo PC a unidade base, solicitando o início de leituras da remota 01.

Para o envio de pacotes da unidade base para o PC, o formato do pacote é aquele mostrado na Figura 70. Ele inicia com dois pontos e termina com ponto e vírgula. Essas marcas de início e fim, ajudam o *software* interpretador instalado no PC a desmontar e interpretar os pacotes. O campo **CF** (Código Função), diz ao PC qual rotina executar quando receber o pacote. O campo **endereço** informa qual a origem do pacote. O campo **status** carrega informações adicionais sobre o sistema de telemetria, como quantidade de remotas ativas. Enquanto esses campos têm tamanho de 1 *byte* o campo **dados** por sua vez, é variável e depende da quantidade de amostras que são enviadas pela unidade remota. Cada amostra tem tamanho de 2 *bytes* (16 bits).



Figura 70 - Formato do pacote usado para envio de dados da unidade base para o PC.

O campo “status” possui a seguinte codificação, para informar sobre as condições operacionais das remotas:

- ✓ Status 00: Todas remotas inativas;
- ✓ Status 01: Remota 01 ativa;
- ✓ Status 02: Remota 02 ativa;
- ✓ Status 03: Remotas 1 e 2 ativas.

Como duas interrupções são utilizadas, para as portas de comunicação, um esquema de prioridade foi montado. Sempre que uma interrupção estiver sendo atendida, em primeiro lugar, ela desabilita as demais interrupções e em seguida executa todo seu código. A interrupção que ficou na fila entrará para execução no momento que a anterior

for concluída. Os dispositivos de comunicação utilizados admitem este tipo de esquema porque são assíncronos e também porque possuem *buffers* de saída que retêm os dados até que o microcontrolador possa descarregá-los.

- COMUNICAÇÃO ENTRE A UNIDADE BASE E AS UNIDADES REMOTAS

A rotina de recepção de dados via rádio-modem é iniciada sempre que chegar uma resposta a uma requisição prévia da unidade base. Nesse caso existem duas possibilidades: requisição de transmissão de uma remota ou busca por remotas ativas. No caso de existir solicitação prévia de transmissão de dados de uma remota, a rotina de interrupção é atendida e ao iniciar o descarregamento dos dados, aguarda a chegada do *byte* que contém o código função e em seguida inicia o encaminhamento dos *bytes* vindos pelo rádio-modem. A rotina de “busca por remotas ativas” mantém a estação base atualizada sobre a quantidade de remotas presentes e ativas na rede. Em intervalos de cinco segundos, um pacote com código função de busca por remotas é disparado para cada elemento pertencente à rede. Um pacote contendo quatro *bytes* é enviado até a remota, tal como ilustrado na Figura 71.



Figura 71 - Formato do pacote enviado da unidade base para as unidades remotas.

Se a unidade remota estiver ativa e pronta, responderá com um eco o mesmo pacote. Ao receber este eco, a unidade base leva um *flag* para nível alto indicando que esta remota está ativa. Se a remota estiver desligada, ou não puder ser encontrada por estar fora de alcance, a ausência de resposta fará o *flag* ser zerado indicando remota desligada ou fora de alcance. A função “busca por remotas ativas” deixará de disparar requisições para determinada remota, somente se esta estiver atendendo a pedidos de transmissão de dados (código função 10). A presença de respostas válidas indica, em última análise, que a remota se encontra ativa, desabilitando momentaneamente a rotina de busca. Na ausência de respostas válidas, para requisições de dados, a rotina “busca por remotas ativas” limpará o *flag* indicador de remota ativa e voltará a monitorar o retorno desta à rede.

O estado da atividade das remotas é informado ao PC no campo “status”, em todo pacote de dados enviado pela porta USB. O estado de atividade das remotas também se mantém atualizado, pela rotina “busca por remotas ativas” em uma tabela.

Através da rotina “solicitação de transmissão de dados”, o módulo base, solicita a transmissão dos dados adquiridos da unidade remota. A transmissão da unidade remota é iniciada como resposta a uma solicitação da unidade base. A cada solicitação corresponde uma resposta, e cada resposta da unidade remota contém todas as amostras contidas no buffer circular de armazenamento, desde a última solicitação até a última amostra armazenada. A quantidade de *bytes* por resposta poderá variar de acordo com tempo com que as solicitações são feitas.

Os códigos-função implementados para o protocolo de comunicação entre a unidade base e as unidades remotas são os seguintes:

- ✓ Código Função 10: Unidade base solicita a remota, transmissão dos dados;
- ✓ Código Função 12: Função “busca por remotas”. Unidade base solicita resposta das remotas verificando seu estado de atividade na rede.

Para o caso de requisições com o código-função 12, o campo dados carregará sempre o valor 00.

Nas requisições com código-função 10 seguem instruções complementares constantes no campo dados. Essas instruções são as seguintes:

- ✓ Instrução 00: Final da calibração de ganho da remota (n);
- ✓ Instrução 01: Início da calibração de ganho da remota (n) ;
- ✓ Instrução 02: Emite aviso sonoro ao paciente, usuário da remota (n).

A composição do pacote com a ordem na qual devem ser enviados os *bytes*, é apresentada na Figura 71.

CAPÍTULO 4

Resultados

Este capítulo apresenta os resultados obtidos a partir do protótipo desenvolvido. Estes resultados têm origem em ensaios de laboratório e em avaliações em campo, incluindo o alcance das transmissões.

4.1 *Resultados de Laboratório*

Os resultados de laboratório compreendem a avaliação de desempenho dos circuitos analógicos que compõe as etapas de aquisição e condicionamento de sinal e comunicação digital via rádio.

Foram, também, realizados testes de segurança elétrica segundo as normas da ABNT para equipamentos eletromédicos.

4.1.1 *Amplificador de ECG*

Os testes de desempenho do amplificador de ECG foram realizados com sinais gerados a partir de um simulador (*ECG Simulator*) modelo *ECG Plus*, marca Bio-Tek (USA) nº 116787. O equipamento simula sinais de qualquer uma das 12 derivações em amplitudes desde 0,5 mV até 2 mV e com frequências de 60 bpm (batimentos por minuto) até 240 bpm. Possui ainda uma saída independente e fixa, de alto nível, com 1 Volt de pico.

O teste foi iniciado com a conexão do equipamento simulador ao amplificador de ECG com cabo preparado para a derivação precordial V5 com terminal central de Wilson. Essa é a derivação escolhida para a monitoração dos pacientes nos PRC, por permitir melhor detecção dos casos de isquemia miocárdica. Na Figura 72, pode ser visto a ligação

que é realizada com terminal central de Wilson, necessária para obtenção da derivação precordial V5.

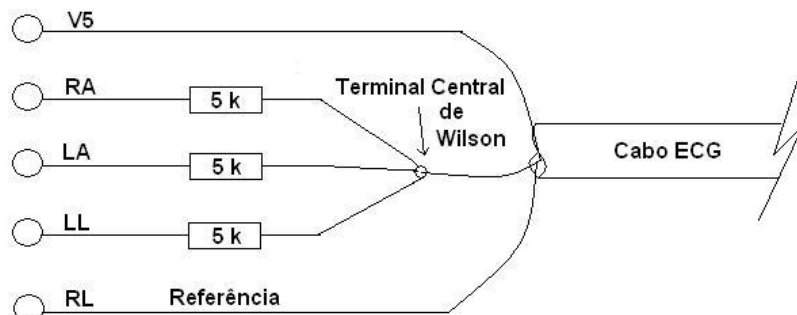


Figura 72 - Conexão elétrica do cabo de ECG para aquisição da derivação precordial V5, com Terminal Central de Wilson.

Inicialmente, foram realizados testes para avaliação qualitativa do sinal entregue pelo amplificador com aquele gerado pelo simulador. Para tanto, um dos canais do osciloscópio utilizado (THS 720 – Tektronix – USA) foi ligado diretamente à saída de alto nível do simulador (1 Volt de pico) e outro canal na saída do amplificador. Um sinal de 0,5 mV e 60 bpm (batimentos por minuto), foi aplicado na entrada do amplificador ajustado para ganho 500. A Figura 73 mostra o sinal na saída do amplificador com amplitude de 250 mV, resultado do ganho 500 sobre uma entrada de 0,5 mV.

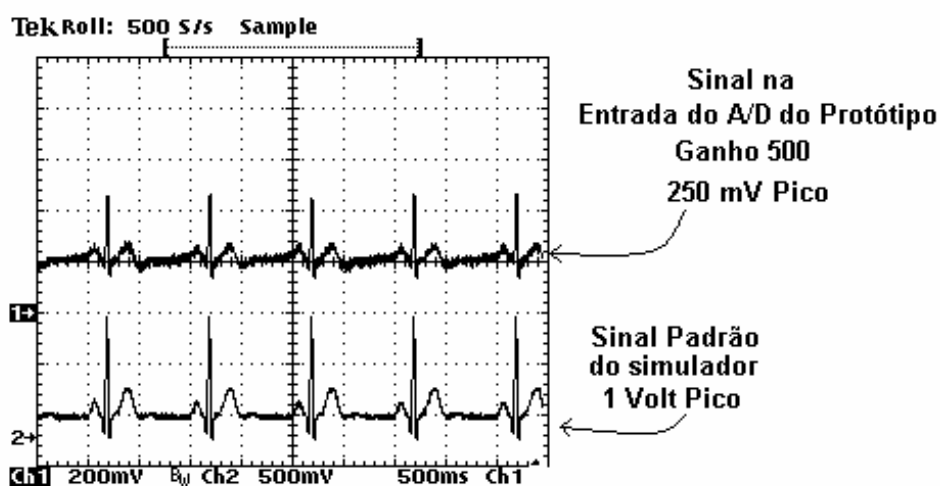


Figura 73 - Sinal de ECG (gerado pelo simulador) de 0,5 mV de amplitude e frequência de 60 bpm aplicado na entrada do amplificador de ECG desenvolvido. No canal 1, têm-se os sinais na saída do amplificador (entrada do A/D), com 250 mV de pico. No canal 2, para efeitos de comparação, o sinal padrão gerado pelo simulador com amplitude de 1 Volt. O ganho do amplificador foi ajustado em 500.

O sinal de saída, esta sobreposto a um nível DC de 500 mV, necessário para impedir que tensões negativas cheguem à entrada do conversor A/D.

Para uma verificação da linearidade do amplificador, novo ensaio foi realizado com o aumento da amplitude do sinal de entrada para 2 mV, mas mantendo-se a frequência de 60 bpm. O ganho foi mantido em 500, e a saída passou para 1 Volt de pico como esperado comprovando a linearidade do sistema. Esses resultados são vistos na Figura 74.

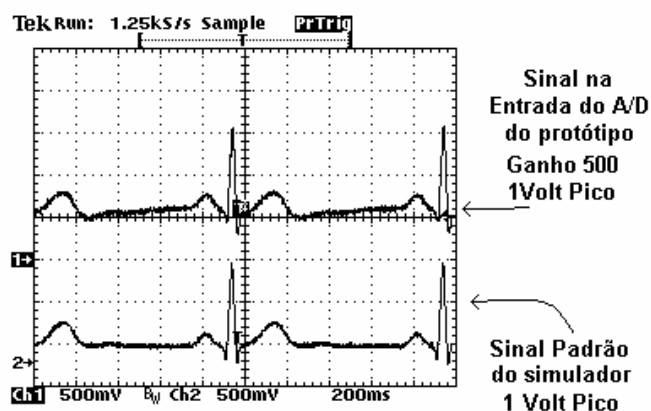


Figura 74 - Sinal de entrada (gerado pelo simulador de ECG) do amplificador passou a 2 mV para avaliação de linearidade, mantendo-se o ganho em 500. No canal 1, vê-se o sinal de saída com 1 Volt de pico, resultado do ganho 500. No canal 2, o sinal padrão do simulador, é mostrado para comparação.

Verificou-se que com o aumento da frequência para 120 bpm, repetindo-se os testes e mantidas as mesmas condições, os resultados foram similares conforme visto na Figura 75.

