

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRÉ FROTTA MÜLLER

**Equipamento de biotelemetria para monitoramento em tempo
real do teste da caminhada de seis minutos**

Porto Alegre

2004

André Frotta Müller

Equipamento de biotelemetria para monitoramento em tempo real do teste da caminhada de seis minutos

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Automação e Instrumentação Eletro-Eletrônica

ORIENTADOR: Dr. Altamiro Amadeu Susin

Porto Alegre

2004

André Frotta Müller

Equipamento de biotelemetria para monitoramento em tempo real do teste da caminhada de seis minutos

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Altamiro Amadeu Susin, UFRGS

Doutor pelo Institut National Polytechnique de Grenoble, INPG,
França

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luigi Carro, UFRGS

Doutor pelo Programa de pós-graduação em Ciência da Computação, CPGCC,
UFRGS, Brasil

Prof. Dr. Milton Antonio Zaro, UFRGS

Doutor pelo Programa de pós-graduação da Engenharia Mecânica, PROMEC,
UFRGS, Brasil

Prof. Dr. Renato Machado de Brito, UFRGS

Doutor pelo Programa de pós-graduação da Engenharia Metalúrgica, PPGEM,
UFRGS, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Prof. Dr. Carlos Eduardo Pereira

Porto Alegre, (dezembro e 2004).

DEDICATÓRIA

Dedico esta dissertação a minha esposa Patrícia como a maior incentivadora nesta longa caminhada e ao meu filho recém nascido Gustavo.

AGRADECIMENTOS

A minha esposa Patrícia e ao meu filho recém nascido Gustavo, agradeço o tempo cedido e pelo trabalho dobrado nas tarefas, durante a minha ausência.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realizar o mestrado.

Ao professor Dr. Altamiro Amadeu Susin por ter me aceitado como orientando .

Aos colegas Danton e Paulo Sanches da Engenharia Biomédica do Hospital de Clínicas de Porto Alegre pelas horas de dedicação ajudando a realização deste projeto.

A minha sogra Alice, Átilo e Ronilda por terem dado colo, trocado as fraldas e dado banho no meu filho durante a finalização desta dissertação.

A amiga Betina pelo empurrão na hora certa.

A Miriam Rosek, secretária deste programa de pós-graduação.

Ao Fundo de Incentivo a Pesquisa (FIPE) do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.

Ao Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.

RESUMO

Este estudo visa desenvolver um sistema portátil de radiocomunicação de radiação restrita, indicado para biotelemetria digital de curta distância aplicada ao Teste da Caminhada de Seis Minutos (TC6M) em pacientes com doença pulmonar obstrutiva crônica ou hipertensão pulmonar. A saturação periférica da hemoglobina (SpO_2) e a frequência cardíaca (FC) são monitoradas em tempo real. É utilizada a banda destinada a aplicações médicas, industriais e científicas (ISM), com frequência de portadora em 916MHz e potência de transmissão de 0,75mW. Este sistema foi projetado para operar através de um enlace *half duplex* e codificação Manchester NRZ incorporando um protocolo para correção de erros do tipo *automatic repeat request error* com utilização de um código CRC-16 para detecção de erros. A velocidade máxima de transmissão de dados é de 115.2 kbps. O sistema é constituído de três partes: unidade portátil (*Master*), unidade estacionária (*Slave*) e software de visualização em tempo real. A unidade portátil recebe do oxímetro os parâmetros de monitorização que são transmitidos via enlace de rádio-frequência. A interface da unidade estacionária com o software é feita através da porta de comunicação serial padrão RS-232. Os testes de laboratório e de campo demonstraram que o sistema de biotelemetria é adequado a realizar o TC6M com precisão de SpO_2 de ± 3 dígitos (com ± 1 desvio padrão) e FC de $\pm 3\%$ ambos com taxa de *Frame Error Rate* $< 10^{-4}$ (0,01%), sem restringir os movimentos do usuário durante o processo de monitorização.

Palavras-chave: biotelemetria, telemetria, processamento digital em tempo real, teste da caminhada de seis minutos, oximetria.

ABSTRACT

This work aims to develop a portable radio communication system of restricted radiation for digital biotelemetry of short distance. It was used in the 6-Minute Walk Test (6MWT) in patients with chronic pulmonary obstructive disease and pulmonary hypertension. The hemoglobin peripheral saturation (SpO₂) and the cardiac frequency (CF) were monitored in real time. The Industrial, Scientific and Medical (ISM) band was used with a carrier frequency of 916MHz and power transmission of 0,75mW. This system was designed to operate in half duplex mode using NRZ Manchester codification and automatic repeat request error protocol with a CRC-16 code for error detection. The maximum baud rate was 115.2 kbps. The system consists of three parts: portable unit (Master), stationary unit (Slave) and software for real time visualization. The portable unit receives the parameters from the pulse oximeter which are transmitted through a radio-frequency link. The stationary unit communicates with the computer using a standard serial RS-232 port. The tests demonstrated the effectiveness of the developed biotelemetry system, without movement restriction of the user during the 6MWT. The precision of SpO₂ is $\pm 3\%$ (± 1 Standard Deviation in 0%-100% range), the CF precision is $\pm 3\%$ and the Frame Error Rate (FER) $< 10^{-4}$ (0,01%).

Keywords: biotelemetry, telemetry, real time digital processing, Six minute walk test, pulse oximetry.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	21
1.1	Visão geral do sistema de biotelemetria.....	21
1.2	Aspectos gerais da topologia utilizada.....	23
1.3	Norma para utilizar o espectro de RF.....	24
1.4	Justificativa e importância da pesquisa.....	24
1.4.1	Possibilidades futuras de expandir as áreas de utilização para pesquisas.....	26
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	28
2.1	Propagação.....	28
2.1.1	Mecanismos de Propagação.....	28
2.1.2	Propagação e atenuação.....	29
2.1.3	Ao penetrar em ambientes fechados.....	32
2.1.4	Dentro de ambientes fechados.....	33
2.1.5	Modelos de propagação.....	33
2.2	Desvanecimento em ambientes fechados.....	35
2.3	Distribuição de Rayleigh.....	39
2.4	Estatísticas da amplitude do desvanecimento curto.....	40
2.5	Taxa de cruzamento de nível (LCR).....	41
2.6	Duração média de desvanecimento (ADF).....	43
2.7	Características do ruído impulsivo dentro de hospitais e clínicas.....	47
2.8	Efeito sobre antenas portáteis na presença de uma pessoa.....	49
2.9	Arquiteturas dos dispositivos de radiação restrita.....	52
2.9.1	Receptores clássicos.....	53
2.9.1.1	Receptor super-heteródino.....	53
2.9.1.2	Receptor de conversão direta.....	54
2.9.1.3	Receptor Super-regenerativo.....	55
2.9.1.4	Receptores de arquitetura clássica com PLL.....	57
2.9.1.5	Comparativo entre receptores.....	58
2.9.2	A arquitetura do receptor super-regenerativo ASH.....	58
2.10	Comparação entre modulação OOK/ASK e FSK em sistemas de telemetria.....	62
2.10.1	Introdução.....	62
2.10.2	Considerações sobre OOK/FSK.....	63
2.10.3	Sensibilidade de OOK versus FSK.....	64
2.11	Reduzindo a potência de RF.....	67
2.11.1	Relação entre potência do sinal e taxa de erro.....	68
2.11.2	Relação entre FER e SNR.....	70
2.11.3	O efeito ao diminuir a relação sinal ruído.....	71
2.12	Controle de erros usando protocolo ARQ E FEC.....	72
2.12.1	Protocolo ARQ para sistemas sem fio.....	72
2.12.2	FEC para sistemas de comunicação sem fio.....	74
2.12.3	Esquemas híbridos para sistemas sem fio.....	75

3 O ESTADO DA ARTE DE EQUIPAMENTOS DE RADIAÇÃO RESTRITA	76
3.1 Introdução.....	76
3.2 Definição de biotelemetria.....	76
3.2.1 Um breve histórico	76
3.2.2 Uma visão do estado da arte em sistemas de biotelemetria digital em 1966.....	77
3.3 Tecnologias utilizadas em de Biotelemetria de radiação restrita	78
3.3.1 Definição de equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita.....	78
3.3.2 Estado da arte em equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita.....	79
3.3.2.1 Tecnologias WPAN.....	81
3.3.2.2 Tecnologias WLAN.....	83
3.3.2.3 Mudanças no espectro de RF destinadas às aplicações de biotelemetria	85
3.4 Comparação entre transceptores de baixa complexidade	88
3.5 Oxímetro de pulso	91
3.5.1 Oxímetro de pulso com <i>Bluetooth</i> o estado da arte	92
3.6 Teste da caminhada de seis minutos.....	93
3.6.1 Técnica clássica do exame TC6M.....	95
4 MATERIAL E MÉTODO	97
4.1 Visão geral do sistema de telemetria	97
4.2 Implementação do protocolo ARQ pare e espere.....	99
4.3 Descrição do oxímetro portátil PalmSat 2500 – Nonin.....	101
4.4 Descrição do funcionamento da unidade <i>Master</i>	103
4.4.1 Descrição do circuito eletrônico da unidade <i>Master</i>	104
4.4.2 Descrição do <i>firmware</i> da unidade <i>Master</i>	108
4.5 Descrição do funcionamento da unidade <i>Slave</i>	110
4.5.1 Descrição do circuito eletrônico da unidade <i>Slave</i>	111
4.5.2 Descrição do <i>firmware</i> da unidade <i>Slave</i>	113
4.6 Diagrama de tempo do sistema de telemetria.....	115
4.6.1 Diagrama de tempo do Ciclo completo com ACK ou NAK.....	115
4.6.2 Diagrama de tempo para ciclo incompleto com TIMEOUT	117
4.6.3 Diagrama de tempo do ciclo utilizando buffer FIFO	118
4.7 Programa de visualização e armazenamento em tempo real.	119
5 RESULTADOS OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE	124
5.1 Resultados obtidos em laboratório	124
5.1.1 Medidas no pino BBOUT.....	126
5.1.2 Testes de sensibilidade e qualidade do enlace de RF.....	127
5.1.3 Teste térmico de operação	129
5.1.4 Teste de tempo de autonomia da unidade portátil	130
5.2 Resultados obtidos em campo.	130
5.2.1 Teste estático de 24 horas de duração	132
5.2.2 Resultados do TC6M utilizando o emulador de oxímetro.....	133
5.2.3 Resultados do TC6M utilizando o oxímetro Palmsat 2500.....	134
6 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES	138
6.1 Problemas com a realização das medidas de RF	138
6.2 Condição ideal sem desvanecimento do sinal de RF.....	139
6.2.1 Sensibilidade do receptor medida em laboratório	139
6.2.2 Sensibilidade do receptor fornecida pelo fabricante.....	139
6.2.3 Comparação entre resultados experimentais e do fabricante.....	140
6.3 Desvanecimento teórico máximo admissível	141
6.4 Comentário sobre os testes térmicos e de autonomia.....	141
6.5 Testes de campo.....	142

6.6 Testes realizando durante o TC6M.....	142
6.7 Problemas com o sensor do oxímetro.....	143
6.8 Conclusão final	144
7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	145

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - Esquema geral do Sistema de biotelemetria por RF.	23
Figura 2.1 - Elipsóide de Fresnel.	29
Figura 2.2 - Variação da intensidade do sinal de RF registrada durante o deslocamento entre salas opostas ao atravessar o corredor. Freqüência da portadora 877MHz portadora no modo CW (LOTSE, 1992).	37
Figura 2.3 - Função densidade probabilidade (pdf) de Rayleigh.	39
Figura 2.4 - Desvanecimento t_F e sem desvanecimento t_{NF} para o sinal desejado (a), ruído mais interferência (b) e sinal indesejado (c).	41
Figura 2.5 - Taxa de cruzamento de nível LCR em função da amplitude da envoltória do sinal radio móvel R (normalizado em relação ao valor <i>rms</i>).	43
Figura 2.6 - Duração média de desvanecimento ADF em segundos. Em função do nível da amplitude da envoltória do sinal rádio móvel (R), normalizado pelo valor rms.	45
Figura 2.7 - Um modelo banda base simples de ruído impulsivo (modificado de BLANKENSHIP, 1998).	47
Figura 2.8 - Forma de onda de um ruído impulsivo adquirido utilizando um osciloscópio no modo <i>sweep</i> com 50 μ s/div (modificado de BLANKENSHIP, 1998).	48
Figura 2.9 - Forma de onda de um ruído impulsivo adquirido utilizando um osciloscópio no modo <i>sweep</i> com 50 μ s/div (modificado de BLANKENSHIP, 1998).	48
Figura 2.10 - Forma de onda de um ruído impulsivo adquirido utilizando um osciloscópio no modo <i>sweep</i> com 5ms/div (modificado de BLANKENSHIP, 1998).	48
Figura 2.11 - Modelo utilizado de telefone operador para a simulação. Ambos cabeça e mão são modelados como músculo puro (modificado de TOFTGÅRD, 1993).	50
Figura 2.12 - Eficiência da radiação versus distância entre telefone e a cabeça para freqüência de 914MHz e 1890MHz (modificado de TOFTGÅRD, 1993).	51
Figura 2.13 - Medida da potência do sinal recebido versus tempo durante a realização da caminhada do operador em circulo dentro da câmara anecoica com o telefone. A potência recebida é em dB relativo a potência que seria recebida se o telefone ficasse estacionário sem a presença do operador (modificado de TOFTGÅRD, 1993).	52
Figura 2.14 - Receptor super-heteródino (modificado de DEHOLLAIN, 2001).	53
Figura 2.15 - Receptor de conversão-direta (modificado de DEHOLLAIN, 2001).	55
Figura 2.16 - Diagrama básico dos blocos de um receptor super-regenerativo (modificado de DEHOLLAIN, 2001).	56

Figura 2.17 - Principais sinais do receptor super-regenerativo (modificado de DEHOLLAIN, 2001).....	56
Figura 2.18 - Receptor super-regenerativo (modificado de DEHOLLAIN, 2001).	57
Figura 2.19 - Receptor super-regenerativo ASH (modificado de ASH, 1998).	59
Figura 2.20 - Sequência temporal dos amplificadores de RF do receptor ASK (Modificado RFM, 1998).	60
Figura 2.21 - Combinação dos sinais DS1 e DS2 no circuito data slicer do receptor ASH.	61
Figura 2.22 - Probabilidade de erro na recepção P_e versus relação sinal ruído.....	66
Figura 2.23 - Comparação entre P_e versus $10 \log_{10}(e)$ de diversos sistemas de transmissão digitais.	69
Figura 2.24 - Exemplo de uma curva FER em função da relação sinal ruído para $n = 10 \text{ bits}$ e modulação ASK.....	70
Figura 2.25 - Comparação entre FER versus relação SNR para os dois esquemas de potência com modulação BPSK (modificado de ZHAO, 2002).	71
Figura 2.26 - Esquema utilizado pelo protocolo ARQ pare e espere.	73
Figura 2.27 - Cálculo da eficiência do protocolo ARQ pare e espere.	73
Figura 3.1 - Sistemas de radiocomunicação de radiação restrita na faixa de até 100m. Permite conexão a redes com fio tipo Internet possibilitando ligações a longa distância (modificado de LEEPER, 2001).	80
Figura 3.2 - Espaço de operação de alguns de padrões de WLAN e WPAN (modificado de ZHENG, 2004).	81
Figura 3.3 - Sistema de oximetria de pulso do fabricante Nonin. Unidade <i>Slave Avant 4100</i> , móvel e unidade <i>Master Avante 4000</i> , estacionária. Utilizando tecnologia sem fio <i>Bluetooth</i> versão 1.1.....	93
Figura 4.1 - Visão geral do sistema de telemetria em tempo real dedicado ao TC6M.....	97
Figura 4.2 - Protocolo ARQ do tipo <i>stop and wait</i> implementado no sistema de telemetria.	100
Figura 4.3 - Formato do bloco de dados transmitidos pelo oxímetro PalmSat 2500.	101
Figura 4.4 - Display, chaves e conector do oxímetro PalmSat 2500 – Nonin.....	102
Figura 4.5 - Esquema mostrando as conexões elétricas utilizadas.....	102
Figura 4.6 - Diagrama em blocos da unidade <i>Master</i> de telemetria digital.....	104
Figura 4.7 - Circuito eletrônico da unidade <i>Master</i> do sistema de telemetria.....	105
Figura 4.8 - Estrutura dos pacotes de dados utilizados no sistema de telemetria.....	106
Figura 4.9 - Fluxograma do firmware implementado na unidade <i>Master</i>	109
Figura 4.10 - Diagrama em blocos da unidade <i>Slave</i>	111
Figura 4.11 - Esquema eletrônico da unidade <i>Slave</i>	112
Figura 4.12 - Fluxograma do firmware implementado na unidade <i>Master</i>	114
Figura 4.13 - Diagrama de tempo do sistema de biotelemetria. Protocolo ARQ um ciclo completo com ACK ou NAK. Medidas obtidas experimentalmente com um osciloscópio Tektronix modelo 2440.	116

Figura 4.14 - Diagrama de tempo do ciclo incompleto (<i>TIMEOUT</i>). Medidas obtidas experimentalmente com um osciloscópio Tektronix modelo 2440.....	117
Figura 4.15 - Diagrama de tempo do ciclo utilizando o <i>buffer FIFO</i> . Medidas obtidas experimentalmente com um osciloscópio Tektronix modelo 2440.....	118
Figura 4.16 - Tela de abertura do programa de visualização do TC6M.....	119
Figura 4.17 - Tela de entrada de dados de identificação do Paciente.....	120
Figura 4.18 - Tela “Dados do Exame”.	121
Figura 4.19 - Formato do pacote de dados recebido pelo programa <i>software visualização</i> ...	122
Figura 4.20 - Tela do gráfico do exame.....	122
Figura 4.21 - Indicador de qualidade do enlace.....	123
Figura 5.1 - Esquema utilizado para realização dos testes em laboratório.....	124
Figura 5.2 – Exemplos de resultados obtido em laboratório com atenuação de 60 dB@0,75mW.....	125
Figura 5.3 - Exemplos de resultados obtido em laboratório com atenuação de 86dB@0,75mW.....	125
Tabela 5.1 - Dados obtidos utilizando atenuadores de RF bidirecionais.....	126
Figura 5.4 - Sinal adquirido no pino BBOUT do transceptor TR1000. Atenuação de 45dB@0,75mW de RF. Amplitude pico a pico de 508mV. Osciloscópio THS710– Tektronix.	126
Figura 5.5 - Sinal adquirido no pino BBOUT do transceptor TR1000. Atenuação de 55dB@0,75mW de RF. Amplitude pico a pico de 392mV. Osciloscópio THS710 – Tektronix.	127
Figura 5.6 - Sinal adquirido no pino BBOUT do transceptor TR1000. Atenuação de 90dB@0,75mW de RF. Amplitude pico a pico de ≈50mV. Osciloscópio THS710 – Tektronix.	127
Figura 5.7 – Planta baixa mostrando o corredor interno do serviço de pneumologia localizado no segundo piso do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.	131
Figura 5.8 – Gráfico com os dados obtidos no teste de 24 horas. Potência dos transceptores 0,75mW.	132
Figura 5.9 - Exemplo de dados obtidos em campo, realizando o TC6M no corredor do Serviço de Pneumologia. Utilizou-se o emulador de oxímetro. Potência dos transceptores 0,75mW de RF.	133
Figura 5.10 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	134
Figura 5.11 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	134
Figura 5.12 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	135
Figura 5.13 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	135

Figura 5.14 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	135
Figura 5.15 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	136
Figura 5.16 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	136
Figura 5.17- TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	136
Figura 5.18 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	137
Figura 5.19 - TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.	137

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Propriedade dielétrica para tecido vivo da musculatura	50
Tabela 2.2 – Quadro comparativo de alguns parâmetros de receptores operando em 868MHz.....	58
Tabela 2.3 – Características elétricas do transceptor TR1000 fabricado pela empresa RFM.	62
Tabela 2.4 – Probabilidade de erro de recepção p_e de vários sistemas (PEEBLES, 1987)..	69
Tabela 3.1 – Limites de intensidade de campo médio, medido a 3 metros de distância de um equipamento de radiação restrita	79
Tabela 3.2 – Comparação entre receptores de baixa complexidade.....	89
Tabela 4.1 – Faixa de operação e precisão do oxímetro PalmSat 2500 – Nonin.	103
Tabela 4.2 – Quadro resumo dos dados SpO ₂ e FC.	106
Tabela 4.3 – Dados do modulo transceptor TR1000 fornecidos pelo fabricante RFM.....	116
Tabela 5.1 – Dados obtidos utilizando atenuadores de RF bidirecionais.....	126
Tabela 5.2 – Valores obtidos experimentalmente em laboratório com potência de 0,75mW (-1,25dBm).....	128
Tabela 5.3 - Valores obtidos experimentalmente em laboratório com potência de 0,375mW (-4,26dBm).	128
Tabela 5.4 – Teste de funcionamento térmico estático. Temperatura da unidade <i>master</i> 45°C ± 5°C dentro do forno. Temperatura ambiente da unidade <i>slave</i> 23°C ± 3°C.	129
Tabela 5.5 – Teste de funcionamento térmico estático. Temperatura da unidade <i>master</i> 4°C ± 4°C dentro da geladeira. Temperatura ambiente da unidade <i>slave</i> 25°C ± 4°C.....	129
Tabela 5.6 – Teste de duração da bateria. Medidas realizadas com multímetro Fluke 87.	130
Tabela 5.7 – Resultados obtidos com o teste estático de 24 horas.	132
Tabela 5.8 – Dados obtidos realizando o TC6M no \pm corredor do serviço de pneumologia. Foi utilizado o emulador de oxímetro. A potência de 0,75mW de RF nos transceptores. .	133
Tabela 5.9 – Dados de campo obtidos com a realização do TC6M em 10 pacientes com DPOC no corredor do serviço de pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.	137

Tabela 6.1 – Comparação entre a sensibilidade do receptor obtida em laboratório e a fornecida pelo fabricante do transceptor TR1000.	140
---	-----

LISTA DE ABREVIATURAS

A :	Amplitude de um sinal
ACK:	Acknowledgment
ADF:	Average Fade Duration
AHA:	American Hospital Association
AM:	Amplitude Modulada
AM-DSB:	amplitude modulated, double-sideband
ANATEL:	Agência Nacional de Telecomunicações
AP:	Access Point
ARQ:	Automatic Repeat Request
ASIC:	Application-Specific Integrated Circuit
ASH:	Amplifier-Sequenced Hybrid
ASK:	Amplitude Shift Keyed
ATS:	American Thoracic Society
β :	Número de onda
BASK:	Binary Amplitude-Shift Keying
BB :	Banda Base
BER:	Bit Error Rate
BFSK:	Binary Frequency Shift Keying
bps:	Bit por segundo
CI:	Circuito Integrado
CLR:	Cell Loss Rate
CRC:	Cyclic Redundancy Code
DC:	Direct Current
DLL:	Data Link Layer
DORT:	Distúrbios Osteomusculares Relacionados com o Trabalho
DPOC:	Doença Pulmonar Obstrutiva Crônica
DRR :	Dispositivos de Radiação Restrita
DS1:	Data Slicer 1

DS2:	Data Slicer 2
DSSS :	Direct Sequence Spread Spectrum
DTR:	Data Terminal Ready
ECG:	Eletrocardiograma
EEG:	Eletroencefalograma
EMG:	Eletromiograma
ϵ_r :	Constante dielétrica
ϵ :	Taxa média de erro de bit
Erfc:	Função complementar de erro
FC:	Frequência Cardíaca
FCC:	Federal Communications Commission
FEC	Forward Error Correction
FER:	Frame Error Rate
FFSK	Fast Frequency Shift Keying
FHSS:	Frequency Hopping Spread Spectrum
FiO ₂ :	Fração Inspirada de Oxigênio
FIPE:	Fundo de Incentivo à Pesquisa do Hospital de Clínicas de Porto Alegre
FM:	Frequência modulada
FSK:	Frequency-Shift Keying
GFSK:	Gaussian filtered Frequency Shift Keying
GMSK:	Gaussian Minimum Shift Keying
GND:	Ground
GSM:	Global Systems for Mobile Communications
HF:	High-Frequency
HP:	Hipertensão Pulmonar
IF:	Intermediary Frequency
IEEE:	Institute Electrical and Electronics Engineers
IMC:	índice de massa corporal
ISM:	Industrial, Scientific and Medical
ITU:	Internacional Telecommunications Unions
λ :	Comprimento de onda do sinal de RF transmitido
LAN:	Local Área Network
LCR:	Level Crossing Rate

LER:	Lesão de Esforço Repetitivo
LIN:	Limite Inferior da Normalidade
LO:	Local Oscillate
LR-WPAN:	Low-Rate Wireless Personal Area Network
MSK	Minimum Shift Keying
N_o :	Densidade de ruído do canal
NAK	Negative acknowledgment
NASA:	National Aeronautics and Space Administration
NRZ:	No return to Zero
OFDM:	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keyed
PA :	Pressão Arterial
PaO ₂ :	Pressão Parcial de Oxigênio no sangue arterial
PDA :	Personal Digital Assistants
pdf :	função densidade de probabilidade
P_e :	Probabilidade de erro
PLL:	Phase Locked Loop
POS:	Personal Operation Space
QAM:	Quadrature Amplitude Modulation
r_e :	Envoltória do campo elétrico
RF:	Rádio Frequência
RFM:	RF MONOLITHICS
rms:	Root Mean Square
RTS:	Request To Send
RX:	Receptor
SAW:	Surface Acoustic Wave
SHF:	Super High-Frequency
SNR:	Signal to Noise Ratio
SpO ₂ :	Saturação Periférica da hemoglobina pelo Oxigênio
SUS:	Sistema Único de Saúde
T _b :	Intervalo de tempo de um bit
TC6M:	Teste da Caminhada de Seis Minutos
TX:	Transmissor

UHF:	Ultra High-Frequency
VHF:	Very High-Frequency
WLAN:	Wireless Local Area Network
WMTS:	Wireless Medical Telemetry Service ()
WPAN:	Wireless Personal Area Network
$n(\Psi)$:	Cruzamentos de nível
Ψ :	Valor específico de envoltória de sinal de rádio-móvel
ψ :	Envoltória de rádio-móvel
σ^2 :	Variância

1 INTRODUÇÃO

1.1 Visão geral do sistema de biotelemetria

O objetivo deste trabalho foi desenvolver e validar um sistema portátil de radiocomunicação de radiação restrita indicado para a biotelemetria digital de curta distância durante a realização do Teste da Caminhada de Seis Minutos (TC6M), em pacientes com doença pulmonar obstrutiva crônica (DPOC) ou hipertensão pulmonar (HP), o qual monitora em tempo real os parâmetros de saturação periférica da hemoglobina pelo oxigênio (SpO_2) e a frequência cardíaca (FC).

Neste estudo utilizou-se a banda destinada a aplicações médicas, industriais e científicas (ISM), com frequência de portadora em 916,5MHz e potência de transmissão de 0,75mW. O sistema foi projetado e desenvolvido para operar através de um enlace *half duplex* codificado em Manchester NRZ incorporando um protocolo para controle de erro do tipo *automatic repeat request* (ARQ) pare e espere com código de detecção de erros padrão CRC-16. A velocidade máxima de transmissão de dados é de 115.2 kbps.

Por estar enquadrado conforme a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL), como equipamento de radiação restrita deve-se limitar a potência máxima de transmissão de rádio frequência (RF) a fim de atender a regulamentação pertinente no Brasil.

O sistema é constituído de um oxímetro portátil de pulso comercial modelo PalmSat 2500 do fabricante Nonin, o qual fornece os valores de SpO_2 e FC em tempo real para o sistema de biotelemetria. Sendo este constituído por três unidades individuais *Master*, *Slave* e *software* de visualização.

O oxímetro utiliza o princípio da espectrofotometria através da diferença de absorção da luz vermelha e infravermelha pela oxiemoglobina e dioxiemoglobina em conjunto com a pletismografia onde a variação do volume de sangue arterial altera a absorção da luz durante a pulsação do sangue. Este equipamento fornece de forma não invasiva os valores funcionais SpO_2 e FC. Os parâmetros são transmitidos em tempo real para a unidade portátil através de um canal de comunicação serial simplex de forma assíncrona com níveis elétricos TTL (0 ou 5 volts) no formato 9600bps, 1 *start* bit, 1 *stop* bit sem paridade com taxa de 1 amostra por segundo (1Hz).

A unidade portátil é a parte móvel do sistema de biotelemetria, denominada de *Master*, o qual é microprocessada e realiza as funções de gerenciamento de dados recebidos do oxímetro de pulso e o controle de fluxo que trafega pelo enlace de RF com a unidade *Slave*. Esta unidade é alimentada por uma bateria recarregável que confere uma autonomia de aproximadamente 80 horas de uso contínuo. Durante a realização do TC6M é fixada na cintura do paciente ao lado do oxímetro de pulso portátil com o auxílio de um cinto ajustável.

A unidade estacionária denominada de *Slave* também é microprocessada sendo responsável pelo recebimento dos dados transmitidos por RF da unidade *Master*, é capacitada a realizar a detecção de erros, confirmação de recebimento correto dos dados ou o pedido de retransmissão. Também realiza a transferência dos dados corretamente recebidos por RF para o microcomputador através de uma porta serial RS-232 utilizando um protocolo simplex assíncrono. Sua alimentação é extraída da própria porta de comunicação serial utilizando os pinos RTS, DTR e TX. Durante o TC6M a unidade fica de forma estacionária próxima ao computador.

Para possibilitar a visualização e armazenamento em tempo real dos valores de SpO₂ e FC do paciente durante o TC6M desenvolveu-se um programa de computador denominado de *software de visualização*. O programa foi desenvolvido em Visual Basic 6.0 a fim de atender as necessidades do serviço de pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre na realização do TC6M em pacientes com DPOC e HP. Utiliza uma porta de comunicação serial RS-232 para receber os dados da unidade *Slave*.

O sistema portátil de biotelemetria por RF foi desenvolvido para operar em distâncias curtas de até 30m em ambientes fechados (*indoor*). Este sistema proporciona liberdade de movimentos ao paciente devido ao fato de não existir uma ligação física de fios entre a unidade portátil e a estacionária. Assim o usuário poderá realizar atividades e ou movimentos sem a restrição do comprimento dos cabos conectados ao aparelho.

Cabe ressaltar que o usuário estará totalmente isolado galvanicamente da rede elétrica tornando-o imune a correntes de fuga que possam por em risco a sua vida. A figura 1.1 mostra uma visão geral do sistema de biotelemetria.

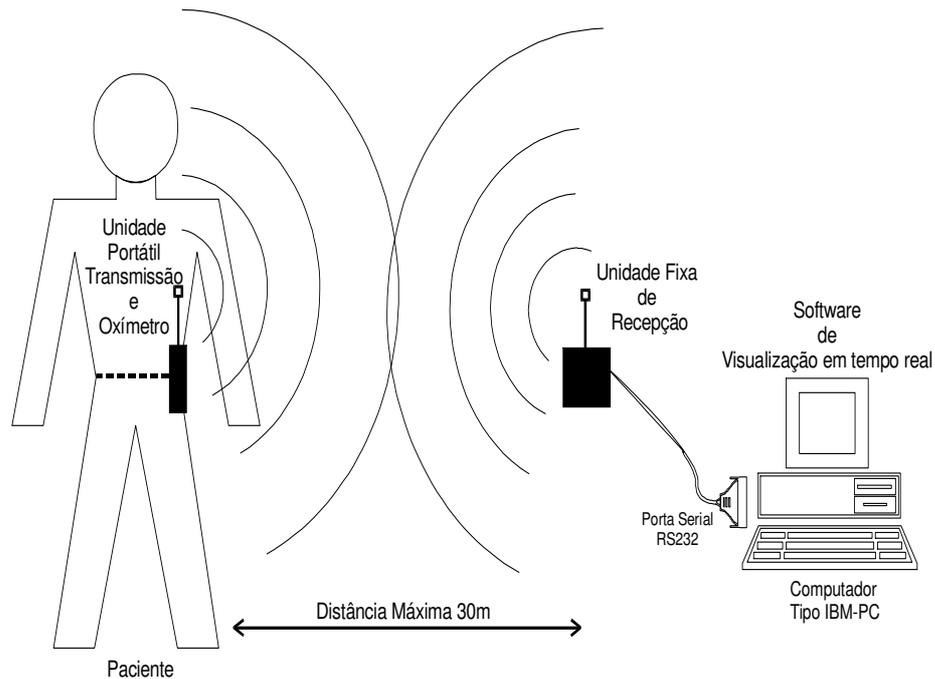


Figura 1.1 - Esquema geral do Sistema de biotelemetria por RF.

1.2 Aspectos gerais da topologia utilizada

O equipamento deve ter baixo consumo de potência com objetivo de estender o tempo de utilização da bateria, optou-se em utilizar um transceptor de baixo consumo que utiliza uma antiga técnica de demodulação desenvolvida por ARMSTRONG (1922) chamada de super-regenerativa que foi modificada e patenteada por DARREL L. ASH em 1994 (ASH (1994)b).

Esta nova arquitetura de transceptor ajusta-se as aplicações de baixo consumo e curtas distâncias. Utilizando dispositivos do tipo *Surface Acoustic Wave* (SAW), este transceptor foi lançado comercialmente em 1995 pela empresa estadunidense, RF MONOLITHICS (RFM).

Com este novo tipo de receptor super-regenerativo estabilizado por SAW que utiliza uma nova técnica híbrida de amplificação-seqüenciada denominada de *amplifier-sequenced hybrid* (ASH) obtém-se grande estabilidade na frequência da portadora e níveis de sensibilidade e rejeição das bandas laterais semelhantes ao receptor super-heteródino de um estágio de conversão.

Cabe salientar que a técnica ASH utiliza o princípio da diversidade no tempo ao contrário da diversidade em frequência utilizada no super-heteródino (ASH (1998)), as vantagens

obtidas são simplificação do circuito eletrônico e eliminação de problemas como: nível de irradiação gerada pelo oscilador local (LO), espúrios no circuito misturador e rejeição de frequências imagens. Outra grande vantagem é que transmissor e receptor podem ser fabricados de forma híbrida utilizando tecnologia ASIC e dispositivos SAW obtendo-se um componente eletrônico com dimensões reduzidas.

O dispositivo é habilitado a transmitir e receber por RF utilizando a modulação digital OOK (*On-Off Keyed*) ou ASK (*Amplitude Shift Keyed*) com taxas de até 115,2kbps.

Medidas experimentais de taxas de erro de *frame* (FER – *Frame Error Rate*) foram realizadas para avaliar o desempenho do sistema de biotelemetria em ambientes fechados durante a realização do TC6M.

1.3 Norma para utilizar o espectro de RF

É importante observar que no Brasil de acordo com as normas emitidas pela ANATEL, órgão regulamentador na área de telecomunicações, o sistema de biotelemetria desenvolvido é classificado como dispositivo de radiocomunicação de radiação restrita de telemedicação biomédica (RESOLUÇÃO No 365, DE 10 DE MAIO DE 2004 - ANATEL).

Utilizou-se a frequência da portadora em 916,5MHz pertencente à banda ISM por ser isenta de licenciamento para instalação e funcionamento desde que funcione em caráter secundário e que atenda as normas que regulamentam esta faixa do espectro.

1.4 Justificativa e importância da pesquisa

O sistema de biotelemetria foi desenvolvido com o objetivo de suprir a necessidade de melhorar o monitoramento dos parâmetros fisiológicos e diminuição do uso de pessoal técnico especializado do serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre visando, assim modificar a realização do TC6M e também possibilitar novas pesquisas no campo da pneumologia.

Na forma clássica do TC6M o paciente é acompanhado por uma pessoa da equipe médica que carrega o oxímetro de pulso monitorando os parâmetros SpO₂ e FC que são

repassados verbalmente para a outra pessoa da equipe médica, que realiza as anotações manualmente. O grande problema da forma clássica de realizar o TC6M é que devido à proximidade da presença de uma pessoa, o paciente pode ser induzido a alterar a velocidade da caminhada, alterando o resultado final. Também deve-se observar o custo operacional de se utilizar uma pessoa da equipe médica para acompanhar o paciente na monitorização dos parâmetros, pois a demanda de vários exames diários compromete o profissional especializado que poderia estar realizando outra atividade.

Quando o projeto iniciou em dezembro de 2003 realizou-se uma pesquisa de mercado referente a sistemas de biotelemetria, no qual não foram encontrados, sistemas dedicados a oxímetria de pulso. Cabe ressaltar que a pesquisa realizada abrangeu fornecedores de equipamentos médicos de fabricação nacionais e internacionais, porém não garantindo que 100% dos fabricantes de equipamentos médicos tenham sido pesquisados.

O sistema de biotelemetria mais próximo das necessidades achado durante a pesquisa foi do fabricante estadunidense *Noraxon Inc* modelo *Telemetry 2400T*, este equipamento opera no padrão IEEE 802.11b com tecnologia de rede local sem fio (*wireless local área network* WLAN). Utiliza uma comunicação bidirecional na banda ISM de 2,4GHz com modulação *spread spectrum*. Possui oito entradas analógicas com conversor de 12 bits e taxa de amostragem de 1500Hz ou 3000Hz por canal. O fabricante não fornece o código para acessar os dados recebidos no computador, obrigando a comprar um software dedicado. O preço deste sistema sem o oxímetro foi cotado em U\$ 25.000,00 (vinte e cinco mil dólares americanos).

Este custo impediu a aquisição deste equipamento considerando a condição econômica do Brasil e por trata-se de um hospital que é mantido pelo sistema de único de saúde (SUS) onde verbas para aquisição de equipamentos deste montante são restritas. Optou-se então em desenvolver e validar um sistema de biotelemetria que acoplado a um oxímetro comercial portátil permitisse realizar o TC6M com a visualização em tempo real dos parâmetros SpO₂ e FC suprimindo assim as necessidades do Serviço de Pneumologia. Utilizou-se a verba disponibilizada pelo Fundo de Incentivo a Pesquisa (FIPE) do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.

1.4.1 Possibilidades futuras de expandir as áreas de utilização para pesquisas

Cabe ressaltar que o equipamento desenvolvido é específico para a realização do TC6M, porém com a base de conhecimento adquirido na realização deste projeto e com a experiência adquirida anteriormente quando foi desenvolvido um sistema de biotelemetria dedicado a captar eletromiografia de superfície (MÜLLER, 2002) abre-se a possibilidade de utilização em outros projetos mediante a modificação de hardware e software.

É importante salientar que a utilização de sistemas de biotelemetria permite a realização de monitoração de sinais biomédicos ou biológicos aumentando a segurança através da diminuição dos riscos para o indivíduo em avaliação, uma vez que o mesmo está completamente isolado do sistema de registro de sinal, que usualmente é alimentado pela rede elétrica. O sistema de monitoração e transmissão de sinal acoplado ao paciente é alimentado por baterias e a baixa tensão de trabalho torna os riscos desprezíveis.

Através da eliminação da necessidade de ligação do paciente por cabos ao sistema de processamento do sinal abre um campo vasto de aplicações, pois permite avaliar o paciente com mobilidade total. O paciente pode ser avaliado executando atividades de sua vida diária como, por exemplo, caminhando, subindo uma escada, sentando em uma cadeira ou qualquer outra atividade rotineira. Com isso pode-se simular no hospital ou até mesmo em consultórios determinados movimentos ou atividades que provocam desconforto ou dor para o paciente e simultaneamente monitorar os biopotenciais associados a determinados grupos musculares.

Abre-se a possibilidade de avaliar o indivíduo em seu próprio ambiente de trabalho em tempo real, pois como temos o sistema de aquisição e transmissão acoplado ao paciente e pode-se colocar o sistema de recepção e registro em um computador pessoal portátil tipo *notebook*, e o mesmo acompanhar o indivíduo. Isso permite o estudo de lesões de esforço repetitivo (LER) com o indivíduo executando atividades rotineiras de seu trabalho.

Esta doença tem afastado cada vez mais funcionários dos seus postos de trabalho, o número de casos de lesões de esforços repetitivos/distúrbios osteomusculares relacionados com o trabalho (LER/DORT) chega a representar 56% dos diagnósticos feitos na primeira consulta (REIS, 2000).

Esta realidade é a expressão local de um problema de saúde pública de abrangência mundial. As doenças osteomusculares foram responsáveis por mais de 60% dos diagnósticos das doenças ocupacionais nos Estados Unidos e o custo estimado de ações e afastamentos do trabalho por esse motivo excedem a 20 milhões de dólares (Columbia, 2004).

Assim tem-se a disposição mais uma ferramenta de diagnóstico para detectar causas e propor possíveis modificações de postura do funcionário ou do próprio ambiente de trabalho para redução das lesões de esforço repetitivo e doenças ocupacionais. Esse sistema também tem potencial para ser utilizado na avaliação de atletas e praticantes de esporte no desempenho de suas atividades.

A dissertação é desenvolvida conforme apresentação resumida dos capítulos abaixo:

No capítulo I são apresentados os objetivos a serem atingidos com este estudo e os motivos que levaram a escolha deste tema.

O capítulo II é composto pelos fundamentos teóricos sobre propagação em ambientes fechados, problemas de propagação em ambientes fechados, efeito sobre a proximidade do corpo nas antenas, característica de ruído em ambientes hospitalares, técnicas de detecção e controle de erro, cálculo de probabilidade de taxa de erros, normas para utilização do espectro de RF emitidas pela ANATEL

No capítulo III são apresentados alguns tópicos sobre o estado da arte de equipamentos de radiação mostrando as técnicas e conceitos de equipamentos e dispositivos mais atuais nesta área de aplicação.

O capítulo IV descreve de forma detalhada o sistema de biotelemetria desenvolvido apresentando as partes de *hardware* e *software*.

No capítulo V constam os resultados obtidos, como foram realizados os testes experimentais para validação do sistema de biotelemetria operando sobre condições de laboratório e de campo.

No capítulo VI são apresentadas às conclusões comparando-se os resultados obtidos experimentalmente com as bases teóricas apresentadas.

O capítulo VII contém todas as referências bibliográficas utilizadas nesta dissertação.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Propagação

A propagação tem como objetivo estudar como a energia é transportada ao longo do meio.

2.1.1 Mecanismos de Propagação

Existem três tipos de mecanismos básicos de propagação: reflexão, difração e espalhamento. Todos esses tipos de mecanismos são encontrados tanto em ambientes fechados como em abertos.

- **Reflexão:** A reflexão ocorre quando as ondas eletromagnéticas se deparam com obstáculos de dimensões muito maiores do que seus comprimentos de onda, que podem ser traduzidos em como, no caso de ambientes fechados, paredes, mobílias, dentre outros e no caso aberto podem ser prédios, carros, casas, montanhas dentre outros. Os raios refletidos podem interferir nos raios diretos construtivamente ou destrutivamente no receptor.
- **Difração:** A difração existe quando existe um corpo obstruindo a passagem entre transmissor e receptor. De acordo com o princípio de Huygen, onde cada ponto numa frente de onda se comporta como uma fonte isolada, haverá a formação de ondas secundárias atrás do obstáculo, mesmo que não haja linha de visada entre o transmissor e o receptor. Isso pode explicar como em ambientes fechados mesmo que um usuário não veja o outro eles mesmo assim podem se comunicar.
- **Espalhamento:** O espalhamento ocorre quando as ondas eletromagnéticas se deparam com obstáculos com tamanhos da mesma ordem de grandeza ou menores. O espalhamento obedece aos mesmos princípios físicos da difração espalhando a energia do sinal do transmissor em muitas direções.

O conceito de tamanho do obstáculo com relação ao comprimento de onda é função da frequência. Dentro de ambientes fechados os obstáculos são da ordem dos comprimentos de onda em sistemas de biotelemetria operando a partir da banda UHF. Em sistemas que utilizem a banda ISM de 5GHz, por exemplo, os obstáculos de dimensões menores podem causar atenuações muito severas.

Existem dois tipos de reflexão. O critério de Rayleigh identifica quando existe reflexão *especular*, que é o mesmo mecanismo de reflexão citado anteriormente, ou ocorre reflexão *difusa*, que tem o mesmo efeito físico do mecanismo de espalhamento também citado anteriormente. O critério de Rayleigh é uma função do comprimento de onda e do ângulo de incidência.

O critério é o seguinte:

Se, $\sigma > \frac{\lambda}{8 \text{sen}\alpha}$ então a reflexão é dita difusa. Do contrário é dita especular.

Onde σ é a rugosidade do solo que é determinada a partir do desvio padrão das irregularidades do terreno em relação a um nível de referência e α é o ângulo de incidência.

Os mecanismos descritos acima permitem que haja recepção do sinal em lugares onde não há linha de visada. Principalmente devido ao espalhamento e difração. A absorção do sinal em obstáculos também contribui com a atenuação do sinal, porém representa uma parcela pequena.

2.1.2 Propagação e atenuação

Um conceito importante de propagação é o conceito de visibilidade. Um enlace de rádio é dito em visibilidade se não houver difração. Para se determinar se no enlace existe ou não refração é necessário calcular-se os limites da primeira zona de Fresnel.

Para definir zonas de Fresnel, é necessário visualizar a figura 3.1 onde d é a distancia entre o transmissor e o receptor, $d1$ é à distância do transmissor ao ponto P e $d2$ é à distância entre o ponto P e o receptor.

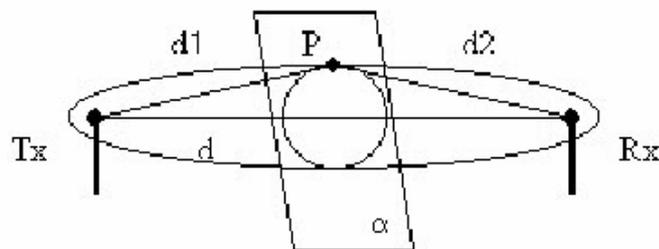


Figura 2. 1 - Elipsóide de Fresnel.

Levando-se em consideração o princípio de Huygens e as equações de Maxwell, pode-se concluir que o campo elétrico na recepção é igual à soma de todas as contribuições dos pontos do plano α gerados pela transmissão.

Seja $(d1 + d2) - d = \Delta d$, todas as contribuições ao campo na recepção que percorrem uma trajetória igual a Δd vão contribuir igualmente. Se o plano α for mantido perpendicular à linha de transmissão-recepção e deslocado ao longo da mesma mantendo-se o mesmo valor de Δd , irá ser observado que o ponto P irá traçar uma trajetória, no espaço, de uma elipsóide de revolução com focos no transmissor e no receptor.

Percebe-se que a contribuição na recepção vai variar entre construtiva e destrutiva. Se Δd variar de 0 a $\lambda/2$ a contribuição será construtiva, se Δd variar de $\lambda/2$ a λ a contribuição será destrutiva e assim por diante. Logo serão definidas zonas de contribuição e destruição do sinal onde os limites serão os valores para $\Delta d = \frac{n\lambda}{2}$, onde $n=1,2,3,\dots$

Sendo assim cada zona de Fresnel será definida como regiões no espaço delimitadas por valores consecutivos de Δd . A primeira zona de Fresnel é a região de maior concentração de energia e é a compreendida de Δd variando de 0 a $\lambda/2$.

Nessa região é que é definido se o enlace está em visibilidade ou não, pois se houver um obstáculo que bloqueie 60% da energia que flui pela primeira zona de Fresnel, esse enlace não é considerado mais em visibilidade e conseqüentemente estará sujeito à difração.

Comparando o elipsóide de Fresnel formado por um sistema de biotelemetria operando na banda de 5GHz e outro em 2,4GHz por exemplo, constata-se que, para freqüências mais altas haverá uma maior probabilidade do enlace não estar em visibilidade, pois o raio do elipsóide será menor.

Em sistemas de biotelemetria um parâmetro importante a ser observado é se o enlace está todo em visibilidade ou não, ou seja, se há linha de visada entre todos os componentes do sistema (TX/RX). Essa característica nem sempre é possível nos projetos que operem em áreas restritas com ambientes fechados devido a grande quantidade de obstáculos que podem estar presentes.

Existem outros dois parâmetros importantes a serem levados em consideração enquanto do projeto de sistemas de biotelemetria. O primeiro é a quantidade de potência recebida em possíveis pontos de recepção que podem variar devido à distância ou devido ao meio. Esse parâmetro determina quantidades importantes como potências requeridas para a transmissão, áreas de cobertura e tempo de vida de bateria.

O outro parâmetro relevante é a dispersão do sinal no tempo que é ocasionado devido ao desvanecimento por multipercursos ou multicaminhos que faz com que réplicas do sinal cheguem ao receptor em diferentes instantes de tempo por receberem diferentes atrasos por terem se propagado obedecendo a diferentes mecanismos de propagação, ou por percorrerem percursos com distâncias diferentes. A natureza de dispersão do meio pode limitar as taxas máximas de transmissão que podem ser operadas sem a presença de outros dispositivos que recuperem o sinal.

O aumento da potência para melhorar a performance e para atingir maiores distâncias nem sempre é bom, pois podem causar interferências co-canais, ou seja, pode interferir em outras redes que estejam utilizando a mesma frequência. Além do que, dependendo do erro, esse pode ser independente da potência do canal. Esses erros podem ser resultantes de espalhamento do sinal devido a rápidos movimentos no meio ou danos causados por longos ecos que causam interferência inter-simbólica. Uma compreensão básica do canal seria importante para se encontrar uma modulação e um código de linha que melhore o desempenho do canal, ou para desenvolver equalizadores. Se não for possível nada disso as antenas das estações base devem ser posicionadas em locais para que os efeitos adversos não ocorram com tanta frequência.(ANDERSEN, 1995).

Uma equação bastante utilizada para cálculos de atenuação em enlaces que é bastante utilizada em projetos é a atenuação em espaço livre, levando-se em consideração a irradiação de uma antena isotrópica. A equação 2.1 calcula a atenuação no espaço livre é a seguinte:

$$A_0 = 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_R}{P_T} \right) = \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \right] dB \Rightarrow A_0 = 92,45 + 20 \times \log_{10}(D_{km}) + 20 \times \log_{10} f(GHz) \quad (2.1)$$

Porém a equação 2.1 não leva em consideração os ganhos das antenas, os considerando como iguais à unidade.

Ao se levar em consideração os ganhos das antenas G_T e G_R que são respectivamente o ganho da antena de transmissão e G_R o ganho da antena de recepção, chega-se à conhecida equação 2.2 de Friss, que é:

$$\begin{aligned} L &= 10 \times \log_{10} \left(\frac{P_R}{P_T} \right) = \left[20 \times \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) G_{Tx} G_{Rx} \right] dB = \\ &= 32,4 + 20 \times \log_{10}(d_{km}) + 20 \times \log_{10}(f_{MHz}) - G_{Tx_{dBi}} - G_{Rx_{dBi}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Onde L representa a atenuação sofrida.

Porém a equação 2.2 não poderá ser utilizada simplesmente porque o ambiente de sistemas de biotelemetria em áreas restritas é em sua grande maioria composto por ambientes fechados sujeitos a outras variáveis que influenciarão de forma mais contundente no cálculo da atenuação dos enlaces. Para cálculos de valores de atenuação para ambientes fechados são utilizados modelos matemáticos estatísticos que tentam levar em consideração essas outras variáveis.

2.1.3 Ao penetrar em ambientes fechados

O conhecimento da potência de sinal recebida dentro dos prédios devido a transmissores externos se faz importante, pois não é desejado que se perca o sinal após a transposição de uma determinada barreira podendo interferir no bom desempenho do sistema de biotelemetria. Isso ocorre porque dois sinais não podem ser transmitidos pela mesma portadora, senão haverá colisão e a informação não será compreendida, além do que não é desejável que sinais de sistema de telemetria sejam recebidos por um outro sistema de telemetria na vizinhança por motivos de segurança de informações.

A medição de penetração de RF entre andares, provenientes de transmissores externos é função da altura do prédio e da frequência. Nos andares mais baixos dos prédios os objetos urbanos tendem a diminuir a penetração de energia. Nos andares mais altos, uma linha de visada pode existir causando uma incidência mais forte de sinal nas paredes do exterior do prédio conforme ANDERSEN e colaboradores (1995)

Já com relação à frequência, a perda por penetração diminui com o aumento da frequência.

Experiências demonstraram que com o aumento da altura a perda por penetração foi diminuindo até um determinado andar quando começou a aumentar. Esse fenômeno pode ser explicado por difração dos prédios vizinhos conforme ANDERSEN e colaboradores (1995).

Medições têm demonstrado que a quantidade de janelas quando comparadas com a área das paredes dos prédios e quantidade de tintas metálicas também afetam a quantidade de energia que penetra no prédio. Tintas metálicas e vidro têm grande capacidade refletora.

2.1.4 Dentro de ambientes fechados

Para sistemas de comunicação operando em áreas restritas fechadas, muitos parâmetros de projeto como a distância entre servidores e o tempo de vida das baterias estão diretamente ligados com o ambiente de propagação. A quantidade de interferência de RF que pode ser esperada de usuários de co-canal também é um parâmetro igualmente importante (ANDERSEN, 1995).

Esse ambiente de propagação é relacionado com o tipo de construção do ambiente e com a mobília onde se localiza a rede, se as salas são divididas por paredes de alvenaria, se são compostas por divisórias, se existem muitas janelas, se os móveis são compostos por superfície metálica, se a rede se localiza em um lugar onde existam muitas outras redes sem fio. Prédios que tem menos metal e que são constituídos por superfícies mais rígidas tipicamente oferecem menores atrasos médios da ordem de 30 a 60ns entre os diferentes raios em multipercurso. Esse tipo de ambiente pode suportar maiores taxas da ordem de Mbps sem a necessidade de equalizadores. Entretanto, ambientes com grande quantidade de metal, que pode ser o caso de indústrias, podem ter suas o atraso médio entre os diferentes raios da ordem de 300ns, o que limita as taxas à ordem de algumas centenas de kbps sem equalização (ANDERSEN, 1995).

Outro conceito importante e que é um fator de diferenciação entre os sistemas de telemetria é se o transmissor e o receptor estão em linha de visada ou não.

Para um receptor e um transmissor em linha de visada e com antenas constituídas por dipolos verticais com uma pequena distância entre si, cerca de um metro, experimentos demonstraram que numa faixa de 1,5GHz a atenuação é praticamente igual à de espaço livre (SALEH , 1987), esse resultado pode ser estendido para frequências superiores.

2.1.5 Modelos de propagação

Para cálculos de atenuação em enlaces em ambientes fechados são utilizados em sua grande maioria modelos de propagação, como por exemplo, os modelos propostos por DEVASIRVATHAM (1991) e SALEH e VALENZUELA (1987). Todos os modelos devem levar em consideração o comportamento aleatório do sinal propagado, que é principalmente

relacionado com os instantes que os diferentes sinais vindos de diferentes caminhos irão atingir o receptor.

O modelo de SALEH E VALENZUELA é um modelo estatístico baseado na resposta do canal, conforme equação 2.3:

$$h(t) = \sum_k \beta_k e^{j\theta_k} \delta(t - \tau_k) \quad (2.3)$$

Onde os ângulos de fase θ_k são assumidos como variáveis aleatória estatisticamente independentes com uma distribuição uniforme no intervalo $[0 \ 2\pi]$, os tempos de chegada do sinal τ_k obedecem Poisson e o ganho do caminho β_k é associado com todo o τ_k através dos parâmetros de sua distribuição de probabilidades.

Uma técnica de traço de raios (*Ray Tracing*) é utilizada para o desenvolvimento de modelos determinísticos para propagação *indoor*. Essa técnica determina todos os possíveis caminhos de propagação do transmissor ao receptor, baseada em ótica geométrica. Existem dois métodos que são usados para calcular os caminhos, que são, a técnica do “modelo de imagem” (*Image Model*) e a técnica de “força bruta” (*Brute Force*).

O algoritmo da primeira técnica trabalha a partir da procura por pontos especulares numa superfície específica e refletindo um raio viajando do transmissor a um receptor. Esse algoritmo é mais eficiente no tempo do que o segundo método quando existem menos objetos sendo levados em consideração. Entretanto se nenhuma otimização do algoritmo for utilizada a ordem de grandeza do tempo dos programas que o empregam cresce exponencialmente com o número de superfícies e com o nível de crescimento da quantidade de traços. Diferente da técnica de força bruta, não existe nenhuma técnica dimensional ao determinar os possíveis caminhos tanto nos modelos de duas ou três dimensões.

A técnica de força bruta lança raios em todas as direções do transmissor ao receptor e os traçam todos. Caminhos de propagação do transmissor ao receptor são encontrados através do teste de cada segmento de raio ao longo do caminho se é suposto que haja a interceptação do receptor. A técnica de força bruta é mais eficiente no tempo do que o primeiro método quando mais objetos refletores e maior número de diferentes ambientes estão sendo levados em conta (SUZUKI, 1995).

Esse tipo de técnica deve ser usado junto com outras que possibilitem a otimização de processamento, pois elas podem se tornar muito pesadas computacionalmente. Ela se baseia no acompanhamento dos campos elétricos e suas atenuações ao longo do caminho de cada raio, se o valor da intensidade do campo da componente ficar abaixo de um determinado

limiar ela não mais deverá ser levada em consideração. Os raios que atingem o receptor são então somados e então verificados o nível de atenuação sofrido pelo sinal transmitido como um todo.

Existem modelos que utilizam técnicas estatísticas para otimizar o processamento o método de traço de raios, pois o padrão e o comprimento dos raios dos caminhos são relacionados com parâmetros estatísticos de características específicas de ambientes fechados, como a geometria plana do chão (HASSAN-ALI, 2002).

Os modelos de propagação podem ser empregados para prever qual o comportamento dentro de um ambiente de propagação utilizando ferramentas computacionais que levem em consideração a disposição dos móveis, as dimensões e os materiais utilizados. Essas ferramentas são bastante úteis, pois podem ajudar na localização dos pontos de acesso para reduzir os efeitos de atenuação ocasionados principalmente por multipercursos.

2.2 Desvanecimento em ambientes fechados

Desvanecimento é um fenômeno que ocorre quando a amplitude e fase de um sinal de rádio variam rapidamente dentro de um curto período de tempo ou distância. O desvanecimento é causado por interferência entre duas ou mais versões do sinal transmitido que chegam ao receptor em instantes ligeiramente diferentes. Estas ondas dos múltiplos percursos que chegam na antena receptora se combinam formando um sinal resultante que pode variar de forma intensa tanto em amplitude quanto em fase.

Em um canal de comunicação móvel, tal como o ambiente celular e o canal de satélite, o desvanecimento e as interferências dos múltiplos percursos são causados principalmente pelas reflexões na superfície terrestre e em construções. Além disto, o movimento relativo entre o transmissor e o receptor resulta em uma modulação aleatória de frequência no sinal devido aos diferentes deslocamentos Doppler em cada componente dos múltiplos percursos. O movimento dos objetos entre o transmissor e receptor também provoca um deslocamento Doppler nas componentes dos múltiplos percursos.

Basicamente, o canal com desvanecimento segue uma resposta impulsiva variante no tempo. O desvanecimento provoca flutuações na amplitude e fase do sinal recebido. As componentes dos múltiplos percursos provocam interferência entre símbolos (*ISI – Intersymbol Interference*) quando o período de símbolo for menor que o maior atraso dos múltiplos percursos (RAPPAPORT, 1996). Se o período de símbolo for maior que o maior

atraso dos múltiplos percursos teremos apenas desvanecimento na potência do sinal recebido. O deslocamento Doppler provoca dispersão em frequência da portadora, ocasionando espalhamento da banda do sinal. Todos estes fatores resultam na degradação de desempenho dos sistemas de comunicações.

Os modelos matemáticos para canais com múltiplos percursos (BURR, 2001), ajudam a entender o canal e seus efeitos nos sinais de comunicação.

Esta caracterização serve como modelo para sinais de transmissão em vários tipos de canais, tais como comunicação através de ondas ionosféricas ou celestes em ondas curtas na banda de HF (*High-Frequency*) (3-30 MHz), comunicações por ondas troposféricas na faixa de microondas em UHF (*Ultra High-Frequency*) (300-3000 MHz), SHF (*Super High-Frequency*) (3000-30000 MHz) e por espalhamento ionosférico na faixa das ondas métricas em VHF (*Very High-Frequency*) (30-300MHz).

Um sinal de rádio transmitido para um receptor móvel em um ambiente fechado típico experimenta fortes variações em amplitude (desvanecimento curto) e na frequência aparente. Estes efeitos são devidos às distribuições aleatórias do campo no espaço, e surgem diretamente do movimento do receptor. Se o receptor está parado, as taxas de variação de campo são algumas ordens de grandeza menos severas (JAKES, 1974). O desvanecimento curto ocorre devido às reflexões de múltiplo percurso de uma onda transmitida, causadas por espalhadores tais como paredes, moveis, portas, piso, teto e pessoas.

Os três mais importantes efeitos da propagação de múltiplo percurso sobre o sinal de rádio-móvel são (RAPPPORT, 1996)

- Rápidas mudanças na intensidade de sinal sobre pequenas distâncias de deslocamento ou em curtos intervalos de tempo.
- Modulação de frequência aleatória devido aos deslocamentos de frequência por efeito Doppler sobre as diferentes componentes de múltiplo percurso.
- Dispersão temporal (ecos) causada pelos diferentes atrasos de propagação dos múltiplos percursos.

Uma propriedade rapidamente acessível do sinal de rádio, recebido por um receptor móvel, é a variação de amplitude de sua envoltória quando o receptor muda de posição. Esta informação é, geralmente, adquirida na forma de gravações de seções de envoltória do sinal, como função de tempo.

Uma gravação típica de uma seção de envoltória realizada por um analisador de espectro, feita em ambiente fechado é mostrada na 2.2.

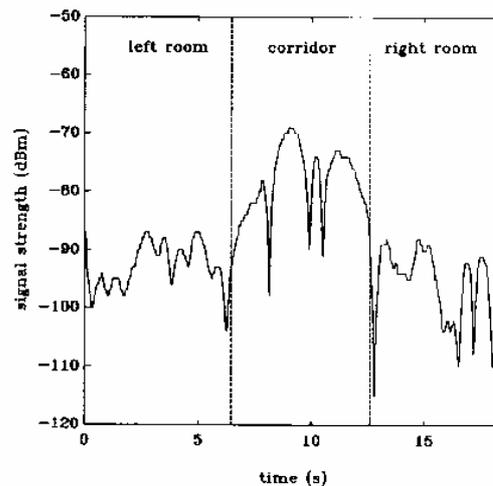


Figura 2. 2 - Variação da intensidade do sinal de RF registrada durante o deslocamento entre salas opostas ao atravessar o corredor. Freqüência da portadora 877MHz portadora no modo CW (LOTSE, 1992).

Da figura 2.2, pode-se observar que o desvanecimento curto apresenta variações rápidas e ocasionais de amplitude da ordem de 20dB.

O desvanecimento curto se refere a mudanças drásticas na amplitude e fase do sinal, que podem ser experimentadas como resultado de pequenas mudanças (da ordem de meio comprimento de onda do sinal) na separação espacial entre transmissor e receptor (SKLAR, 1997).

Manifesta-se em dois modos: espalhamento temporal do sinal (ou dispersão do sinal), devido à propagação de múltiplo percurso e comportamento variante no tempo do canal. Para aplicações em rádio-móvel, o canal é variante no tempo porque o movimento relativo entre transmissor e receptor causa mudanças no caminho de propagação. A taxa de mudança dessas condições de propagação é responsável pela rapidez com que ocorrem alterações no desvanecimento (taxa de desvanecimento).

A complexidade do ambiente rádio-móvel torna muito difícil a tarefa de elaborar uma interpretação sistemática ou análise quantitativa. Entretanto, partindo de um modelo baseado em interferências de ondas de múltiplo percurso, causadas por múltiplos espalhamentos de ondas pelos prédios e outras estruturas localizadas na vizinhança do receptor móvel, as principais propriedades do sinal de podem ser previstas usando as técnicas de teoria de comunicação estatística.

A teoria de comunicação estatística é uma ferramenta poderosa para resolver problemas complexos que são complicados demais para serem resolvidos por meios determinísticos. O sinal de rádio-móvel é formado pela soma de um grande número de ondas

em múltiplos percursos, cada onda chegando ao receptor com um ângulo de chegada distribuído aleatoriamente, e cujas fases e amplitudes são completamente aleatórias. Um modelo que considere esta grande quantidade de variáveis aleatórias, assim como a taxa de variação do ambiente, devido ao movimento do receptor, não fornece respostas determinísticas, mas dá bons resultados quando sujeito à análise estatística.

No estudo do desvanecimento curto em amplitude devido a múltiplos caminhos em ambientes fechados utiliza-se o tratamento estatístico com diferentes distribuições, tais como Rayleigh, Ricean, Nakagami, Weibull, Lognormal, Suzuki e $\kappa-\mu$ aplicadas conforme as características do tipo de meio onde ocorre a propagação. A grande dificuldade é saber qual distribuição utilizar para obter um modelo matemático que represente adequadamente o meio de propagação de interesse. Como não existe um consenso trata-se de objeto de muita pesquisa (HASHEMI, 1993).

As primeiras pesquisas em busca da caracterização de canais com desvanecimento foram feitas por PRICE (1954 e 1956) e RICE (1948). Os estudos mais abrangentes dos modelos estatísticos começaram na década de 60. NAKAGAMI (1960) e CLARKE (1968) começaram a utilizar distribuições estatísticas com o intuito de descrever as variações rápidas do sinal recebido. Nas décadas de 70 e 80 surgiram novos trabalhos no desenvolvimento de distribuições que descrevessem de forma mais eficiente e precisa os ambientes de propagação. SUZUKI (1977) e HANSEN (1977) realizaram estudos para descrever os efeitos sofridos pelo sinal devido a sombreamento e os múltiplos percursos.

Além de novas distribuições, foram desenvolvidos trabalhos com o intuito de confirmar as distribuições já desenvolvidas. Dentre os vários trabalhos destaca-se o trabalho realizado por um grupo de pesquisadores da Ericsson Radio Systems (LOTSE, 1992) comprovando que o desvanecimento rápido dentro do corredor de um prédio construído em alvenaria e concreto segue a distribuição de Rayleigh durante o deslocamento da unidade móvel com e sem a influência da presença de um corpo humano. Também comprovaram que existindo linha de visada direta a perda de propagação no caminho móvel no corredor segue aproximadamente a atenuação do sinal de RF de um radiador isotrópico no espaço livre equação 2.4.

$$L_{Espaço_Livre_dB} = 92.45 + 20 \log_{10}(f_{GHz}) + 20 \log_{10}(D_{km}) \quad (2.4)$$

2.3 Distribuição de Rayleigh

Como o TC6M é sempre realizado em um corredor de ambiente hospitalar caracterizando um meio fechado de propagação onde devido aos múltiplos caminhos o problema do desvanecimento curto torna-se relevante para o funcionamento do enlace de biotelemetria móvel. Apresenta-se a distribuição de Rayleigh devido a sua importância como ferramenta estatística na caracterização deste tipo de meio de propagação LOTSE (1992).

Um sinal se propagando em um ambiente Rayleigh o campo incidente sobre o receptor móvel, em cada ponto, é formado por N componentes de ondas planas polarizadas verticalmente, com ângulos de chegada e fases de cada componente de campo distribuídos uniformemente, de 0 a 2π radianos, com as fases estatisticamente independentes entre si e dos ângulos de chegada, então a função densidade de probabilidade (pdf) da envoltória do campo elétrico, r_e , tem suas componentes de curto prazo modelada por uma distribuição de Rayleigh, equação 2.5 (CLARKE, 1968).

$$p(r_e) = \frac{r_e}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_e^2}{2\sigma^2}\right), \quad 0 \leq r_e \leq \infty, \quad (2.5)$$

A figura 2.3 mostra o gráfico contendo a plotagem da pdf de Rayleigh.

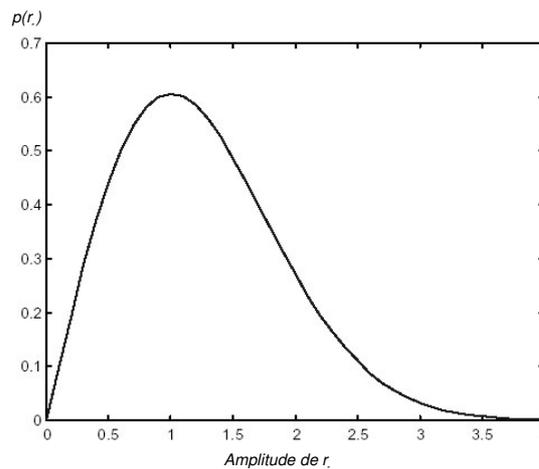


Figura 2.3 - Função densidade probabilidade (pdf) de Rayleigh.

onde r_e é a envoltória do sinal e σ^2 é variância das componentes em fase e em quadratura que compõem o sinal r_e . A função distribuição cumulativa é dada equação 2.6

$$P(r_e \leq R) = \int_0^R p(r_e) dr_e = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.6)$$

O valor médio de r_e obtido de LEE (1993)

$$E[r_e] = \int_0^\infty r_e p(r_e) dr_e = \sqrt{\pi/2} \sigma \quad (2.7)$$

E o valor quadrático médio de r_e equivalente a potência média de $r_e(t)$ é dado pela equação 2.8.

$$E[r_e^2] = \int_0^\infty r_e^2 p(r_e) dr_e = 2\sigma^2 \quad (2.8)$$

Um parâmetro importante da função de Rayleigh é o valor *rms* (root mean square), definido como sendo a raiz quadrada do valor quadrático médio (equação 2.9).

$$\sqrt{E[r_e^2]} = \sqrt{2} \sigma \quad (2.9)$$

2.4 Estatísticas da amplitude do desvanecimento curto

A investigação sobre o envelope estatístico do desvanecimento é muito importante no campo da comunicação digital por RF, pois a partir do conhecimento estatístico do desvanecimento técnicas mais eficiente para controlar os erros podem ser desenvolvidas. A figura 2.4 mostra um exemplo de sinal de RF em ambiente com desvanecimento curto. Nos intervalos t_F observa-se o sinal ficando abaixo do um nível de ruído e ou interferência indesejadas. Os intervalos t_{NF} o sinal esta acima do nível de ruído caracterizando um sinal sem desvanecimento.

O parâmetro taxa de cruzamento de nível LCR (*Level Crossing Rate*) e duração média de desvanecimento ADF (*Average Fade Duration*) são estatisticamente muito importante (PEEBLES, 1987).

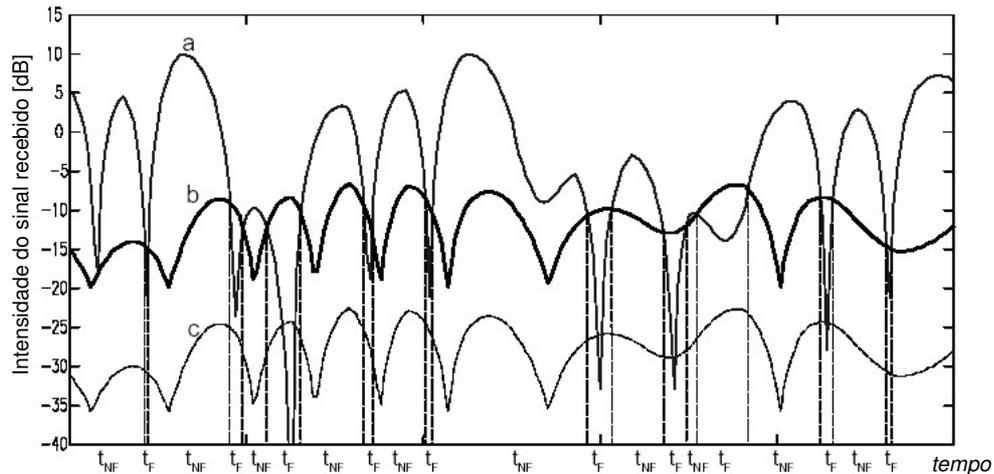


Figura 2. 4 - Desvanecimento t_F e sem desvanecimento t_{NF} para o sinal desejado (a), ruído mais interferência (b) e sinal indesejado (c).

2.5 Taxa de cruzamento de nível (LCR)

A expressão da taxa de cruzamento de nível (LCR) para um sinal de rádio-móvel foi calculada pela primeira vez por LEE (1967). LCR é definida como a taxa em que a envoltória de um sinal de rádio-móvel, normalizada em relação ao seu valor *rms*, cruza com derivada positiva um nível especificado. Para obter o número esperado de cruzamentos de nível, $n(\Psi)$, em um dado nível Ψ , a envoltória de rádio-móvel, ψ , é assumida ser estatisticamente estacionária no tempo. A função densidade de probabilidade conjunta de ψ e sua derivada $\dot{\psi}$ é representada por $p(\psi, \dot{\psi})$. O valor de $\dot{\psi}$ pode ser obtido pela equação 2.10 onde τ é o tempo necessário para uma mudança de ordenada de $d\psi$.

$$\dot{\psi} = \frac{d\psi}{\tau} \quad (2.10)$$

O número esperado de cruzamentos de nível de uma envoltória ψ , no intervalo $[\Psi, \Psi + d\psi]$ para uma dada derivada $\dot{\psi}$ dentro do intervalo de tempo dt é igual a:

$$\left. \begin{array}{l} \text{tempo do intervalo } d\psi \\ \text{para uma dada } \dot{\psi} \\ \text{no tempo } dt \\ \hline \text{tempo necessário para cruzar} \\ \text{uma vez por um dado } \psi \\ \text{no intervalo } d\psi \end{array} \right|_{\psi=\Psi} = \frac{p(\psi, \dot{\psi}) d\psi d\dot{\psi} dt}{\tau} \Big|_{\psi=\Psi} = \dot{\psi} p(\psi, \dot{\psi}) d\dot{\psi} dt \quad (2.11)$$

O número esperado de cruzamentos de nível, para uma determinada derivada em um tempo T , pode ser expresso por:

$$\int_0^T \dot{\psi} p(\Psi, \dot{\psi}) d\dot{\psi} dt = \dot{\psi} p(\Psi, \dot{\psi}) d\dot{\psi} T \quad (2.12)$$

O número total de cruzamentos com derivada positiva no tempo T pode ser calculado como:

$$N(\psi = \Psi) = T \int_0^{\infty} \dot{\psi} p(\Psi, \dot{\psi}) d\dot{\psi} \quad (2.13)$$

E o número total esperado de cruzamentos por segundo LCR equação 3.14 é definido como:

$$n(\psi = \Psi) = \frac{N(\psi = \Psi)}{T} = \int_0^{\infty} \dot{\psi} p(\Psi, \dot{\psi}) d\dot{\psi} \quad (2.14)$$

Considerando que a envoltória, ψ , tenha uma distribuição de Rayleigh e normalizando em relação ao valor *rms* e fazendo $\psi = \frac{r_e}{\sqrt{2}\sigma^2}$ e $\Psi = R$, a taxa de cruzamento de nível LCR é obtida de LEE (1967):

$$n\left(\frac{r_e}{\sqrt{2}\sigma^2} = R\right) = \frac{\beta V}{\sqrt{2\pi}} R \exp(-R^2) \quad (2.15)$$

onde
$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.16)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.17)$$

A equação 2.15 está plotada na figura 2.5 com uma velocidade de 1,67m/s equivalente a 6km/h e $f = 916,5\text{MHz}$, onde a abscissa está em decibéis ($20\log R$).