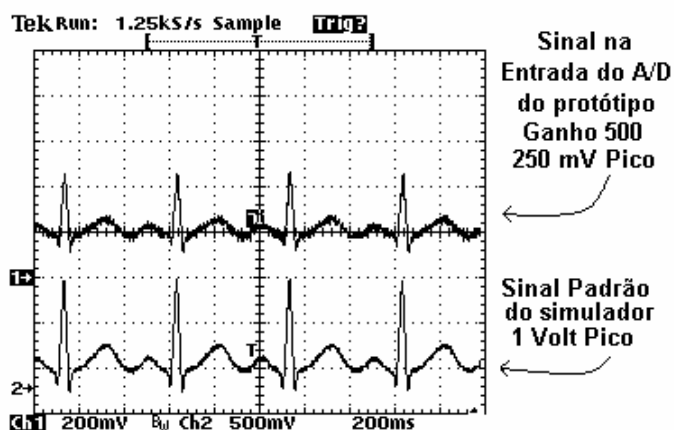


Figura 75 - Sinal de entrada (gerado pelo simulador de ECG) com frequência de 120 bpm e amplitude 0,5 mV. Não se observa distorção introduzida pelo amplificador e o sinal de saída (na entrada do A/D) encontra-se na amplitude esperada de 250 mV.

Com o aumento de amplitude para 2 mV, a saída do amplificador voltou a responder linearmente para o ganho 500, entregando 1 Volt de pico. A Figura 76 mostra o comparativo entre o sinal padrão gerado pelo simulador e o sinal de saída do amplificador de ECG.

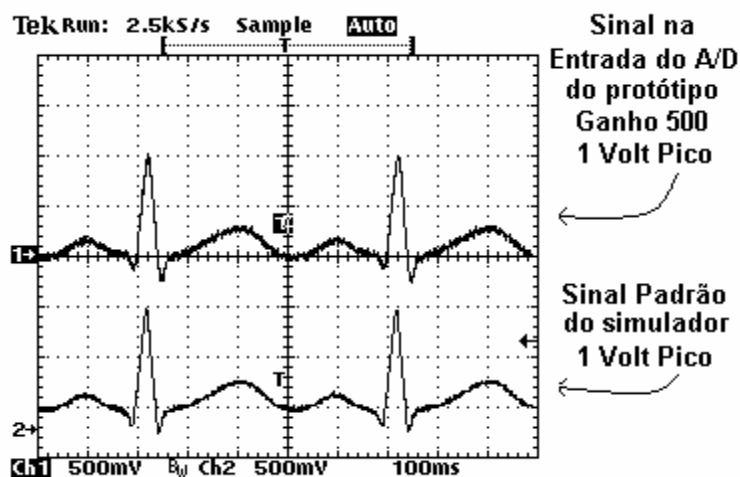


Figura 76 - Sinal de entrada com frequência de 120 bpm e amplitude de 2 mV. Há ausência de distorção e a linearidade foi mantida (aumento proporcional na amplitude da saída, conforme aumento da amplitude na entrada).

4.1.2 Amplificador para Fotopletismografia

O amplificador para fotopletismografia foi testado utilizando-se de um equipamento para aferição de oxímetros. Trata-se do SpO₂ Simulator fabricado pela Fluke Biomedical (USA), modelo INDEXA 2XLFE nº 206394, que gera um sinal de fotopletismografia simulado com saturação de oxigênio e frequência cardíaca ajustáveis. Este equipamento possui uma ponteira onde se realiza o acoplamento óptico entre os sinais gerados por ele com o sensor de fotopletismografia em uso no equipamento em teste. O equipamento de simulação pode gerar sinais em dois padrões de comprimento de onda distintos, a depender do fabricante do oxímetro; Nellcor ou BCI. Em nosso caso optou-se pelo padrão Nellcor em vista do comprimento de onda, utilizado no sensor ser de 935 nm.

Na Figura 77, é visualizada a forma do sinal simulado pelo referido equipamento com frequência de 75 bpm.

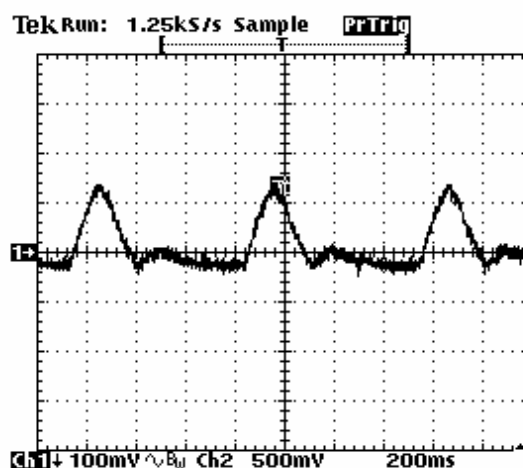


Figura 77 - Sinal obtido na saída do amplificador de fotopletismografia desenvolvido, gerado pelo simulador Fluke Biomedical (utilizado na calibração de oxímetros).

Para comparação, o sinal adquirido a partir do dedo indicador da mão direita, é mostrado na Figura 78. A frequência cardíaca nesse caso era também de 75 bpm. A comparação em questão, se refere somente à forma, pois o simulador Fluke gera um sinal (com um valor predefinido de SaO_2), destinado unicamente a calibração de SaO_2 em oxímetros. No entanto, a fidelidade do sinal obtido está assegurada pela resposta plana, em frequência, dos amplificadores (avaliada por simulação) e pela linearidade do sensor utilizado (OPT 101 - Texas Instruments).

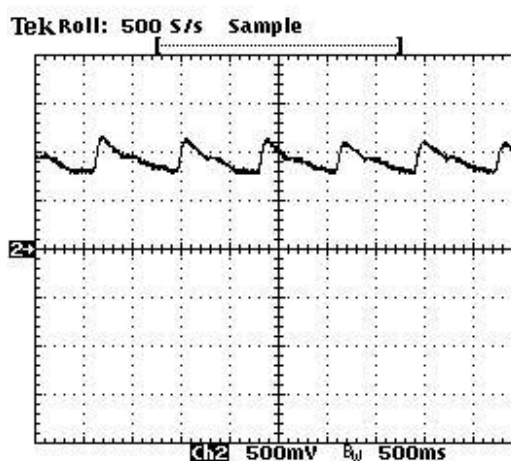


Figura 78 - Sinal na saída do amplificador de fotopletismografia adquirido a partir do dedo indicador da mão direita.

4.1.3 Comunicação Digital via Radiofrequência

Para realização dos testes, no sistema de comunicação via radiofrequência, foram utilizadas as duas unidades remotas simultaneamente. Utilizando o osciloscópio, em um dos canais tomou-se o sinal digital no pino de controle de transmissão (TXR) da unidade base. No outro canal, tomou-se o sinal digital no pino de controle de recepção (RXR) da unidade base. Assim foi possível registrar o momento em que ocorrem as requisições do dispositivo mestre (unidade base), para os escravos (unidades remotas), e em seguida o momento em que chegam as respostas de cada escravo até o mestre. Cada resposta demora cerca de 16 ms para ser recebida pela unidade base, o que leva em conta o tempo para recepção da requisição na unidade remota seu processamento e resposta.

Observa-se pela Figura 79 que a resposta esta fracionada em dois pacotes. Como o tempo transcorrido entre duas requisições a uma mesma remota é de 100 ms, nesse intervalo de tempo a uma taxa de atualização do buffer, na unidade remota, de 360 amostras por segundo serão gravados 36 registros de 16 bits. Estando limitado a 60 bytes o tamanho máximo do pacote a ser carregado no rádio-modem, somente são carregadas 28 amostras de cada vez perfazendo 56 bytes, incluindo os quatro bytes destinados a informações do protocolo como endereço, código função e ganho do amplificador de ECG. É necessária assim a transmissão de um pacote complementar com o restante das amostras armazenadas.

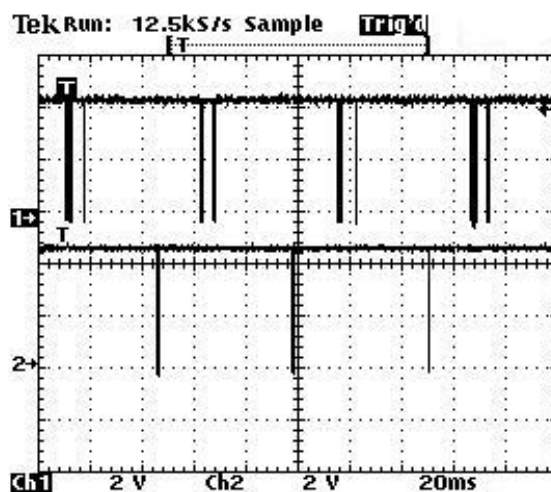


Figura 79 - No canal 2 do osciloscópio vê-se as requisições da unidade base a intervalos de 100 ms para cada unidade remota. No canal 1, aparecem as respostas das unidades remotas.

Na Figura 80, pode-se visualizar o tempo transcorrido entre uma transmissão de um pacote a partir de uma unidade remota e seu descarregamento pela unidade base. No canal 1 do osciloscópio, monitora-se a linha de controle de recepção (RXR) da unidade base e no canal 2 a linha de controle de transmissão (TXR) da unidade remota. Com requisições enviadas a uma única unidade remota a cada 50 ms, são acumulados nesse intervalo 18 registros de 16 bits. O pacote enviado possui 40 bytes incluindo os 4 bytes pertencentes ao protocolo e demora 6ms para ser carregado. O processamento de transmissão e recepção pelos rádios leva 6 ms e o descarregamento do pacote cerca de 2 ms.

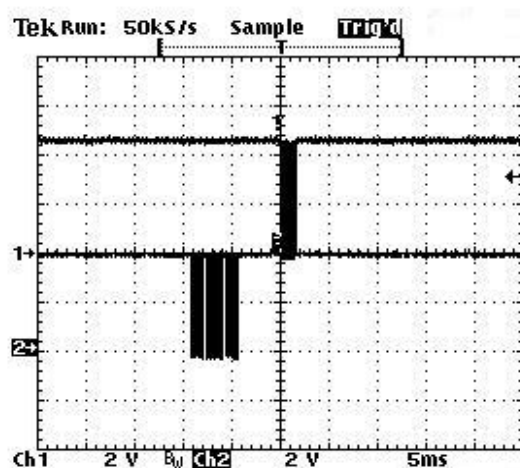


Figura 80 - Tempos de carregamento e descarregamento de um pacote de 40 bytes. No canal 2, o tempo de carregamento na unidade remota e no canal 1 o tempo de descarregamento na unidade base.

4.1.4 Consumo de Energia da Unidade Remota

A Tabela 2 traz um levantamento do consumo de potência da unidade remota. Os valores constantes na tabela foram medidos diretamente no circuito. Este dado é importante para a avaliação da autonomia do uso das baterias. Com uma bateria alcalina marca PANASONIC, de 9 V e com capacidade de 570 mAh, uma autonomia de 3 horas foi obtida até que a tensão de alimentação atingisse o patamar de 7,0 Volts. No momento em que esse nível de tensão é atingido, o aviso de bateria baixa é emitido.

Tabela 2 – Consumo de potência medido, da unidade remota, por etapas, e consumo total.

	Tensão [V]	Corrente [mA]	Potência [mW]
Microcontrolador PIC 16F877	5,0	2,0	10
Rádio-Modem SP2 433-160	5,0	25	125
Circuito de Condicionamento de ECG	+/- 5,0	+/- 2,5	25
Circuito de Condicionamento de PPG	+/- 5,0	+/- 13,0	130
LED emissor infravermelho	9,0	4,0 (corrente média)	36
		Potência Total	326

4.1.5 Testes de Segurança

Foram realizados testes de segurança no Laboratório de Avaliação Técnica (LAT), do Instituto de Engenharia Biomédica da UFSC segundo normas da ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas). Esses testes foram regidos, especificamente, pela norma NBR IEC 601-1/1994 (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 1994). Abaixo a classificação do equipamento de acordo com a norma (entre parênteses, as subcláusulas da norma):

- a) Classificação de acordo com o tipo de proteção contra choque elétrico: Equipamento Energizado Internamente (5.1 b).