A taxa de cruzamento de nível é uma função da velocidade do móvel e frequência do sinal. Há poucos cruzamentos em níveis altos e níveis baixos, com a máxima taxa de cruzamento ocorrendo em $R = \frac{1}{\sqrt{2}}$ (3 dB abaixo do valor *rms*). Da figura 2.5, pode-se ver que a LCR, para um nível de envoltória de -3 dB abaixo do valor *rms*, é de 5,478 cruzamentos por segundo.

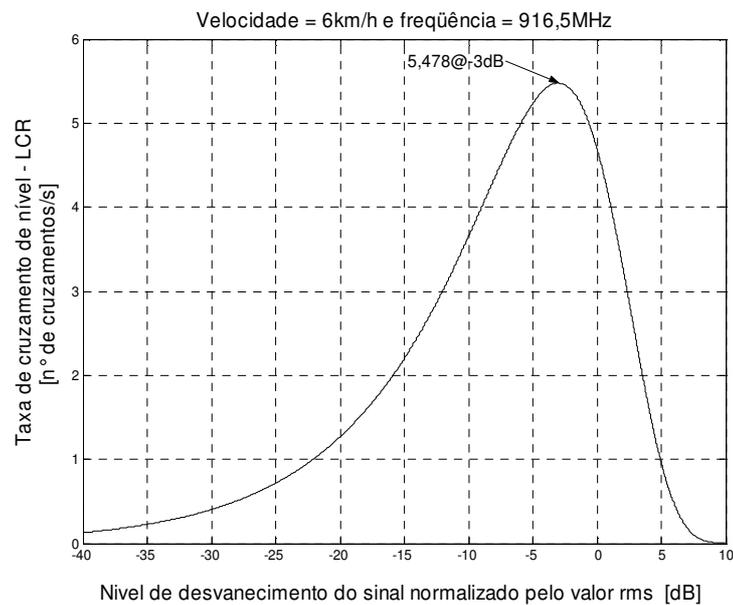


Figura 2. 5 - Taxa de cruzamento de nível LCR em função da amplitude da envoltória do sinal radio móvel R (normalizado em relação ao valor *rms*).

2.6 Duração média de desvanecimento (ADF)

A fórmula da duração média de desvanecimento para um sinal de rádio-móvel foi primeiramente calculada por LEE (1967). A ADF é definida como o período médio de tempo no qual o sinal recebido está abaixo de um nível especificado R . A relação entre a duração média de desvanecimento e a taxa de cruzamento de nível para um nível em particular, por segundo, é dada por:

$$n(\psi = \Psi) = \frac{\text{tempo esperado no qual } \psi \text{ está abaixo do nível } \Psi \text{ em 1 segundo}}{\text{duração média de desvanecimento abaixo do nível } \Psi \text{ em 1 segundo}} \quad (2.18)$$

Também expresso por:

$$n(\psi = \Psi) = \frac{P(\psi \leq \Psi)}{\bar{t}(\psi = \Psi)} \quad (2.19)$$

onde $P(\psi \leq \Psi)$ é a função distribuição cumulativa de ψ . Da equação 2.19, a duração média de desvanecimento pode ser calculada pela equação 2.20:

$$\bar{t}(\psi = \Psi) = \frac{P(\psi \leq \Psi)}{n(\psi = \Psi)} \quad (2.20)$$

A equação 2.20 mostra que a função distribuição cumulativa, a LCR e a duração média de desvanecimento são inter-relacionadas. Se duas são conhecidas, a terceira pode ser determinada.

Assumindo-se que a envoltória, ψ , tem distribuição de Rayleigh e está normalizada em relação ao seu valor *rms*, então $\psi = \frac{r_e}{\sqrt{2\sigma^2}}$, e fazendo $\Psi = R$, a equação 2.20 pode ser reescrita:

$$\bar{t}\left(\frac{r_e}{\sqrt{2\sigma^2}} = R\right) = \frac{P\left(\frac{r_e}{\sqrt{2\sigma^2}} \leq R\right)}{n\left(\frac{r_e}{\sqrt{2\sigma^2}} = R\right)} \quad (2.21)$$

A função distribuição cumulativa de Rayleigh pode ser calculada como se segue:

$$P\left(\frac{r_e}{\sqrt{2\sigma^2}} \leq R\right) = \int_0^R p(x) dx \quad (2.22)$$

onde $p(x) = 2x \exp(-x^2)$ é a pdf de Rayleigh normalizada em relação ao seu valor *rms*. Substituindo $p(x)$ na equação 2.22 obtém-se:

$$P\left(\frac{r_e}{\sqrt{2}\sigma^2} \leq R\right) = \int_0^R 2x \exp(-x^2) dx = 1 - \exp(-R^2) \quad (2.23)$$

Das equações 2.15, 2.21 e 2.23, a duração média do desvanecimento pode ser determinada pela equação 2.24:

$$\bar{t}\left(\frac{r_e}{\sqrt{2}\sigma^2} = R\right) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\beta V} \frac{1}{R} [\exp(-R^2) - 1] \quad (2.24)$$

A função dada pela equação 2.24 está mostrada na figura 2.6, para valores de $V=6\text{km/h}$ e $f=916,5\text{MHz}$, onde a abscissa está em decibéis ($20\log R$).

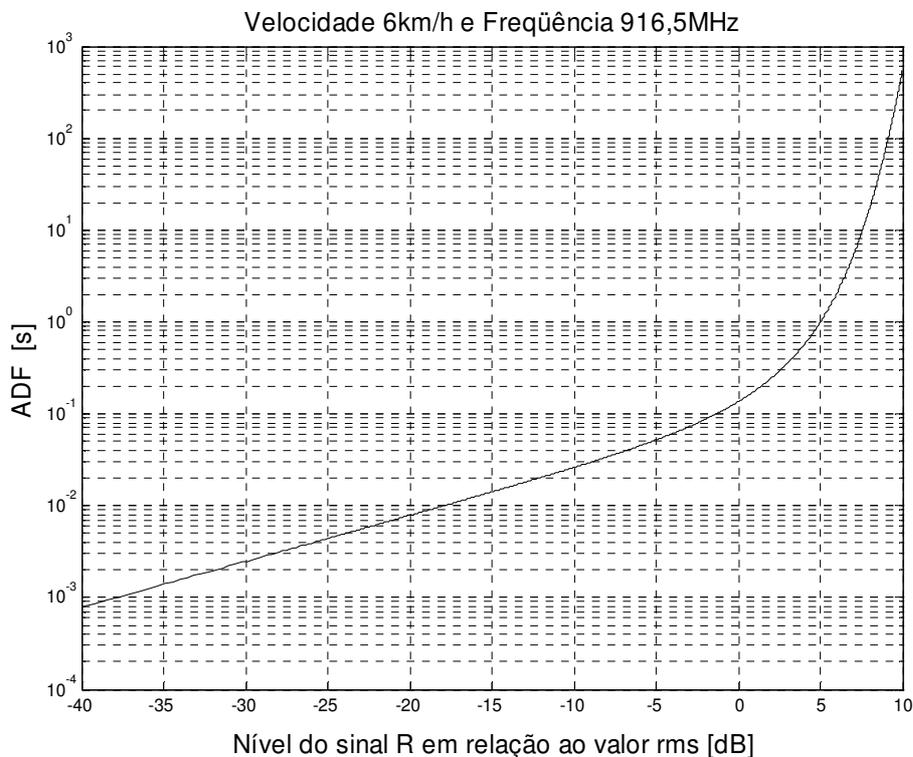


Figura 2. 6 - Duração média de desvanecimento ADF em segundos. Em função do nível da amplitude da envoltória do sinal rádio móvel (R), normalizado pelo valor rms.

Da figura 2.6, pode-se estimar que, na ocorrência de um desvanecimento abaixo do nível 0 dB em relação ao seu valor *rms*, o sinal permanece abaixo deste nível, em média, por aproximadamente 150 ms, para uma velocidade de 6 km/h e $f = 916,5 \text{ MHz}$.

A estatística de ADF é função da velocidade do móvel e da frequência do sinal, e ajuda a determinar o número provável de bits que podem ser perdidos durante a ocorrência de um desvanecimento. Como exemplo, considere um sinal com modulação digital binária a uma taxa de 115,2 kbit/s a velocidade da unidade móvel 6 km/h e $f = 916,5 \text{ MHz}$. O número médio de erros de bit por segundo que ocorrem para esta taxa pode ser calculado como segue. Assumindo que um erro de bit ocorre quando qualquer porção de um bit encontra um desvanecimento de 20dB ($R = 0,1$) abaixo do valor *rms*, então para este valor de R utilizando as equações 2.15 e 2.24 que estão plotadas nos gráficos das figuras 2.5 e 2.6 obtém-se os seguintes valores de LCR e ADF:

$$\begin{aligned} n(0,1) &= 1,29 \text{ cruzamentos/s} \\ \bar{t}(0,1) &= 7,875 \text{ ms} \end{aligned}$$

Logo considerando que a duração de um $bit = \frac{1}{115200} = 8,68 \mu\text{s}$ e o desvanecimento da ordem de 20dB tem duração média de $ADF = 7,875 \text{ ms}$ interferindo em média em $\frac{7,875 \text{ ms}}{8,68 \mu\text{s}} = 907,25 \approx 907 \text{ bits}$.

Com uma taxa de cruzamento $LCR = 1,29$ vezes por segundo. Portanto em média o número de bits perdidos por segundo é de $\frac{907 \text{ bits}}{1,29 \text{ s}} = 703,1 \approx 703 \text{ bits/s}$.

Resultando em uma taxa de erro de bit $BER = \frac{703 \text{ bits}}{115,2 \text{ kbps}} = 6,1024 \times 10^{-3}$ supondo uma transmissão contínua de dados.

2.7 Características do ruído impulsivo dentro de hospitais e clínicas

Enlaces de radiocomunicações são severamente afetados pelas características do canal, onde o sinal de RF se propaga. Especialmente se no meio onde o canal está sendo utilizado existe a presença de ruído eletromagnético produzido freqüentemente por dispositivos elétricos. Os campos eletromagnéticos irradiados por estes dispositivos podem interferir no receptor na forma de sinais espúrios.

Estes ruídos são freqüentemente de natureza impulsiva o que os distingue de ruídos térmicos gaussianos produzido pelo próprio circuito do receptor. Um modelo banda base simples de ruído impulsivo é apresentado na figura 2.7 mostrando a natureza randômica na amplitude, intervalo entre os eventos e duração de uma seqüência de ruído impulsivo.

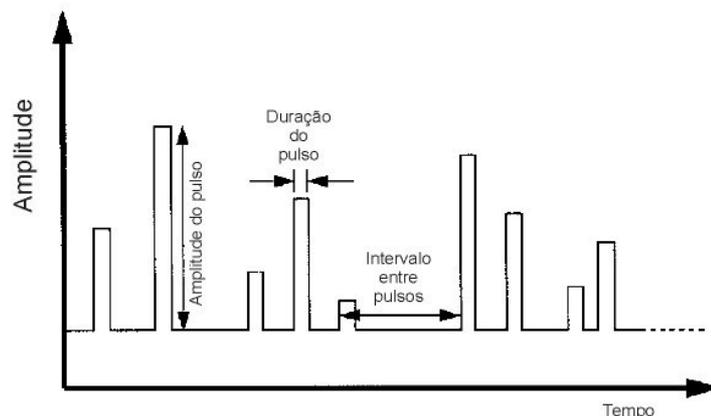


Figura 2. 7 - Um modelo banda base simples de ruído impulsivo (modificado de BLANKENSHIP, 1998).

De acordo com PARSONS (1989) ruído impulsivo é freqüentemente mais importante para determinar a degradação de sistemas de radiocomunicação do que ruído gaussiano, especialmente na banda VHF e superiores.

Exemplos de fontes de ruído impulsivo são ignições automotivas, forno de microonda, máquinas copadoras, lâmpadas fluorescentes e a rede elétrica.

Um estudo sobre ruído impulsivo na banda de 450MHz em áreas dentro de hospitais e clínicas urbanas, nos Estados Unidos da América foi realizado por BLANKENSHIP (1998). As figuras 2.8, 2.9 e 2.10 mostram alguns exemplos de ruído impulsivos adquiridos experimentalmente.

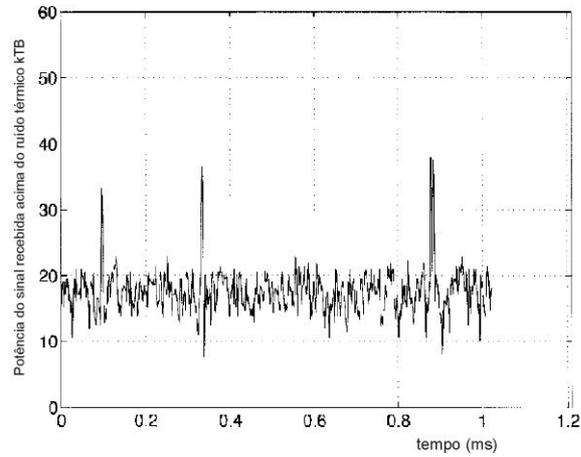


Figura 2. 8 - Forma de onda de um ruído impulsivo adquirido utilizando um osciloscópio no modo *sweep* com 50 μ s/div (modificado de BLANKENSHIP, 1998).

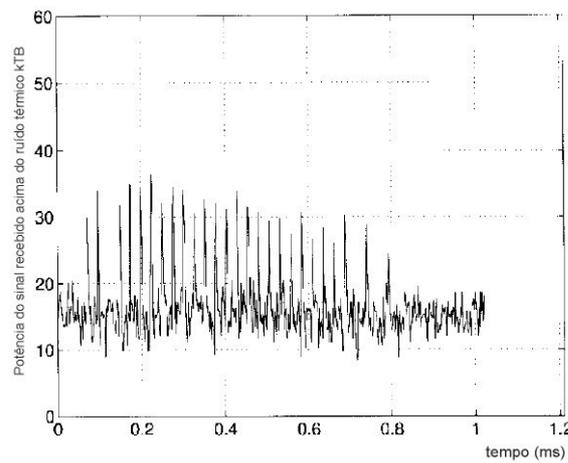


Figura 2. 9 - Forma de onda de um ruído impulsivo adquirido utilizando um osciloscópio no modo *sweep* com 50 μ s/div (modificado de BLANKENSHIP, 1998).

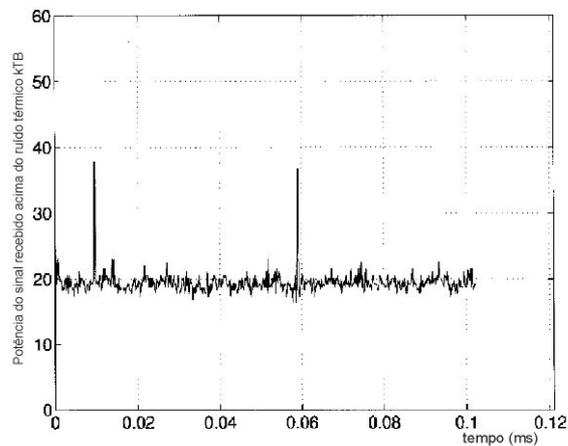


Figura 2. 10 - Forma de onda de um ruído impulsivo adquirido utilizando um osciloscópio no modo *sweep* com 5ms/div (modificado de BLANKENSHIP, 1998).

Seqüências impulsivas de ruído acabam injetando energia nos receptores prejudicando o enlace de RF. Estes ruídos podem causar problemas em sistemas de voz ou produzir erros nos bits em sistemas digitais. Em particular ruído que tem natureza repetitiva como mostrado na figura 2.9. Este ruído possui um potencial para interromper sistemas de radiocomunicação digital por um período de tempo significativo. O efeito do ruído impulsivo pode ser aliviado por circuitos de cancelamento de ruído ou pela escolha de um código de correção de erro apropriado para sistemas digitais. Com os resultados apresentados por BLANKENSHIP (1998) é possível caracterizar melhor o ruído impulsivo no canal de propagação de sistemas de radiocomunicação em áreas restritas. Prevendo as necessidades para um bom funcionamento deste sistema.

2.8 Efeito sobre antenas portáteis na presença de uma pessoa

Quando as antenas são projetadas para serem utilizadas em equipamentos portáteis de uso pessoal, deve-se levar em conta que, quando usada próxima ao corpo humano, afetará os seguintes parâmetros: impedância de entrada, padrão no campo de radiação, eficiência na radiação e o campo próximo à antena. Duas questões importantes devem ser consideradas:

1. Exposição perigosa com risco de provocar lesões por aquecimento.
2. Degradação da performance da antena devido à proximidade do corpo.

O primeiro tópico que trata de risco de queimadura provocada por aquecimento térmico no tecido vivo é objeto de pesquisa de BOLZANO (1978a) e (1978b), CHATTERJEE (1985) e STUCHLY (1987). Eles desenvolveram experimentos envolvendo medições do campo interno E em *phantoms* de corpos humanos expostos a radiações de equipamentos de radiocomunicação portáteis. Os resultados apontam que para sinais com potência menor do que 6W na frequência de 450MHz e 900MHz não existe indicação de risco de aquecimento do tecido vivo quando a antena transmissora estiver funcionando próximo ao operador.

O segundo tópico foi estudado por TOFTGÅRD (1993) que investigou com profundidade como os parâmetros de uma antena $\lambda/4$ na frequência de 900MHz são afetados pela presença de uma pessoa operando um equipamento semelhante a um telefone celular.

A figura 2.11 mostra o desenho do modelo utilizado na simulação supondo uma caixa metálica semelhante a um telefone celular para realizar o estudo teórico utilizando o método matemático computacional de diferenças finitas no domínio tempo.

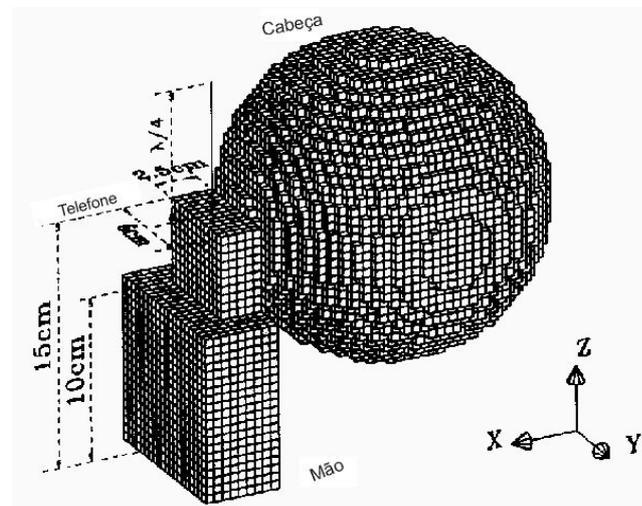


Figura 2.11 - Modelo utilizado de telefone operador para a simulação. Ambos cabeça e mão são modelados como músculo puro (modificado de TOFTGÅRD, 1993).

A tabela 2.1 mostra o valor utilizado de constante dielétrica ϵ_r para o tecido muscular do operador pois a cabeça e a mão do operador foram modeladas como músculo puro

Tabela 2.1 – Propriedade dielétrica para tecido vivo da musculatura.

Frequência	ϵ_r	σ (S/m)
900MHz	50,5	1,2

Fonte: TOFTGÅRD, 1993.

O estudo experimental foi realizado numa câmara anecoica visando verificar a modificação no padrão de radiação dos campos distantes e variação na impedância da antena com e sem a presença de operador e comparar com os dados teóricos obtidos da simulação.

Ambos impedância e padrão de radiação dependem de como o telefone é segurado manualmente pelo operador, sendo arbitrado que a pessoa durante o teste deveria segurar o telefone verticalmente próximo à orelha direita facilitando a comparação com a simulação.

Um telefone metálico foi construído com as mesmas dimensões utilizadas na simulação exceto o cabo coaxial colocado na parte inferior, que conduz o sinal de RF a antena.

Quando o operador do equipamento está presente, menos potência é irradiada na região onde a cabeça esta posicionada, criando um efeito de sombra no padrão de radiação de

aproximadamente 2dB. As medidas indicam que mais potência é absorvida pelo corpo do operador do que no modelo teórico utilizado na simulação. Isto não pode ser considerado uma surpresa, pois o volume da cabeça e da mão utilizada na simulação é menor do que no corpo real.

A eficiência na irradiação da antena do telefone bem próxima à cabeça do operador foi de 55%. Os outros 45% restante da potência são perdidos na cabeça e mão, sendo que 96% da potência absorvida é perdida na cabeça e 4% na mão. Logo se o telefone for afastado da cabeça a eficiência aumenta como mostra a figura 2.12.

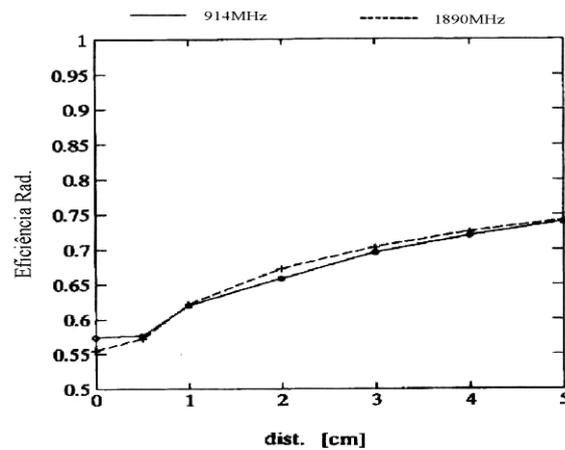


Figura 2. 12 - Eficiência da radiação versus distância entre telefone e a cabeça para frequência de 914MHz e 1890MHz (modificado de TOFTGÅRD, 1993).

TOFTGÅRD e colaboradores (1993) observaram como mostra a figura 2.13 que com uma pessoa, portando o telefone em condição normal de operação e caminhando em círculos na câmara anecoica ocorrem quedas na intensidade do sinal recebido. Não sendo considerado efeito de fading no sinal, mas sim queda na intensidade causada por mínimos no padrão de radiação e por descasamento na polarização.

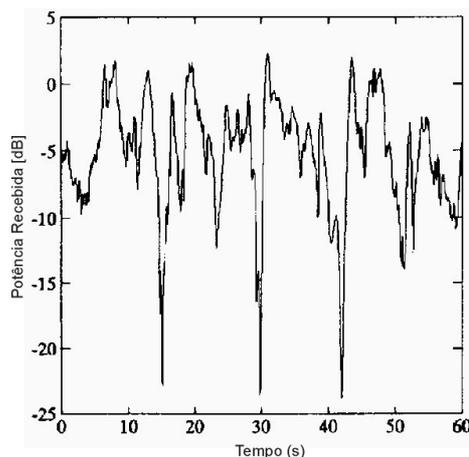


Figura 2.13 - Medida da potência do sinal recebido versus tempo durante a realização da caminhada do operador em círculo dentro da câmara anecoica com o telefone. A potência recebida é em dB relativo a potência que seria recebida se o telefone ficasse estacionário sem a presença do operador (modificado de TOFTGÅRD, 1993).

Estas informações são relevantes para prever o comportamento do sistema de biotelemetria de radiação restrita, pois a antena da unidade de transmissão funciona próxima ao paciente.

2.9 Arquiteturas dos dispositivos de radiação restrita

Conforme DEHOLLAIN e colaboradores (2001) existem diferentes soluções de dispositivos de radiação restrita (DRR) de baixa potência para aplicações de transmissão de dados à curta distância (tipicamente até 100m com visada direta). No espectro de RF as bandas ISM mais utilizadas são: 434 MHz e 868 MHz na Europa, 915 MHz no Brasil e Estados Unidos da América e 2,45GHz disponível internacionalmente. Os sistemas de transmissão de dados sem fio que utilizam tipicamente os DRR's caracterizam-se pelo grande volume de produção, baixo custo e baixa potência sendo utilizados em interconexão entre computadores e periféricos, sensores sem fio distribuídos, circuitos biomédicos e *smart cards*.

A maioria dos DRR's é alimentada por duas baterias em série entregando de 2 a 3,2V. Quanto ao consumo de corrente tende a ser o menor possível visando aumentar o tempo de utilização das baterias.

Pesquisa-se atualmente diminuir a tensão de operação para níveis de 1 a 2 volts visando utilizar uma única bateria com o menor consumo de energia.

2.9.1 Receptores clássicos

É de grande importância entender onde melhor utilizar cada tipo de DRR em função do tipo de projeto de sistema de radiocomunicação que se esta desenvolvendo. Será apresentada uma comparação entre as principais características das três arquiteturas clássicas de receptores: super-heteródino, conversão direta e super-regenerativo. E na seqüência a apresentação de uma arquitetura nova de receptor chamada ASH (*amplifier sequenced hybrid*) que foi a utilizada na implementação do sistema de biotelemetria.

2.9.1.1 Receptor super-heteródino

A arquitetura básica de um receptor super-heteródino é mostrada na figura 2.14. Este receptor conforme DEHOLLAIN (2001) e ASH (1998) deve produzir um ganho estável a fim de obter-se uma alta sensibilidade utilizando o princípio básico da diversidade em frequência. Repartindo-se o ganho entre o amplificador de RF e o amplificador de IF obtém-se uma melhor estabilidade no circuito.

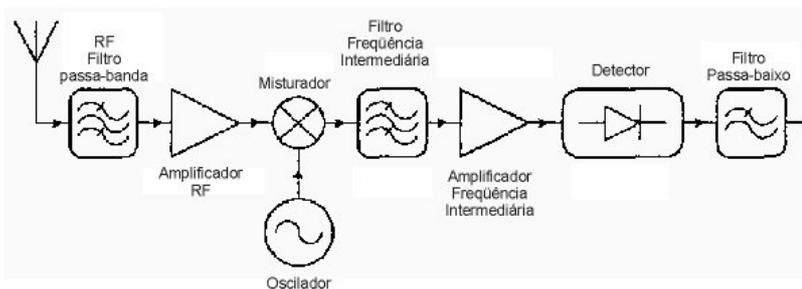


Figura 2. 14 - Receptor super-heteródino (modificado de DEHOLLAIN, 2001).

Outra característica importante é que o amplificador de RF e IF não trabalham na mesma frequência evitando assim problemas de instabilidade devido à realimentação entre a saída do amplificador de IF com a entrada do amplificador de RF. Outra forma de produzir um ganho estável é aumentando o número de estágios de conversão IF. Filtros de RF e IF permitem um maior rejeição de sinais indesejados e podem ser produzidos por cascadeamento de filtros de RF.

A entrada do filtro de RF é considerada como um ponto crítico no receptor super-heteródino conforme CROLS e STEYEART (1997), sendo normalmente especificado com fator de qualidade Q entre 50 e 100. GROENEWOLD (1991) provou que o consumo de potência de um filtro integrado de operação contínua no tempo é proporcional a Q^2 motivo pelo qual o filtro passa banda de RF geralmente não é integrado e sim implementado normalmente na forma de filtro passivo LC.

As vantagens desta arquitetura de receptor são boa sensibilidade (até -120dBm), boa rejeição das bandas laterais, alta seletividade e possibilidade de demodular diferentes tipo de modulação entre elas GSM.

As desvantagens são tamanho físico grande, consumo grande de potência, a necessidade de um oscilador local estável, a emissão de RF do próprio oscilador local, presença de espúrio no *mixer* (frequência imagem), disposição dos componentes crítica e custo elevado.

2.9.1.2 Receptor de conversão direta

O esquema utilizado na arquitetura de receptores de conversão-direta é mostrado na figura 2.15. A frequência do oscilador local (f_{OSC}) é a mesma da portadora (f_{RF}) na entrada de RF. Esta é a razão pela qual este tipo de receptor é chamado de conversão direta, zero IF ou também de homodino. O sinal de RF modulado é rebaixado diretamente para banda base. O valor da IF é igual a zero. Contudo o problema de frequências imagens pode ocorrer após o rebaixamento de frequência tornando-se inseparáveis. Isto não é problema para sinais modulados em AM-DSB por que ambos os lados da banda carregam a mesma informação.

Por outro lado conforme CROLS e STEYEART (1997) e RAZAVI (1998) no caso de esquemas que utilizem modulação por fase ou frequência nas suas duas bandas laterais os sinais portam informações diferentes ocasionando um problema de demodulação. Este problema pode ser resolvido através da multiplicação do sinal modulado da entrada de RF por dois sinais em quadratura (I e Q).

A principal desvantagem desta solução é a presença de um sinal de fuga (*leakage signal*) com a mesma frequência do sinal de RF desejado do oscilador local em direção a antena. Podendo gerar problema de emissão de espúrios para outros receptores. Os órgãos oficiais regulamentadores da Europa (European ETSI) e nos Estados Unidos da América

(FCC) impõem sérios limites de valores para emissão de sinais de fuga, tipicamente no máximo entre -60 e -80dbm.

Os outros problemas conforme DEHOLLAIN e colaboradores (2001) são a alta sensibilidade a variações rápidas do ruído e modulações de baixa frequência.

Esta arquitetura permite obter uma alta seletividade de frequência, uma boa sensibilidade (até -115dBm) e demodular diferentes tipos de modulação. O consumo de potência é mais baixo do que o receptor super-heteródino devido ao baixo número de etapas de RF. Sendo adequado a uma completa integração exceto o filtro na entrada de RF. Pode ser utilizado, por exemplo, em aplicações GSM ou de radiocomunicação de radiação restrita.

Existe também uma outra arquitetura chamada de receptor *Low-IF* cujo princípio de funcionamento é muito semelhante à conversão direta.

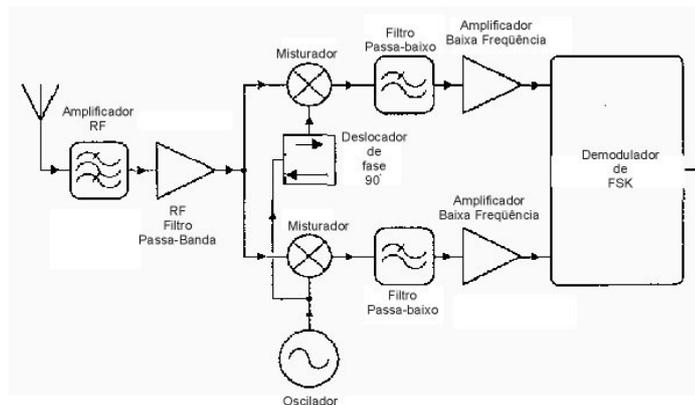


Figura 2. 15 - Receptor de conversão-direta (modificado de DEHOLLAIN, 2001).

2.9.1.3 Receptor Super-regenerativo

A arquitetura original esta baseada no princípio do receptor super-regenerativo inventado por ARMSTRONG (1922). Esta técnica conforme BRADLEY (1948a, 1948b) e WHITEHEAD (1950) foi largamente utilizada em circuitos valvulados até meados dos anos 1950. Sendo progressivamente abandonada pelos receptores super-heteródinos devido a sua melhor seletividade.

O desenvolvimento de novas tecnologias de circuitos integrados dedicados a RF vem renovando o interesse por receptores super-regenerativos. Conforme FRAVE e colaboradores (1998), VOUILLOZ e colaboradores (2001), JOEHL e colaboradores (2001) alguns recentes

circuitos integrados mostram que esta arquitetura tem potencial em aplicações de radiocomunicação de radiação restrita devido à melhora na sensibilidade e seletividade.

O diagrama básico dos blocos de um receptor super-regenerativo está representado na figura 2.16. A portadora modulada em amplitude RF_{in} é aplicada à entrada do oscilador. O oscilador pode ser representado como um laço de realimentação formado por um amplificador A e um filtro passa banda B . Este oscilador é regularmente forçado a uma condição subcrítica pela modificação periódica entre a condição abaixo e acima de oscilação do ganho do amplificador. Este ganho é controlado por um sinal chamado de *quench signal*.

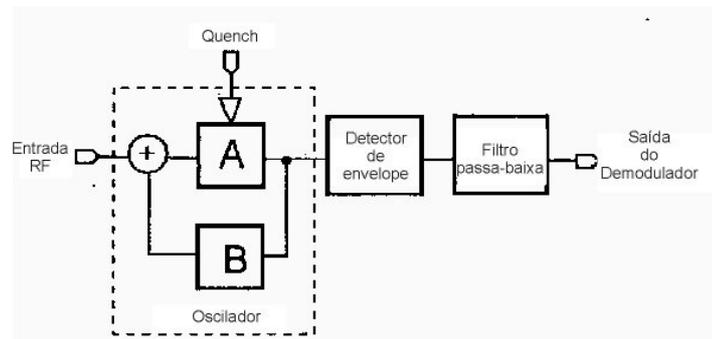


Figura 2.16 - Diagrama básico dos blocos de um receptor super-regenerativo (modificado de DEHOLLAIN, 2001).

O princípio do receptor super-regenerativo está baseado na variação de um tempo de subida do oscilador.

Os principais sinais estão representados na figura 2.17. O sinal RF_{in} aplicado na entrada do receptor é do tipo OOK. O sinal de saída do oscilador é chamado de Oscillations. Na ausência do sinal RF_{in} (bit 0) o tempo de sustentação do oscilador é menor do que quando há presença do sinal RF_{in} (bit 1). O último sinal BF representa o valor médio do envelope do sinal de saída do oscilador obtido por um filtro passa-baixo.

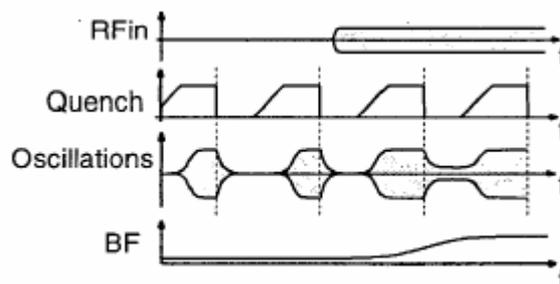


Figura 2.17 - Principais sinais do receptor super-regenerativo (modificado de DEHOLLAIN, 2001).

A figura 2.18 representa um esquemático mais detalhado de um receptor super-regenerativo. O filtro passa banda é externo e a entrada deste produz um casamento de impedância reduzindo também o nível de potência dos sinais fora da banda de interesse. A isolação do amplificador é usada para melhorar a sensibilidade do receptor e reduzir significativamente o nível de emissão de sinais espúrios de RF produzidos pela saída do oscilador em direção a antena. O *quench signal* é geralmente produzido internamente.

Como a parte central do receptor super-regenerativo é composta por um oscilador se for acrescentado um circuito modulador pode-se utilizar como transmissor em um enlace *half-duplex*.

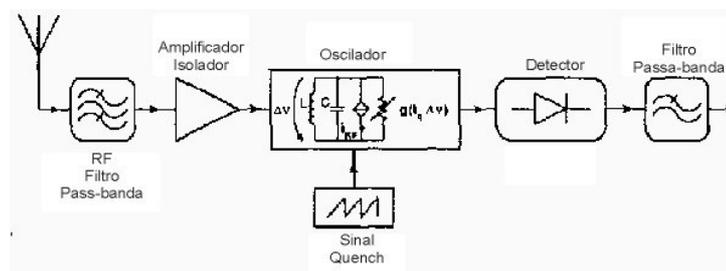


Figura 2.18 - Receptor super-regenerativo (modificado de DEHOLLAIN, 2001).

A arquitetura super-regenerativa eletronicamente é extremamente simples de ser implementada e particularmente adequada às aplicações de baixíssimo consumo de potência podendo ser completamente integrada microeletronicamente ocupando uma área menor em relação às outras arquiteturas.

A seletividade de um receptor super-regenerativo é melhor do que o super-heteródino e o de conversão direta. A sensibilidade, porém é um pouco menor em relação às outras arquiteturas.

A seletividade e sensibilidade de um receptor super-regenerativo, contudo são suficientes para aplicações de radiocomunicação de dados em áreas restritas nas bandas de ISM, porém não é boa o suficiente para aplicações GSM. Sendo um forte candidato para produtos de baixo custo o qual necessitam de uma performance média e um baixo consumo de potência.

2.9.1.4 Receptores de arquitetura clássica com PLL.

Todos os receptores mencionados anteriormente podem ser implementados utilizando o circuito de *phase locked loop* PLL a fim de obter uma resolução na frequência muito precisa do oscilador de RF que no caso dos receptores super-heteródinos equivale ao oscilador local e

no super-regenerativo e conversão direta equivale à frequência da portadora. Com a desvantagem de aumentar o tamanho do circuito o custo e o consumo de potência.

2.9.1.5 Comparativo entre receptores

Alguns valores típicos de sensibilidade, tensão de operação e consumo de corrente relativo às arquiteturas clássicas dos receptores descritos anteriormente estão resumidas na tabela 2.2.

Tabela 2. 2 – Quadro comparativo de alguns parâmetros de receptores operando em 868MHz.

	Super-heteródino	Conversão direta	Super-regenerativo
Sensibilidade [dBm]	-100 a -120	-95 a -115	-90 a -105
Vcc [V]	2 a 3	2 a 3	2 a 3
Icc [mA]	5 a 15	2 a 10	1 a 5

Fonte: DEHOLLAIN, 2001.