“Equipamento que é capaz de operar recebendo energia de uma fonte de alimentação elétrica interna” (2.2.29).

- b) Classificação de acordo com grau de proteção contra choque elétrico: Tipo B (5.2)

“Equipamento que proporciona um grau de proteção especial contra choque elétrico, particularmente quanto à corrente de fuga admissível e a confiabilidade da conexão de aterramento para proteção (se existente)” (2.2.24).

As correntes de fuga são classificadas pela NBR IEC 601-1/1994 como:

“Corrente não funcional. São definidas as seguintes correntes de fuga: corrente de fuga para o terra, corrente de fuga através do gabinete, corrente de fuga através do paciente” (2.5.3).

Das modalidades de corrente de fuga mencionadas pela norma (2.5.3), apenas foram realizados os testes quanto a corrente de fuga através do paciente. Uma vez que trata-se de um equipamento alimentado internamente e carregado pelo paciente, não tem sentido uma análise de correntes de fuga para o terra, assim como uma análise quanto a correntes de fuga através do gabinete pois o mesmo é construído inteiramente de material isolante (plástico).

“A corrente auxiliar através do paciente é a corrente através do paciente, em utilização normal, entre elementos da parte aplicada, e que não se destina a produzir efeitos fisiológicos, por exemplo a corrente de polarização de um amplificador” (2.5.4).

“A corrente de fuga através do paciente é a corrente que circula da parte aplicada, através do paciente para o terra, ou passando pelo paciente para o terra, através de uma parte aplicada de tipo F (parte isolada eletricamente de todas as outras partes do equipamento, isto é, eletricamente flutuante), e devido ao aparecimento indesejado, no paciente de uma tensão proveniente de fonte externa” (2.5.6).

Nos ensaios de segurança, considerou-se o terminal de referência do amplificador de ECG como conexão com o terra ao qual a norma (2.5.6) se refere. Os resultados são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Resultados das medições de corrente de fuga segundo as normas NBR IEC. A corrente tem uma resolução mínima de 1 μ A.

Tipo de Teste	Condições de Teste	Valor Medido [μA]	Valor Máximo permitido [μA]
Corrente de fuga através do paciente	Todas entradas em relação ao terminal de referência	0	10
Corrente de fuga através do paciente	Entrada RA em relação ao terminal de referência	0	10
Corrente de fuga através do paciente	Entrada RL em relação ao terminal de referência	0	10
Corrente de fuga através do paciente	Entrada LA em relação ao terminal de referência	0	10
Corrente de fuga através do paciente	Entrada LL em relação ao terminal de referência	0	10
Corrente de fuga através do paciente	Entrada V5 em relação ao terminal de referência	0	10
Corrente auxiliar através do paciente	Todos os terminais em relação à entrada RA	0	10
Corrente auxiliar através do paciente	Todos os terminais em relação à entrada RL	0	10
Corrente auxiliar através do paciente	Todos os terminais em relação à entrada LA	0	10
Corrente auxiliar através do paciente	Todos os terminais em relação à entrada LL	0	10
Corrente auxiliar através do paciente	Todos os terminais em relação à entrada V5	0	10

4.1.6 Alcance das Transmissões

Segundo o que afirma o fabricante do rádio-modem utilizado (SP2 433 160 - RADIOMETRIX), o alcance máximo é de 200 m em local sem obstáculos. Nos testes realizados no campo de atletismo do CEFID-UDESC, um alcance de 100 m foi obtido, sem haver perda detectável nos dados recebidos. Uma perda de dados durante a transmissão é detectável na medida em que são perdidos pacotes inteiros caso apenas um bit seja interpretado com erro durante a recepção, devido ao uso de CRC pelo *firmware* do rádio-modem.

Foram utilizadas antenas de $\frac{1}{4}$ de onda nas unidades remotas com ganho de 0 dB, e para a unidade base uma antena com ganho de 3 dB. Quanto maior o ganho da antena, melhor será o alcance obtido pela concentração de energia que ela proporciona em determinada direção. Como nas antenas omnidirecionais o comprimento da antena aumenta com o aumento do ganho optou-se pela instalação da antena de maior ganho somente na unidade base, para não tornar incômodo o transporte do equipamento pelo paciente.

4.1.7 Aspecto Final do Protótipo

As unidades remotas foram montadas em caixas plásticas ergonômicas fabricadas pela OKW - Alemanha, e distribuídas no Brasil pela Fusibrás. A Figura 81 ilustra o aspecto final do protótipo montado na caixa. Todos os circuitos foram distribuídos na mesma placa de fibra de vidro. Visando evitar a interação entre os circuitos analógicos que compõe os amplificadores de ECG e PPG, com os circuitos digitais (microcontrolador) e de radiofrequência (rádio-modem), os mesmos foram separados em setores com único ponto de aterramento.

Um conector BNC leva a alimentação para a antena no topo da caixa. A antena possui uma inclinação de cerca de 20 graus em relação ao plano vertical o que possibilita um afastamento adicional do corpo do paciente, proporcionando menor absorção da energia de radiofrequência pelo corpo. Com este arranjo foi observado melhor desempenho do rádio-modem quanto ao alcance das transmissões do que quando o paciente carrega a unidade remota presa à cintura.

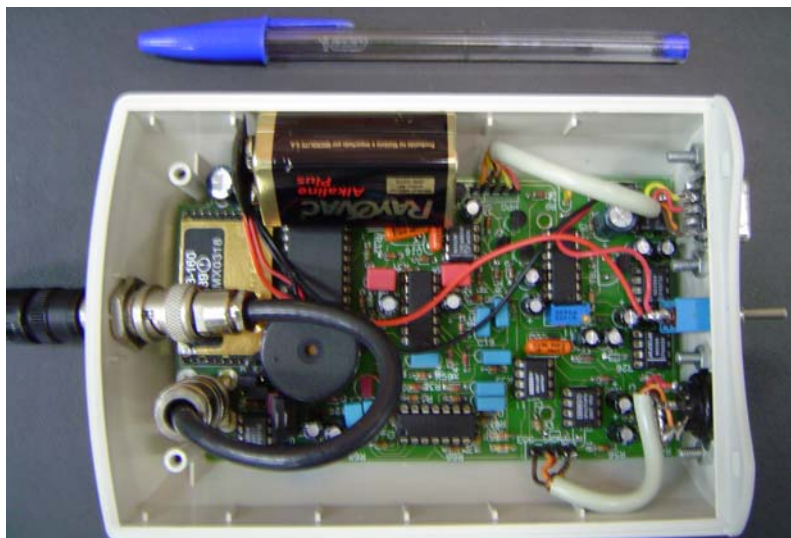


Figura 81 - Fotografia da placa de circuito impresso montada na caixa do protótipo.

O aspecto externo das duas unidades remotas, com a caixa fechada e com a tira de fixação é visto na Figura 82. Os conectores de entrada dos sinais de ECG e PPG, juntamente com a chave liga/desliga, se localizam na parte inferior da caixa e a antena na parte superior.

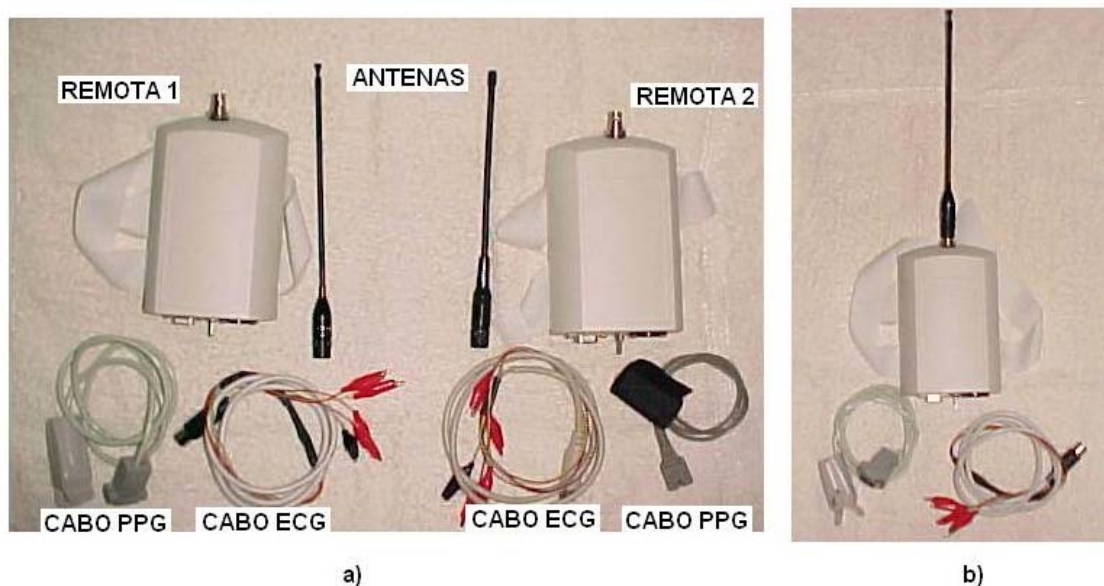


Figura 82 - Aspecto externo das unidades remotas montadas. Em (a) encontram-se lado a lado as duas remotas com os respectivos cabos para captação de sinal e antenas. Em (b), uma das remotas com a antena montada.

A unidade remota pode ser carregada presa à cintura do paciente, conforme mostra a Figura 83. A fixação ao corpo é provida por uma fita de Velcro®, que pode ser ajustada conforme a cintura do paciente. Essa é a posição na qual o transporte do equipamento causou menor desconforto na opinião dos pacientes.



Figura 83 - Imagem da unidade remota presa à cintura de uma modelo.

Outra possibilidade para a colocação da unidade remota é a fixação no braço como se verifica na Figura 84. A unidade é presa também por uma tira de Velcro®, e o paciente deverá estar usando uma camisa com manga para evitar desconforto. Nesse caso o peso do equipamento não causa problemas, no entanto restringe os movimentos do braço. Esta restrição provoca dificuldade para andar naturalmente e por consequência provoca estresse no paciente.

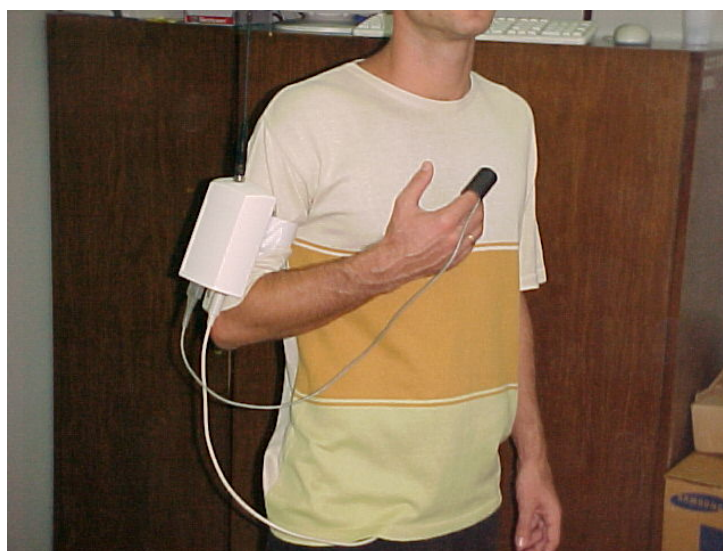


Figura 84 - Imagem da unidade remota presa ao braço de um modelo.

A unidade base, por sua vez, teve sua placa de circuito montada em placa universal e abrigada em caixa metálica. A caixa metálica é fechada e tem acessíveis apenas os conectores de comunicação USB e antena. O conector de antena se localiza no topo da caixa, facilitando a formação de um plano de terra necessário ao correto funcionamento da antena. A Figura 85 apresenta a montagem realizada. São vistos: em (a), o módulo montado em caixa metálica, e em (b), a placa de circuito com os componentes utilizados.

Dada a simplicidade dos circuitos, e a ausência de circuitos analógicos, optou-se pela implementação do protótipo da unidade base em placa universal.

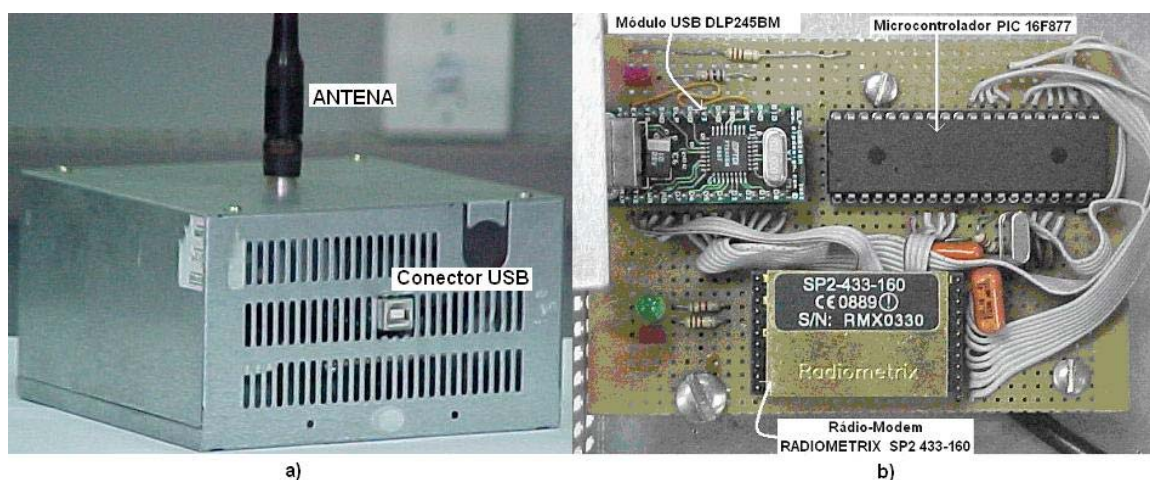


Figura 85 - Montagem da unidade base de gerenciamento de rede. Em (a) a montagem está abrigada em uma caixa metálica donde emergem somente os conectores de antena e de comunicação USB. Em (b), a montagem realizada em placa universal com os principais componentes rotulados.

4.2 Resultados de Campo

Para a realização dos testes de campo, foi utilizado um *software* para monitoração de pacientes em reabilitação cardíaca. O *software* foi desenvolvido no Instituto de Eng. Biomédica da UFSC como trabalho de mestrado (CORREA, 2005) e possui integração com o protocolo de comunicação desenvolvido neste trabalho. Os sinais recebidos pelo *software* de monitoração são exibidos *on-line*.

4.2.1 Integração com Software de Monitoração

Os sinais enviados pelo sistema de monitoração em rede desenvolvido, são recebidos pelo PC via porta USB. Os pacotes enviados pelas duas unidades remotas são interpretados e as informações oriundas de cada paciente são separadas. O *software* é capaz de mostrar em um ambiente gráfico os sinais de ECG e calcular a pressão sanguínea (sistólica/diastólica), bem como, realizar cálculos para determinação da depressão do segmento ST. Este último dado é de importância fundamental para determinação da ocorrência de isquemia miocárdica. Como resultados complementares, apresenta-se as janelas do ambiente de monitoração do *software*, mostrando os sinais de ECG e PPG.

Na Figura 86, a tela de monitoração do *software* mostra os sinais de ECG de dois pacientes simultaneamente. A pressão sanguínea é mostrada na direita da tela.

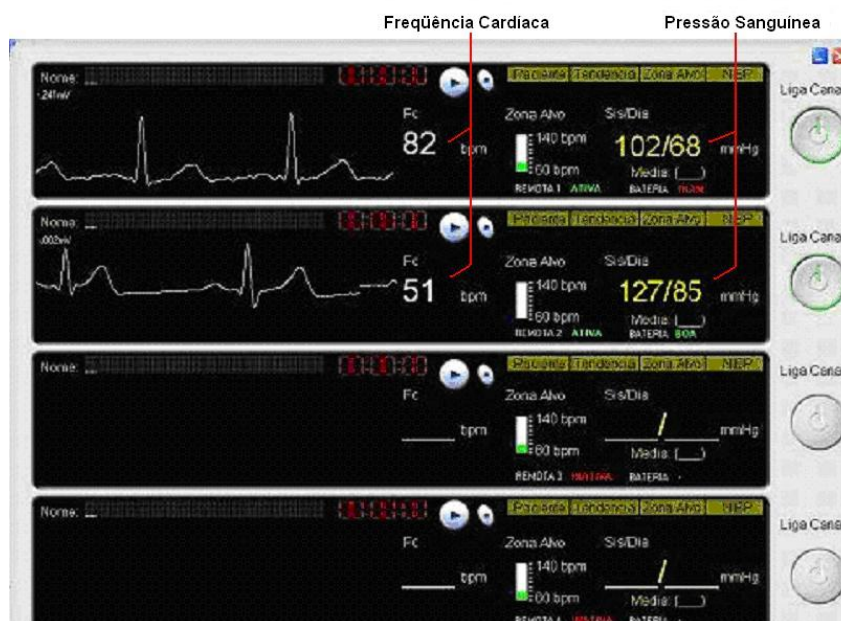


Figura 86 - Sinal recebido pelo *software* de monitoramento. São exibidos os sinais de dois pacientes.

Em um gráfico gerado pelo MATLAB®, o sinal de ECG em um trecho maior pode ser visualizado na Figura 87. O sinal foi adquirido durante um exercício de caminhada em um paciente com diagnóstico de isquemia. Observa-se, na figura, a ausência de flutuação de linha de base em consequência dos artefatos de movimento, durante os 16 segundos de caminhada.

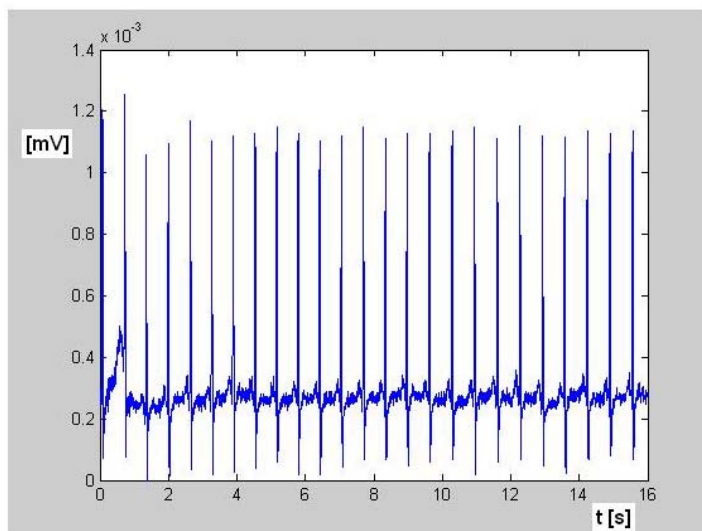


Figura 87 – Sinal de ECG de paciente em caminhada, durante um intervalo de 16 segundos. Percebe-se pouca influência dos artefatos de movimento sobre a linha de base.

Na Figura 88 têm-se o sinal do mesmo paciente, porém, observado durante um intervalo de dois segundos. Observa-se na figura a pequena influência do ruído sobre o sinal. Este gráfico foi gerado com o auxílio do MATLAB.

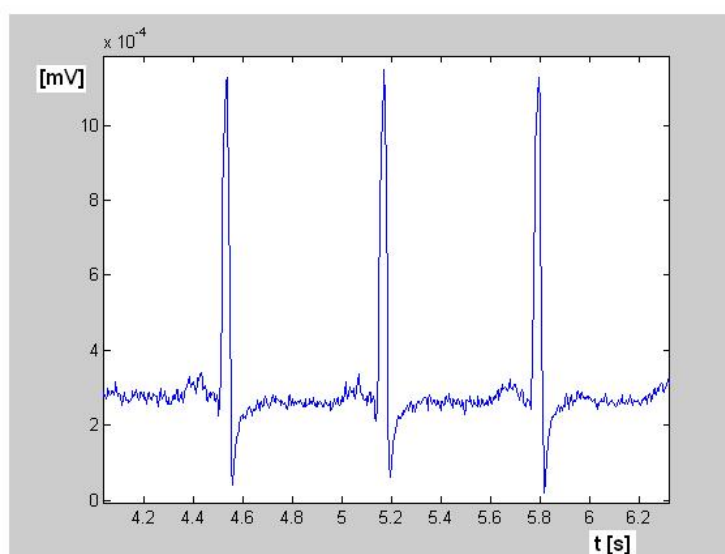


Figura 88 – Sinal de ECG de paciente em caminhada, durante 2 segundos.

O sinal de PPG somente é visível enquanto se realiza a fase de calibração para medição de pressão. Essa tela é mostrada na Figura 89. O sinal de PPG aparece invertido, sendo esta característica, parte do método utilizado para determinação da pressão sanguínea não-invasiva.

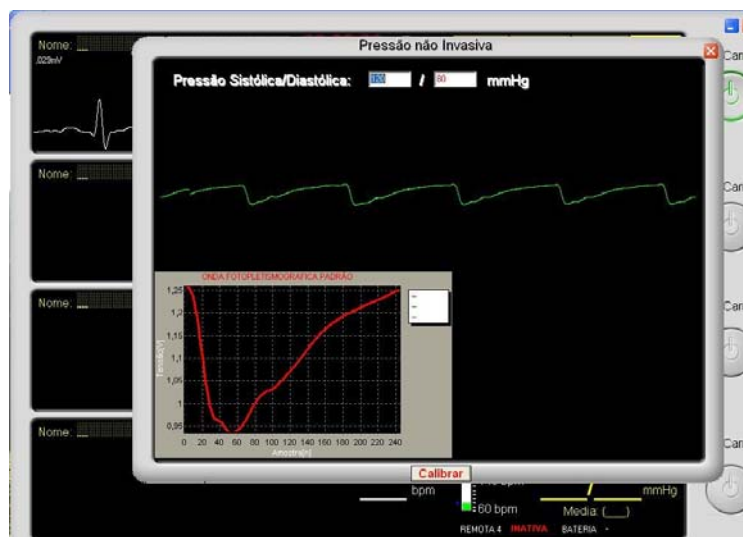


Figura 89 - Em primeiro plano, aparece o sinal fotopletismográfico utilizado para calibração no processo de medição de pressão sanguínea não-invasiva.

O sinal de fotopletismografia foi registrado em um paciente durante a caminhada por um período de 26 minutos. Na Figura 90, o sinal mostra o ruído provocado pelo artefato de movimento durante a caminhada. Na figura, estão destacados os instantes em que o paciente se encontra em repouso (com a mão elevada na altura do peito) e em movimento.

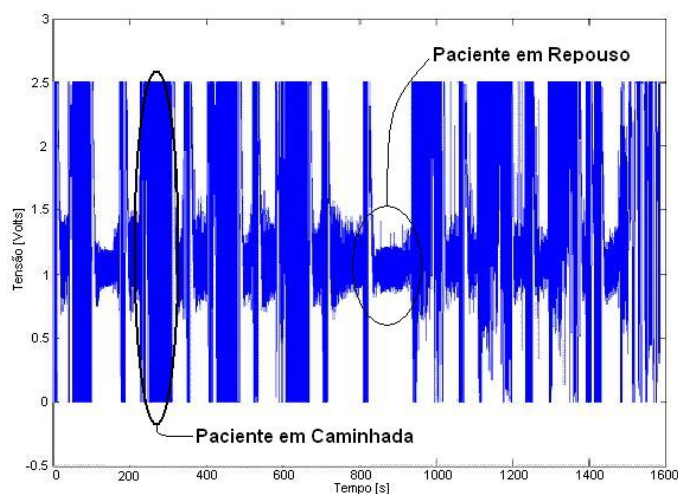


Figura 90 - Sinal de fotopletismografia, adquirido de um paciente em caminhada. O trecho de sinal tem 26 minutos. Nos instantes em que o sinal apresenta menor artefato de movimento o paciente se encontrava parado com a mão imóvel na altura do peito.

Durante a fase de repouso (o paciente sentado com a mão na altura do peito), os sinais de fotopleletismografia registrados são visualizados na Figura 91. Em (a) o sinal é mostrado por um período de 45 segundos e em (b) durante aproximadamente oito segundos. Esses sinais não receberam nenhum tipo de filtragem por *software* no PC, até o momento destes registros.