2.9.2 A arquitetura do receptor super-regenerativo ASH

Em 1994 foi desenvolvida e patenteada ASH (1994)a e (1994)b uma nova forma de implementação da arquitetura do receptor super-regenerativo utilizando tecnologia SAW que posteriormente foi introduzida na linha de produtos da empresa estadunidense RFM, as aplicações típicas são para enlaces de radiocomunicação de radiação restrita.

Esta nova arquitetura obtém os mesmos resultados do receptor super-heteródino, porém utiliza o princípio da diversidade no tempo ao invés da diversidade em frequência. A figura 2.19 mostra um diagrama de blocos simplificado do receptor super-regenerativo implementado com a técnica de amplificação sequencial híbrida (ASH – *amplifier sequenced hybrid*).

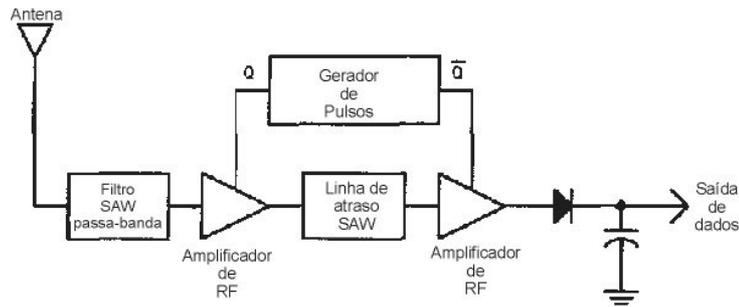


Figura 2. 19 - Receptor super-regenerativo ASH (modificado de ASH, 1998).

O sinal de RF que entra é selecionado pelo filtro SAW passa banda e então é aplicado no primeiro amplificador de RF. Este amplificador de RF é colocado em operação pelo pulso do gerador. A saída deste amplificador é aplicada a uma linha de atraso SAW. O segundo amplificador de RF está sempre desligado enquanto o primeiro estiver ligado e vice e versa. Quando o sinal aparece na saída da linha de atraso SAW o primeiro amplificador é desligado e o segundo amplificador é ligado. A saída do segundo amplificador é aplicada ao circuito de detecção. Desde que os dois amplificadores não funcionam ao mesmo tempo não ocorre realimentação entre eles evitando-se problemas de instabilidade. O tempo de atraso da linha SAW típico é de $0,5\mu\text{s}$ permitindo 10 ou mais amostras por bit e também trabalhar com taxas de até 100kps.

Ganhos similares ao receptor super-heteródino são produzidos além de uma excelente estabilidade. Utilizando-se a técnica ASH o receptor super-regenerativo obtém uma rejeição das bandas laterais indesejadas da ordem de 100dB.

A arquitetura do receptor ASH permite integração de todas as funções inclusive os dois dispositivos SAW em um único circuito integrado híbrido de pequena dimensão. Não sendo necessário nenhum tipo de ajuste, pois a frequência é definida pelos dois dispositivos SAW. Também não é necessário o circuito oscilador local no receptor ASH eliminando-se os problemas de emissão de espúrios e diminuindo o consumo de potência.

Os circuitos amplificadores são responsáveis pela maior parcela no consumo de potência. A redução de potência é obtida pelo chaveamento dos amplificadores visto que trabalham alternadamente reduzindo assim pelo menos 50% o consumo de potência.

A figura 2.20 mostra a seqüência temporal utilizada no receptor ASH. A primeira linha corresponde ao sinal de entrada do primeiro amplificador de RF. Dados “1” presença de portadora, dados “0” ausência de portadora. A linha RF1 é uma representação temporal do relógio do primeiro amplificador de RF. Quando o pulso está ativo o amplificador está ativo e vice e versa. A linha SAW input representa o pulso de RF aplicado na entrada da linha de

atraso. A linha *SAW output* representa a saída de RF na linha de atraso SAW e a linha RF2 é a representação temporal do relógio do segundo amplificador de RF. A figura 2.20 mostra que os dados são amostrados muitas vezes no intervalo do bit devido ao chaveamento entre os amplificadores.

A fim de diminuir o tamanho físico e o custo a empresa RFM implementou em um único substrato de cerâmica um circuito integrado híbrido contendo duas funções implementadas: transmissor e receptor ASK ou OOK utilizando a arquitetura ASH.

A arquitetura do circuito demodulador é muito importante principalmente para evitar a interferência de co-canal, neste caso não é recomendada a utilização de detectores de envelope. O estágio de detecção do receptor ASH é composto por um detector logarítmico e um detector pseudo-síncrono. Provendo de uma forma geral uma resposta quadrática para sinais de baixo nível e logarítmica para sinais de amplitude mais alta. A combinação quadrática e logarítmica do circuito detector produz uma faixa dinâmica de 70 dB de sensibilidade. Combinando-se as respostas dos circuitos detector e AGC são obtidos mais de 100dB de faixa dinâmica no receptor.

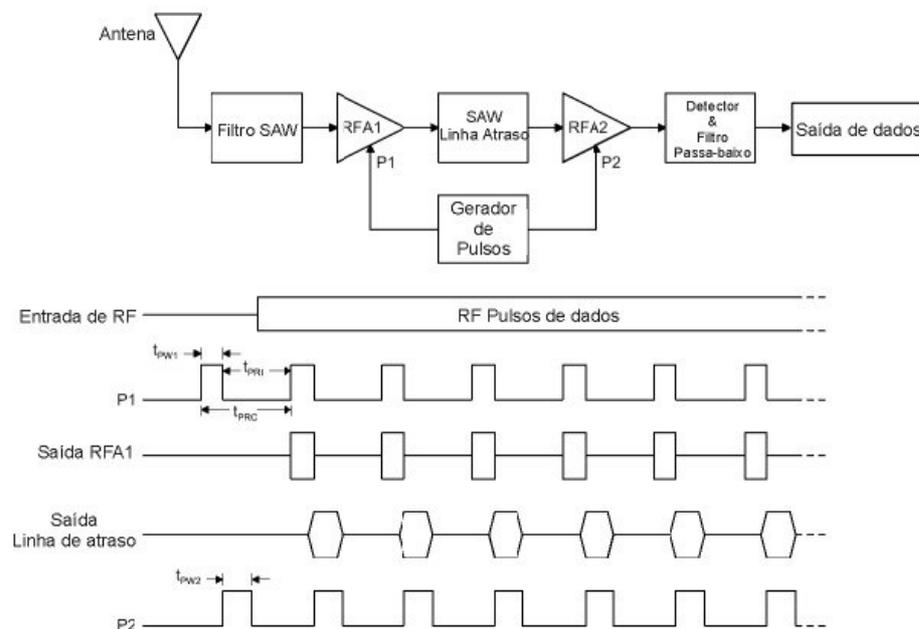


Figura 2. 20 - Sequência temporal dos amplificadores de RF do receptor ASK (Modificado RFM, 1998).

A saída do circuito detector é aplicada a um filtro *gyrator* tipo passa baixo de 3ª ordem com 0,05 graus de *equiripple* e excelente atraso de grupo seguido de um amplificador de banda base (BB).

A saída do amplificador de banda base BB deve ser transformada em um padrão banda base através do circuito *data slicers* que converte o sinal analógico BBOUT em um fluxo de dados. É importante salientar que os dados devem ser codificados em um formato DC-Balanceado tipo Manchester devido ao acoplamento capacitivo C_{BBO} entre os estágios detector e o *data slicer*. Caso contrário em uma seqüência muito longa de '0's ou '1's o circuito *data slicer* não terá condições de reconhecer os bits. O fabricante RFM determina que no máximo podem ocorrer 4 bits do mesmo tipo durante o fluxo de dados.

O circuito *data slicer* é formado por dois circuitos comparadores conforme figura 2.21. O comparador DS1 tem a referência do nível de disparo fixa, definida por hardware. O outro DS2 por um nível variável definido em 6dB abaixo do nível da saída do circuito detector de pico. Os sinais DS1 e DS2 são aplicados a uma porta AND a finalidade desta porta é evitar que flutuações e ruído impulsivos prejudiquem os dados recebidos conforme o exemplo mostrado na figura 2.21.

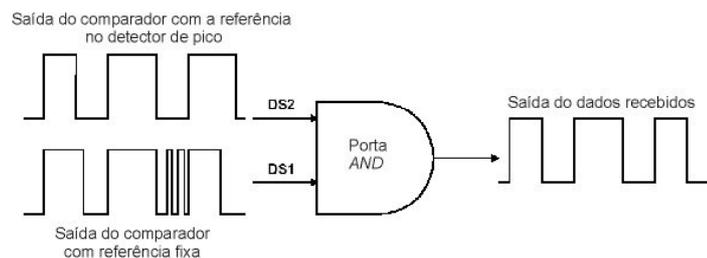


Figura 2. 21 - Combinação dos sinais DS1 e DS2 no circuito data slicer do receptor ASH.

Um resumo das principais características de um transceptor com arquitetura ASH fabricado pela empresa estadunidense RFM modelo TR1000 é mostrado na tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Características elétricas do transceptor TR1000 fabricado pela empresa RFM.

Electrical Characteristics (typical values given for 3.0 Vdc power supply, 25 °C)

Characteristic	Sym	Notes	Minimum	Typical	Maximum	Units
Operating Frequency	f_o		916.30		916.70	MHz
Modulation Type			OOK/ASK			
OOK Data Rate					30	kbps
ASK Data Rate					115.2	kbps
Receiver Performance, High Sensitivity Mode						
Sensitivity, 2.4 kbps, 10-3 BER, AM Test Method		1		-106		dBm
Sensitivity, 2.4 kbps, 10-3 BER, Pulse Test Method		1		-100		dBm
Current, 2.4 kbps ($R_{PR} = 330$ K)		2		3.0		mA
Sensitivity, 19.2 kbps, 10-3 BER, AM Test Method		1		-101		dBm
Sensitivity, 19.2 kbps, 10-3 BER, Pulse Test Method		1		-95		dBm
Current, 19.2 kbps ($R_{PR} = 330$ K)		2		3.1		mA
Sensitivity, 115.2 kbps, 10-3 BER, AM Test Method		1		-97		dBm
Sensitivity, 115.2 kbps, 10-3 BER, Pulse Test Method		1		-91		dBm
Current, 115.2 kbps				3.8		mA
Receiver Performance, Low Current Mode						
Sensitivity, 2.4 kbps, 10-3 BER, AM Test Method		1		-104		dBm
Sensitivity, 2.4 kbps, 10-3 BER, Pulse Test Method		1		-98		dBm
Current, 2.4 kbps ($R_{PR} = 1100$ K)		2		1.8		mA
Receiver Out-of-Band Rejection, $\pm 5\%$ f_o	$R_{\pm 5\%}$	3		80		dB
Receiver Ultimate Rejection	R_{ULT}	3		100		dB
Transmitter Performance						
Peak RF Output Power, 450 μ A TXMOD Current	P_o	2		0		dBm
Peak Current, 450 μ A TXMOD Current	I_{TP}	2		12		mA
2 nd - 4 th Harmonic Outputs		2			-50	dBm
5 th - 10 th Harmonic Outputs		2			-55	dBm
Non-harmonic Spurious Outputs		2			-50	dBm
TX Turn On/Turn Off Times	t_{ON}/t_{OFF}	3			12/6	μ s
ASK Output Rise/Fall Times	t_{TR}/t_{TF}	3			0.1/0.1	μ s
Sleep Mode Current	I_S			0.7		μ s
Power Supply Voltage Range	V_{CC}		2.2		3.7	Vdc
Power Supply Voltage Ripple					10	mV _{P-P}
Ambient Operating Temperature	T_A		-40		85	°C

Fonte: RFM Monolithics Inc.

2.10 Comparação entre modulação OOK/ASK e FSK em sistemas de telemetria.

2.10.1 Introdução

Sistemas de rádio telemetria de radiação restrita são utilizados em aplicações cujas distâncias variam de 1 a 100 metros. Como a utilização de DRR's vem crescendo vertiginosamente a probabilidade de ocorrer interferência entre diversos tipos de serviços que utilizem o espectro de RF vem aumentando dramaticamente nos últimos anos.

Torna-se, portanto cada vez mais importante que estes DRR's sejam capazes de utilizar o mesmo espectro compartilhado por outros DRR's.

Para que seja possível o compartilhamento do espectro de RF os rádios receptores devem ignorar sinais de interferência de co-canal. Logo tais receptores devem exibir como é comumente chamado um alto *capture effect*. Este termo é comumente associado a receptores analógicos de FM e FSK e não com receptores OOK/ASK pela indústria em geral. A indústria acredita que receptores FSK são mais sensíveis do que receptores OOK (ASH, 1998).

Porém quando adequadamente implementado os sistemas utilizando OOK podem superar sistemas FSK em ambas as áreas: sensibilidade e tolerância à interferência de sinais de co-canais (ASH, 1998).

2.10.2 Considerações sobre OOK/FSK

Antes de decidir-se sobre utilizar OOK ou FSK em alguma aplicação de telemetria de radiação restrita deve-se considerar além do parâmetro sensibilidade do receptor e interferência de sinais de co-canais outros fatores. Um bom exemplo é a largura de banda necessária para transmitir dados com modulação OOK versus modulação FSK. No caso de FSK coerente utilizando o critério mínimo para uma boa performance na presença de ruído faz-se necessário 1,5 vezes mais largura de banda do que o necessário para ASK/OOK coerente conforme McDERMOTT (1996) e PEEBLES (1987). Esta consideração é muito importante, pois a modulação FSK ocupa uma banda maior implica que o número de canais diminui em um espectro de RF cada vez mais ocupado.

A simplicidade de um transmissor OOK é sem igual valendo-se de um oscilador estabilizado com SAW e um amplificador de RF que precisa apenas chavear a condição de operação ligado (*on*) e desligado (*off*), sincronizando a portadora com os dados transmitidos. Este resultado tem uma implicação muito importante na redução de aproximadamente 50% do consumo de corrente da bateria na transmissão quando comparado ao consumo de um transmissor FSK. Pois os transmissores FSK utilizam 100% do tempo na transmissão dos dados.

A implementação de um transmissor FSK requer um controle acurado da frequência central e do desvio de frequência necessitando um sintetizador de frequência e um cristal oscilador estabilizado. Em muitas aplicações os DRR's são utilizados sob condições extremas

de variação de temperatura, vibração e choques mecânicos. Sabendo-se que o cristal oscilador é um componente intrinsecamente frágil e sensível a variações de temperaturas é desaconselhado o seu uso em tais tipos de aplicações.

Por outro lado transmissores OOK podem ser implementados em um circuito oscilador local simples utilizando ressonadores SAW. Como o ressonador SAW suporta variações de temperatura e vibração mecânica é elegível para aplicações extremas.

A implementação de um receptor FSK requer também um controle de frequência preciso associado a um sintetizador de frequência e um cristal oscilador. Adicionalmente a demodulação de um sinal transmitido em FSK necessita de uma outra referência de frequência para o circuito discriminador ou *phase locked loop* (PLL). Não é necessário nada disto em receptores OOK.

2.10.3 Sensibilidade de OOK versus FSK.

Sensibilidade ótima para ambos receptores OOK e FSK são obtidas utilizando-se demoduladores coerentes. Isto pode ser obtido, por exemplo, implementando-se um circuito demodulador com PLL para ambos OOK e FSK.

Outra maneira é implementar um demodulador OOK pseudocoerente com pouca ou nenhuma degradação relativa ao modelo clássico de um demodulador coerente. Esta técnica é utilizada nos receptores dos DRR's da empresa RF Monolithics que utiliza a técnica ASH de demodulação sendo um circuito muito mais simples de implementar em relação aos PLL's.

A melhor maneira de comparar a sensibilidade de um rádio receptor ASK/OOK e FSK é olhar a taxa de erro de bit BER versus a relação sinal ruído no sinal de chegada do receptor conforme foi desenvolvido por PEEBLES (1987).

A energia sobre o intervalo de tempo de um bit de dado é:

$$E = \frac{A^2 T_b}{2} \quad (2. 25)$$

onde A é amplitude de um sinal e T_b é o intervalo de tempo de um bit. A energia média de um bit dividida por duas vezes a densidade de ruído do canal N_o é:

$$\varepsilon = \frac{A^2 T_b}{4N_o} \quad (2.26)$$

Desde modo, para sistemas coerentes ASK/OOK e FSK a probabilidade de erro na recepção P_e é:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\varepsilon}{2}} \right) \quad (2.27)$$

onde $\operatorname{erfc}(\)$ é conhecido como função complementar de erro.

A probabilidade de erro na recepção de um sistema não-coerente FSK é:

$$P_e = \frac{1}{2} \exp \left(\frac{-\varepsilon}{2} \right) \quad (2.28)$$

A probabilidade de erro na recepção de um sistema não-coerente ASK é:

$$P_e \approx \frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2\pi\varepsilon}} \right) \right] \exp \left(\frac{-\varepsilon}{2} \right) \quad (2.29)$$

As equações 2.28 e 2.29 estão plotadas no gráfico da figura 2.22.

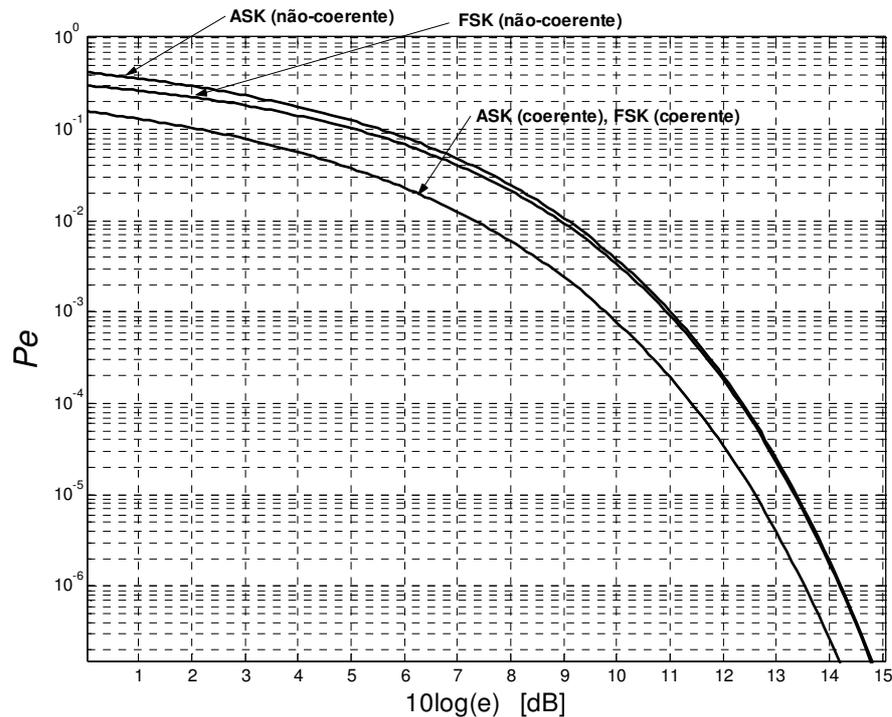


Figura 2. 22 - Probabilidade de erro na recepção P_e versus relação sinal ruído.

Observa-se na figura 2.22 que sistemas não-coerentes FSK é aproximadamente 1 dB pior do que os sistemas coerentes OOK e FSK.

A maioria dos receptores FSK utilizados na indústria são não-coerentes utilizando um discriminador de frequência com um ressonador de baixa frequência como referência. Sendo assim os receptores como os fabricados pela empresa RFM com tecnologia ASH possuem uma probabilidade de erro na recepção menor do que a maioria dos receptores não-coerentes FSK ou igual se comparado ao receptor coerente FSK.

Deste modo conclui-se que não existe vantagem na sensibilidade dos receptores FSK sobre os receptores ASK/OOK com tecnologia ASH sendo que a implementação dos circuitos eletrônicos de rádio enlaces FSK são mais complicadas do que OOK/ASH. Comparando-se o receptor OOK (RFM-ASH) com o receptor FSK observam-se as seguintes diferenças:

1. O circuito eletrônico de transmissores OOK são mais simples do que os FSK.
2. Transmissores OOK consomem 50% menos corrente do que os FSK.
3. Transmissores OOK que utilizam tecnologia SAW são mais robustos possibilitando seu uso sob condições mais extremas de temperatura e vibrações.

4. FSK requer 1,5 vez mais largura de banda se comparado ao OOK.
5. O Circuito eletrônico de receptores OOK/ASH é mais simples do que os FSK.
6. A sensibilidade dos receptores OOK/ASH é igual, ou melhor, dos que os FSK.
7. Implementando adequadamente um receptor OOK pode-se obter um desempenho melhor ou igual na rejeição de interferência de co-canal em relação a um FSK.

No passado, sistemas de rádio enlaces utilizando OOK eram associados a receptores super-regenerativos não-coerentes com um desempenho inferior a receptores super-heteródinos coerentes. Em parte devido à simplicidade dos circuitos OOK iniciais que paralelamente difundiu o seu uso mundialmente como um sistema de baixo custo.

Porém atualmente com a atualização dos antigos receptores super-regenerativos com técnicas mais modernas como a ASH tornou possível implementar sistemas simples e eficientes de rádio enlace com performance igual, ou melhor, do que sistemas que utilizem FSK coerente.

2.11 Reduzindo a potência de RF

Em sistemas de comunicação sem fio uma certa quantidade de potência no sinal RF faz-se necessário para manter o enlace garantido contra falhas conforme a especificação da relação sinal ruído (SNR) do receptor. Contudo em alguns sistemas móveis alimentados por bateria não é possível atingir o nível de potência do sinal desejado, pois é necessário estender o tempo de utilização da bateria e ou não se dispõe de energia suficiente para atingir o nível de potência. Em tais situações reduzir a potência do sinal é a única solução viável para conseguir obter uma comunicação válida.

Uma opção para este caso é implementar um controle de nível de potência do transmissor controlado pelo número de retransmissões solicitadas pelo protocolo *Data Link Layer* (DLL) do tipo ARQ. Quando não estiver ocorrendo pedido de retransmissão é mantida a potência em um nível baixo, porém se forem solicitadas retransmissões aumenta-se à potência do transmissor.

2.11.1 Relação entre potência do sinal e taxa de erro

Em um sistema digital de transmissão de dados os valores “0” e “1” são transmitidos utilizando-se diferentes potência, frequências e fases. Devido ao efeito do ruído do meio e de interferências externas entre o transmissor e o receptor é possível que o sinal transmitido se degrade em relação ao padrão inicial.

A relação entre a potência do sinal e a do ruído S/R também chamada de *Signal to Noise Ratio* (SNR) é um fator que define o sucesso da recepção do sinal.

Para a modulação ASK a taxa média de erro de bit pode ser expressa conforme PEEBLES (1987) pela energia média por bit dividido por duas vezes a densidade de ruído do canal de transmissão ε :

$$\varepsilon = \left(\frac{A^2 T_b}{2} \bullet \frac{1}{2} + 0 \bullet \frac{1}{2} \right) \frac{1}{N_0} = \frac{A^2 T_b}{4N} \quad (2.30)$$

logo;

$$P_{eOOK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_2}{4N_0}} \right] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{A^2 T_b}{8N_0}} \right] \quad (2.31)$$

Escreve-se a probabilidade de erro de recepção em função de (ε) obtém-se:

$$P_{eOOK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\varepsilon}{2}} \right] \quad (2.32)$$

Para comparar a performance de vários sistemas e também servir como referência, estão resumidas na tabela 2.4 as equações da probabilidade de erro na recepção de alguns sistemas de transmissão digital.

As equações são mostradas em função de ε que de acordo com PEEBLES (1987) ε é definido como a energia média por intervalo de símbolo (bit) dividida por duas vezes a densidade de potência do ruído branco do canal $[2(N_0/2)]$. Onde E é a energia no pulso transmitido de duração T_b e amplitude A . O parâmetro ε é adequado na comparação da P_e de sistemas de transmissão banda base e sinais digitais.

Tabela 2.4 – Probabilidade de erro de recepção P_e de vários sistemas (PEEBLES, 1987).

Equações	Sistemas Aplicáveis
$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\varepsilon}]$	PSK, QPSK, OQPSK, MSK
$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\varepsilon)$	DPSK
$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}[\sqrt{\varepsilon/2}]$	ASK(Coerente), FSK(Coerente), CPFSK (Ortogonal)
$P_e = \frac{1}{2} \exp(-\varepsilon/2)$	FSK (não-coerente)
$P_e \approx \frac{1}{2} (1 + (2\pi\varepsilon)^{-1/2}) \exp(-\varepsilon/2)$	ASK (não-coerente)

Na figura 2.23 estão as plotagens referente às equações da tabelas 2.4 fornecendo uma visão geral do conjunto de P_e . Desta figura podei-se observar que teoricamente sistemas com portadora modulada ASK e FSK coerentes são levemente melhores (1dB) do que sistemas com portadora modulada ASK e FSK não-coerentes na vizinhança de $P_e < 10^{-4}$.

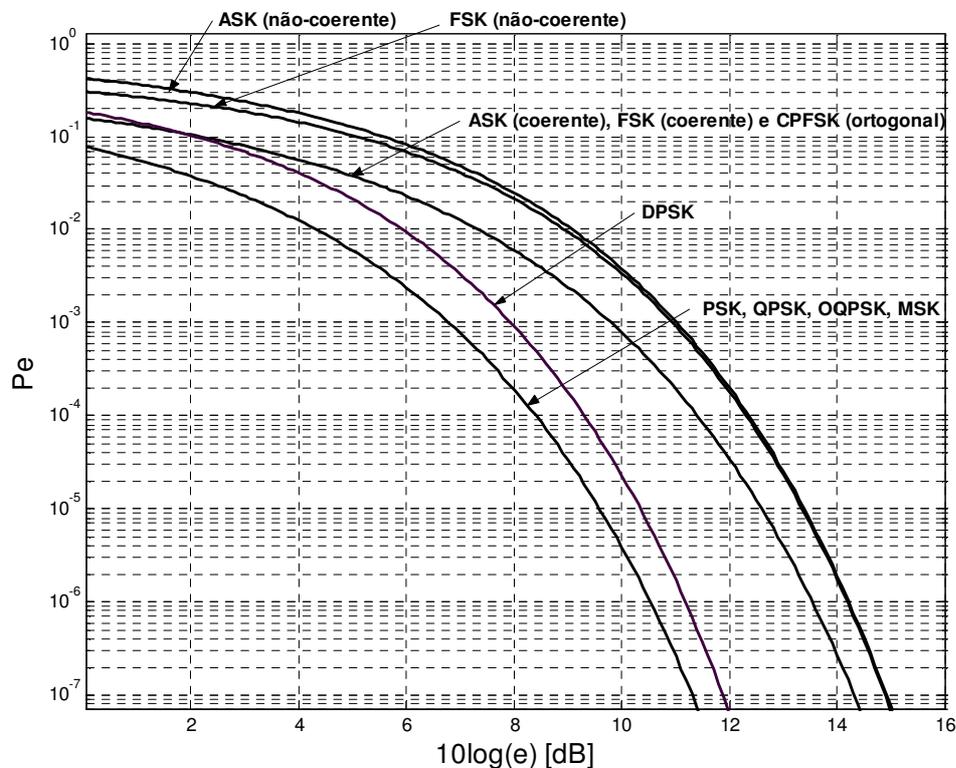


Figura 2.23 - Comparação entre P_e versus $10 \log_{10}(e)$ de diversos sistemas de transmissão digitais.

2.11.2 Relação entre FER e SNR

Supondo que um frame contém n bits, o frame será considerado transmitido corretamente se todos os n bits não forem corrompidos.

Utilizando a taxa de erro de bit (BER) obtemos a seguinte expressão para a taxa de FER (ZHAO, 2002):

$$FER = 1 - (1 - BER)^n \quad (2.33)$$

Um erro de frame acontece a partir da recepção de um bit corrompido e no máximo todos. Uma curva típica de FER versus relação SNR é mostrada na figura 2.24

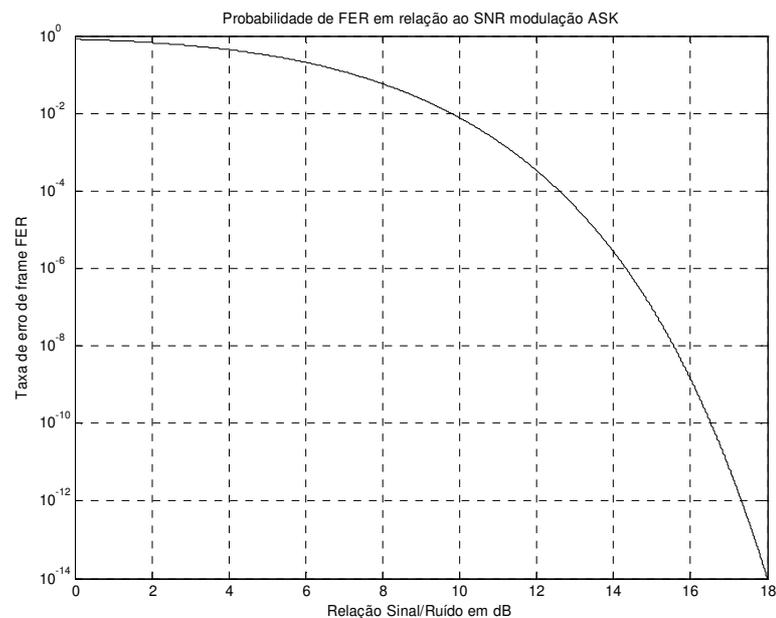


Figura 2. 24 - Exemplo de uma curva FER em função da relação sinal ruído para $n = 10$ bits e modulação ASK.

As curvas BER e FER em função SNR possuem o mesmo aspecto, porém a ordem de grandeza dos valores de FER é maior do que o BER, pois a probabilidade de um frame ser corretamente recebido é bem menor do que um único bit.

2.11.3 O efeito ao diminuir a relação sinal ruído.

Quando se diminui a potência do sinal de RF a taxa de erro aumenta para ambos os casos *bit* ou *frame*. Geralmente diminuindo a potência do sinal de RF ocorre um maior número de retransmissões de *frame*. Se um único bit estiver errado na recepção obrigatoriamente ocorrerá à retransmissão de todo o *frame* resultando em um dispêndio de energia extra e tempo para retransmitir *n bit* de novo devido apenas a um *bit* errado.

Porém existe uma região de fronteira onde a probabilidade de que nem todos os *frames* necessitem serem retransmitidos quando se diminui a potência do sinal de RF obtendo uma diminuição da energia consumida por *frame* transmitido, com a desvantagem inerente do atraso no tempo devido as retransmissões.

Sistemas de transmissão sem fio com protocolo ARQ quando alimentados por bateria podem ter uma taxa efetiva de transferência de dados pequena caracterizando a existência de um tempo de latência no enlace o que permite a implementação da técnica.

A idéia básica é transmitir o *frame* com um nível mais baixo, por exemplo, $\frac{1}{2}$ da potência máxima disponível e quando ocorrer mais do que duas tentativas de retransmissão aumentar a potência de transmissão para o nível máximo disponível.

A análise matemática desta técnica foi realizada e demonstrada por ZHAO (2002) e o gráfico da figura 2.25 apresenta a comparação entre as curvas de FER versus a SNR para os esquemas de máxima e $\frac{1}{2}$ potência.

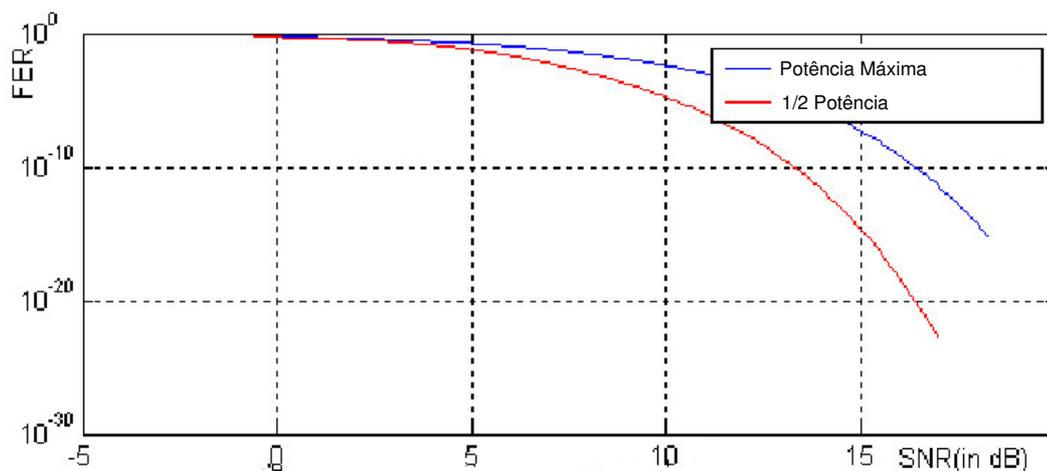


Figura 2. 25 - Comparação entre FER versus relação SNR para os dois esquemas de potência com modulação BPSK (modificado de ZHAO, 2002).

O gráfico da figura 2.25 mostra que a probabilidade do FER é pequena em ambos os esquemas $\frac{1}{2}$ potência e potência máxima, quando a relação sinal ruído é grande o que torna viável a utilização da técnica a fim de diminuir o consumo de potência obtendo uma economia no consumo da bateria de alimentação.

As simulações realizadas por (ZHAO, 2002) demonstraram que a economia obtida utilizando o esquema de modulação BPSK com $\frac{1}{2}$ potência de transmissão é 58,2% mais econômico em relação ao esquema de potência máxima. Considerando apenas o gasto de energia na transmissão do *frame* e não considerando o restante do circuito eletrônico.

2.12 Controle de erros usando protocolo ARQ E FEC

O desempenho na transmissão em um enlace sem fio pode ser melhorado pelo uso de métodos de controle de erro. Duas classes de controle de erro são mais comuns: ARQ e FEC (*Forward Error Correction*).

2.12.1 Protocolo ARQ para sistemas sem fio

Protocolos ARQ também são usados para transferência de dados de forma confiável em comunicações sem fio. O transmissor envia um pacote que consiste em bits de carga e um código para detecção de erro. O receptor verifica a integridade dos dados e uma notificação (ACK) deve ser devolvida ao transmissor. A figura 2.26 mostra os três esquemas básicos de protocolos ARQ que podem ser utilizados: pare e espere, volte a N e retransmissão seletiva (LIN, 1984).

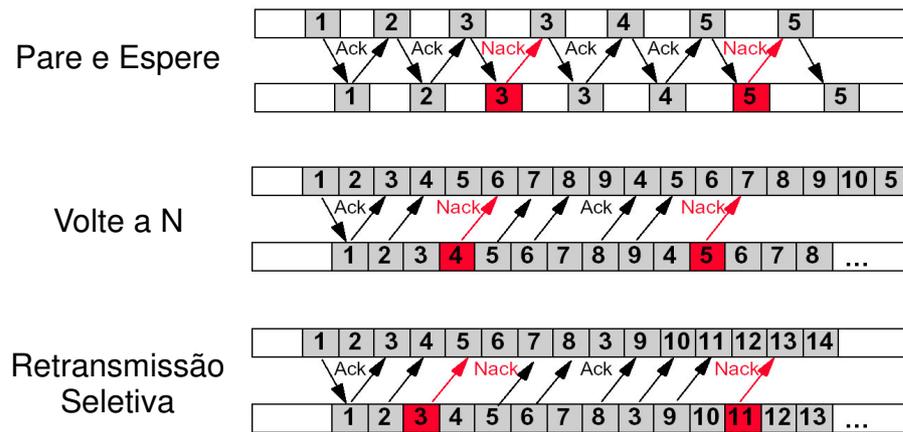


Figura 2. 26 - Esquema utilizado pelo protocolo ARQ pare e espere.

O esquema ARQ pare e espere da figura 2.26 tem a vantagem de relativa simplicidade para o tratamento analítico, pode ser implementado no modo *half-duplex*. A figura 2.27 mostra como calcular a eficiência do protocolo ARQ pare e espere.

- Seja S = o tempo total entre a transmissão de um pacote e a recepção de seu ACK.
- D_{TP} = tempo de transmissão do pacote

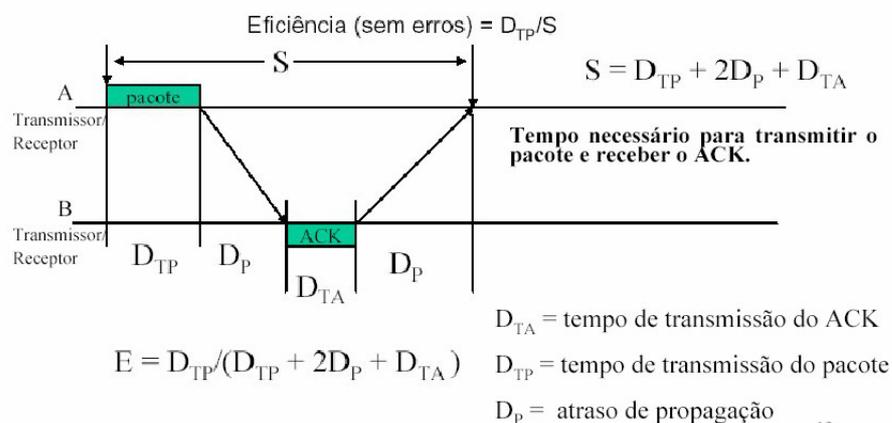


Figura 2. 27 - Cálculo da eficiência do protocolo ARQ pare e espere.

O ARQ volte a N é apontado como um protocolo mais simples, pois o receptor não interfere nas células transmitidas, enquanto no de retransmissão seletiva a possibilidade de recebimento fora da ordem obriga o receptor a manter um *buffer* para garantir o seqüenciamento correto das células.

Por outro lado, o volte a N é mais sensível em relação à taxa de erro que a retransmissão seletiva, porque a retransmissão da janela inteira é causada por um único pacote com erro.