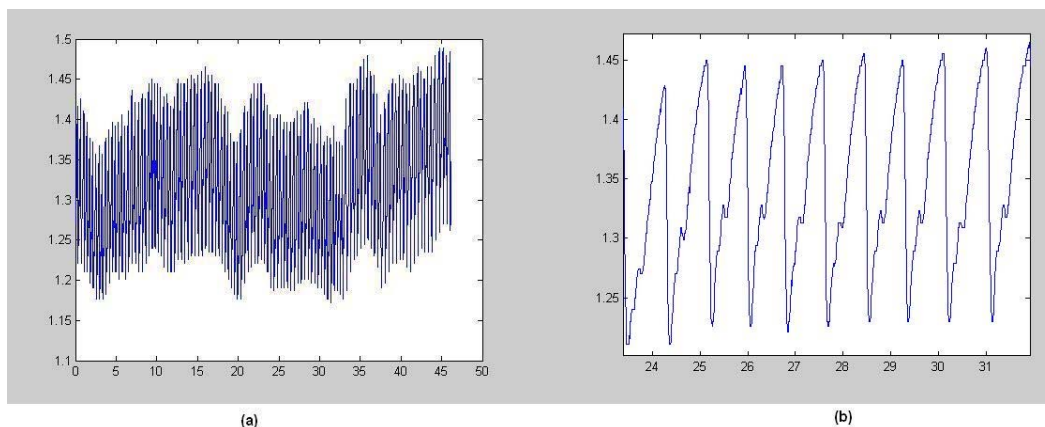


Figura 91 – Sinal de fotopleletismografia registrado com o paciente em repouso (sentado com mão na altura do peito). Em (a) um registro de 45 segundos e em (b).

Na Figura 92 vê-se um paciente do programa de reabilitação cardíaca do CEFID- UDESC utilizando o equipamento durante a realização dos testes.



Figura 92 – Paciente do programa de reabilitação cardíaca do CEFID – UDESC, portando o equipamento de telemetria durante o exercício de caminhada. Essa foto foi obtida sob permissão do comitê de ética da UDESC e por escrito do paciente.

CAPÍTULO 5

Discussões

O capítulo discussão, trata de uma exposição geral de idéias a respeito dos diferentes tópicos que envolveram o desenvolvimento do trabalho. Os tópicos abordados são os de maior relevância, isto é, aqueles que possuíram maiores particularidades para sua implementação.

5.1 *Sistema de Aquisição de ECG*

A inclusão de um filtro passa-baixa de primeira ordem nas entradas do amplificador de instrumentação INA118 (Texas Instruments) teve efeito na redução de ruídos de alta frequência captados pelos cabos de sinal de ECG, sobretudo os sinais emitidos pelo rádio-modem que tiveram sua parcela de interferência reduzida por este filtro. A frequência de corte foi arbitrada em 480 Hz sendo suficiente para dar passagem a toda a banda de ECG de monitoração (0.5 Hz a 60 Hz).

O filtro passa-banda *Butterworth*, utilizado para os sinais de ECG, seguiu a topologia de *Sallen Key* em razão de sua simplicidade de projeto. Uma das opções dessa topologia, é a possibilidade de escolher valores iguais tanto para os capacitores como para os resistores do filtro o que facilita a obtenção dos componentes (Texas Instruments, 1999).

O uso de potenciômetro digital para ajuste de ganho do amplificador de ECG tornou viável a utilização de rotinas de ajustagem por *software*. Como procedimento padrão, no momento em que a alimentação do circuito é ligada, o cursor do potenciômetro é posicionado na metade de seu curso fazendo com que o amplificador de

ECG ofereça ganho útil de 1146. Assim, 1 mV captados na entrada, pelos eletrodos, chegará ao conversor A/D com 1,14 V de amplitude. Contudo, se ao ser visualizado no monitor do PC o sinal ainda necessitar maior ganho para possibilitar melhor visualização, um comando poderá ser enviado via *software* para o ajuste automático de amplitude dentro de uma faixa predeterminada de tensões. O microcontrolador ajustará o valor de pico da onda R do sinal de ECG para um valor entre 60 % e 70 % do valor de referência do conversor A/D. O novo ganho será calculado, levando em conta a nova posição do potenciômetro digital e os ganhos fixos dos amplificadores anteriores, e seu valor será comunicado no cabeçalho de cada transmissão enviada ao PC. Com essa informação o PC é capaz de calcular o valor de tensão captado na superfície do corpo em milivolts.

O potenciômetro digital possui memória volátil, deste modo, toda vez que se desliga o circuito os ajustes de ganho são perdidos.

Um fato a ser discutido com respeito à captação do sinal de ECG a partir da derivação precordial V5 é a respeito do terminal central de Wilson. Segundo WEBSTER (1998), os valores dos resistores utilizados na conexão do terminal central podem ter valores próximos de 5 M Ω . Seguindo esta diretriz, utilizou-se inicialmente valores de 3,3 M Ω para o terminal central, contudo a sensibilidade a artefatos de movimento revelou-se grande. Seguindo o que preconizava Wilson e seus pesquisadores (MALMIVUO & PLONSEY, 1995), passou-se a utilizar valores de 5 k Ω para os resistores, obtendo-se resultados muito bons com uma sensibilidade bastante reduzida a artefatos de movimento.

No intuito de minimizar os efeitos dos artefatos de movimento no traçado do ECG, a frequência de corte do filtro passa-alta foi projetada para 0,5 Hz ao invés de 0,05 Hz como é habitual nos amplificadores de ECG para monitoração em repouso.

5.2 Sistema de Aquisição de PPG

Como já se afirmou no capítulo sobre materiais e métodos, como sensor para fotopletismografia foi utilizado o encapsulamento modificado de um sensor comercial Nellcor (USA). Essa modificação constou primeiramente da retirada cuidadosa dos antigos dispositivos optoeletrônicos e seguida passou-se à adaptação dos novos dispositivos (emissor infravermelho SEP85063 e receptor OPT101). Essa adaptação mecânica foi possível, mantendo todas as demais características do encapsulamento, sem comprometer o alinhamento óptico dos dispositivos optoeletrônicos. Quando o

encapsulamento Nellcor é fechado sobre o dedo, uma película de silicone assegura o contato dos elementos ópticos com o tecido e proporciona ainda isolação contra a luz ambiente.

Para a correta aquisição do sinal fotopleletismográfico um emissor infravermelho com comprimento de onda de 800 nm deveria ter sido utilizado. Em outros comprimentos onda (como o utilizado, 935 nm), haverá um erro associado à amplitude, devido às alterações provocadas pela variação de saturação de oxigênio na hemoglobina, embora possa ser tolerado segundo MASCARO (2001). A obtenção deste componente eletrônico é bastante difícil, e os equivalentes mais próximos são emissores LASER que produzem a emissão em um feixe muito estreito e com potências que podem provocar aquecimento nos tecidos, dificultando a aplicação.

No circuito de amostragem do sinal de fotopleletismografia foi utilizado o circuito integrado para amostragem e retenção NE5537 (Philips - Holanda). Inicialmente o sinal na saída do circuito de amostragem e retenção se apresentou com flutuações indesejadas. Com a correção implementada no Capítulo 3, subitem 3.1.1 e cujos resultados são vistos na Figura 39, essas flutuações foram minimizadas. Salienta-se que com a utilização de um fotoreceptor com tempos de subida e descida menores (para o OPT101 - 28 μ s), esta correção poderia ser desnecessária. Como alternativa pode-se citar o TSL262 (Taos - USA), que possui tempos de resposta de subida e descida de 7 μ s. Entretanto, a dificuldade de obtenção do mesmo, nos levou a utilizar o OPT101.

Uma alternativa para a utilização do circuito de amostragem e retenção NE5537 (Philips - Holanda), é a construção de um *Sample and Hold* a partir de uma chave digital LM4066 (National - USA) e dois operacionais do tipo LM324 (National - USA). A Figura 93 ilustra o diagrama do *Sample and Hold* sugerido. Neste caso haverá um aumento na complexidade do circuito (maior número de componentes), contudo, o consumo de corrente será menor que o consumo do NE5537 que é de 20 mA. O consumo de corrente será de 2 mA, considerando o consumo do LM4066 somado ao consumo do LM324. Na fase de prototipagem e testes deste desenvolvimento este circuito foi utilizado com bons resultados, porém a opção acabou recaindo pela redução do número de componentes e pela estabilidade e garantia de desempenho oferecida pelo NE5537. Estas qualidades são oferecidas pela montagem em único *chip* e pelo projeto otimizado, além de extensivos testes de laboratório que asseguram suas características elétricas.

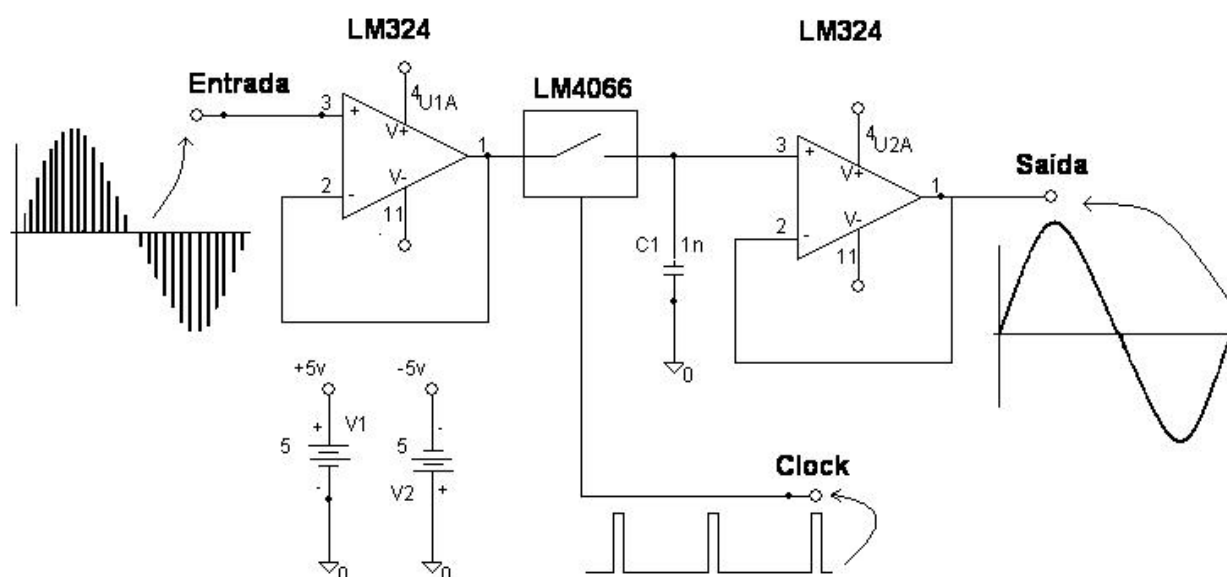


Figura 93 - Circuito do *Sample and Hold*, sugerido como alternativa de menor consumo de energia, embora envolvendo maior espaço em placa de circuito e maior número de componentes.

O *hardware* para aquisição do sinal de PPG apresentou algumas peculiaridades. Verificou-se que o uso de controle automático de ganho apresenta vantagens na otimização do consumo de corrente do LED emissor. Sem este recurso o consumo médio de corrente seria de 50 mA representando sozinho a maior fração do consumo de corrente da unidade. Mas com a utilização deste recurso, no pior caso, onde a corrente de pico atinge 50 mA a corrente média atinge 1,6 mA representando 3 % da corrente de pico. Também, foi observado que a utilização de controle automático de ganho é eficiente na compensação do nível de CC quando o sensor é utilizado por diferentes sujeitos.

Para uma melhora significativa na redução dos artefatos de movimento, outros autores (ASADA *et al.*, 2003) já propuseram a utilização de filtros adaptativos. Dado a extensão desse trabalho, essa possibilidade não foi coberta em vista da complexidade de *hardware* e *software* requerida.

5.3 Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação da unidade remota de aquisição possui saída para várias tensões: +5 Volts, +5 Volts, -5 Volts. Para obter estas tensões são utilizados circuitos conversores DC - DC e reguladores de tensão. Os circuitos integrados para geração de

tensões negativas e sua posterior regulação são caros e podem ser evitados. A complexidade da fonte de alimentação pode ser reduzida, se forem utilizados amplificadores operacionais nas etapas analógicas de condicionamento de sinal, com alimentação simples (somente tensão positiva). Com o avanço do trabalho e os crescentes refinamentos no projeto essas possibilidades começaram ser vislumbradas.

5.4 *Consumo de Energia*

O consumo de energia, computados todas as etapas analógicas e digitais, se compara ao obtido por outros trabalhos em telemetria como FORMICA *et al.* (2001) e MARTINCOSKI (2003). A utilização de um circuito de amostragem e retenção com menor consumo de corrente traria significativa redução no consumo global da unidade portátil. O NE5537 (amostragem e retenção), consome cerca de 20 mA, perfazendo 30 % da corrente total. A substituição deste componente é a revisão de projeto que traria maiores benefícios no aumento da autonomia da fonte de alimentação. Apesar de que, seus similares, como o SHC615 e SHC298 (Texas Instruments - USA) apresentam consumos de corrente semelhantes. Como já sugerido na seção 5.2, a solução, poderia passar pelo correto projeto de um circuito de amostragem e retenção a partir de outros circuitos integrados.

5.5 *Microcontrolador*

O microcontrolador utilizado (PIC 16F877 - Microchip), conseguiu satisfazer as necessidades do projeto dentro de certas limitações. A capacidade de memória RAM disponível é limitada em 368 *bytes*, o que possibilitou reservar somente 120 variáveis de 16 *bits* (240 *bytes*) para a construção de um *buffer* circular de armazenamento. Nas frequências de amostragem utilizadas são possíveis somente 333 ms de armazenamento antes de o *buffer* ser sobrescrito.

Durante o trajeto do paciente em campo, uma falha de comunicação por efeitos do ruído pode levar vários segundos até ser recuperada. Nesse intervalo de tempo toda a informação armazenada é perdida porque é sobrescrita por amostras mais recentes. Uma maior quantidade de memória levaria a um tempo de armazenamento maior, possibilitando a implementação de rotinas de retransmissão em caso ser detectada uma perda de pacotes pela unidade base. As retransmissões poderiam ser realizadas sem haver prejuízo para os dados armazenados nas outras unidades remotas da rede.

O *software* desenvolvido para o gerenciamento de rede é capaz de endereçar duas remotas. Entretanto, levando em consideração os tempos de carregamento de pacotes no rádio-modem, tempo de transmissão do pacote (totalizando 6 ms), e tempo de descarregamento (1 ms) é possível implementar uma rede com até 8 remotas utilizando-se do mesmo *hardware*.

5.6 Rádio-Modem

O alcance das transmissões em campo com o rádio-modem SP2 433-160 (Radiometrix) se revelou satisfatório, dentro de um raio de 100 metros da unidade base de monitoração.

A utilização de antenas nas unidades remotas apresentou dificuldades. Para o correto funcionamento das antenas de $\frac{1}{4}$ de onda utilizadas há necessidade de um correto casamento entre a impedância de saída do rádio (50 Ω) e a impedância de entrada da antena. Inicialmente, foram realizados experimentos com antenas com uma frequência de trabalho ligeiramente diferente (460 MHz ao invés de 433 MHz) e o resultado foi uma interferência eletromagnética generalizada, em todos os circuitos analógicos presentes na placa de circuito impresso. Esse fenômeno aparece quando há descasamento de impedância, isto é, a antena não apresenta uma impedância de 50 Ω naquela frequência de trabalho. Posteriormente, com a aquisição de uma antena (marca Nagoya - Modelo NA636), que possui ganho de 3 dB na faixa de 433 MHz a interferência eletromagnética cessou completamente. Para a segunda remota, passou-se a utilizar uma antena que é utilizada em transceptor de radiocomunicação portátil que também possui essa mesma frequência de ressonância (433 MHz), com resultados semelhantes. Uma tentativa foi realizada de construir uma antena, com instruções do fabricante do rádio-modem, mas os resultados foram ruins devido à interferência eletromagnética.

Apesar do fabricante do rádio-modem assegurar 200 metros para alcance em campo aberto, essa cobertura não pode ser obtida. Entre as possíveis causas para esse insucesso pode-se citar:

- ✓ A irradiação de sinais harmônicos por parte dos circuitos digitais na unidade remota (chaveamento de corrente para o LED emissor I.R. e *clock* do microcontrolador), aumentando o nível de ruído presente na entrada do receptor e reduzindo sua sensibilidade. Solução: Blindagem de toda a

- placa de circuito impresso em um ambiente independente do rádio-modem;
- ✓ Efeito de absorção da energia de radiofrequência pela proximidade da antena do corpo do paciente. Solução: O paciente teria de carregar a unidade remota sempre presa ao braço, onde a antena encontra maior distância do corpo.
 - ✓ Todas antenas do sistema não são do mesmo tipo e com características conhecidas (apenas uma tem características conhecidas). Os descasamentos de impedância também acarretam má transferência de potência tanto na transmissão como na recepção.
 - ✓ O fabricante pode ter realizado as provas em condições próximas do ideal, ou seja: antenas de boa qualidade, campo de testes isento de reflexões de sinal (sem cancelamentos de fase), e local com baixo ruído eletromagnético.

Acredita-se que o rádio-modem utilizado satisfaça as necessidades dos equipamentos de monitoração de pacientes em programas de reabilitação cardíaca. Recentemente, em agosto de 2004, foi lançado pela Radiometrix um rádio-modem capaz de realizar comunicação em rede, ponto-a-ponto e ponto-a-multiponto, já possuindo a camada de gerenciamento de rede implementada em *software*. O protocolo permite também retransmissões em caso de perda de pacotes até 5 vezes. No entanto, apresenta velocidade de transmissão reduzida (14,4 kbps).

A utilização da tecnologia Bluetooth® ou ZigBee®, também é uma boa alternativa pois apresenta vantagem quanto ao gerenciamento do protocolo de rede que é realizado automaticamente entre os elementos que a compõe. Quanto à questão do alcance necessário para a utilização em campo aberto, em distâncias de 100 metros ou mais, nesse caso existe a possibilidade de utilização de repetidoras dispostas ao longo do caminho percorrido pelos pacientes. A implementação destas repetidoras é atraente no caso do ZigBee® em razão de seu baixo consumo de energia, proporcionando baixa manutenção nas baterias destas unidades. Também, no caso da tecnologia Bluetooth® é possível a comunicação direta com computadores portáteis (Laptops) que já o possuem como opcional de fábrica.

CAPÍTULO 6

Conclusão

De acordo com a proposta inicial do trabalho, o desenvolvimento de um sistema de telemetria em rede para monitorização de pacientes em reabilitação cardíaca foi realizado. Os resultados obtidos experimentalmente, tanto em laboratório quanto em campo comprovam que os objetivos foram alcançados. Para tanto, duas unidades remotas de aquisição e comunicação e uma unidade base de comunicação foi construída.

Conforme estimado inicialmente, o alcance das transmissões se confirmou dentro de um raio de 100 metros da unidade base de gerenciamento de rede.

O *software* de gerenciamento de rede se apresentou robusto. Não houve problemas de travamento ou perda de sincronismo capazes de causar perdas de dados. Também não foi detectada a interferência de informações de uma unidade remota sobre outra unidade remota o que revelaria problemas de má interpretação de endereços.

O consumo de energia da unidade portátil, ficou dentro daquilo já obtido por outros trabalhos na área como MARTINCOSKI (2003) e FORMICA *et al.* (2003), mesmo contando com etapas adicionais para processamento do sinal de fotopleletismografia.

Os sinais de ECG são transmitidos com baixa influência de artefatos de movimento, enquanto o paciente caminha na quadra de esportes, em razão do ajuste da frequência de corte do filtro do amplificador ser feito em 0,5 Hz.

A aquisição do sinal de fotopletismografia é muito prejudicada pelos artefatos de movimento. Sua utilidade para a medição de pressão não-invasiva deverá ser realizada somente com o paciente em repouso.

Para a medição durante o período em que o paciente se encontra em movimento, recursos de filtragem deverão ser implementados em *software* e/ou *hardware* em trabalhos futuros.

A aceitação do trabalho foi boa, tanto dos pacientes como dos profissionais de saúde do programa de reabilitação cardíaca do CEFID-UDESC quanto às funcionalidades do equipamento de monitoração. Alguns profissionais de fisioterapia pensam em utilizar este equipamento dentro de academias para monitorar pacientes enquanto os mesmos realizam exercícios em esteira ou bicicleta.

6.1 *Trabalhos Futuros*

Como sugestão para trabalhos futuros pode-se citar:

- ✓ Implementação de filtragem adaptativa para a redução ou mesmo eliminação dos artefatos de movimento sobre o sinal de fotopletismografia;
- ✓ Implementação de um algoritmo de compactação de dados, objetivando redução nos tempos de transferência de dados entre a unidade remota e a unidade base. Isto também tornaria viável a transmissão de mais um canal de ECG;
- ✓ Miniaturização do circuito utilizando componentes SMD. A redução de peso e volume traria mais conforto e liberdade ao paciente no momento da realização dos exercícios;
- ✓ Adição de circuitos analógicos adicionais aos circuitos de fotopletismografia já existentes, objetivando a obtenção da saturação de oxigênio (SaO_2). O oxímetro construído, poderia empregar os recursos de processamento do microcontrolador local para os cálculos *on-line* da SaO_2 , enviando ao PC somente os valores já calculados.

7 Referências Bibliográficas

- ADES, P. A.; PASHKOW, F. J.; FLETCHER, G.; PINA, I. L.; ZOHMAN L. R. ; NESTOR, J. R.; A Controlled Trial of Cardiac Rehabilitation in the Home Setting Using Eletrocardiographic and Voice Transtelephonic Monitoring. *American Heart Journal*. Vermont - USA, March 2000.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS / INTERNATIONAL ELETROTECHNICAL COMMISSION. *Equipamento eletromédico – Parte I : Prescrições gerais para segurança*. NBR IEC 601-1, 1994.
- ARAÚJO, C. G. S.; CARVALHO, T. DE; CASTRO, C. L. B.; COSTA, R. V.; MORAES, R. S.; OLIVEIRA F., J. A.; GUIMARÃES, J. I.; 2004. *Normatização dos Equipamentos e Técnicas da Reabilitação Cardiovascular Supervisionada*. Sociedade Brasileira de Cardiologia.
- ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA; 1997. *1º Consenso Nacional de Reabilitação Cardiovascular*. v. 69 nº 4. São Paulo - SP.
- ARQUIVOS BRASILEIROS DE CARDIOLOGIA; 2003. *Diretriz de Interpretação de Eletrocardiograma de Repouso*. v.80, sup. II. São Paulo - SP.
- ASADA, H. H.; SHALTIS P.; REISNER A.; RHEE S.; HUTCHINSON R. C.; *Móbile Monitoring with Wearable Photoplethysmographic Biosensors*. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, Piscataway, NJ, v.22, nº 3, p.28-40, May/Jun. 2003.
- BRASIL. Anexo à Resolução nº 365, de 10 de maio de 2004. Regulamento sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita. *Ministério das Comunicações*. Disponível em:
www.anatel.gov.br/Tools/frame.asp?link=/biblioteca/resolucao/2004/anexo_res_365_2004.pdf Acessado em: 23-01-2005.
- CHEANG, P. Y. S.; SMITH, P. R.; 2003. An Overview of Non-contact Photoplethysmography. *Electronics Systems and Control Division Research*. Loughborough University U.K. p.57-59.