Muito comum tem sido a combinação do ARQ com outros esquemas para controle de erro em canais sem fio. De uma maneira geral, o ARQ trabalha bem quando a taxa de erro é baixa, caso contrário o desempenho do ARQ sozinho como solução para enlace sem fio deixa a desejar, pois requer uma grande quantidade de largura de banda por causa das retransmissões.

2.12.2 FEC para sistemas de comunicação sem fio

Uma forma de melhorar a qualidade do canal é alocando bits excedentes para corrigir ou detectar o máximo de erros no receptor, técnica comumente referenciada como FEC, mantendo um compromisso com a eficiência da comunicação.

Uma codificação de bloco atribui a cada bloco de k bits de informação uma palavra de código com n bits, $n > k$. Um código assim formado é descrito na literatura como código de bloco (n,k) . A relação entre o número de bits de informação e o número de bits da palavra código correspondente, k/n , é denominada taxa do código. De maneira geral, quanto menor for a taxa de um código, maior será a sua capacidade de detecção e correção de erros, devendo neste último caso, ser considerada a introdução de um *overhead* devido aos bits extras alocados.

Nos códigos convolucionais, uma seqüência contínua de bits de informação com tamanho variável é mapeada em uma outra seqüência contínua de bits codificados. Um codificador convolucional é dito com memória, pois um determinado bit codificado depende de um ou mais bits de informação anteriores combinados linearmente.

Códigos mais eficientes são necessários para lidar com os erros em rajadas, comuns na comunicação sem fio. Hoje, em vários destes sistemas são utilizados, por exemplo, codificações em cascata que podem conter somente codificadores de bloco, de bloco e convolucionais ou somente convolucionais – são os códigos concatenados.

Destaque é dado aos códigos de bloco lineares BCH (n,k) (PRETZEL, 1992). Essa classe de código é proposta para correção de erros em comunicação sem fio de um modo geral. Técnicas de codificação fixa no pacote não levam em conta que as estatísticas de erro em um canal sem fio de uma maneira geral variam muito com o tempo. Por esta razão,

(CHEN, 1999) indica o uso de uma cadeia de Markov para obter uma previsão do comportamento futuro do canal. Caso ocorram altas incidências de erro, um código BCH (n,k) de tamanho maior (capaz de corrigir mais erros) pode ser usado.

Uma adequação entre a taxa de codificação e a alocação eficiente de largura de banda para a transmissão sem fio é o que se vem tentando obter na maioria dos trabalhos que apontam FEC como solução. Entretanto, para o caso de canais que não possuem grande largura de banda, como é o caso de determinados enlaces sem fio, FEC não é o mais indicado. Seu uso pode trazer o benefício de detectar e corrigir um número limitado de bits, mas o prejuízo em termos de banda pode ser considerável.

2.12.3 Esquemas híbridos para sistemas sem fio

Os esquemas híbridos são classificados em tipos I e II (JOE, 2000). Em esquemas do tipo I, cada pacote inclui códigos fixos para correção e detecção de erros. No receptor, o FEC tenta primeiro corrigir os erros. Se um padrão impossível de corrigir é detectado, o receptor então solicita uma retransmissão usando ARQ. O esquema híbrido tipo II é baseado na idéia de codificação adaptativa. Uma taxa de codificação alta é usada (somente para detecção de erro, por exemplo) quando as condições são boas. Após um determinado número de retransmissões do pacote, bits extras são enviados junto ao pacote (com capacidade de correção) para produzir uma taxa de codificação baixa.

No esquema híbrido proposto por JOE, (2000), é adotada, além de um novo protocolo ARQ, uma taxa de codificação adaptativa, que adiciona redundância incremental através de um código FEC concatenado. O objetivo dele foi avaliar o desempenho deste esquema adaptativo híbrido em redes sem fio.

No estudo do retardo fim-a-fim para transmissão usando sistemas ARQ e FEC foi considerado um esquema híbrido simples onde utiliza-se ARQ a maior parte do tempo e FEC somente quando a qualidade do canal é muito ruim (BONATTI, 2001). Dada uma comparação no desempenho entre ARQ e FEC mostrando que em ambientes não adaptativos, o FEC somente tem melhor desempenho que o ARQ quando a qualidade do canal é muito pobre (10^{-2}). Mas quando se trata de um sistema com capacidade adaptativa, o FEC mostrou-se tão bom quanto, ou melhor, que ARQ para praticamente toda a faixa de BER avaliada (10^{-5} – 10^{-2}).

3 O ESTADO DA ARTE DE EQUIPAMENTOS DE RADIAÇÃO RESTRITA

3.1 Introdução

Este capítulo visa mostrar uma visão revisão geral das técnicas e equipamentos mais modernos utilizadas em sistemas de biotelemetria digital de curta distância e baixa potência. Foi realizado um breve relato dos trabalhos pioneiros nesta área para fins de referência histórica e na seqüência o estado da arte na atualidade relacionado a este assunto.

3.2 Definição de biotelemetria

O termo telemetria tem sua origem de duas palavras gregas que são *telistos* (à distância) e *metros* (medida). Telemetria é definida como a técnica de medir a distância ou adquirir dados a distância. Utiliza-se a telemetria para adquirir grandezas físicas, biológicas ou ambientais. Telemetria é utilizada para adquirir dados a alguma distância podendo ser um local de difícil acesso ou um local que põem em risco a vida.

Biotelemetria é a medida a distância de dados biológicos relevantes incluídos dados comportamentais, fisiológicos e ambientais.

3.2.1 Um breve histórico

De acordo com WOOTTON (1998) o conceito de biotelemetria foi utilizado pela primeira vez nos Estados Unidos em Abril de 1924 na edição da revista *Radio News*. Em 1951 foi realizada a primeira demonstração de biotelemetria a longa distância que atravessou o estado de Nova York no evento chamado *New York Word's*.

No ano de 1957 a antiga União Soviética lançava ao espaço a missão *Sputnik III* realizando pela primeira vez biotelemetria espacial monitorando os sinais fisiológicos de uma cachorra chamada Laika durante o período que orbitou a Terra.

Posteriormente no início da década de 1960 a empresa *Spacelabs Medical* desenvolveu para a NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) o primeiro sistema de

biotelemetria para monitorar sinais fisiológicos de astronautas durante os vôos espaciais. Devido à importância da biotelemetria como fator de segurança durante os vôos espaciais surgiu dentro da NASA uma linha de pesquisa chamada de Telemedicina que é uma expansão do conceito de biotelemetria.

Os primeiros trabalhos em telemedicina foram realizados por Furman e associados utilizando o telefone para transmitir informações de marca-passo cardíaco no início da década de 1970.

Cabe salientar que os campos de aplicação de biotelemetria são muito variados como:

- Monitoramento de deslocamentos e sinais fisiológicos de animais em ambiente selvagem.
- Monitoramento de parâmetros do ambiente como: índice pluviométrico, níveis de poluição do ar, água e solo.
- Biotelemetria Espacial.
- Biotelemetria de pilotos de automobilismo e atletas esportivos.
- Telemedicina.
- Monitoramento de sinais fisiológico em ambientes restritos e fechados.

Este último item será a ênfase deste trabalho.

3.2.2 Uma visão do estado da arte em sistemas de biotelemetria digital em 1966

Um sistema precursor de biotelemetria portátil utilizando a técnica de comunicação digital foi desenvolvido por BOTSCH (1966) para as forças armadas estadunidenses. O objetivo era estudar a evolução do desgaste físico nos soldados através da monitoração dos sinais fisiológicos humanos sob condições de esforço físico intenso durante realizações de manobras de treinamento militar.

O sistema era capaz de medir e digitalizar em 8 bits grandezas fisiológicas como a temperatura da superfície da pele (-5°C a 50°C), temperatura corporal (33°C a 41°C), pulsação (40 a 220 pulsações / min) e ciclos respiratórios (20 a 120 ciclos respiratórios / min) funcionando sob condições extremas de temperatura entre -40°C a $+60^{\circ}\text{C}$.

A técnica de modulação utilizada foi BFSK do tipo tudo ou nada onde a presença de um tom de pulso com duração de 5ms e intervalo de 10ms corresponde a 1 digital e 0 a ausência do tom de pulso. A frequência da portadora era controlada por um cristal oscilador na faixa de 26 a 33MHz com banda de 10kHz.

A potência de RF na saída era de 1W. Com peso total de aproximadamente 4,5kg incluindo bateria recarregável (com autonomia de 4 horas) e antena e as dimensões finais do equipamento de 228x228x101mm. O alcance máximo de utilização era de aproximado de 800m.

Os dados fisiológicos adquiridos de cada canal eram transmitidos serialmente seguindo um protocolo com um *start* bit, quatro bits de dados um *stop* bit com paridade e um bit de *flag*, seguido de um intervalo de 60ms sem portadora e em seguida na sequência os últimos 4 bits do respectivo canal no mesmo formato, porém sem o bit de *flag*.

O receptor foi projetado com capacidade de gerenciar e multiplexar mais de uma unidade portátil através de um protocolo codificado digitalmente conseguindo trabalhar com até 10 unidades portáteis multiplexadas no tempo. O armazenamento era realizado através do uso de fitas perfuradas.

3.3 Tecnologias utilizadas em de Biotelemetria de radiação restrita

3.3.1 Definição de equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita

Conforme a ANATEL (RESOLUÇÃO No 365, DE 10 DE MAIO DE 2004) equipamento de radiocomunicação de radiação restrita é um termo genérico aplicado a equipamento, aparelho ou dispositivo que utilize radiofrequência para aplicações diversas em que a correspondente emissão produza campo eletromagnético com intensidade dentro dos limites estabelecidos. Eventualmente, pode estar especificado um valor de potência máxima de transmissão ou de densidade de potência máxima em lugar da intensidade de campo.

As estações de radiocomunicação, correspondentes a equipamentos de radiação restrita caracterizados por este regulamento, estão isentas de licenciamento para instalação e funcionamento e operam em caráter secundário, isto é, não têm direito à proteção contra interferências prejudiciais provenientes de qualquer outra estação de radiocomunicação nem

podem causar interferência em qualquer sistema operando em caráter primário. O equipamento de radiação restrita, que vier a causar interferência prejudicial em qualquer sistema operando em caráter primário, deve ter o seu funcionamento interrompido imediatamente até a remoção da causa da interferência.

Os limites de intensidade de campo médio, medido a uma distância de 3 metros, de um equipamento de radiação restrita operando nas faixas de 902-907,5 MHz, 915-928 MHz, 2400-2483,5 MHz, 5725-5875 MHz e 24,00-24,25 GHz (bandas ISM – *Industrial, Scientific and Medical*) não devem exceder ao especificado na tabela 3.1. A intensidade de campo de pico de qualquer emissão não deve exceder o valor médio especificado por mais de 20 dB. As emissões fora das faixas de frequências especificadas, exceto harmônicos, devem estar atenuadas por, no mínimo, 50 dB do nível da fundamental. .

Tabela 3. 1 Limites de intensidade de campo médio, medido a 3 metros de distância de um equipamento de radiação restrita

Frequência Fundamental	Intensidade de Campo da Frequência Fundamental (milivolt por metro)	Intensidade de Campo de Harmônicos (microvolt por metro)
902-907,5 MHz	50	500
915-928 MHz	50	500
2400-2483,5 MHz	50	500
5725-5875 MHz	50	500
24,00-24,25 GHz	250	2500

Fonte Anatel, 2004.

Existem diversos tipos de equipamentos de radiação restritas no mercado a ênfase principal deste trabalho será dada aos dispositivos de Telemedição Biomédica, os quais são usados para transmitir medidas de fenômenos biomédicos humanos ou animais para um receptor, dentro de uma área restrita também chamados de equipamentos de biotelemetria.

3.3.2 Estado da arte em equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita.

De acordo com GUTIERREZ (2001) um dos motivos que impulsionou nos últimos anos o mercado de equipamentos de radiocomunicação de radiação restrita (ambientes fechados), foi o aumento da demanda por sistemas de segurança residenciais e automotivos que utilizam RF. Este aumento na demanda motivou a indústria eletrônica a utilizar tecnologias mais modernas de radiocomunicação digital, oferecendo soluções integradas mais confiáveis e ao mesmo com um menor custo.

Outro motivo foi o aumento na demanda de aplicações de redes locais sem fio do tipo: *Wireless Personal Area Network* (WPAN) e *Wireless Local Area Network* (WLAN) substituindo as conexões que utilizam fios ou cabos entre os equipamentos de informática do tipo: Laptop's, PC's e impressoras em ambientes fechados cobrindo distâncias que podem variar de poucos metros chegando a 100 metros, conforme mostra a figura 3.1.

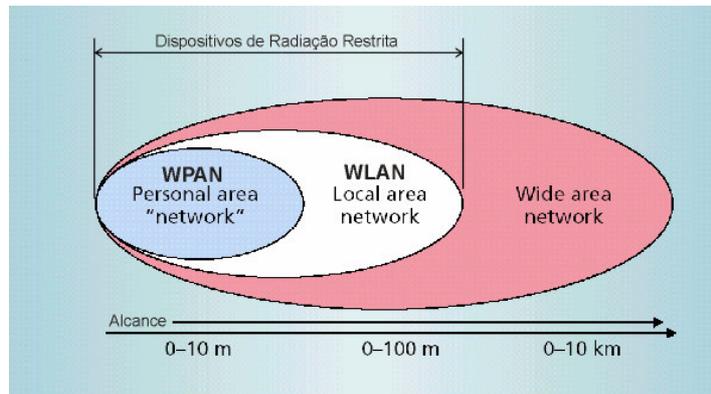


Figura 3. 1 - Sistemas de radiocomunicação de radiação restrita na faixa de até 100m. Permite conexão a redes com fio tipo Internet possibilitando ligações a longa distância (modificado de LEEPER, 2001).

Conforme observou GASCH (2001), está ocorrendo uma migração dos antigos sistemas de biotelemetria para o campo das redes locais sem fio. As grandes empresas estadunidenses que desenvolvem sistemas de biotelemetria estão incorporando cada vez mais tecnologias WLAN e WPAN em seus novos equipamentos.

Motivados pela alta confiabilidade produzida pelas técnicas utilizadas na transmissão e recepção de dados digitais por radiofrequência em ambientes de área restrita. E a possibilidade de desenvolver sistemas flexíveis que funcionam isoladamente ou formando redes locais de biotelemetria em ambientes hospitalares com capacidade de interligar-se a Internet ou outros tipos de redes locais via cabo.

Esta tendência em implantar redes WLAN e WPAN de biotelemetria nos principais centros hospitalares dos Estados Unidos e Europa é considerada como uma evolução dos antigos sistemas de biotelemetria ponto-a-ponto e ponto-multiponto. Isto deve-se em parte ao crescimento de aplicações na área de Telemedicina.

Conforme GASCH (2001) o número de hospitais, clínicas e centros de estudos que utilizam monitoração de sinais fisiológicos através de sistemas de rádio telemetria médica vem crescendo nos EUA e Europa nos últimos anos. Visando melhorar a qualidade destes serviços e reduzir custos no cuidado com os pacientes o uso de *Wireless Medical Telemetry Service* (WMTS) utilizando redes locais sem fio WPAN/WLAN vem crescendo, uma vez que

permite mobilidade, flexibilidade e rapidez em monitorações móveis. O atual estado da arte em sistemas de rádio telemetria médica possuem a seguintes vantagens:

- O uso de biotelemetria permite através de um equipamento transmissor de pequeno porte e um receptor medir vários tipos de parâmetros fisiológicos como ECG, EEG, SpO₂, pulsação, respiração, pressão sanguínea com mobilidade e conforto ao paciente.
- Pode mostrar no próprio equipamento as formas de ondas dos sinais vitais e ainda ser utilizado como um localizador de paciente.
- Permite aos profissionais de saúde envolvidos visualizar com confiabilidade e em tempo real as informações monitoradas.
- WLAN/WPANs são significativamente mais rápidas de serem instaladas do que sistemas tradicionais de telemetria permitindo uma maior flexibilidade.

A grande desvantagem está no custo de um sistema de biotelemetria que utilize rede WLAN, dependendo da complexidade pode ser relativamente alto. Porém o mercado vem sinalizado com a queda nos preços à medida que a demanda aumenta.

3.3.2.1 Tecnologias WPAN

A tecnologia de rede local sem fio utilizada em equipamentos de radiação restrita em ambientes fechados e de curta distância está dividida em duas grandes categorias de aplicações: WPAN e WLAN. A figura 3.2 mostra uma visão geral dos padrões existente na norma IEEE 802 (LEEPER, 2001; ZHENG, 2004).

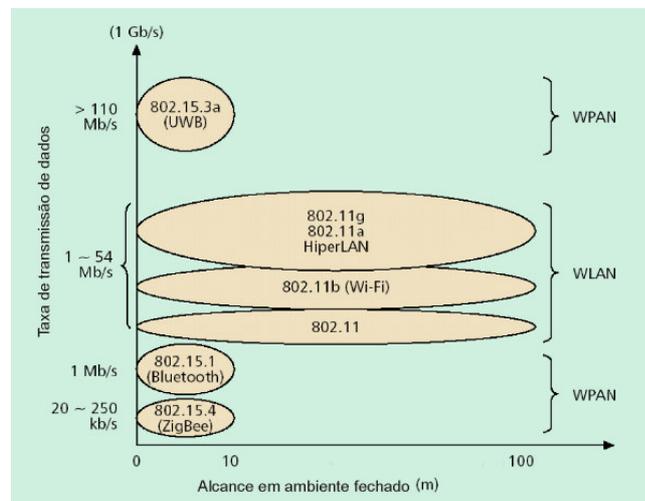


Figura 3. 2 Espaço de operação de alguns de padrões de WLAN e WPAN (modificado de ZHENG, 2004).

Conforme GUTIERREZ (2001) foi criado um grupo de trabalho chamado de *IEEE 802 Working Group 15* com objetivo de desenvolver um conjunto de normas para aplicações envolvendo redes locais sem fio para áreas restritas comumente chamado de WPAN.

Wireless PAN é uma tecnologia que enfatiza o baixo custo e o baixo consumo de potência, geralmente as custas de um menor alcance e taxa de transmissão de dados. Sua aplicação é dedicada tipicamente a ambientes fechados e curta distância focando principalmente um *Personal Operation Space* (POS) que se estende até um raio de 10m envolvendo pessoas ou objetos em movimento ou estacionados visando substituir principalmente conexões via cabo entre portas seriais, paralelas e USB's.

Conforme LEEPER (2001) existem dois padrões em tecnologia de WPAN. O padrão *Zigbee* definido como *Low-Rate Wireless Personal Area Network* (LR-WPAN) e segue a norma IEEE 802.15.4 e o padrão *Bluetooth* versão 1.1 incorporado à norma IEEE 802.15.1 aprovada em 15 de abril de 2002.

As principais características técnicas utilizadas no padrão *Bluetooth* IEEE802.15.1 conforme SHEPHERD (2001) são:

- Permite transmitir picos de dados a uma taxa de 433.9kbps na forma simétrica e 723.2kbps na forma assimétrica.
- Permite transmitir voz a 64 kbps com 1,2 ou 3 conexões.
- Alcance 10 metros.
- Utiliza a faixa do espectro de 2,4000-2,4835GHz (ISM) operando com 79 canais utilizando a tecnologia de espalhamento espectral no sistema de salto de frequência com espaçamento entre canais de 1MHz. A taxa de saltos é de 1600 hops/s e a seqüência de saltos é diferente para cada *piconet*.
- Pode ser configurado no modo ponto-a-ponto ou ponto-multiponto.
- A modulação utilizada é a GFSK (*Gaussian filtered Frequency Shift Keying*) com um produto banda passante - tempo $BT = 0,5$ e índice de modulação de 0,28-0,35. A taxa de modulação de bit é de 1Mbit/s. Existe também uma versão mais nova de 10Mbit/s conhecida como radio2.
- Pode utilizar três níveis de potência de transmissão: classe1 (100mW – 20dBm), classe2 (2,5mW – 4dBm) e classe3 (1mW – 0dBm)
- Sensibilidade mínima do receptor de -70 dBm.

O segundo padrão em WPAN começou a ser definido julho de 2000 a partir de um novo grupo de trabalho da IEEE802 cuja finalidade é definir o padrão chamado de *ZigBee Low-Rate Wireless Personal Area Network* (LR-WPAN) ou padrão IEEE 802.15.4.

As aplicações características de LR-WPAN são as seguintes: baixo custo, baixíssimo consumo de potência, curta distância e taxa de transmissão máxima de 250kbps com grandes períodos de latência.

A norma ainda está em fase de estudo a fim de ser homologada (ZHENG, 2004). Conforme GUTIERREZ (2001) as principais características técnicas são:

- Taxa de transmissão de 250kps e 20kbps.
- Utiliza a banda de 2,4GHz e transmite 250kbs com codificação 16-ary ortogonal e modulação MSK com 2Mchips/s.
- Pode ser configurado para operar no modo ponto-a-ponto o ponto-multiponto.
- Suporta dispositivo com alta latência.
- Baixíssimo consumo de potência elétrica.
- 16 canais na banda 2,4GHz (ISM), 10 canais na banda 915MHz (ISM) e um canal na banda européia de 868MHz.
- *Duty-Cycle* extremamente baixo (<0,1%).
- Nas bandas 868MHz/915MHz utiliza espalhamento espectral com codificação diferencial código 15chip *m-sequence* e modulação BPSK com 0.3Mchips/s.

3.3.2.2 Tecnologias WLAN

Em aplicações de telemetria médica que vão desde áreas restritas até as de longa distância utiliza-se atualmente WLANs com tecnologia de espalhamento espectral (*Spread Spectrum*), pois estes sistemas possuem ótima rejeição a interferências provocadas por ruído resultando em um sistema de comunicação resistente a interferências.

Esta técnica de modulação foi inicialmente desenvolvida no final da 2ª Guerra Mundial e trata-se de uma tecnologia na qual a energia média do sinal transmitido é espalhada sobre uma largura de faixa muito maior do que a largura de faixa que contém a informação.

Os sistemas que empregam tal tecnologia compensam o uso de uma maior largura de faixa de transmissão com uma menor densidade espectral de potência, bem como uma melhora na rejeição aos sinais interferentes de outros sistemas operando na mesma faixa de frequências.

Esta técnica de modulação digital pode ser implementada de duas maneiras:

1. Seqüência direta (*Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS*)
2. Salto em Freqüência (*Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS*)

Seqüência Direta é a técnica na qual se combina a informação do sinal, que normalmente é digital, com uma seqüência binária de maior velocidade, cuja combinação resultante é então usada para modular a portadora de rádio freqüência. O código binário – uma seqüência de bits pseudoaleatória de comprimento fixo que é reciclada continuamente pelo sistema – domina a função de modulação, sendo a causa direta do espalhamento do sinal transmitido (ANATEL, 2004).

Salto em freqüência é a técnica na qual a energia é espalhada mudando a freqüência central de transmissão várias vezes por segundo, de acordo com uma seqüência de canais gerada de forma pseudoaleatória. Essa mesma seqüência é usada repetidamente, de forma que o transmissor recicla continuamente a mesma série de mudanças de canais (ANATEL, 2004).

Ambas as técnicas de espalhamento espectral são utilizadas em WLANs para aplicações de telemetria médica por terem alta confiabilidade. Atualmente, conforme GASCH (2001), os maiores fabricantes de sistemas de biotelemetria estão optando por esta técnica de modulação.

O *Institute Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) desenvolveu um padrão aberto para sistemas de comunicação sem fio de duas vias denominado de IEEE 802.11 ratificado em junho de 1997. As especificações da IEEE 802.11 eram inicialmente uma extensão do padrão 802.3 das LANs que utilizam fios como meio e protocolo Ethernet.

O protocolo IEEE 802.11 define três camadas físicas são elas: Espalhamento Espectral através de Seqüência Direta e Salto em Freqüência (utilizando a banda de 2,4GHz – ISM) e infravermelho.

As principais vantagens do padrão IEEE 802.11 são:

- Comunicação entre os equipamentos de telemetria médica e outros dispositivos *wireless* usando um *bidirecional access point* (AP).
- Uma WLAN - IEEE 802.11 suporta um grande número de dispositivos móveis tais como: monitores portáteis, computadores portáteis, *wireless LAN Pager*, *wireless personal digital assistants* (PDA) do tipo *Palm Pilots*, conexão entre telefones e Internet e ainda pode interligar-se com redes do tipo LAN - IEEE 802.3 com o meio físico tipo fio.
- O número de dispositivos conectados é limitado apenas pela infra-estrutura dos APs.

- A norma IEEE 802.11 garante que dispositivos de outros fabricantes podem coexistir na mesma rede. Isto permite que a estrutura da rede *wireless* possa ser utilizada para múltiplas aplicações a partir de múltiplos fabricantes.
- A propagação característica de 2,4 GHz é adequada para ambientes fechados. Utilizando sinal de baixa potência com tecnologia de espalhamento espectral torna-se apta a propagar-se em ambientes fechados.
- Pode ser instalada desde um simples laboratório, uma rede cobrindo vários andares podendo cobrir um centro hospitalar completo.
- Padrão IEEE 802.11 especifica dois tipos de modulação por espalhamento de frequência: Seqüência Direta podendo transmitir até 1Mbps e Salto em Frequência podendo transmitir até 2Mbps
- O padrão IEEE 802.11b inclui a taxas de transmissão máxima de 5,5Mbps e 11Mbps utilizando Seqüência Direta.
- O padrão IEEE 802.11a (setembro de 1999) definiu um padrão de alta velocidade (até 54Mbps) na banda de 5725-5875MHz utilizando a tecnologia de modulação *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM). A modulação OFDM é superior a DSSS em termos de resistência aos efeitos da propagação multi-percurso.

Um exemplo de implementação de sistema de rádio biotelemetria utilizando tecnologia WLAN foi desenvolvido por ROLLINS (2000). A finalidade do sistema é adquirir sinais cardíacos para um estudo de arritmias em animais por períodos longos e contínuos. O sistema é constituído de uma unidade implantada, conectada por cinco fios que atravessam a pele a uma unidade transmissora móvel colocada no dorso do animal em estudo. A unidade de recepção é fixa (*Access Point*) interligada a rede local LAN. Uma estação de trabalho SUN localizada no laboratório está conectada a LAN e recebe, armazena e interpreta os dados adquiridos.

3.3.2.3 Mudanças no espectro de RF destinadas às aplicações de biotelemetria

O espectro de RF vem sofrendo vários remanejamentos e atualizações na alocação de frequência nos últimos anos. Em parte devido ao crescimento da telefonia celular. Da mesma forma as bandas utilizadas em aplicações de biotelemetria também estão sendo modificadas sendo importante saber quais as opções mais modernas que estão disponíveis no espectro.

O crescimento da demanda por sistemas de biotelemetria nos últimos anos vem ocorrendo devido às necessidades de melhorar o atendimento aos pacientes hospitalizados e diminuir custos em recursos humanos especializados.

À medida que o tempo foi passando a demanda por sistemas de biotelemetria foi aumentando possibilitando um crescimento gradativo da área de Telemedicina. Inicialmente os sistemas unidirecionais de rádio biotelemetria eram implementados apenas em caráter secundário, ou seja, não tinham direito à proteção contra interferências prejudiciais provenientes de qualquer outra estação de radiocomunicação nem podem causar interferência em qualquer sistema operando em caráter primários, utilizavam as seguintes faixas de RF:

- VHF – canais de televisão 7 a 13 (174-216MHz). Inicialmente os sistemas de biotelemetria ocupavam os canais vagos com a licença do órgão regulador. Porém, com o início das operações dos canais digitais de televisão os canais que antes estavam vagos foram sendo ocupados criando forte interferência sobre os sistemas de biotelemetria. Estes sistemas de biotelemetria estão sendo descontinuados gradativamente.
- UHF – canais de televisão 14 a 46 (470-668MHz). Estes canais sofrem o mesmo problema de lotação do espectro e interferência.
- UHF – Sistemas moveis Privados (450-470MHz). Esta faixa é utilizada também pela polícia, bombeiros, rádio-táxi e rádios do tipo *walkie-talkies*. Estes sistemas podem operar com potências elevadas podendo criar interferências em sistemas de biotelemetria.

Até o ano de 2000 os sistemas de biotelemetria operavam apenas em caráter secundário. Porém, devido ao acidente ocorrido nos Estados Unidos em fevereiro de 1998 no *Baylor Medical Center* em Dallas estado do Texas, onde a interferência provocada durante um teste autorizado de um novo canal de televisão digital de alta definição (*High-definition television* HDTV), interrompeu 50% do sistema de biotelemetria local. A partir desse acidente foi então criada uma comissão reunindo a *Federal Communications Commission* (FCC) e *American Hospital Association* (AHA) para solucionar o problema.

Com o remanejamento do espectro de RF ocorrido no ano de 2000 (FCC 8 de junho de 2000) nos Estados Unidos os sistemas estão sendo obrigados a migrar para as bandas que permitem o uso de sistemas de biotelemetria.

São elegíveis para estas aplicações:

- O canal 37 UHF (608-614MHz) denominado de *Wireless Medical Telemetry Service* (WMTS) em caráter primário ou co-primário com serviços de rádio astronomia devendo ser licenciado pela agência reguladora dos sistemas de telecomunicações no Brasil a Anatel.
- E as bandas de ISM (*Industrial, Scientific e Medical aplicação*) nas frequências de 902 a 928MHz, 2400 a 2483,5MHz, 5725 a 5875MHz e 24,00 a 24,25GHz porém estas em caráter secundário.

De acordo com GASCH (2001) existem nos Estados Unidos aproximadamente 125000 canais de telemetria instalados o qual 85% a 90% devem ser remanejados. Deve-se interrogar qual banda de frequência optar, certamente é uma decisão complexa envolvendo vários parâmetros a serem analisados a fim de garantir que o sistema não fique obsoleto em menos de 10 anos.

GASCH (2001) observou que os quatro maiores fabricantes de sistemas de telemetria optaram inicialmente por utilizar a banda WMTS (608-614MHz) nos equipamentos portáteis que realizam a aquisição dos parâmetros fisiológicos juntos aos pacientes e a banda de ISM para redes locais sem fio WLAN/WPAN entre os equipamentos tipo monitores portáteis. Esta solução, porém requer duas enormes e diferentes infra-estruturas que incluem muitas antenas, *splitters* e amplificadores conectados a um grupo centralizado de receptores sendo um para cada transmissor.

Observa-se também uma tendência cada vez maior no uso da banda ISM de 2,4 GHz cuja infra-estrutura é muito mais simples e permite o uso de AP's podendo conectar-se após a uma LAN. A banda de 2,4GHz - ISM está sendo considerada uma das melhores opções para aplicações de biotelemetria motivo pelo o qual vários fabricantes estão optando em migrar para esta banda GASCH (2001). Trata-se de uma banda alocada no mundo inteiro conforme a *Internacional Telecommunications Unions* (ITU) em caráter secundário com largura de banda de 83MHz. Sabendo que quanto maior a banda de RF disponível melhor é o desempenho da técnica de modulação por espalhamento de frequência este motivo tem levado muitos fabricantes a migrar para esta banda ao invés da banda WMTS cuja largura máxima é de 14MHz.

A outra vantagem é que na banda ISM o recurso de transmissão de voz/imagem é permitido ao contrário da banda WMTS.

3.4 Comparação entre transceptores de baixa complexidade

Observa-se atualmente o crescimento de dispositivos de rádio telemetria de curta distância e de baixo custo que utilizam a tecnologia SAW integrada no próprio circuito integrado (CI) (MATSUMURA, 1998).

Na área biomédica os equipamentos de radiação restrita têm encontrado diversas aplicações onde se faz necessários o uso de biotelemetria a curta distância como em biomecânica, medicina esportiva, medicina de reabilitação, medicina do trabalho e ambulatoriais.

É importante salientar que sistemas que utilizam redes locais do tipo WPAN/WLAN realizam modulações mais complexas como OFDM, GMSK, QPSK, QAM aumentando o custo total e a complexidade na montagem do sistema.

Por exemplo, o custo de um sistema de biotelemetria com quatro canais, produzido pela empresa estadunidense NORAXON capaz de realizar a aquisição de EMG com taxa de 2000 amostras/s por canal simultaneamente incluindo o *software* de visualização, está na faixa de U\$ 25.000,00 (dólares americanos). À realidade econômica de países como o BRASIL restringe a aquisição de tais sistemas. O custo de sistemas modernos e confiáveis que utilizam espalhamento espectral como: Bluetooth, HomeRF ou IEEE 802.11, costuma ser da mesma ordem restringindo também sua aquisição.

De acordo com KIM (2001) uma solução alternativa é utilizar sistemas menos complexos e mais simples. Geralmente utilizando modulação do tipo BASK ou BFSK com um custo bem menor, porém mantendo taxas de erros de símbolos da ordem de $BER \leq 10^{-4}$ que de acordo com HAYKIN (1989) é considerado um padrão mínimo aceitável para sistemas de rádio telemetria digital.

Sendo assim é interessante comparar os circuitos integrados de transceptores existentes no mercado mundial que se enquadram na categoria de equipamento de radiocomunicação de radiação restrita, que realizam as funções de recepção e transmissão, os quais possam ser utilizados em aplicações de telemetria digital de curta distância.

As características mais relevantes são: baixo custo, baixa complexidade na montagem e baixo consumo de potência, permitindo a sua portabilidade. Este nicho de aplicação vem crescendo na indústria motivado por aplicações do tipo controle de portão de garagem, alarmes automotivos e residenciais, sistemas identificadores, leitores de código de barra, etc.

Para competir com receptores super-regenerativos e super-heteródinos convencionais que utilizam indutor e capacitor com os problemas inerentes de pouca estabilidade e

sensibilidade e baixa seletividade, surgiram os chamados receptores estabilizados com SAW super-regenerativo e super-heteródinos (ASH, 1989). Sendo que os mais recentes receptores deste tipo utilizam a técnica ASH (ASH, (1993), (1995) e (1998)).

Para avaliar um CI com função de transceptor em aplicações de telemetria digital de curta distância, considera-se importante os seguintes parâmetros (KIM, 2001):

1. Sensibilidade em função da taxa de erro de bit (BER).
2. Taxa de transmissão e recepção de dados (bps).
3. Consumo de corrente.
4. Técnica de modulação utilizada.
5. Frequência e estabilidade da portadora.
6. Custo.

Observação: o item 1 acima não se aplica aos transmissores.

Utilizando os critérios acima pesquisou-se os dispositivos transceptores disponíveis no mercado visando sua aplicação em sistemas de biotelemetria digital. Os dados foram obtidos a partir das especificações fornecidas pelos fabricantes e estão resumidas na Tabela 3.2:

Tabela 3. 2 Comparação entre receptores de baixa complexidade.

	RFMonolithics TR1100	RFMonolithics TR1000	Radiometrix TX2/RX2	Round Solutions RSMKR5	Micrel MICRF005	LINX RXM- 916ES
Sensibilidade (dBm/BER)	$-76/10^{-4}$	$-85/10^{-4}$	$-90/10^{-6}$	$-107/10^{-2}$	$-84/10^{-2}$	$-97/10^{-5}$
Taxa Tx/Rx (Bits/s)	1M	115.2k	160k	20k	115k	9600
Consumo no modo RX (mA)	4,8	4,8	13	6	10	6
Tipo de Modulação	ASK	ASK	FSK	FSK	ASK	FSK
Frequência Portadora (MHz)	916.5	916.5	433,92	433,92	915	916.48

Os dispositivos colocados na tabela 3.2 são módulos completos com um alto grau de integração das funções de recepção e transmissão, sendo necessário apenas alguns componentes periféricos como: resistores, capacitores e antena para realizarem suas funções. Permitindo assim uma montagem simples, pequena e de baixo custo.

Existem outros fabricantes como RF Design, Micro Linear, Texas, National, Motorola, Analog Device, os quais possuem CI's dedicados a realizar a transmissão e recepção de RF,

porém utilizam técnicas de modulação mais complexas como: QAM, GSKF, MSFK as quais tornam o *hardware* mais complexos e conseqüentemente aumentam o consumo de potência e o custo do equipamento.

A partir dos dados da tabela 3.2 observa-se que existe uma relação muito importante entre a sensibilidade do receptor, BER e taxa de transmissão de bits que são intrínsecas aos componentes. À medida que taxa de transmissão de bits aumenta piora o BER e diminui a sensibilidade do receptor. Esta relação é crítica e pode restringir a utilização destes CI's para fins de sistema de telemetria. Dependendo do projeto faz-se necessário transmitir grande quantidade de dados em tempo real continuamente com uma taxa de erro pequena, pois o tempo de latência do canal de RF é mínimo não permitindo solicitar a retransmissão, ocorrendo ainda problemas de propagação em ambientes fechados como multi-percursos e desvanecimento do sinal.

É importante levar em conta a distância de utilização do enlace de telemetria e as condições de propagação do sinal de RF, permitindo uma avaliação mais completa das exigências do canal de transmissão do sistema. Possibilitando prever a capacidade do dispositivo transceptor de atender as exigências.

A potência consumida é um importante fator limitante, pois se tratando de equipamento portátil e alimentado por bateria o consumo de corrente elétrica é crítico. Visto que as normas limitam a potência de transmissão de RF irradiada, a indústria priorizou a pesquisa e o desenvolvimento tecnológico nos receptores visando um aumento da sensibilidade com uma menor taxa de erro.

Atualmente o estado da arte aponta para os dispositivos com maior capacidade de transmissão de bits unindo a habilidade de receber com uma maior sensibilidade e menor taxa de erro e ao mesmo tempo menor consumo de potência.