- COATS, A. J. S.; MCGEE, H. M.; STOKES, H. C.; THOMPSON, D. R.; 1997. *Normas de Reabilitação Cardíaca da BACR*. 1º Ed. São Paulo: Editora Santos.
- CORREA, R. S.; 2005. *Desenvolvimento de Software para Monitoração e Análise de Pacientes em Programas de Reabilitação Cardíaca*. Florianópolis. Dissertação de Mestrado em Engenharia Biomédica – Instituto de Engenharia Biomédica, UFSC.
- FARDY, P. S.; YANOWITZ, F. G.; WILSON, P. K.; 1998. *Reabilitação Cardiovascular*. 1º Ed. Rio de Janeiro: Editora Revinter.FELDMAN, J.; GOLDWASSER, G. P.; Eletrocardiograma: Recomendações para sua Interpretação. *Revista da SOCERJ*. Rio de Janeiro. V.17, n.4, p.251-255, out/nov/dez 2004.
- FORMICA, M.; TABERNING, C.; ESCOBAR, S.; 2003. A multichannel Telemetry System for Monitoring Physiological Information from the Human Gait: Preliminary Results. *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE*. v.2, (Sept.), p. 1799 – 1802.
- FRANCO, S.; 2001. *Design with Operational Amplifier and Analog Integrated Circuits*. 3rd. Ed. MacGraw-Hill.
- GUEDDES, L. A.; ROEDER R. A.; 2002. The First Electronic Electrocardiograph. *Cardiovascular Engineering: An International Journal*. v.2, n.2 (Jun.). p.73.
- GOLDSBOROUGH, R. G.; 1992. A ten channel fiber optic telemetry system. *OCEANS '92. Mastering the Oceans Through Technology*. v.2, (Oct.), p. 933-936.
- GUYTON, A. C.; 1996. *Textbook of Medical Physiology*. 9º Ed. Philadelphia: W.B. Saunders Company.
- KILFOYLE, D. B.; BAGGEROER, A. B.; 2000. The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. v. 25 , n. 1 , (Jan.), p. 4-27.
- KHOÓR, S.; NIEBER, J.; FÜGEDI, K.; KAIL, E.; 2001. Telemedicine ECG – Telemetry with Bluetooth Technology. *Computers in Cardiology*. v.23, n.26, (Sept.), p.585 – 588.
- JONES, P. H., ISLAND M., WANG W. M.; *Method of Measuring Blood Pressure with a Photoplethysmograph*. United States Patent. 5.140.990, 1992.

- LOZANO-NIETO, A.; 1999. *Telemetry*. 1º Ed. Boca Raton: CRC Press, LLC.
- MACIEL, R.; 1996. *Willen Einthoven. De um começo árduo ao prêmio Nobel*. Caminhos da Cardiologia. Arquivos Brasileiros de Cardiologia. v.66 n.4.
- MALMIVUO, J.; PLONSEY, R.; 1995. *Bioelectromagnetism. Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*. 1 Ed. New York : Oxford University Press.
- MAN CHO, J.; KIM, D.; 2001. A Multi-Chanel Telemetry System for Exercising Rehabilitation Patients. *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Eletronic Technology*. v.2, (Aug.), p. 759-761.
- MARTINCOSKI, D. H.; 2003. *Sistema para Telemetria de Eletrocardiograma Utilizando Tecnologia Bluetooth®*. Florianópolis. Dissertação de Mestrado em Engenharia Biomédica - Instituto de Engenhariaia Biomédica, UFSC.
- MASCARO, S. A.; ASADA, H. H.; Photoplethysmograph Fingernail Sensors for Measuring Finger Forces Without Haptic Obstruction. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*. v.17, n.5, p.698-708, Oct. 2001.
- MIT - D'ARBELOFF LABORATORY FOR INFORMATION SYSTEMS AND TECHNOLOGY. *Validation and Benchmarking of a High-Speed Modulation Desing for Oxygen Saturation Measurement Using Photo Plethysmographic Ring Sensors*. Massachussets : Massachussets Institute of Technology, Sept. 2002.
- MIT - D'ARBELOFF LABORATORY FOR INFORMATION SYSTEMS AND TECHNOLOGY. *A New Ring Sensor Design for Improved Motion Artifact Redution without Circulatory Interference*. Massachussets : Massachussets Institute of Technology, Oct. 2001.
- MIT - D'ARBELOFF LABORATORY FOR INFORMATION SYSTEMS AND TECHNOLOGY. *Analysis of the Influence of Displacement on Finger Photoplethysmography for Wearable Health Monitoring Sensors*. Massachussets : Massachussets Institute of Technology, March. 2000.

- MODARRESZADEH, M.; SCHMIDT, R. N.; 1997. Wireless, 32 - channel, EEG and Epilepsy Monitoring System. *Engineering in Medicine and Biology Society*, 1997. v.3, (Oct.), p. 1157 - 1160.
- MORROW, R.; *Bluetooth®: Operation and Use*. 1º Ed. Estados Unidos: MacGraw-Hill Professional. 2002.
- MOYLE, J. T. B.; *Pulse Oximetry*. 2º Ed. Londres : BMJ Books, 2002.
- PARK, J.; SON, J.; SEO, H.; ISHIDA, M; 1998. 4-subject 4-channel optical telemetry system for use in electrocardiograms. *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*. 1998. v.3, (Sep.), p. 251-254.
- RHEE, S.; YANG, B.; CHANG, K.; ASADA, H.; 1998. The Ring Sensor: a New Ambulatory Wearable Sensor for Twenty-Four Hour Patient Monitoring. *Proceedings of the 20th International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. v.20, n.4, p.1906-1909.
- RIBEIRO, R. L.; REIS, P. F.; BOMFIM, A. DE S.; BARBOSA, E. C.; BOGHOSSIAN, S. H. C.; VELOSO, H. H.; GINEFRA, P.; Antigos e Novos Conceitos sobre a Onda U do Eletrocardiograma. *Revista da SOCERJ*, Rio de Janeiro, v.17, n.3, p.192-194, jul./ago./set. 2004.
- ROWLANDS, D.J.; *Diseases of the heart*. Londres: Baillière Tindal, 1989. Cap. The Resting Electrocardiogram, p. 146-213.
- SHARF, J. E.; RUSCH, T. L.; 1993. Optimization of Portable Pulse Oximetry Through Fourier Analysis. *Proceedings of the Twelfth Southern*. v.2, n.4,(Apr.) p.233-235.
- SBC; 2000. *Reabilitação após infarto agudo do miocárdio*. v.74, suplemento II. São Paulo - SP.
- SBC; 2004. *Normatização dos Equipamentos e Técnicas da Reabilitação Cardiovascular Supervisionada*. v.83 n° 5. São Paulo - SP.
- SCANLON, W. G.; EVANS, N. E.; MCCREESH, Z. M.; 1997. RF Performance of a 418 MHz Radio Telemeter Packaged for Human Vaginal Placement. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. V.44, n.5, (May), p.427-430.

-
- SU, K. L.; 2002. *Analog Filters*. 2nd Edition. Secaucus, N.J., USA.: Kluwer Academic Publishers.
- TOMPKINS, W. J.; 1995. *Biomedical Digital Signal Processing*. 1st Ed. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice Hall.
- WEBSTER, J. G.; 1998. *Medical Instrumentation – Application and Design*. 3rd. ed. EUA : John Wiley & Sons, Inc.
- WELINDER, A.; SÖRNMO, L.; FIELD Q. D.; FELDMAN, C. L.; PETTERSSON, J.; WAGNER G. S.; PAHLM O.; 2004. Comparison of Signal Quality Between EASI and Mason-Likar 12-Lead Eletrocardiograms During Physical Activity. *American Journal of Critical Care*, Columbia, May 2004: p. 228-234.

ANEXOS

ANEXO 1

Na Tabela 4 são apresentadas as principais características técnicas do equipamento de telemetria desenvolvido. A tabela apresenta-se facionada sendo que a primeira parte diz respeito às características da unidade remota e a segunda parte às características da unidade base de comunicação.

Tabela 4 - Características técnicas do equipamento de telemetria

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO EQUIPAMENTO DESENVOLVIDO	
UNIDADE REMOTA	
Alimentação	9 Volts @ 36 mA
Consumo	326 mW
Autonomia da Bateria	Bateria alcalina - 2 horas (quando a tensão da fonte atinge 7 Volts)
Impedância de Entrada do canal de ECG	> 20 MΩ @ DC, diferencial
Seleção de ganho do canal de ECG	Selecionado por software na faixa de 764 até 1910.
Faixa de frequência de ECG	0.5 Hz até 60 Hz +/- 3 dB.
Comutação de Faixas de Frequência para o ECG	Não
Razão de rejeição de modo comum (CMRR)	110 dB
Entradas de sinal fisiológico	1 derivação de ECG, selecionável pela ligação do cabo. 1 canal de fotopletismografia.
Comprimento de Onda de Infravermelho para Fotopletismografia	935 nm
Frequência de operação do rádio transceptor	433.92 MHz
Canais de R.F.	1
Modulação	FSK
Potência de Transmissão	+10 dBm (10 mW)
Alcance	100 metros (em campo aberto, sem obstáculos)
Tipo de Antena	1/4 de onda
Impedância da Antena	50Ω
Classificação da ANATEL para o Rádio	Equipamento de Radiação Restrita Conforme, Brasil (2004)

Controles	Liga/Desliga
Sinalizações visuais	Não
Conexões	Tipo DB-9 p/ sensor de fotopletismografia Tipo DIN p/cabo de ECG Tipo BNC p/ Antena ¼ onda
Classificação de Segurança	(NBR IEC 601-1/1994)
Temperatura de Trabalho	5°C a 50°C
Peso	200 g ç/ bateria
Dimensões	150X100X60 (LxPxA) (mm)

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO EQUIPAMENTO DESENVOLVIDO	
UNIDADE BASE	
Alimentação	5 Volts @ 53 mA (A partir da porta USB)
Consumo	265 mW
Frequência de Operação do Rádio Transceptor	433.92 MHz
Canais de R.F.	1
Potência de Transmissão	+10 dBm (10 mW)
Alcance	100 metros
Tipo de Antena	¼ de onda
Impedância da Antena	50Ω
Classificação da ANATEL para o Rádio	Equipamento de Radiação Restrita Conforme, Brasil (2004)
Modulação	FSK
Número de Remotas que é Capaz de Gerenciar	Duas
Sinalizações Visuais	Não
Conexões	Conector USB para Comunicação com o PC e Conector de Antena BNC p/ Antena ¼ onda
Temperatura de Trabalho	5°C a 50°C
Peso	150 g
Dimensões	150X140X80 (LxPxA) (mm)

ANEXO 2

Análise de erros em corrente contínua para os amplificadores que compõe o sistema de aquisição de ECG

A análise será realizada levando somente em consideração os erros provocados por I_B (corrente de polarização de entrada), I_{os} (corrente de offset de entrada), e V_{os} (tensão de offset de entrada). Esses erros são produzidos pelos operacionais, que compõe os filtros (passa-banda) e amplificadores adicionais de onde e propagam até a entrada do conversor A/D, pois não há bloqueio de corrente contínua nesse caminho. Sob este aspecto não serão considerados os erros em C.C. produzidos pelo amplificador de instrumentação de entrada (INA 118 – BurrBrown – USA), pois na saída deste, encontra-se um filtro passa-altas que serve de bloqueio para componentes de C.C.. Na continuação, serão apresentados os equivalentes para corrente contínua de cada amplificador separadamente e os cálculos envolvidos segundo a formulação apresentada por FRANCO, (2001). Os cálculos não levam em consideração alterações nos parâmetros por deriva térmica, uma vez que, será considerado que o equipamento sempre será operado a temperaturas próximas de 25°C.