Analisando os dispositivos da tabela 3.2 observa-se que os dispositivos transceptores dos fabricantes *RF Monolithics* e *Radiometrix*, estão entre os mais evoluídos tecnologicamente na categoria de baixa complexidade. A evolução na taxa de transmissão e recepção (bits/s), a sensibilidade do receptor e o BER demonstram o quanto estes dispositivos estão evoluídos, apesar de utilizarem as técnicas de modulação ASK e FSK respectivamente, as quais não aproveitam de uma forma mais eficiente o espectro (KIM, 2001).

A utilização de tecnologia SAW aliada à nova técnica de recepção ASH desenvolvida, patenteada e fabricada pela empresa RFM permitiu desenvolver um sistema de biotelemetria de baixa complexidade e de baixo consumo de potência atendendo as exigências deste trabalho.

3.5 Oxímetro de pulso

A oximetria de pulso é um método não invasivo de mensuração da saturação de oxigênio da hemoglobina arterial (SpO_2) e da pulsação cardíaca (KNOBEL, 1995; WOODROW, 1999). O desenvolvimento da oximetria de pulso tem sido baseado em mais de 100 anos de antecedentes tecnológicos e experimentais (SINEX, 1999).

A oximetria de pulso é muito utilizada para pacientes que necessitam de monitoramento contínuo da saturação de oxigênio. É amplamente utilizada em diversos locais, tais como: unidades de internação, ambulatório de teste da função pulmonar, pronto atendimento, terapia intensiva, centro cirúrgico e *home care*. Por ser um método não invasivo, torna-se mais seguro ao paciente, não necessita de pessoal especializado, tem um custo baixo e apresenta resposta em curto período de tempo (SINEX, 1999).

Os princípios utilizados pelo método são a espectrofotometria, ou seja, oxiemoglobina e dioxiemoglobina diferem na absorção da luz vermelha e infravermelha; e a pletismografia, em que o volume de sangue arterial nos tecidos e a absorção de luz por esse sangue se alteram durante a pulsação. O oxímetro de pulso determina a saturação periférica de oxigênio pela hemoglobina (SpO_2) emitindo luz vermelha (660nm) e infravermelha (940nm) pelo leito arteriolar e medindo as mudanças na absorção de luz durante o ciclo pulsátil. Utiliza um sensor que possui, em um lado, um fotoemissor de luzes vermelha e infravermelha, denominado diodos emissores de luz (LED) e, no lado oposto, um fotorreceptor (CARLSON, 1993).

A transmissão de luz através da pele, tecidos, veias e capilares é constante, e com a pulsação arterial o sangue oxigenado entra no tecido, alterando as suas características de reflexão e absorção de luz. A hemoglobina saturada por oxigênio absorve mais a luz infravermelha, enquanto a hemoglobina dessaturada absorve mais luz vermelha. A diferença entre os dois componentes de luz absorvida pulsátil (arterial) e não pulsátil (venosa) é continuamente analisada por um microprocessador, que calcula a saturação da hemoglobina do sangue arterial, eliminando, assim, os efeitos de absorventes não pulsáteis, como tecidos, ossos e sangue venoso (CARLSON, 1993; KNOBEL, 1995; SINEX, 1999).

A pressão parcial de oxigênio no sangue arterial (PaO_2) tem decréscimo linear com a idade, devido ao aumento da diferença entre a perfusão e a ventilação. Os valores da PaO_2 para indivíduos com 20 anos, 25 anos, 30 anos, 40 anos e com 50 anos está em torno de 100mmHg, 98mmHg, 96mmHg, 91mmHg e de 87mmHg (WAHR, 1995).

Os valores normais da SpO₂ em ar ambiente, isto é, para uma fração inspirada de oxigênio (FiO₂) próxima a 21%, estão entre 96% e 100%, correspondendo a PaO₂ em torno de 90 a 100mmHg. A SpO₂ entre 91% e 92% é mantida quando a PaO₂ está em torno de 60mmHg, com desvio padrão de $\pm 3\%$ (WAHR, 1995).

A oximetria de pulso é recomendada para qualquer paciente que tenha risco de hipoxemia, por ser um método que detecta precocemente a dessaturação, possui boa precisão sendo de fácil utilização (JUBRAN, 1999). Alterações nos valores da SpO₂ devem ser cuidadosamente avaliadas. Vários fatores podem interferir na eficácia da leitura. Os principais são limitações técnicas: luz do ambiente (fluorescentes, lâmpadas cirúrgicas, instrumentos fibroscópicos) (EISELE, 1987), posicionamento e localização do sensor (dedo da mão, do pé, lóbulo da orelha) (GRAP, 1998) e movimentação do paciente (POETS, 1997; PLUMMER, 1995), limitações fisiológicas: pigmentação da pele (ADLER, 1998), onicomiose, (EZRI, 1992), forma da curva de dissociação do oxigênio (SINEX, 1999; WAHR, 1995), presença de carboxiemoglobina (BARKER, 1987) e metaemoglobina, (BARKER, 1989) corantes como azul de metileno (SAITO,1995), baixa perfusão periférica (LINDBERG,1995) e esmalte de unha.(COTE, 1988); movimentação do sensor; sensor não compatível com o aparelho; estados de choque em que há má perfusão tecidual; desvios da curva de saturação da hemoglobina (presença da pulsação venosa nas digitais); erros de leitura devidos à elevação dos níveis séricos de lipídios e bilirrubina alterando artificialmente os níveis de COHb e MetHb séricos e falta de calibração do aparelho (WOODROW, 1999; SINEX, 1999; WAHR, 1995).

3.5.1 Oxímetro de pulso com *Bluetooth* o estado da arte

Com o objetivo de eliminar os cabos que conectam o oxímetro de pulso ao paciente restringindo o grau de liberdade do mesmo, a indústria de equipamentos médicos está comercializando um equipamento portátil com tecnologia de transmissão sem fio *Bluetooth* versão 1.1. Operando na banda ISM entre as frequências de 2,4GHz a 2,4835GHz com potência de transmissão menor do que 1,1mW e alcance de 10 metros em ambientes fechados utilizando a topologia de rede ponto a ponto. Este sistema de biotelemetria é fabricado pela empresa *Nonin* sendo constituído de duas unidades a *Master*, modelo *Avant 4000*, estacionária, pesando 1kg, alimentada pela rede elétrica e a *Slave*, modelo *Avant 4100*, móvel colocada no pulso do paciente, com peso de 125g incluindo as pilhas com autonomia de 120 horas de utilização contínua.

A unidade *Master* possui uma saída digital em tempo real no padrão RS-232 possibilitando a integração com programas de computador.

A figura 2.6 mostra uma visão geral do sistema *Avant 4000* de oximetria com tecnologia sem fio *Bluetooth*. O custo do equipamento nos Estados Unidos é de aproximadamente U\$ 1.600,00 (dólares americanos) considerando o ano base de 2004 quando foi lançado no mercado.



Figura 3. 3 - Sistema de oximetria de pulso do fabricante Nonin. Unidade *Slave Avant 4100*, móvel e unidade *Master Avante 4000*, estacionária. Utilizando tecnologia sem fio *Bluetooth* versão 1.1

3.6 Teste da caminhada de seis minutos

Testes de caminhada de seis minutos (TC6M) vêm sendo utilizados de forma crescente para avaliar a efetividade de diferentes opções terapêuticas clínicas e cirúrgicas em pneumopatias.

A corrida de doze minutos foi inicialmente padronizada por Cooper, para avaliar a capacidade física em indivíduos saudáveis (COOPER, 1968), e modificada para caminhada de doze minutos para avaliar a capacidade física de pacientes com bronquite crônica (MCGAVIN, 1976). Posteriormente foi explorada com sucesso a utilização dos testes da caminhada com duração de dois, seis e doze minutos na aferição da capacidade física de portadores de doenças pulmonar obstrutiva crônica (DPOC) (BUTLAND, 1982). Desde então os testes de caminhada vêm sendo utilizados de forma crescente, para avaliar a efetividade de diferentes modalidades de tratamento nas áreas clínicas e cirúrgicas (KNOX, 1988).

No que se refere a DPOC, sabe-se que esta condição pode levar à incapacidade física, desencadeando limitações sociais que acarretam deterioração da qualidade de vida de seus portadores (KNOX, 1988). Na avaliação da capacidade física, o TC6M também indica a capacidade funcional ou a habilidade de empreender atividades na vida diária. Essa aferição

tem se mostrado importante na avaliação dinâmica e no manejo clínico de indivíduos com doenças cardiopulmonares crônicas graves, que não apresentam condições clínicas para a realização de provas físicas com esforço máximo (KNOX, 1988; SOLWAY, 2001).

Nos últimos tempos temos percebido uma tendência ao aperfeiçoamento de técnicas não invasivas para exames diagnósticos, tendência esta em vários campos da medicina e em especial na cardiologia. Assim, por exemplo, o desenvolvimento tecnológico dos exames por imagem vem crescendo substancialmente ao longo dos anos, possibilitando o diagnóstico de algumas doenças com clareza tal que descarta a necessidade de exames invasivos, sendo por vezes de qualidade muito superior a estes. No que diz respeito à hipertensão pulmonar (HP), é importante enfatizar que a avaliação do paciente com uso de metodologia não invasiva satisfaz alguns aspectos, porém não todos. Neste sentido, até o presente momento, existe consenso na literatura sobre o fato de que, tanto a definição do estado hipertensivo como os critérios da resposta da circulação pulmonar a estímulos vasodilatadores, são baseados estritamente em medidas hemodinâmicas invasivas. Tendo sido este aspecto suficientemente enfatizado, podemos reconhecer que a metodologia não invasiva vem ganhando espaço progressivo na avaliação desses pacientes, fornecendo inclusive resultados que são utilizados como *endpoints* primários em estudos crônicos controlados com vasodilatadores. Além disso, pela simplicidade e conforto na obtenção dos resultados, os métodos não invasivos se destacam, quando medidas repetidas se fazem necessárias ao longo do tempo para o acompanhamento de um caso específico.

Paralelamente ao desenvolvimento tecnológico, vê-se uma tendência ao aperfeiçoamento de técnicas mais simples, porém eficientes e de ampla aplicabilidade. Dentre elas podemos destacar os testes de capacidade física, tanto os máximos como os submáximos (WEIMAN, 2001), que são amplamente utilizados na avaliação da capacidade funcional de pacientes com HP. Variáveis analisadas durante o teste de exercício cardiopulmonar (ergoespirometria) têm grande importância como índices preditores de sobrevida (WENSEL, 2002), sendo também utilizadas em estudos clínicos com vasodilatadores (WENSEL, 2000; NAGAYA, 2002). Há que se ressaltar, entretanto, que o exame ergoespirométrico pode ser de difícil realização em pacientes limitados por grave comprometimento da função ventricular direita e em pacientes na faixa etária pediátrica (NIXON, 1996). O T6MC, inicialmente utilizado para avaliar pacientes pneumopatas (BUTLAND, 1982) e posteriormente estabelecido como um preditor de morbidade e mortalidade em pacientes com disfunção ventricular esquerda (BITTNER, 1993), vem sendo cada vez mais utilizado em HP como

método para avaliação de eficácia de drogas em estudos clínicos randomizados (DEMERS, 2001).

No Brasil, o I Consenso Brasileiro de DPOC e as recomendações da Sociedade Brasileira de Pneumologia e Tisiologia (SBPT) para os testes de função pulmonar não contemplaram a realização ou a padronização do TC6M para a avaliação funcional de pacientes portadores de DPOC. Recentemente, a American Thoracic Society (ATS, 2002) sugeriu que a realização de um TC6M como treino pode melhorar a coordenação motora e diminuir a ansiedade dos pacientes em testes subsequentes. Este procedimento pode conferir maior confiabilidade nos resultados dos testes, tendo em vista a redução da influência dos fatores neuromusculares e psicológicos inerentes à população de portadores de DPOC (ELPERN, 2000; ATS, 2002; REDELMIER, 1997).

Entre os exames utilizados para avaliação da capacidade funcional do paciente, o T6MC tem vantagens em relação aos testes de exercício máximo, como a ergoespirometria, pois é um exame submáximo (BUTLAND, 1982), mais relacionado com as atividades diárias do paciente. Trata-se de teste seguro, bem aceito por pacientes de ambos os sexos e pela faixa etária pediátrica. Mesmo aqueles com limitação física ao exercício (como a maioria dos pacientes com HP) estão habilitados a realizar. Em estudo recente, em pacientes com insuficiência cardíaca, o teste mostrou boa sensibilidade e reprodutibilidade (DEMERS, 2001). Suas implicações clínicas e prognósticos e a correlação significativa dos seus resultados com aqueles obtidos pela ergoespirometria reforçam a utilidade e confiabilidade como método de avaliação em pacientes com HP (MIYAMOTO, 2000). O T6MC é atualmente bastante utilizado como método para avaliar mudanças na capacidade funcional em decorrência do uso de vasodilatadores.

3.6.1 Técnica clássica do exame TC6M

Recomenda-se a realização do exame segundo as normas mais recentes descritas na literatura, respeitando suas limitações, contra-indicações e normas de segurança (ATS, 2002). Orienta-se o paciente a trajar vestimentas e calçados confortáveis, apropriados a uma caminhada. O paciente deve estar em repouso por no mínimo dez minutos antes do início do teste. Este pode ser realizado, por exemplo, ao longo de um corredor plano com cerca de 30 m de comprimento, demarcado a cada 1,5m, onde o paciente é orientado a caminhar em seu próprio passo, tentando cobrir a maior distância possível em seis minutos, podendo reduzir a

velocidade ou interromper a caminhada se achar necessário. Quando o paciente interrompe a caminhada, o cronômetro continua acionado. O paciente é informado do tempo decorrido a cada dois minutos, o paciente é acompanhado por um membro da equipe e incentivado, por estímulo verbal constante, a andar o mais rápido possível. São coletados os dados referentes à idade, sexo, altura e peso, distância percorrida no teste da caminhada.

O TC6M é realizado com monitorização da pressão arterial (PA), frequência cardíaca (FC), frequência respiratória (FR) e a saturação periférica de oxigênio (SpO₂). A medida da SpO₂ é realizada com o sensor do oxímetro posicionado no 3º dedo da mão direita, sendo a leitura determinada após estabilização do sinal. No mesmo momento obtém-se a FC. Com um oxímetro de pulso, verifica-se a FC e a SpO₂ do paciente no início e no final do exame, bem como a distância em que o menor nível de saturação foi registrado durante o percurso.

Registra-se também a distância em que o paciente apresentou sintomas. Para dar maior objetividade aos sintomas observados, utiliza-se a escala de Borg (HAMILTON, 1996) para graduação de dispnéia, no início e no final do exame.

Utiliza-se para cálculo do valor previsto, ou de referência, para distância no TC6M, as equações propostas por ENRIGHT E SHERRIL (1998), determinando-se o percentual do previsto para cada teste realizado pelo paciente:

Homens distância:

$$\text{TC6M (m)} = (7,57 \times \text{altura cm}) - (5,02 \times \text{idade}) - (1,76 \times \text{peso kg}) - 309\text{m.}$$

Mulheres distância:

$$\text{TC6M (m)} = (2,11 \times \text{altura cm}) - (2,29 \times \text{peso kg}) - (5,78 \times \text{idade}) + 667\text{m.}$$

O IMC (índice de Quetelet) foi calculado através da fórmula clássica:

$$\text{IMC} = \text{peso atual (kg)} / \text{Altura}^2 \text{ (m)}.$$

Consideraram-se os seguintes limites inferiores de normalidade: IMC < 21 para faixa etária de 35 a 44 anos; < 22 para 45 a 54 anos; < 23 para 55 a 64 anos e < 24 para 65 anos ou mais (DEHOOG, 1998).

4 MATERIAL E MÉTODO

4.1 Visão geral do sistema de telemetria

O sistema de telemetria digital por RF utiliza a modulação ASK na banda ISM de 916,5MHz. Foi projetado e desenvolvido para operar através de um enlace *half duplex* com protocolo ARQ do tipo pare e espere, com detecção de erros padrão CRC-16, com codificação Manchester e NRZ. A velocidade máxima do tráfego de dados é de 115.2 kbps. Por estar enquadrado conforme a ANATEL como equipamento de radiação restrita deve-se limitar a potência máxima de transmissão de RF a fim de atender a regulamentação pertinente no Brasil. A figura 4.1 mostra uma visão geral de todo o sistema de telemetria dedicado ao TC6M.

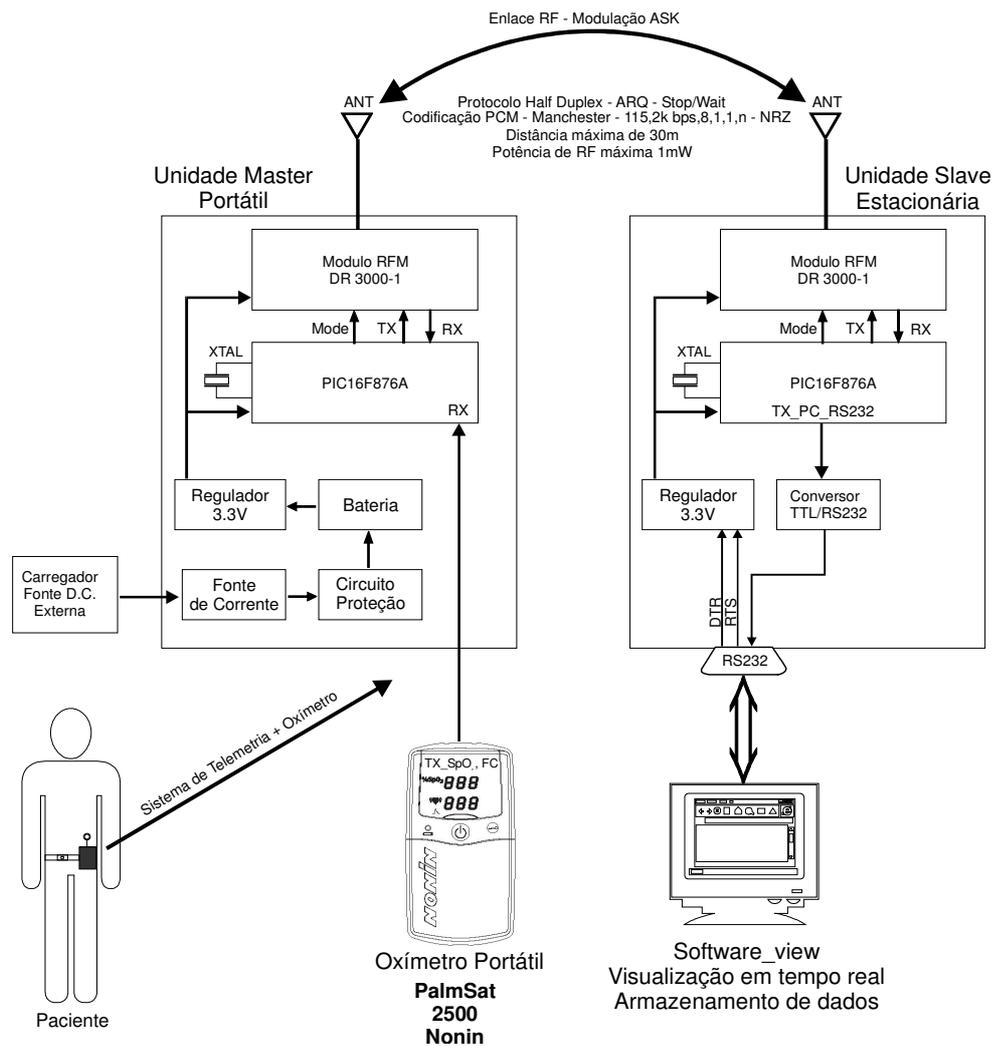


Figura 4. 1 - Visão geral do sistema de telemetria em tempo real dedicado ao TC6M.

Um equipamento comercial portátil de oximetria de pulso PalmSat 2500 (Nonin) fornece os valores de SpO₂ e FC em tempo real para o sistema de telemetria que é constituído por três unidades individuais denominadas de *Master*, *Slave* e *Software_view*.

Utilizou-se um equipamento de oximetria de pulso comercial portátil que fornece de forma não invasiva os valores funcionais da saturação de oxigênio da hemoglobina arterial (SpO₂) e da pulsação cardíaca do paciente (FC). Este equipamento utiliza o princípio da espectrofotometria através da diferença de absorção da luz vermelha e infravermelha pela oxiemoglobina e dioxiemoglobina em conjunto com a pletismografia onde a variação do volume de sangue arterial altera a absorção da luz durante a pulsação do sangue. Os parâmetros SpO₂ e FC são transmitidos em tempo real através de um canal de comunicação serial simplex com níveis elétricos TTL (0 ou 5 volts) no formato 9600bps, 1 start, 1 stop e sem paridade com taxa de 1 amostra por segundo (1Hz).

A primeira unidade do sistema de telemetria denominou-se de *Master* devido as suas funções no gerenciamento de dados recebidos do oxímetro de pulso e no controle de fluxo dos dados que trafegam pelo enlace de RF com a unidade *Slave*. É uma unidade portátil e alimentada por uma bateria recarregável que confere uma autonomia de aproximadamente 80 horas de uso contínuo. Durante a realização do TC6M é fixada na cintura do paciente ao lado do oxímetro de pulso portátil com o auxílio de um cinto ajustável.

A segunda unidade denominou-se de *Slave* sendo responsável pelo recebimento dos dados transmitidos da unidade *Master* por RF, detecção de erros, confirmação de recebimento correto dos dados ou o pedido de retransmissão. Também realiza a transferência dos dados corretamente recebidos por RF para o microcomputador do tipo IBM-PC através de uma porta serial RS-232 utilizando um protocolo simplex. Sua alimentação é extraída da própria porta de comunicação serial utilizando os pinos RTS, DTR e TX. Durante o TC6M a unidade fica de forma estacionária próxima ao computador.

As duas unidades *Master* e *Slave* são microprocessadas, optou-se por utilizar os microcontroladores de 8 bits da família *PIC* (16F876A) do fabricante *Microchip*. Porém outros microcontroladores poderiam ser utilizados como por exemplo os da *Texas* família MSP430. Basicamente o microcontrolador para este projeto necessita ter um ou mais canais seriais de comunicação assíncrono, a fim de realizar a comunicações entre oxímetro e os módulos transceptores. É interessante que tenha baixo consumo de corrente e funcione com tensão mínima de 3 volts.

E finalizando o sistema de telemetria por RF desenvolveu-se um programa de computador denominado de *software visualização* que possibilita a visualização e

armazenamento em tempo real dos valores de SpO_2 e FC do paciente durante o TC6M. O programa foi desenvolvido em Visual Basic 6.0 e utiliza uma porta de comunicação serial RS-232 para receber os dados da unidade *Slave*. O programa foi desenvolvido especificamente para atender as necessidades do serviço de pneumologia do HCPA na realização do TC6M em pacientes com hipertensão pulmonar.

4.2 Implementação do protocolo ARQ pare e espere

Para que o funcionamento do sistema de telemetria seja confiável deve-se reduzir ao máximo o erro nos dados transmitidos no enlace de RF. Teoricamente o ideal seria que todos os dados transmitidos fossem recebidos corretamente $BER=0$ conseqüentemente $FER=0$. Porém, isso não acontece devido aos problemas de propagação em ambientes fechados como, por exemplo, o desvanecimento do sinal de RF devido aos múltiplos caminhos.

Inicialmente implementou-se um protocolo do tipo simplex no enlace de RF, mas observou-se uma grande perda de dados durante a utilização em campo do sistema de telemetria, principalmente, quando ocorre uma obstrução do sinal de RF entre as unidades *Master* e *Slave*. Isto produz um desvanecimento do sinal por períodos que variam de curtos a longos com uma taxa de repetição muito grande durante a realização do TC6M, podendo permanecer por um longo tempo quando o paciente fica parado e o corpo acaba funcionando como um obstáculo atenuando o sinal de RF. Devido a este fato tem-se um número grande de perda nos dados, podendo permanecer a situação por alguns minutos impedindo o fechamento do enlace de RF adequadamente.

Para evitar a perda de dados durante o TC6M optou-se em implementar um protocolo *half-duplex* com o esquema ARQ do tipo pare e espere em conjunto com a detecção de erros do tipo CRC-16 e um *buffer* do tipo *FIFO*.

A figura 4.2 mostra uma seqüência de funcionamento típica do sistema de telemetria. Inicialmente a unidade *Master* recebe os dados do oxímetro prepara o pacote e transmite por RF para a unidade *Slave*. Esta recebe o pacote calcula o CRC-16 verificando a existência de erros. Recebido o pacote sem erros a unidade *Slave* transmite uma confirmação ACK (55h, 55h) ou um pedido de retransmissão NAK (33h, 33h) no caso de existir algum erro detectado. Este processo se repete sempre que a unidade *Master* receber novos dados do oxímetro.

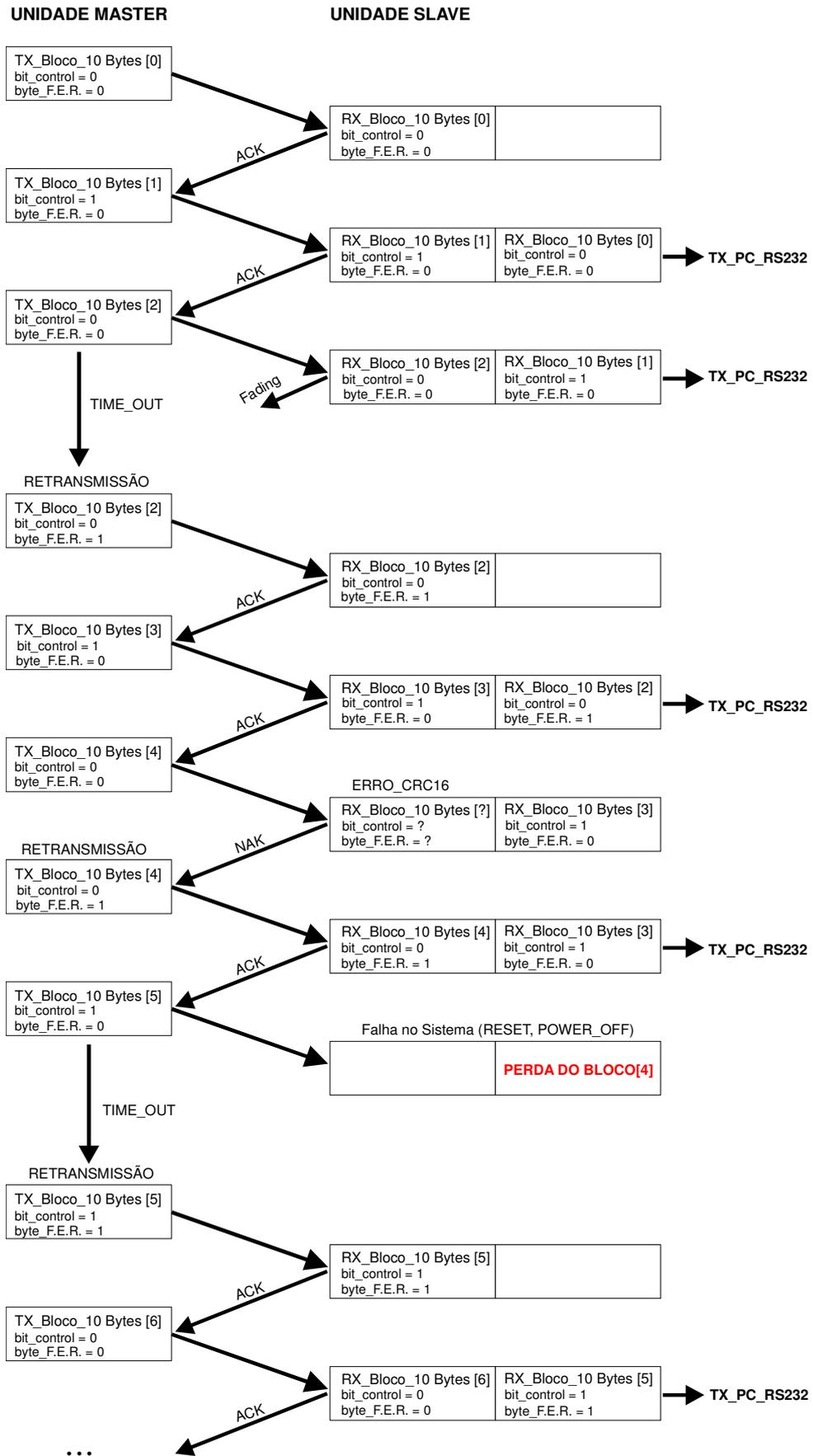


Figura 4. 2 - Protocolo ARQ do tipo stop and wait implementado no sistema de telemetria.

Quando ocorrer um evento de perdas de dados no enlace de RF e a unidade Slave detectar é solicitado um pedido de retransmissão NAK ou se a unidade Master não receber a confirmação ACK será realizada a retransmissão após por TIME_OUT, nestes casos o byte FER é incrementado na unidade *Master* a cada retransmissão até o recebimento de um ACK. Sabendo-se o número de vezes que o pacote de dados foi retransmitido pode-se avaliar a qualidade do enlace de RF.

4.3 Descrição do oxímetro portátil PalmSat 2500 – Nonin

Utilizou-se um oxímetro de pulso portátil comercial fabricado nos Estados Unidos da América de marca Nonin, modelo PalmSat 2500. Trata-se de um equipamento de dimensões reduzidas 14x7x3cm (altura x largura x espessura), com peso aproximado de 210g, que durante o TC6M é fixado na cintura do paciente através de um cinto específico. Este equipamento quando alimentado por pilhas alcalinas tem capacidade para operar continuamente por 100 horas.

O oxímetro de pulso é um equipamento destinado a medir a saturação de oxigênio da hemoglobina arterial (SpO_2) e a frequência cardíaca (FC). Estes dados são digitalizados pelo DSP do equipamento sendo transmitidos em tempo real na taxa de uma amostra de SpO_2 e FC por segundo (1Hz) através de uma saída serial com nível TTL, utilizando um protocolo simplex. Os dados são transmitidos em bloco de 18 bytes no formato ASCII a 9600 bps, 8 bits, 1 *start*, 1 *stop* e sem paridade conforme pode mostra a figura 4.3.

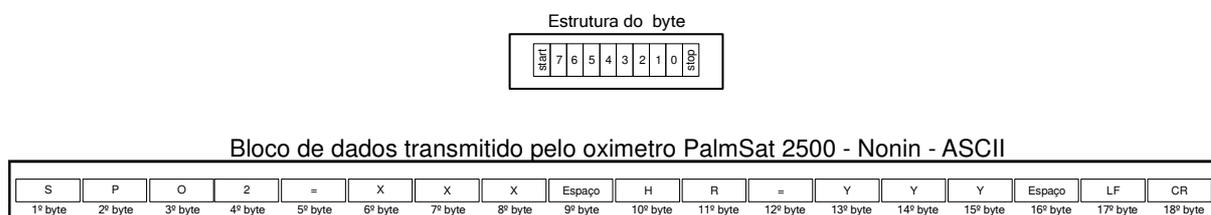


Figura 4.3 - Formato do bloco de dados transmitidos pelo oxímetro PalmSat 2500.

Os valores “XXX” representam o valor do SpO_2 na faixa de 0 a 100% e “YYY” representa a FC na faixa de 18 a 300 BPM. Não existindo sinal adequado no sensor do oxímetro são transmitidos os valores “---”.

A figura 4.4 mostra o aspecto geral do equipamento com as indicações do display, chaves e o diodo *led* tricolor que indica a qualidade do sinal fornecido pelo sensor: verde (bom), amarelo (regular) e vermelho (inadequado) de uma forma simples e objetiva facilitando a utilização do equipamento pelo usuário.

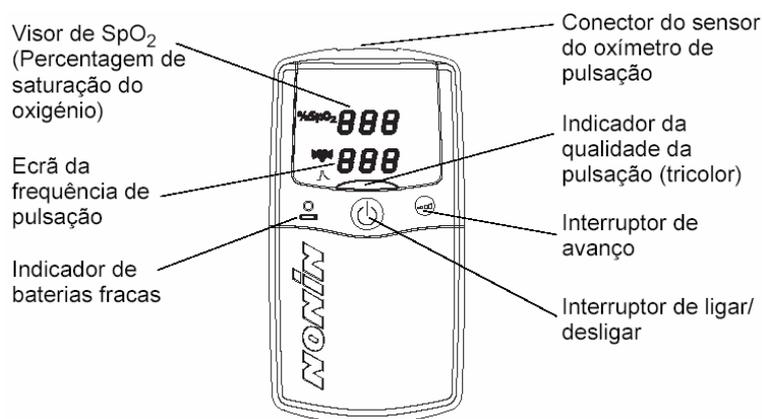


Figura 4. 4 - Display, chaves e conector do oxímetro PalmSat 2500 – Nonin.

Os dados SpO₂ e FC são fornecidos em tempo real através de um canal serial de comunicação utilizando-se uma derivação elétrica localizada no conector DB-9, obteve-se assim o acesso aos pinos 4 (TX) e 8 (GND) conforme mostra a figura 4.5.

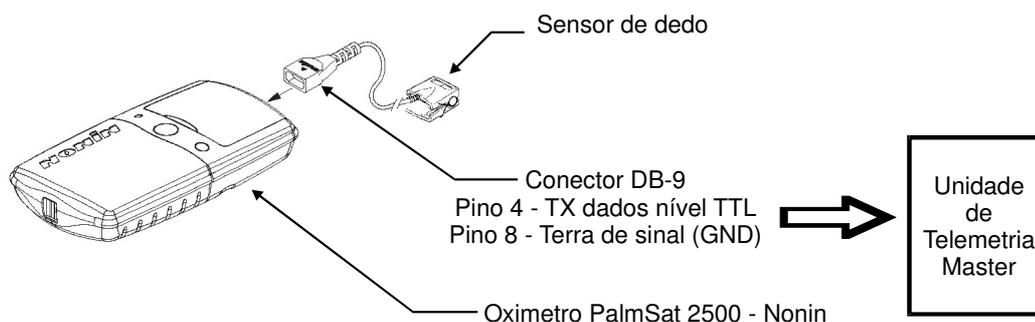


Figura 4. 5 - Esquema mostrando as conexões elétricas utilizadas.

A tabela 4.1 mostra as especificações fornecidas pelo fabricante para a faixa de operação e precisão do oxímetro PalmSat 2500. A partir desta tabela pode-se observar que a precisão depende do sensor utilizado. Para o TC6M os sensores do tipo Flex, Flexi-Form ou de Refletância são os mais indicados pelo fabricante para aplicações onde ocorre movimento. Porém a precisão destes sensores é pior em relação ao sensor do tipo clip de dedo.

Tabela 4. 1 – Faixa de operação e precisão do oxímetro PalmSat 2500 – Nonin.

SpO ₂	0 a 100%
Frequência Cardíaca	18 a 300 batimentos por minuto (BPM)
Precisão: SpO ₂ (± 1 desvio padrão)*	70 – 100% ± 2 dígitos para adultos que usam Sensores de Clip de Dedo. 70 – 100% ± 3 dígitos para adultos que usam Sensores Flex, Flexi-Form ou de Refletância. 70 – 100% ± 4 dígitos se utilizarem Sensores de Clip de Orelha. Abaixo de 70% não está especificado para os sensores.
Precisão: Frequência de pulsação	± 3% ± 1 dígito
Comprimentos de onda de medição e potência de saída	Vermelho 660 nanômetros a 3 mw nominal Infravermelho 910 nanômetros a 3 mw nominal

* O Desvio Padrão é uma medida estatística: até 32% das leituras poderão estar fora destes limites.

4.4 Descrição do funcionamento da unidade *Master*

Esta unidade foi projetada para receber os dados SpO₂ e FC em tempo real fornecidos pelo equipamento de oximetria utilizando um canal de comunicação serial do microcontrolador (PIC16F876A). O microcontrolador por sua vez gerencia todos os fluxos de dados no enlace de RF através de dois canais seriais de comunicação com o módulo transceptor comercial DR3000-1 do fabricante RF Monolithics.

A figura 4.6 mostra o diagrama em blocos da unidade *Master* do sistema de telemetria digital com suas conexões externas. Esta unidade é portátil sendo fixada na cintura do paciente com auxílio de um cinto durante o TC6M.

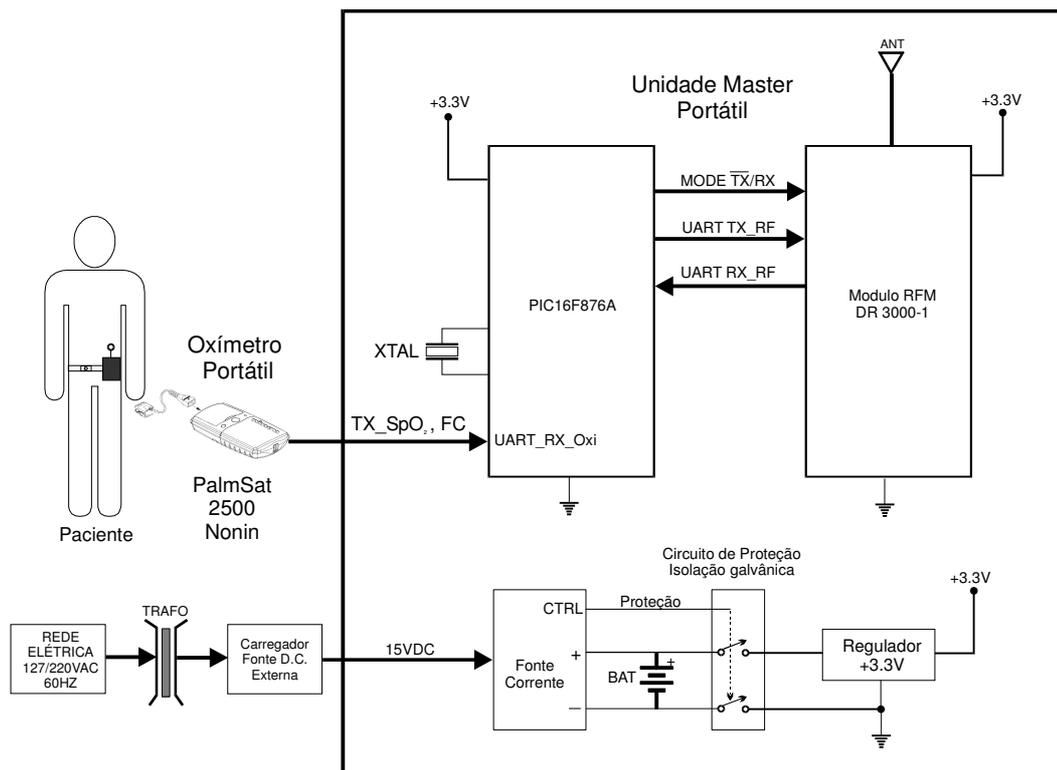


Figura 4. 6 - Diagrama em blocos da unidade *Master* de telemetria digital.

Este módulo transceptor é o responsável pela modulação, transmissão, demodulação e recepção do enlace de RF. Utiliza a modulação ASK com frequência portadora de 916MHz, banda ISM e taxa máxima de 115,2kbps.

A unidade *Master* é alimentada por uma bateria recarregável de 3,6V@800mAh/NiMH. A tensão de alimentação do circuito eletrônico é regulada em 3,3V. Implementou-se um circuito de fonte de corrente para recarregar a bateria utilizando uma fonte externa de 15V DC.

Adicionou-se um circuito de proteção que desconecta a bateria do restante do circuito a fim de manter, por motivos de segurança, a isolamento galvânica entre paciente e a rede elétrica.

4.4.1 Descrição do circuito eletrônico da unidade *Master*

A partir da recepção dos dados SpO₂ e FC fornecidos pelo oxímetro, através do canal serial de comunicação, inicia-se o ciclo de transmissão de dados no enlace de RF. Estes dados chegam no formato digital com nível de tensão TTL, sendo atenuados pelos resistores R5 e

R6 e diodo D5 de forma a não danificar o pino de entrada RC2 do microcontrolador, o qual é alimentado pela tensão 3,3V. Recebidos estes dados, o microcontrolador abre um canal serial de comunicação pino UART_TX, por onde serão transferidos os dados para o módulo DR3000-1 através do pino de entrada TX_IN. A figura 4.7 mostra o circuito eletrônico utilizado na implementação da unidade *Master*.

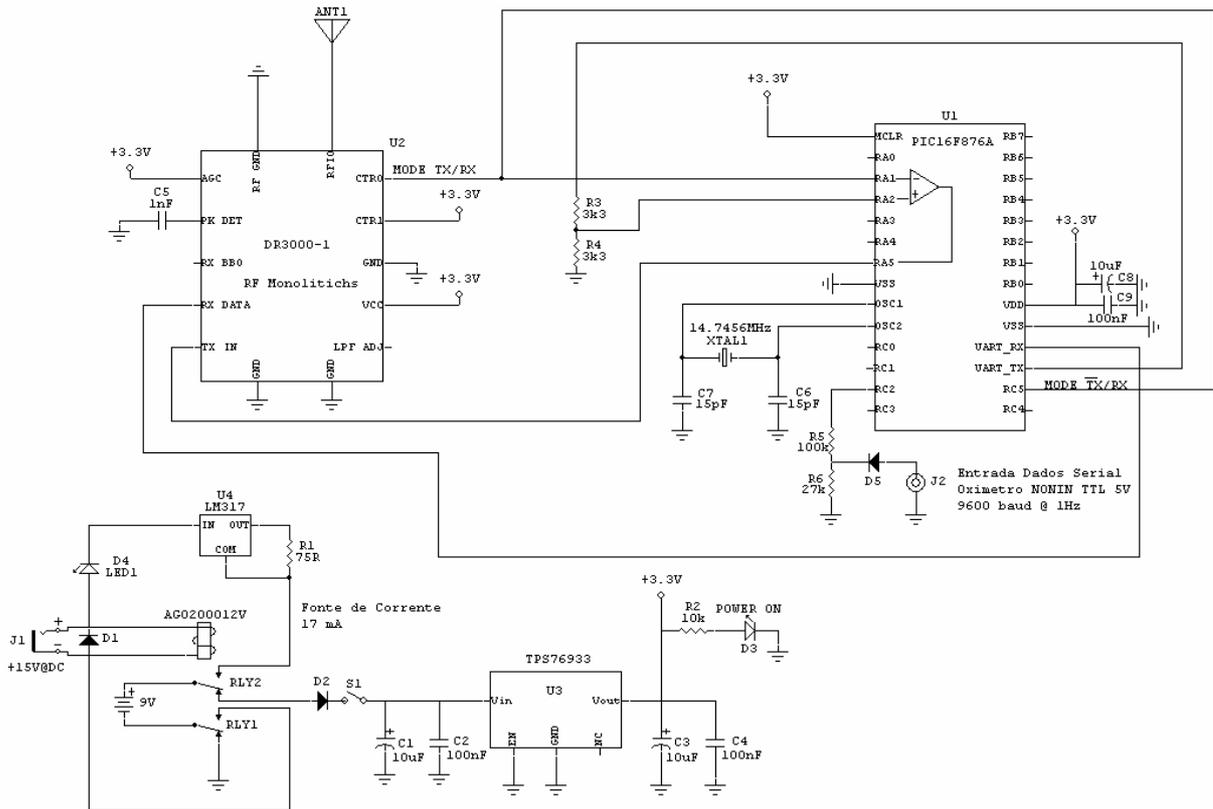


Figura 4.7 - Circuito eletrônico da unidade *Master* do sistema de telemetria.

Nesta etapa o microcontrolador prepara os dados adequadamente para transmiti-los a unidade *Slave*. Os dados são recebidos no formato ASCII, como mostra a figura 4.8, sendo necessário convertê-los para o formato binário. O firmware do microcontrolador separa as informações relevantes “XXX” e “YYY” e as converte em um byte para cada dado, a tabela 4.2 mostra um quadro resumo desta operação.

Tabela 4. 2 - Quadro resumo dos dados SPO2 e FC.

	Dados ASCII	Faixa Variação	Faixa em Hexadecimal
SpO ₂	“XXX”	0 a 100%	0 a 64h
FC	“YYY”	18 a 255 BPM	12h a FFh

O microcontrolador então habilita o módulo transceptor a transmitir sinalizando através da linha MODE TX/RX. É montada a estrutura do pacote de transmissão conforme mostra a figura 4.8.

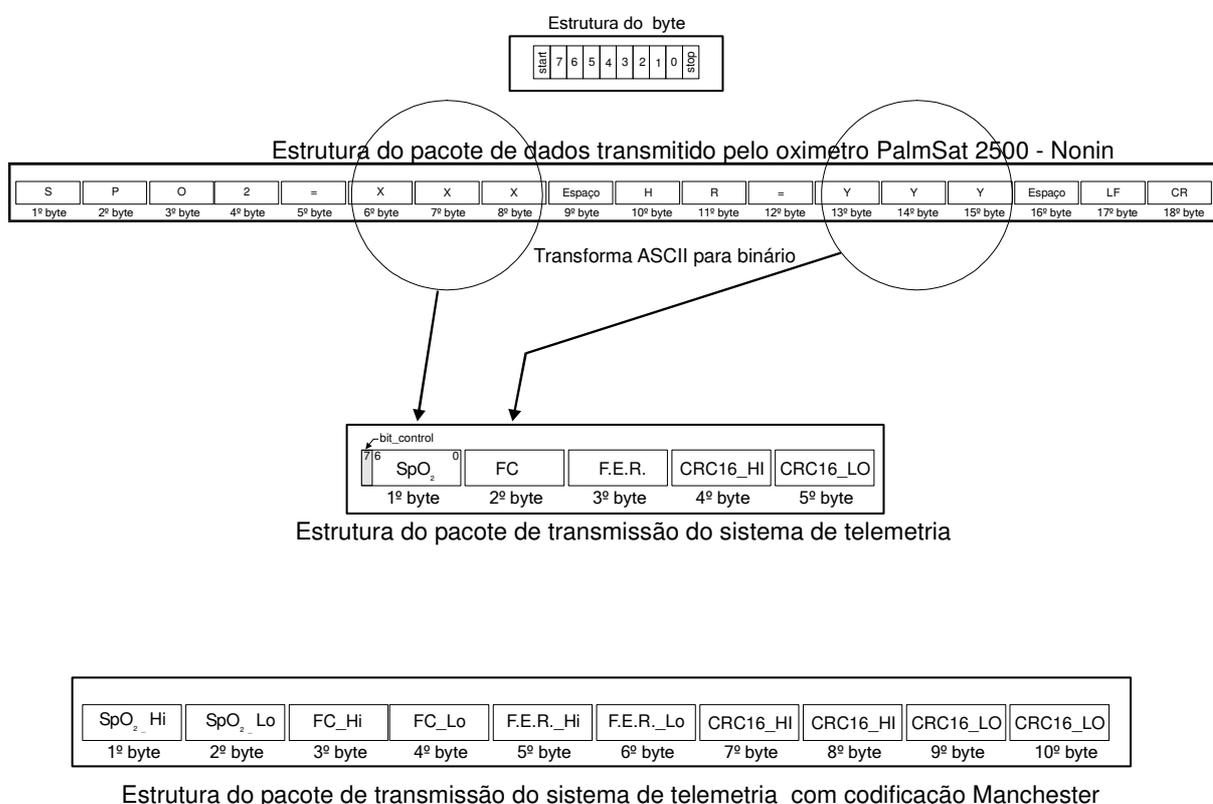


Figura 4. 8 - Estrutura dos pacotes de dados utilizados no sistema de telemetria.

Os dois primeiros bytes contêm os valores da SpO₂ e FC respectivamente. O terceiro byte representa o número de vezes (limitado em 255) que foi necessário retransmitir o pacote de dados FER (Frame Error Rate), pois implementou-se o protocolo com detecção de erros utilizando CRC-16 combinado com um esquema ARQ do tipo *pare e espere*, desta forma, pode-se medir a qualidade do enlace de RF durante o TC6M. O quarto e o quinto byte são gerados através de uma rotina implementada no *firmware* do microcontrolador produzindo um código de redundância cíclica do tipo CRC-16.

O cálculo do CRC-16 possibilita a detecção de erros no enlace de RF. Aumentando-se a confiabilidade do sistema de telemetria. Todavia, ocorre uma contra partida com o aumento do *overhead* do pacote de dados diminuindo a eficiência no fluxo de dados do sistema.

Durante o TC6M pode ocorrer período de desvanecimento no sinal de RF com duração variável, devido a problemas de propagação em ambientes fechados. Para contornar tal situação implementou-se um *buffer* do tipo *FIFO*, utilizando-se a memória RAM interna do microcontrolador. O *buffer* está capacitado a armazenar os dados SpO₂ e FC que não puderam ser transmitidos para a unidade *Slave*, pela dificuldade da propagação durante o ciclo normal de transmissão. A retransmissão é realizada assim que as condições de propagação de RF melhorem. O *buffer_FIFO* tem capacidade de armazenar até 60 amostra individuais de SpO₂ e FC, evitando-se perdas de dados e obtendo-se um aumentando na confiabilidade do sistema de telemetria.

Uma exigência no esquema de modulação ASK é que o pacote de dados seja transmitido de forma DC balanceado. Aplicou-se então o esquema de codificação Manchester, evitando-se seqüências longas de “0s” e “1s” durante a transmissão dos dados no enlace de RF.

A figura 4.8 mostra o pacote de dados transmitido. Observa-se um aumento de 100% em relação ao tamanho do pacote original. Este aumento no tamanho produz uma perda na eficiência de transmissão de dados, mas ocorre em contra partida um aumento na confiabilidade do enlace de RF. Como a taxa de repetição é muito pequena (1Hz) e o tempo de transmissão é relativamente muito menor, optou-se em utilizar a codificação Manchester em detrimento a outros esquemas de codificação mais eficiente, porém mais complexos.

O circuito eletrônico de suporte é composto por um regulador do tipo *low drop out* modelo TPS76933 (TEXAS) com saída regulada em 3,3V. Esta tensão foi escolhida em função das restrições de alimentação do módulo DR3000-1 (2,7V a 3,6V). Implementou-se uma fonte de corrente com o regulador LM317 com a finalidade de recarregar a bateria de 3,6V@800mAh de NiMH. O consumo de corrente no modo RX ficou em 6,20mA e 9,54mA no modo TX. A potência consumida, no pior caso (TX), ficou em $P = V_{Bat} \times i_{TX} = 3,6V \times 9,54mA = 34,344mW$. As medidas foram realizadas com um multímetro TRUE RMS (FLUKE— MODEL 87).

Adicionou-se um relé que desconecta a bateria do circuito eletrônico sempre que for recarregada. Este cuidado deve-se a necessidade de manter a isolamento galvânica entre o paciente e a rede elétrica como norma de segurança em equipamentos de uso médico.

4.4.2 Descrição do *firmware* da unidade *Master*

O ciclo completo de transmissão inicia quando o oxímetro transmite um pacote de dados (taxa de um por segundo) e termina quando é recebida uma resposta do tipo ACK/NAK ou ocorra um evento de TIME_OUT. Quando a unidade é energizada (*power_on*) são configuradas as portas de *I/O* e habilitadas as interrupções. O fluxograma da figura 4.9 mostra a implementação do *firmware* da unidade *Master* aplicada ao microcontrolador (PIC16F876A).

Sempre que chega um byte no pino RC2, configurado como *compare*, sensível a borda de descida é disparada a interrupção que captura esse byte. Ao chegar o último byte do pacote (byte_18 LF) o *firmware* extrai os valores de SpO₂ e FC trabalhando os dados XXX e YYY conforme mostra a figura 4.8. Estes dados são armazenados em um *buffer* do tipo *FIFO* com capacidade de 60 pares de amostras individuais. Possibilitando um tempo máximo de um minuto contínuo de armazenamento de dados SpO₂ e FC nas situações que o enlace de RF não complete o ciclo. Este *buffer* evita que seqüência de dados do oxímetro menor ou igual a um minuto sejam perdidas durante o TC6M.

Os dados armazenados são chamados, pela rotina, de transmissão e controle de fluxo do enlace de RF, onde o esquema de protocolo ARQ descrito no item 4.2 encontra-se implementado. É calculado o valor do CRC-16 e aplica-se a codificação Manchester no pacote de dados a ser transmitido.

O microcontrolador coloca o módulo transceptor no modo TX através da linha de sinal MODE_T $\overline{\text{X}}$ /RX, realiza-se a transmissão do pacote de dados, através do canal serial UART_TX do microcontrolador para o módulo transceptor e deste, via enlace de RF, para a unidade *Slave*.

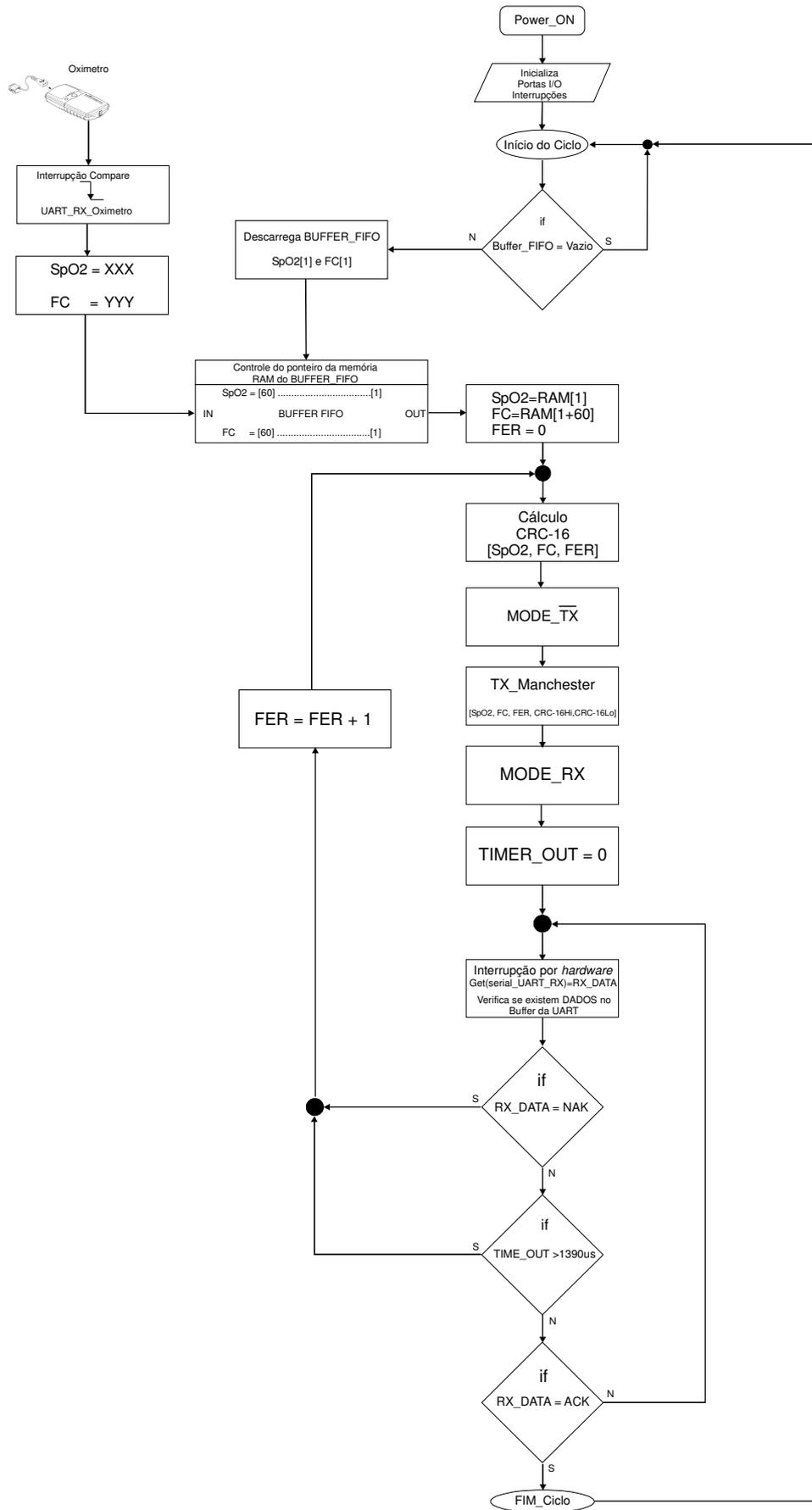


Figura 4. 9 - Fluxograma do firmware implementado na unidade *Master*.

Terminada a tarefa de transmissão o microcontrolador coloca o módulo transceptor em modo RX, zera o timer TIME_OUT e fica esperando receber da unidade *Slave* uma resposta de confirmação ACK ou um pedido de retransmissão NAK. Não recebendo resposta espera pelo fim do intervalo de tempo no modo RX, definido como TIME_OUT e realiza uma retransmissão incrementando o byte de controle de erro FER.

O objetivo do sistema de telemetria é transmitir um pacote de dados entre as unidades *Master* e *Slave* sem perda de informação. Caso ocorra um evento com perda é importante que o sistema seja capacitado a detectar e corrigir.

Foi utilizado do esquema ARQ onde o *byte* FER foi implementado a fim de possibilitar a medição da qualidade do enlace de RF. Optou-se em avaliar a qualidade do enlace de RF contando a quantidade de eventos que não completam um ciclo completo. Como trata-se de um enlace *half-duplex* pode ocorrer erro de transmissão no enlace da unidade *Master* para a *Slave*, *Slave* para *Master* ou em ambos.

O byte FER, da maneira como foi implementado não consegue discriminar onde ocorre o erro. A informação que o byte FER fornece é tratada como erro global do sistema, porque envolve desde o erro de um bit ou de todo o pacote de dados. Por exemplo, quando FER=0 significa que um pacote contendo 120 bits trafegou sem erro durante um ciclo completo com resposta do tipo ACK. Quando FER=1 significa que no pacote ocorreram de um até 120 bits recebidos ou não com erro, pois o código CRC-16 não consegue detectar a posição onde ocorre o erro apenas a existência do mesmo.

4.5 Descrição do funcionamento da unidade *Slave*

A unidade *Slave* realiza a tarefa de receber o pacote de dados transmitido pela unidade *Master* via enlace de RF. Logo após é calculado o CRC-16 verificando-se a existência de erro durante a recepção. Na sequência é transmitido para a unidade *Master* uma confirmação ou um pedido de retransmissão. Recebido o pacote sem erro os dados são transmitidos para um microcomputador onde serão visualizados em tempo real, com o auxílio do programa *software_view* a transferência de dados é feita através de uma porta serial RS-232. Ocorrendo um erro na recepção a unidade aguarda a retransmissão. A figura 4.10 mostra o diagrama em blocos da unidade *Slave* do sistema de telemetria digital com suas conexões externas. Esta unidade é estacionária sendo fixa ao monitor do microcomputador durante o TC6M.

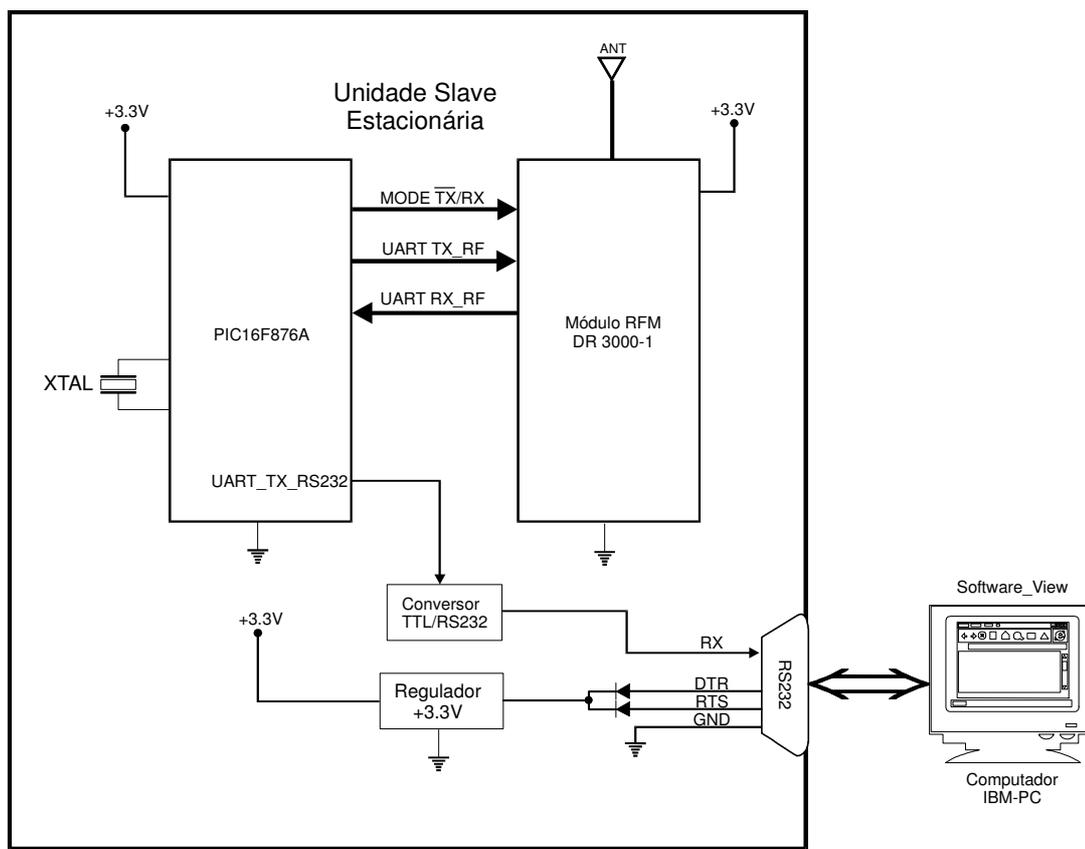


Figura 4. 10 - Diagrama em blocos da unidade *Slave*.

Esta unidade retira a alimentação da porta serial RS-232 utilizando os pinos DTR, RTS e TX.

4.5.1 Descrição do circuito eletrônico da unidade *Slave*

O ciclo inicia com a chegada de um pacote de dados recebido pelo módulo transceptor no modo RX. Sempre que a unidade for energizada o microcontrolador coloca o módulo transceptor em modo RX através da linha de sinal $\overline{\text{MODE_TX/RX}}$. Este módulo é apto a receber e demodular o sinal de RF ASK do enlace digital fornecendo os dados no formato digital. O microcontrolador através da ligação entre RX_DATA e UART_RX recebe os dados realiza a decodificação Manchester e o cálculo do CRC-16, verificando a existência de erro no pacote recebido.

Não existindo erro, o microcontrolador coloca o módulo transceptor no modo TX, transmitindo através do canal de dados serial UART_TX para o pino TX_IN, uma resposta do tipo ACK, a qual foi definida como um bloco de 2 bytes consecutivos com valor 55h. Se detectado algum erro é transmitida uma solicitação de retransmissão do tipo NAK, a qual foi definida como um bloco de 2 bytes consecutivos com valor 33h. Terminada a tarefa de transmissão o microcontrolador retorna o módulo transceptor para o modo RX.

O pacote de dados recebido sem erro é então transferido para o computador através de uma porta de comunicação serial RS-232 utilizando o pino RC4 do microcontrolador. Implementou-se o protocolo simplex trabalhando com taxa de 115,2kbps, 8bits, 1 *start*, 1 *stop* e sem paridade. Após esta transferência encerra-se o ciclo ficando a unidade apta a receber um novo pacote de dados.

A figura 4.11 mostra o circuito eletrônico utilizado na implementação da unidade *Master*.

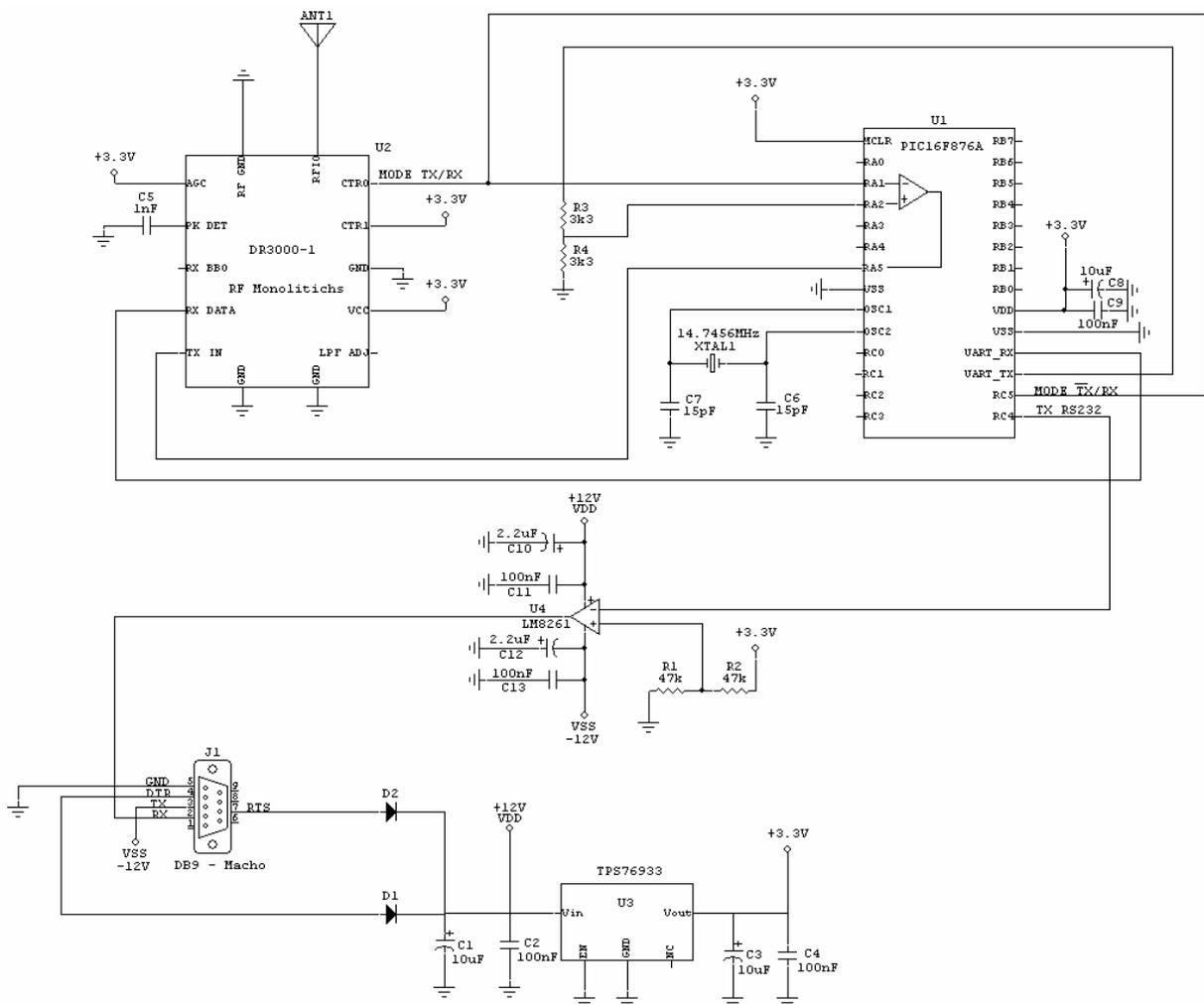


Figura 4. 11 - Esquema eletrônico da unidade Slave.

Foi necessário implementar um circuito para adequar o nível elétrico de 0-3,3V ao padrão RS-232. Como mostra a figura 4.11 utilizou-se um operacional montado com a topologia de comparador inversor alimentado com -12V do pino 3 (TX) do conector DB-9 e +12V cátodo do diodos D1 e D2.

A alimentação do circuito eletrônico é feita drenando corrente dos pinos DTR e RTS disponíveis no conector DB-9 da porta serial RS-232. Utilizou-se o regulando *low drop out* TPS76933 (TEXAS) para obter 3,3V. O consumo de corrente medido após o regulador de tensão no modo RX ficou em 6,20mA e 9,54mA no modo TX. A potência consumida após o regulador de 3,3V no pior caso (TX) ficou em $P = V_{Reg} \times i_{TX} = 3,3V \times 9,54mA = 31,482mW$. As medidas foram realizadas utilizando um multímetro TRUE RMS (FLUKE— MODEL 87).

4.5.2 Descrição do *firmware* da unidade *Slave*

O ciclo da unidade *Slave* inicia com o recebimento do pacote de dados contendo 10 bytes codificados em Manchester e termina quando é transmitido para unidade *Master* uma confirmação seguida da transferência dos dados SpO₂, FC e FER para o computador ou com um pedido de retransmissão NAK. Quando a unidade é energizada (*power_on*) são configuradas as portas de *I/O* e habilitadas as interrupções O fluxograma da figura 4.12 mostra a implementação do *firmware* da unidade *Slave* aplicada ao microcontrolador (PIC16F876A).

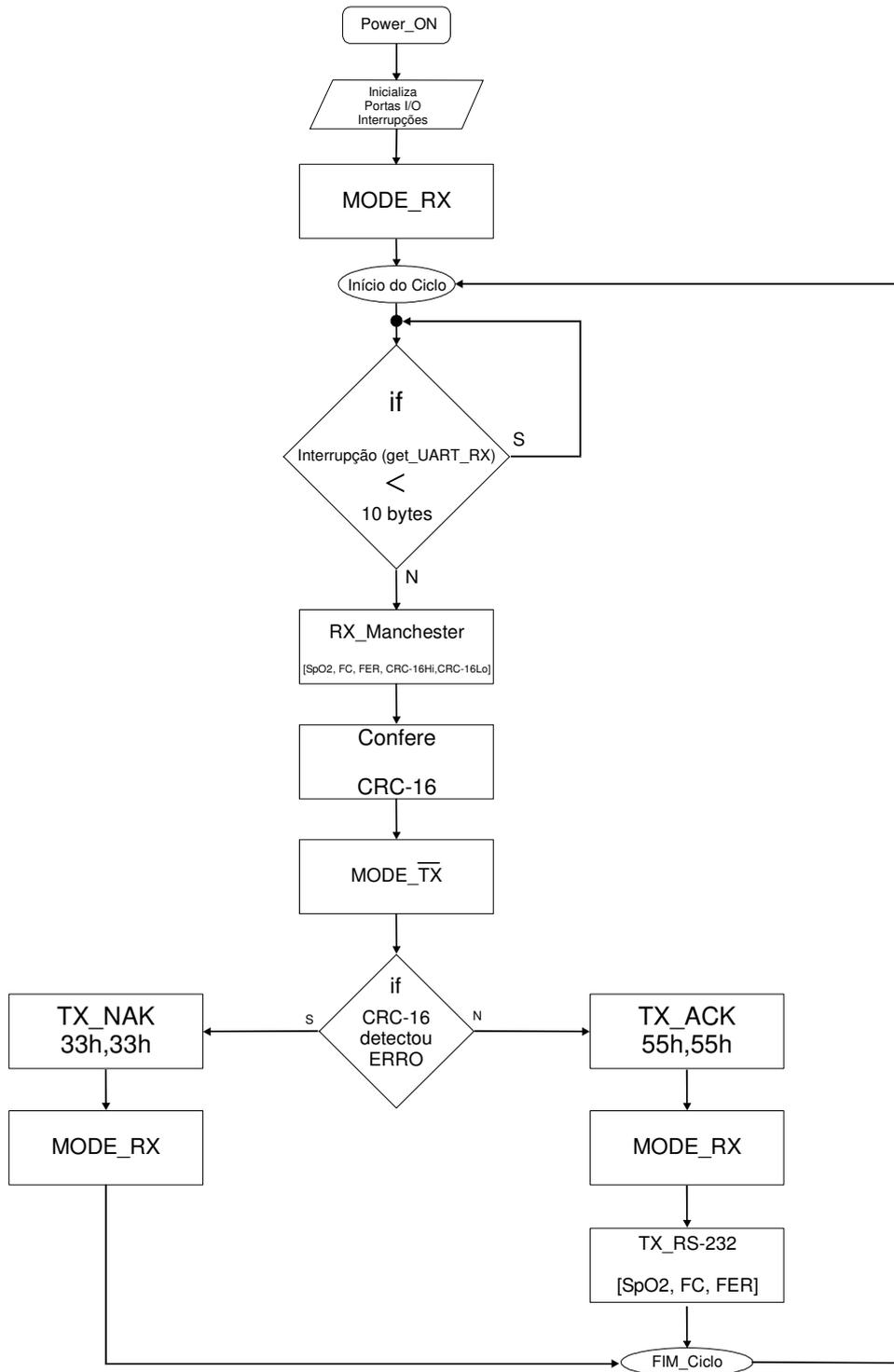


Figura 4. 12 - Fluxograma do firmware implementado na unidade *Master*.

4.6 Diagrama de tempo do sistema de telemetria

Apresentam-se a seguir os diagramas de tempo de funcionamento do sistema de telemetria nas seguintes situações: ciclo completo com ACK ou NAK, ciclo incompleto com *TIME_OUT* e ciclo utilizando o *buffer FIFO*.

4.6.1 Diagrama de tempo do Ciclo completo com ACK ou NAK

Um ciclo completo de tempo no enlace half-duplex (t_{ehd}) tem duração de 1000ms devido a taxa de amostragem de 1Hz do equipamento de oximetria PalmSat 2500. Este equipamento transmite um pacote de dados a cada segundo contendo 18 bytes (SPO2=XXX HR=YYY CRLF) a 9600bps, 8 bits, 1 start bit, 1 stop bit e sem paridade com um intervalo de 12,47ms entre bytes totalizando 229ms ($22,9\%t_{ehd}$).

O tempo utilizado pelo sistema de telemetria para transmitir um pacote de dados com 10 bytes e receber um ACK ou NAK é de 3,524ms ($0,3524\%t_{ehd}$). Este intervalo é apresentado de forma ampliada a fim de detalhar o diagrama de tempo do sistema de telemetria.

Sempre que a unidade *Master* receber uma resposta do tipo ACK, após a primeira transmissão do pacote de dados, o tempo de latência do sistema de telemetria será de 767,476ms equivalente a $76,7476\%t_{ehd}$.

A figura 4.13 mostra o diagrama de tempo medido experimentalmente com um osciloscópio digital Tektronix 2440, referente ao funcionamento do sistema de telemetria quando o protocolo ARQ completa um ciclo com ACK ou NAK.