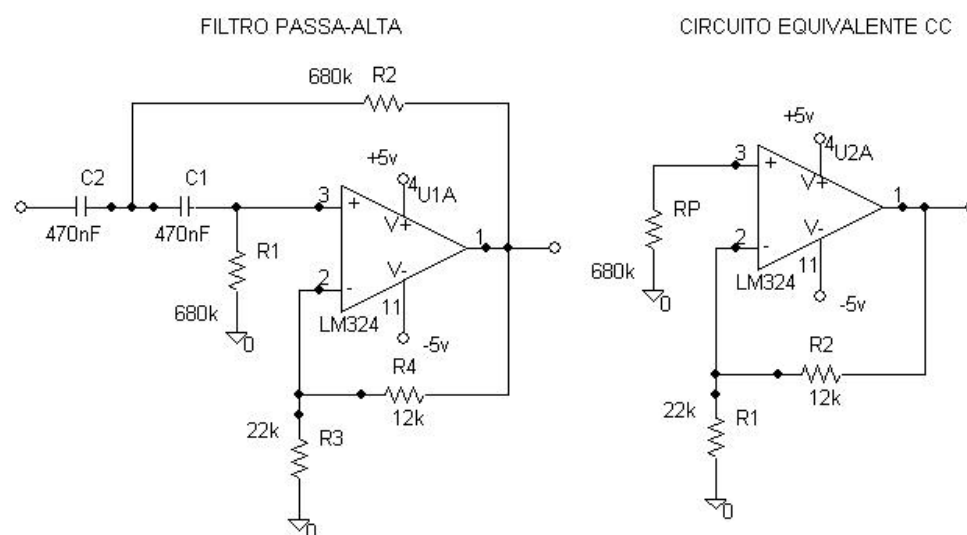


Figura A. 1 – Filtro passa-alta do amplificador de ECG e seu equivalente para C.C., utilizado no cálculo de erros.

Cálculos:

Características do LM 324 (National - USA), retiradas de suas folhas de especificação:

Valor de I_B : 40 nA

Valor de I_{OS} : 150 nA

Valor de V_{OS} : 9 mV

Para os cálculos de erro envolvendo o filtro passa-alta, considerou-se o circuito equivalente para CC da Figura A. 1.

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left\{ \left[\left(\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \right) - R_p \right] \times I_B - \left[\left(\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \right) + R_p \right] \times \frac{I_{OS}}{2} \right\}$$

$$E_o = \left(1 + \frac{12k}{22k}\right) \times \left\{ \left[\left(\frac{12k \times 22k}{12k + 22k} \right) - 680k \right] \times 40 \cdot 10^{-9} - \left[\left(\frac{12k \times 22k}{12k + 22k} \right) + 680k \right] \times \frac{150 \cdot 10^{-9}}{2} \right\}$$

$$E_o = 38 \text{ mV}$$

Os cálculos para estimativa dos erros em C.C. para o filtro passa-baixa do amplificador de ECG, levaram em conta o circuito equivalente apresentado na Figura A. 2.

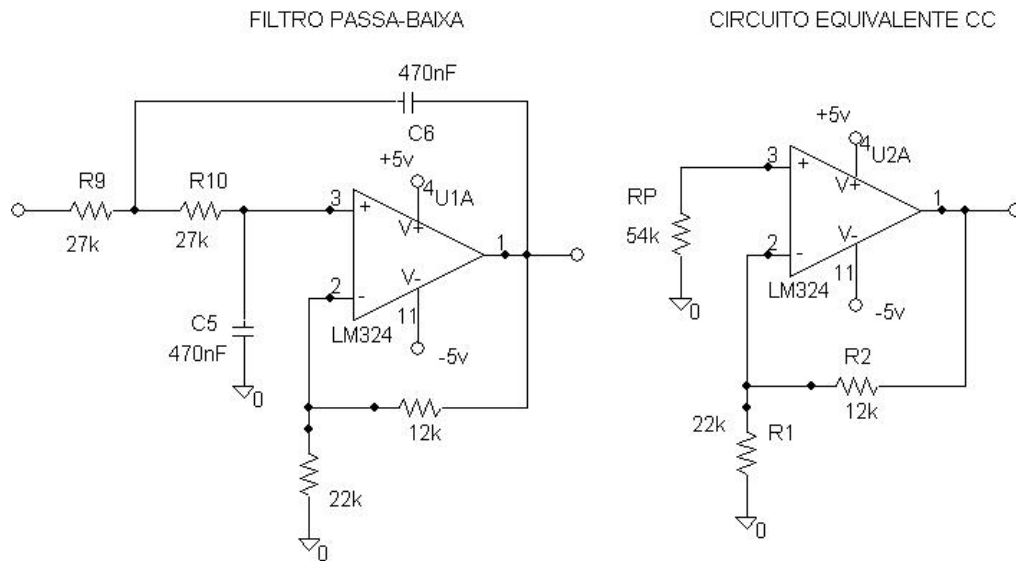


Figura A. 2 - Filtro passa-baixa do amplificador de ECG e seu respectivo circuito equivalente para C.C.

Cálculos:

Basicamente trata-se da mesma seqüência de cálculos, uma vez que a configuração do circuito equivalente é similar.

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left\{ \left[\left(\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \right) - R_p \right] \times I_B - \left[\left(\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \right) + R_p \right] \times \frac{I_{os}}{2} \right\} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_{os}$$

$$E_o = \left(1 + \frac{12k}{22k}\right) \times \left\{ \left[\left(\frac{12k \times 22k}{12k + 22k} \right) - 54k \right] \times 40 \cdot 10^{-9} - \left[\left(\frac{12k \times 22k}{12k + 22k} \right) + 54k \right] \times \frac{150 \cdot 10^{-9}}{2} \right\} +$$

$$+ \left(1 + \frac{12k}{22k}\right) \times 9 \cdot 10^{-3}$$

$$E_o = 3,89 \text{ mV}$$

Um estágio de ganho fixo é utilizado após o filtro passa-banda do amplificador de ECG. Seu diagrama é apresentado na Figura A. 3.

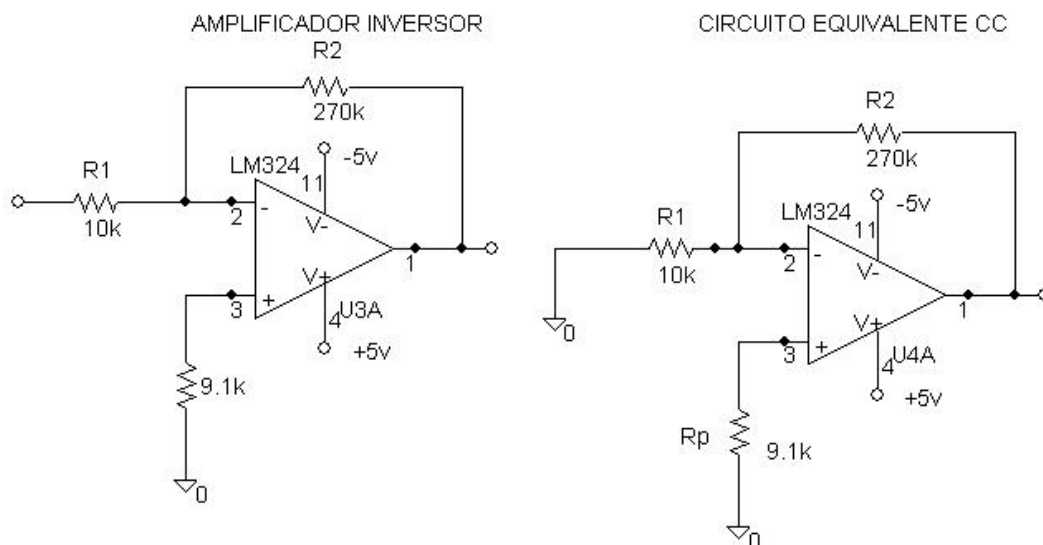


Figura A. 3 - Amplificador inversor. Fornece ganho adicional ao sistema. O circuito equivalente para C.C. foi representado com a entrada aterrada, considerando-se uma impedância baixa no estágio anterior.

Cálculos:

Para o caso do amplificador inversor o equacionamento é idêntico ao dos circuitos anteriores. Porém, aqui com a utilização do resistor R_p igual ao equivalente paralelo dos resistores R_1 e R_2 uma simplificação pode ser aplicada.

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(-\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}\right) \times I_{os} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_{os}$$

$$E_o = \left(1 + \frac{270k}{10k}\right) \times \left(-\frac{270k \times 10k}{270k + 10k}\right) \times 150 \cdot 10^{-9} + \left(1 + \frac{270k}{10k}\right) \times 9 \cdot 10^{-3}$$

$$E_o = 211,5 \text{ mV}$$

A etapa final do amplificador de ECG, anterior ao conversor A/D, é um amplificador inversor com ganho ajustável (de 1 a 5), possuindo em uma de suas entradas uma tensão de correção para compensação dos erros produzidos pelos amplificadores da cadeia de aquisição. A Figura A. 4 ilustra o circuito do amplificador e seu equivalente para C.C..

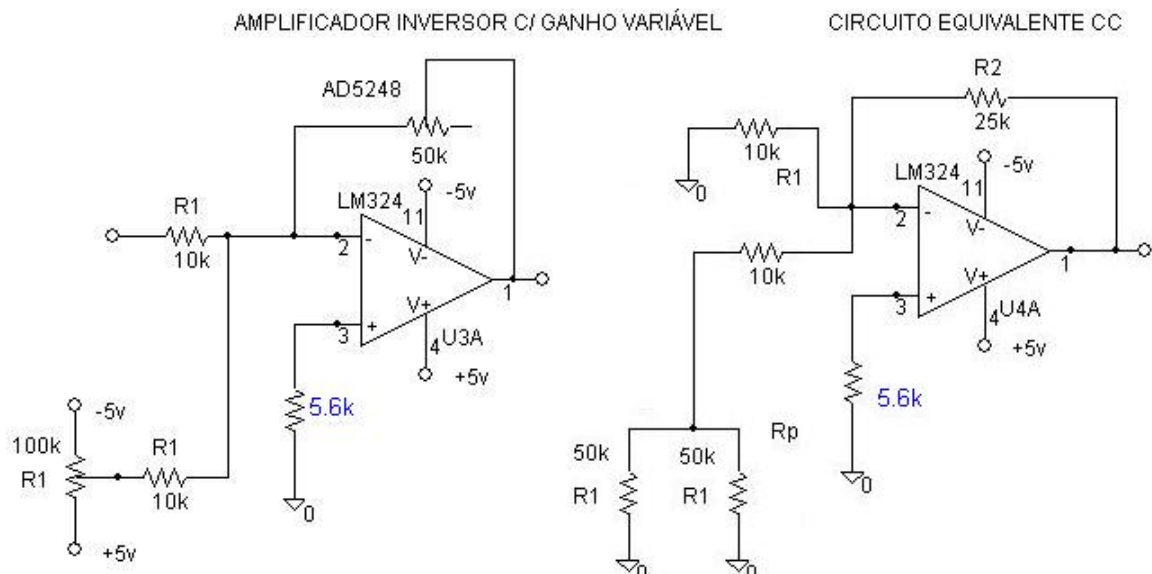


Figura A. 4 - Etapa final do amplificador de ECG. O ganho é ajustável por software, através do potenciômetro digital AD5248. No circuito equivalente considerou-se ambos os potenciômetros em meio curso para ajuste de ganho e regulagem de *offset*.

Cálculos:

Nesta etapa, o resistor R_p também foi calculado como sendo o equivalente paralelo dos resistores R_1 e R_2 , visando a redução do efeito de I_b sobre o desvio na tensão de saída do amplificador.

$$E_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(-\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}\right) \times I_{os} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times V_{os}$$

$$E_o = \left(1 + \frac{25k}{7,77k}\right) \times \left(-\frac{25k \times 7,77k}{25k + 7,77k}\right) \times 150 \cdot 10^{-9} + \left(1 + \frac{25k}{7,77k}\right) \times 9 \cdot 10^{-3}$$

$$E_o = 34,17 \text{ mV}$$

O erro total de C.C. provocado na saída do sistema de aquisição de ECG devido as não idealidades dos amplificadores operacionais utilizados, será a soma de todos os erros na cadeia, ou seja:

$$E_{TOTAL} = 38 \text{ mV} + 3,89 \text{ mV} + 211,5 \text{ mV} + 34,17 \text{ mV}$$

$$E_{TOTAL} = 287,5 \text{ mV}$$

Este erro representa 11,5 % da máxima tensão de saída (2,5 Volts) e é compensado pela regulagem de um potenciômetro na última etapa amplificadora de ECG. Essa regulagem é realizada uma única vez, quando da montagem do equipamento.