Na figura 4.13 o detalhe ampliado mostra que o microcontrolador da unidade *Master* após receber os 18 bytes do oxímetro utiliza 222us ($0,0222\% t_{ehd}$) para realizar as seguintes operações: separar e converter as informações “XXX” e “YYY” no padrão ASCII para o padrão binário referente aos dados SpO₂ e FC respectivamente, adicionar o byte FER, calcular o CRC-16, montar o bloco de dados e aplicar a codificação Manchester

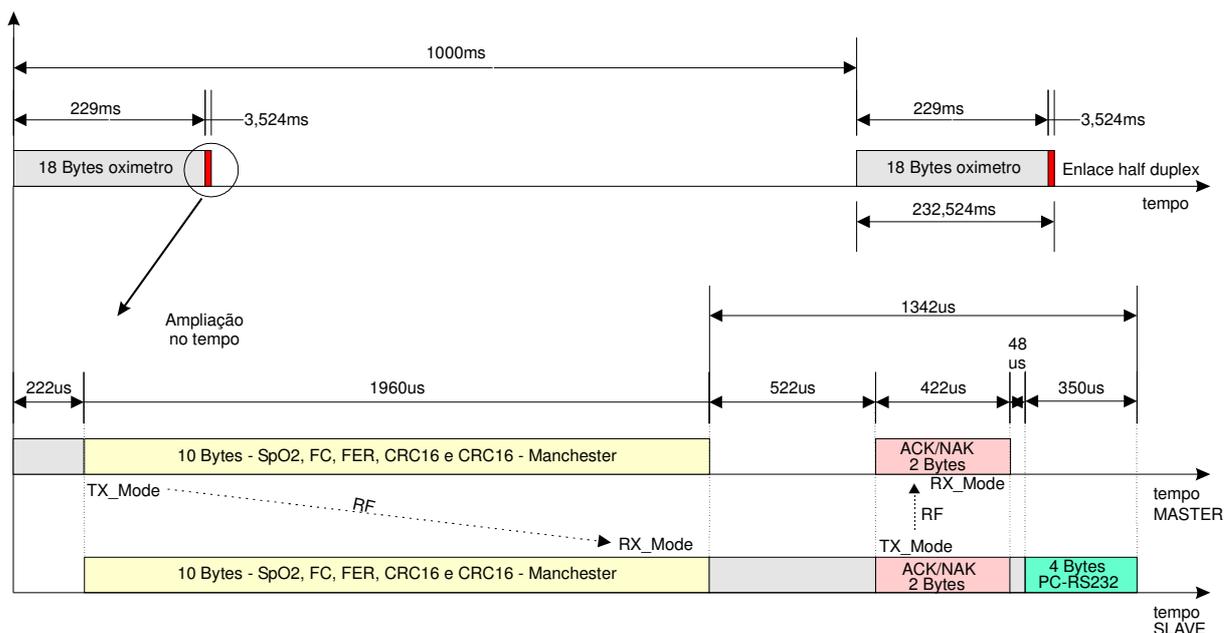


Figura 4. 13 - Diagrama de tempo do sistema de biotelemetria. Protocolo ARQ um ciclo completo com ACK ou NAK. Medidas obtidas experimentalmente com um osciloscópio Tektronix modelo 2440.

O pacote de dados contendo 10 bytes é transmitido por RF para a unidade *Slave* com o tempo de 1960us (0,196% t_{ehd}). Esta transmissão é realizada na velocidade de 57,6kbps, 8 bits, 1 start bit, 1 stop bit e sem paridade. Inicialmente utilizou-se a velocidade de 115,2kbps no enlace de RF realizando a mesma tarefa em 980us (0,098% t_{ehd}). Optou-se por baixar a taxa de transmissão devido a relação da sensibilidade do receptor (dBm) versus BER em função da taxa de transmissão ser melhor. A melhora na sensibilidade do sinal de RF justificar o acréscimo 980us visto que o tempo ocioso é 782,139 vezes maior. Os dados fornecidos pelo fabricante (RF Monolithics) do módulo transceptor estão apresentados de forma reduzida na tabela 4.3.

Tabela 4. 3 – Dados do módulo transceptor TR1000 fornecidos pelo fabricante RFM.

Taxa de transmissão kbps	Método teste por Pulso Sensibilidade – dBm	BER
115,2	-91	10^{-3}
19,2	-95	10^{-3}
2,4	-100	10^{-3}

A unidade *Slave* após receber o pacote de 10 bytes utiliza 522us (0,0522% t_{ehd}) para realizar a decodificação Manchester, separar os bytes SpO₂, FC, FER e CRC16Hi e CRC-16Lo, verificar a existência de erro no pacote e decidir se transmite ACK ou NAK.

A resposta para a unidade *Master* utiliza 422us (0,0422% t_{ehd}) correspondendo ao tempo para transmitir 2 bytes por RF. O tempo de 48us (0,0048% t_{ehd}) é utilizado para configurar o canal serial de transmissão de dados em 115,2kbps, 8 bits, 1 start bit, 1 stop bit sem paridade. Finalizando o ciclo ocorre a transmissão para a porta serial RS-232 do computador de um pacote de 4 bytes em 350us (0,035% t_{ehd}) contendo um sincronismo, SpO₂, FC e FER.

4.6.2 Diagrama de tempo para ciclo incompleto com TIMEOUT

Após transmitir um pacote de dados de 10 bytes a unidade *Master* entra no modo RX e aguarda receber uma resposta do tipo ACK ou NAK. O tempo desta resposta é limitado devendo chegar dentro de uma janela de tempo de 1390us (*timeout*) conforme mostra a figura 4.14. O intervalo *timeout* é composto pelo intervalo de tempo utilizado pela unidade *slave* de 1342us conforme mostra a figura 4.14 acrescido de uma folga de 48us. A figura 4.14 mostra o diagrama de tempo referente ao funcionamento do sistema de telemetria quando ocorre um ciclo incompleto do protocolo ARQ.

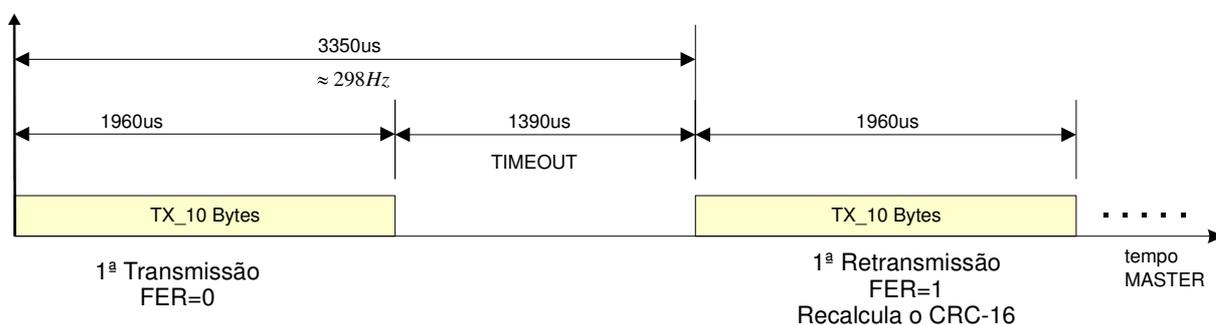


Figura 4. 14 - Diagrama de tempo do ciclo incompleto (*TIMEOUT*). Medidas obtidas experimentalmente com um osciloscópio Tektronix modelo 2440.

Nas situações onde a resposta ACK ou NAK não é recebida realiza-se a retransmissão do pacote de dados incrementando o byte FER ($FER=FER+1$) e recalculando o CRC-16. Esta

situação acontece com frequência aleatória durante o TC6M devido ao desvanecimento do sinal de RF propagando em ambiente fechado e ou quando eventualmente o paciente parar de caminhar e a linha de visada das antenas ficar obstruída pelo corpo do paciente que funciona como um atenuador.

É possível realizar no máximo 298 retransmissões antes que um novo conjunto de dados do oxímetro seja transmitido para a unidade *Master*. Se a transmissão do pacote de dados não conseguir fechar o ciclo do protocolo ARQ com uma resposta ACK antes do intervalo *timeout* os dados SpO₂ e FC novos serão armazenados no buffer *FIFO* da unidade *Master* aguardando que os dados atuais sejam transmitidos. O limite de armazenamento de amostras SpO₂ e FC no buffer FIFO é de 60 pares, o equivalente a um minuto de amostras contínuas transmitidas do oxímetro para unidade *Master*.

4.6.3 Diagrama de tempo do ciclo utilizando buffer FIFO

Os dados transmitidos pelo oxímetro serão armazenados no *buffer FIFO* da unidade *Master* sempre que ocorrer um motivo de impedimento superior a um segundo no canal de RF do enlace de telemetria. Os dados armazenados no *buffer FIFO* serão descarregados assim que desaparecerem os motivos que impediam a propagação do sinal de RF no enlace de telemetria. A figura 4.15 mostra o diagrama de tempo de uma seqüência de eventos, medido experimentalmente, onde os dados SpO₂ e FC armazenados no *buffer FIFO* da unidade *Master* estão sendo transmitidos.

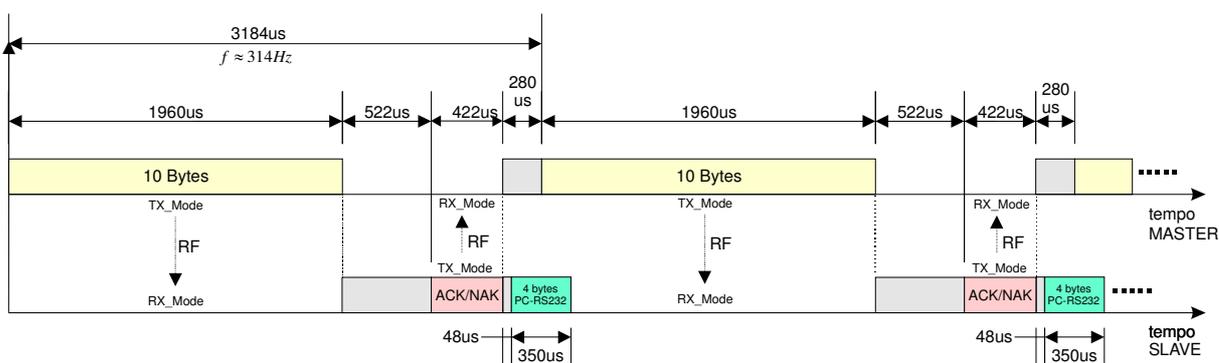


Figura 4. 15 - Diagrama de tempo do ciclo utilizando o *buffer FIFO*. Medidas obtidas experimentalmente com um osciloscópio Tektronix modelo 2440.

Quando estiverem sendo transmitidos apenas os dados armazenados no *buffer FIFO* se não acontecer nenhum erro no enlace a taxa máxima será de 314 pacotes de dados por segundo como mostra a figura 4.15.

O tempo utilizado pelo microprocessador na unidade *Master* para realizar o gerenciamento de descargas do *buffer FIFO* é de 280us.

4.7 Programa de visualização e armazenamento em tempo real.

O programa foi desenvolvido para monitorar em tempo real os parâmetros SpO_2 e FC durante a realização do exame de TC6M em pacientes com hipertensão pulmonar no serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre. O desenvolvimento do software foi realizado na linguagem de programação orientada à objetos Visual Basic 6.0, sobre a plataforma Windows nos sistemas operacionais Windows 98, Windows Me, Windows 2000 e Windows XP.

A tela de abertura do programa é apresentada na figura 4.16 identificando a unidade de Fisiologia Pulmonar pertencente ao serviço de Pneumologia, local responsável pela realização do exame dentro do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.



Figura 4. 16 - Tela de abertura do programa de visualização do TC6M.

Na tela “Pacientes” devem ser preenchidos os campos de identificação do paciente conforme mostrado na figura 4.17. Uma vez preenchidos os dados de identificação, o paciente fica cadastrado num banco de dados para consultas de exames realizados. É possível realizar consultas pesquisando a partir do preenchimento de um ou mais campos disponível no formulário. Sendo permitido incluir ou excluir pacientes.

Figura 4. 17 - Tela de entrada de dados de identificação do Paciente.

O programa segue o protocolo médico definido pelo serviço de Pneumologia para realização do exame TC6M. Inicia pelo preenchimento dos dados do exame conforme mostrado na figura 4.18. Onde consta a unidade, o nome do médico solicitante e do examinador. Qual o diagnóstico da doença do paciente e se fumante completar o campo tabagismo da seguinte forma (idade que iniciou a fumar / idade que terminou de fumar / número de carteiras de cigarro por dia). Se utilizar oxigênio auxiliar deve ser preenchido os campos com a quantidade em litros por minuto.

Os campos peso e altura do paciente após serem preenchidos geram automaticamente o IMC (índice de massa corporal ou índice de Quetelet) calculado através da fórmula clássica:

$$\text{IMC} = \text{peso atual (kg)} / (\text{Altura}_{\text{metros}})^2.$$

O TC6M é realizado segundo as recomendações da ATS. Os parâmetros aferidos antes e após os testes são a frequência cardíaca, pressão arterial, frequência respiratória, saturação periférica da hemoglobina pelo oxigênio (SpO_2), dispnéia e percepção do esforço muscular (fadiga) utilizando a escala modificada de Borg e a distância total percorrida. As equações propostas por Enright e Sherrill foram utilizadas para determinar os valores de normalidade da distância percorrida. A distância prevista e o Limite Inferior da Normalidade (LIN) são calculados pelo programa automaticamente sempre que os dados sexo, idade, peso e altura forem preenchidos. A cada volta completa durante a realização do exame deve-se incrementar manualmente pressionando a tecla “F4”. O número de voltas é transferido automaticamente para o formulário de “Dados do Exame” onde é calculada a distância total percorrida pelo paciente.

O comprimento da pista campo “C” deve ser informado manualmente. O resíduo campo “R” corresponde à posição final do paciente quando completa 6 minutos de caminhada. Deve ser informado manualmente após o término do exame. O programa fornece automaticamente os tempos de caminhada, repouso e recuperação quando ao finalizar TC6M.

A figura 4.18 mostra que os parâmetros adquiridos antes e depois do exame devem ser preenchidos manualmente nos campos das colunas “Repouso” e “Exercício” respectivamente.

The screenshot shows the 'Dados do Exame' window. The 'Dados do Exame' section includes fields for Solicitação, Médico Solicitante, Examinador, Diagnóstico, Tabagismo (//), O₂ Domiciliar (checkbox), O₂ durante Exame (l/min), Peso [Kg], Altura [m], and IMC. The 'Resultados do Exame' section has a table with columns 'Repouso' and 'Exercício' and rows for FC (bpm), PA (mmHg), FR (ml/min), SpO₂ (%), Dispneia (Borg), and Fadiga (Borg). The 'Distância Prevista' section shows a calculation: 0 x 27 + 0 = 0 m, with units 'voltas C [m]' and 'R [m]'. Below this are fields for 'FC SubMax Prevista' and 'FC Atingida'. The 'T. Caminhada', 'T. Repouso', and 'T. Recuperação' fields all show '00:00'. At the bottom, there are buttons for 'Imprimir', 'OK', 'Cancelar', and 'Sair', and a status bar showing '0 Voltas [0 m]'.

Figura 4. 18 - Tela “Dados do Exame”.

A tela do “Gráfico do Exame” mostra em tempo real o valor dos parâmetros (SpO_2 e FC) adquiridos pelo oxímetro e enviado pelo sistema de telemetria via enlace de RF.

O programa recebe através da porta de comunicação serial RS-232 configurada em 115,2kbps, 8 bits de dado, 1 start bit, 1 stop bit, sem paridade, um pacote de dados com quatro bytes conforme o formato à figura 4.19.

Byte 1	Byte 2	Byte 3	Byte 4
Sincronismo	SpO_2	FC	FER
Valor Fixo em 00h	Faixa: 46h a 64h	Faixa: 28h a C8	Faixa: 01h a FFh

Figura 4. 19 - Formato do pacote de dados recebido pelo programa *software* visualização.

O primeiro byte é utilizado como ponteiro para iniciar o sincronismo do bloco tem o valor fixo em “00h”. Este valor foi escolhido por não ser um dado válido na faixa de operação dos parâmetros SpO_2 , FC e FER.

Os três bytes seguintes são processados e imediatamente e plotados na tela “Gráfico do Exame”. O usuário pode visualizar os parâmetros do oxímetro em tempo real conforme mostra a figura 4.20.

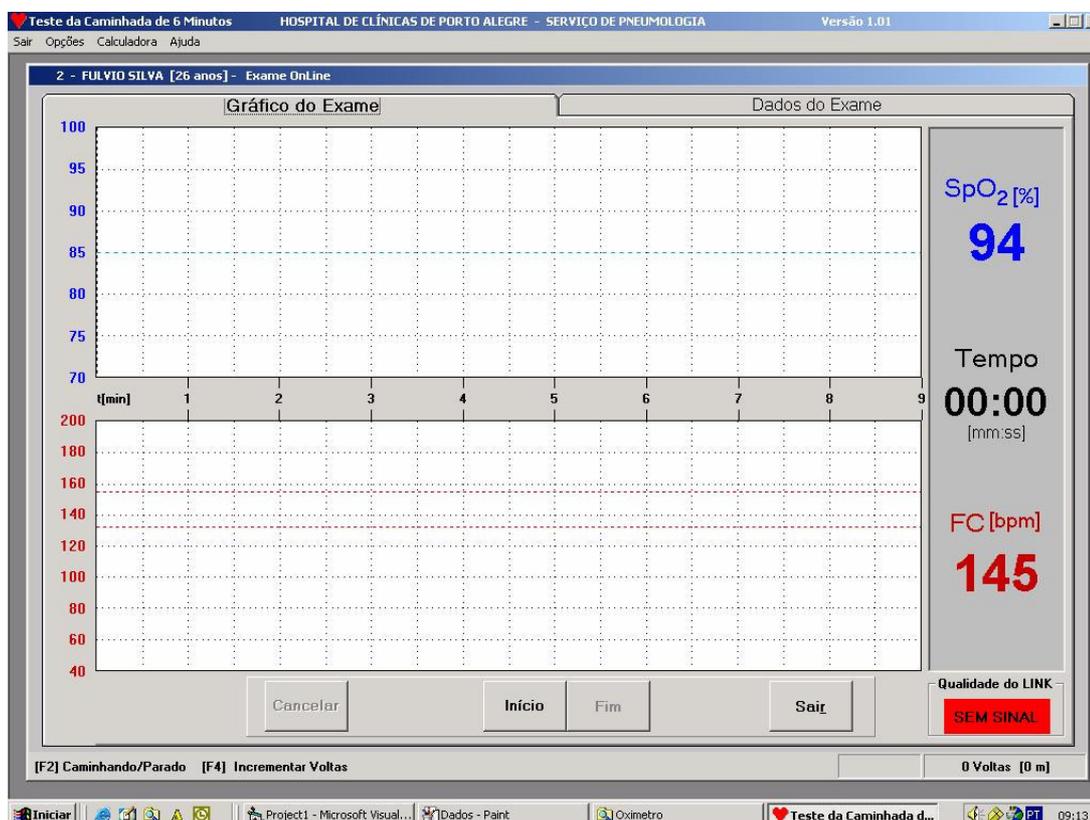


Figura 4. 20 - Tela do gráfico do exame.

Os parâmetros SpO₂ e FC são apresentados na forma de gráfico e digital com até três dígitos. Nos gráficos está plotada uma linha horizontal sinalizando o valor mínimo da SpO₂ e a máxima FC admissível durante a realização do exame. Estes valores são calculados automaticamente pelo programa. Caso o valor dos parâmetros ultrapasse estes limites o alarme sonoro dispara durante três segundos.

O byte FER é utilizado pelo programa para calcular uma estimativa da qualidade do enlace de RF. Sempre que não ocorrer erro no enlace de RF o programa receberá o byte FER com o valor 01h. Ocorrendo erro seja do tipo NAK ou *timeout* no enlace a unidade *Master* retransmite o pacote de dados incrementando o valor do byte FER até o limite de FFh. Optou-se em limitar o tamanho deste contador em um byte (0 a 255) porque se considerou que um número maior ou igual a 255 retransmissões indica que o sinal de RF está sofrendo um desvanecimento motivado por obstrução (condição estática), observada em laboratório com o osciloscópio monitorando o sinal BBOUT do módulo transceptor.

No canto inferior direito da tela “Gráfico do Exame” existe um sinalizador da qualidade do enlace atualizado de forma dinâmica a cada segundo utilizando o byte FER como parâmetro. A figura 4.21 mostra algumas representações possíveis do medidor de qualidade do enlace. Sempre que transcorrer um intervalo de 1,1s sem o *software* receber um novo pacote de dados pela porta serial será sinalizado sem sinal (retângulo vermelho). Este indica que a unidade *Master* não está ligada ou está ocorrendo um desvanecimento no sinal de RF impedindo a comunicação.

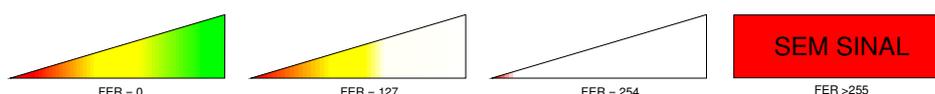


Figura 4. 21 - Indicador de qualidade do enlace.

O TC6M é realizado em um corredor plano, com distâncias previamente demarcadas. O paciente é incentivado, por estímulo verbal constante, a andar o mais rápido possível. Quando o paciente interrompe a caminhada, o cronômetro continua acionado. A tecla “F2” permite marcar e visualizar os intervalos de tempo onde o paciente caminhou ou tenha ficado parado durante a realização do exame, através da troca de cor do fundo do gráfico. A tecla “F4” funciona como um contador e deve ser acionada manualmente sempre que o paciente completar uma volta na pista. O programa permite ao usuário iniciar e finalizar o exame a qualquer instante através das teclas “Início” e “Fim”.

5 RESULTADOS OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE

Os resultados obtidos estão divididos em dois grupos. Os realizados em laboratório e os em campo.

5.1 Resultados obtidos em laboratório

Os testes realizados em laboratórios foram feitos removendo-se as antenas dos transceptores das unidades *Master* e *Slave* e conectando-se no lugar um cabo coaxial de 50Ω intercalado por atenuadores de RF bidirecional. O esquema utilizado é mostrado na figura 5.1.

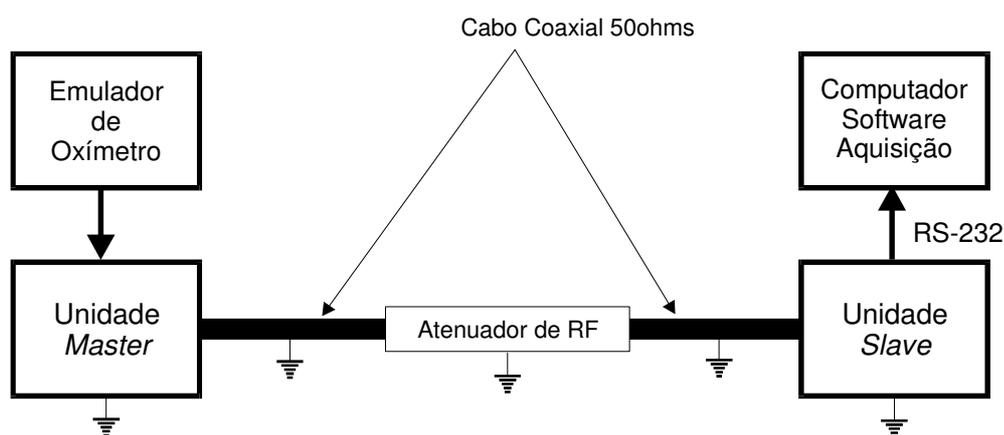


Figura 5. 1 – Esquema utilizado para realização dos testes em laboratório.

O emulador de oxímetro fornece um sinal TTL idêntico ao oxímetro PalmSat 2500. Os valores foram programados para variar entre 70% e 100% (SpO_2) e entre 40 e 200 BPM (FC), seguindo a forma de uma rampa com seqüência monótona crescente. O emulador é alimentado à bateria, possui um display de cristal liquido de 2 linhas com 16 colunas e duas chaves teclas sem retenção uma para começar e parar o teste e a outra para zerar o contador. O número de eventos transmitidos é mostrado no display. Os pacotes de dados são transmitidos da unidade *Master* para *Slave* utilizando o protocolo ARQ com CRC-16 para detecção de erros. Não havendo erros os dados são transmitidos para um computador via interface serial RS-232, onde o *software* mostra e armazena em tempo real. A análise é realizada posteriormente utilizando o programa Matlab R5.0. A figura 5.1 mostra um trecho de

aquisição onde foi aplicada uma atenuação de 60dB, com potência de transmissão de 0,75mW (-1,25dBm). A figura 5.2 mostra um exemplo de aquisição aplicando atenuação de 86dB com potência de transmissão de 0,75mW.

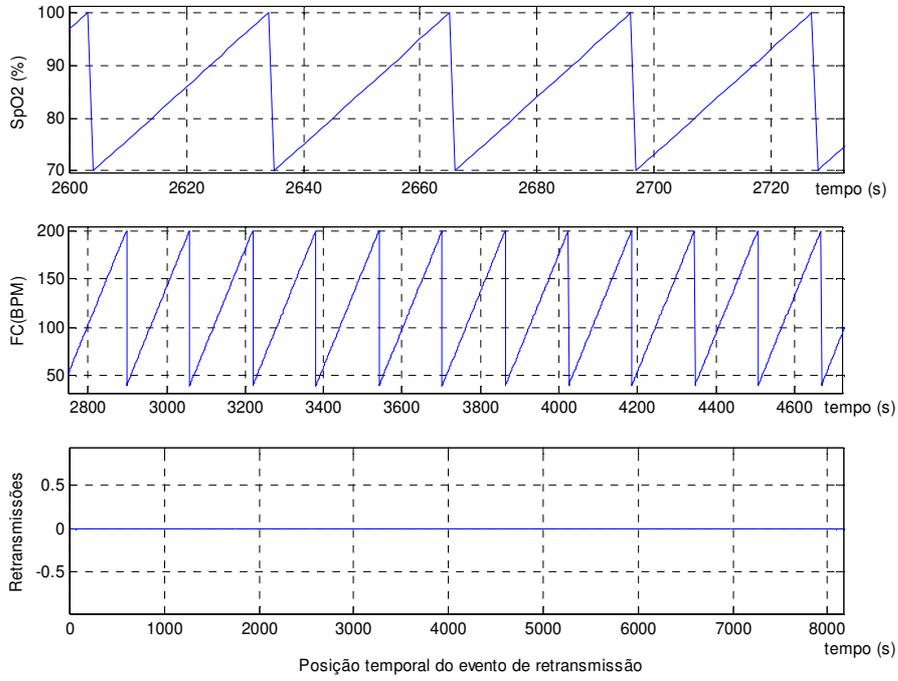


Figura 5. 2 – Exemplos de resultados obtido em laboratório com atenuação de 60 dB@0,75mW.

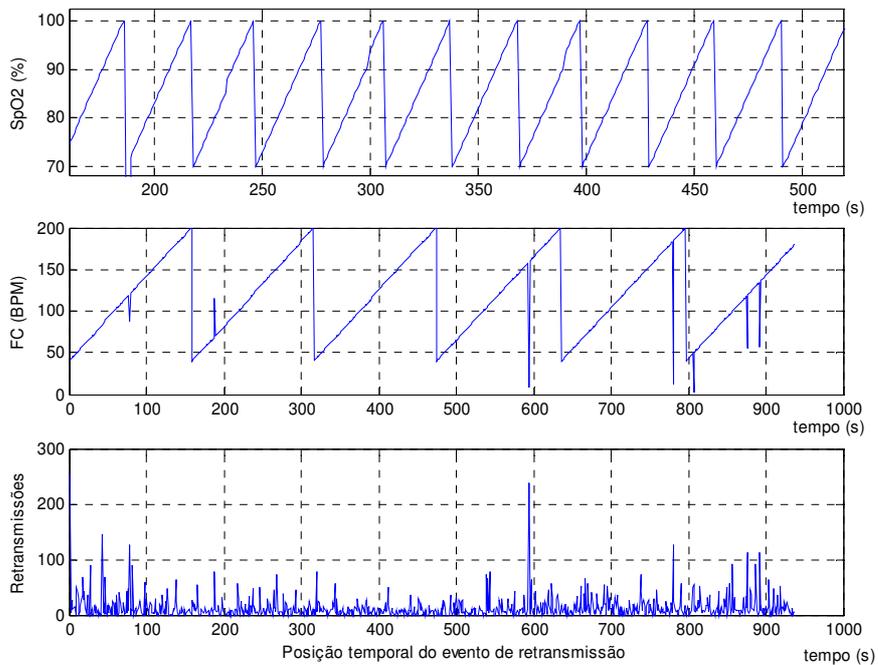


Figura 5. 3 – Exemplos de resultados obtido em laboratório com atenuação de 86dB@0,75mW.

5.1.1 Medidas no pino BBOUT

Utilizando a configuração de testes de laboratório mostrada na figura 5.1 mediu-se no pino BBOUT do transceptor TR1000 a intensidade do sinal recebido. O fabricante especifica o nível de tensão do sinal banda base detectado em 10mV/dB sem referenciar tolerâncias, temperatura e tensão de alimentação. Colocando atenuadores em série obteve-se as seguintes medidas utilizando um osciloscópio da Tektronix modelo TEK7000. Os valores obtidos estão na tabela 5.1. As figuras mostram as telas adquiridas onde é possível observar os níveis de tensão de pico do sinal.

Tabela 5. 1 – Dados obtidos utilizando atenuadores de RF bidirecionais.

Atenuação (dB)	V_{pico} BBOUT (mV)
45	508
55	392
90	≈50

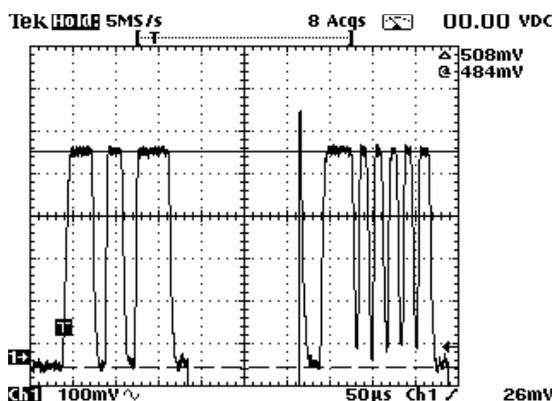


Figura 5. 4 – Sinal adquirido no pino BBOUT do transceptor TR1000. Atenuação de 45dB@0,75mW de RF. Amplitude pico a pico de 508mV. Osciloscópio THS710– Tektronix.

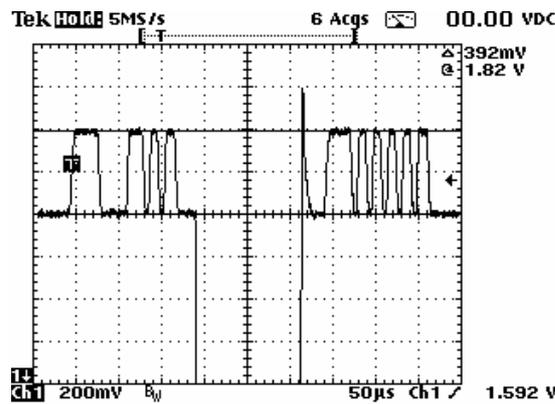


Figura 5. 5 – Sinal adquirido no pino BBOUT do transceptor TR1000. Atenuação de 55dB@0,75mW de RF. Amplitude pico a pico de 392mV. Osciloscópio THS710 – Tektronix.

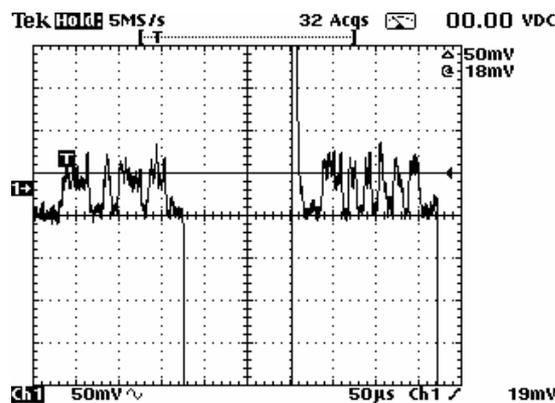


Figura 5. 6 Sinal adquirido no pino BBOUT do transceptor TR1000. Atenuação de 90dB@0,75mW de RF. Amplitude pico a pico de ≈50mV. Osciloscópio THS710 – Tektronix.

5.1.2 Testes de sensibilidade e qualidade do enlace de RF

Utilizando a configuração de teste da figura 5.1 para os níveis de 0,75mW e 0,375mW de potência dos transceptores, obteve-se os dados para o cálculo do FER (WIJTING, 2002) utilizando-se a equação 5.1.

Retransmissões por pacote:

$$FER = \frac{\sum \text{pacotes perdidos}}{\sum \text{pacotes transmitidos pelo emulador}} \quad (5.1)$$

Para o cálculo dos pacotes recebidos com retransmissão utilizou-se a equação 5.2.

$$\text{Pacotes recebidos com retransmissão} = \frac{\sum \text{eventos de retransmissão}}{\sum \text{pacotes transmitidos pelo emulador}} \times 100 \quad (5.2)$$

Para o cálculo da média das retransmissões utilizou-se a equação 5.3.

$$\text{Valor médio das retransmissões} = \frac{\sum \text{de retransmissões}}{\sum \text{eventos de retransmissão}} \quad (5.3)$$

As tabelas 5.2 e 5.3 mostram os resultados obtidos nos testes de laboratório utilizando potência de 0,75mW e 0,375mW respectivamente.

Tabela 5. 2 – Valores obtidos experimentalmente em laboratório com potência de 0,75mW (-1,25dBm).

Atenuação dB	Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
60	90543	90543	0	0	0,00331	1,33
68	80867	80867	0	0	0,00618	1,20
78	53312	53206	106	$1,98 \cdot 10^{-3}$	12,7945	2,1712
88	73311	72329	982	$1,34 \cdot 10^{-2}$	85,5923	14,9140
90	10000	0	10000	1	0	0

Tabela 5. 3 - Valores obtidos experimentalmente em laboratório com potência de 0,375mW (-4,26dBm).

Atenuação dB	Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
60	35897	35897	0	0	0,00557	1,5
65	54153	54151	2	$3,693 \cdot 10^{-5}$	0,01292	1,857
75	74587	74315	272	$3,646 \cdot 10^{-3}$	18,59	8,354
85	68752	68033	719	$1,046 \cdot 10^{-2}$	60,8382	4,9860
88	10000	0	10000	1	0	0

5.1.3 Teste térmico de operação

O teste térmico estático de operação foi dividido em duas etapas uma de calor e outra de frio. Na primeira etapa a unidade *Master* foi colocada dentro de um forno com temperatura ajustada para 45°C. Utilizou-se um controlador do tipo liga-desliga e um termômetro eletrônico marca *Sensirion* ($25^{\circ}\text{C}\pm 0,5^{\circ}\text{C}$, $0^{\circ}\text{C} - 40^{\circ}\pm 1^{\circ}\text{C}$) com registrador para acompanhar as variações de temperatura. Foram aguardadas seis horas para estabilizar a temperatura do forno e da unidade. O resultado é mostrado na tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Teste de funcionamento térmico estático. Temperatura da unidade *Master* $45^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ dentro do forno. Temperatura ambiente da unidade *Slave* $23^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$.

Atenuação dB	Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
60	25892	25892	0	0	0,00772	1,5

A segunda etapa do teste térmico de operação consistiu em colocar a unidade *Master* dentro de uma geladeira. Foram esperadas seis horas para estabilizar a temperatura do meio. Utilizou-se um termômetro eletrônico com registrador para acompanhar as variações térmicas. O resultado é apresentado na tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Teste de funcionamento térmico estático. Temperatura da unidade *Master* $4^{\circ}\text{C} \pm 4^{\circ}\text{C}$ dentro da geladeira. Temperatura ambiente da unidade *Slave* $25^{\circ}\text{C} \pm 4^{\circ}\text{C}$.

Atenuação dB	Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
60	19754	19754	0	0	0,0151	1,33

5.1.4 Teste de tempo de autonomia da unidade portátil

Para testar o tempo de autonomia da unidade portátil *Master* foi utilizado uma bateria de NiMH de 3,6V@800mAh. O consumo de corrente desta unidade foi medido com um multímetro TRUE RMS (Fluke 87). No modo RX obteve-se um consumo de corrente de 6,2mA e no modo TX 12,7mA. A unidade fica trocando de modo de operação (RX/TX) constantemente. Normalmente não deve ocorrer pedidos de retransmissão sendo assim esta unidade transmite apenas durante 1960 μ s para cada 1 segundo, conforme mostra a figura 4.13.

O *duty cycle* obtido é de $Tx/Rx = \frac{1960\mu s}{1.10^6\mu s} = 0,00196 \times 100 = 0,196\%$ ficando o consumo

médio de corrente em 6,25mA. A fim de testar a autonomia da unidade portátil o sistema foi colocado para funcionar de forma contínua utilizando o esquema da figura 5.1. O teste foi interrompido somente quando a tensão da bateria atingiu a tensão de 3,2V. O resultado obtido foi uma autonomia de aproximadamente 87 horas de uso contínuo conforme é apresentado na tabela 5.6.

Tabela 5. 6 – Teste de duração da bateria. Medidas realizadas com multímetro Fluke 87.

V _{inicial} (V)	V _{final} (V)	I _{inicial} mA	I _{final} mA	Tempo de Funcionamento (horas)	Atenuação dB	Pacotes transmitidos Emulador	FER
4,05	3,20	6,3	6,2	87,25	60	314100	0

5.2 Resultados obtidos em campo.

Todos os testes de campo foram realizados no corredor do serviço de Pneumologia localizado no segundo piso do Hospital de Clínicas de Porto Alegre. A figura 5.7 mostra uma planta baixa deste corredor. A construção utiliza paredes de alvenaria com vigas, colunas e lajes de concreto e aço. As portas são de madeira semi-ocas. As janelas de

alumínio com vidro. Todas as salas laterais são densamente mobiliadas. O trânsito é constante de pacientes e profissionais na área. A altura é de 2,60 metros entre o piso e o teto. Os testes de campo foram realizados com os transceptores do sistema de biotelemetria utilizando antenas do tipo monopolo $\lambda/4$.

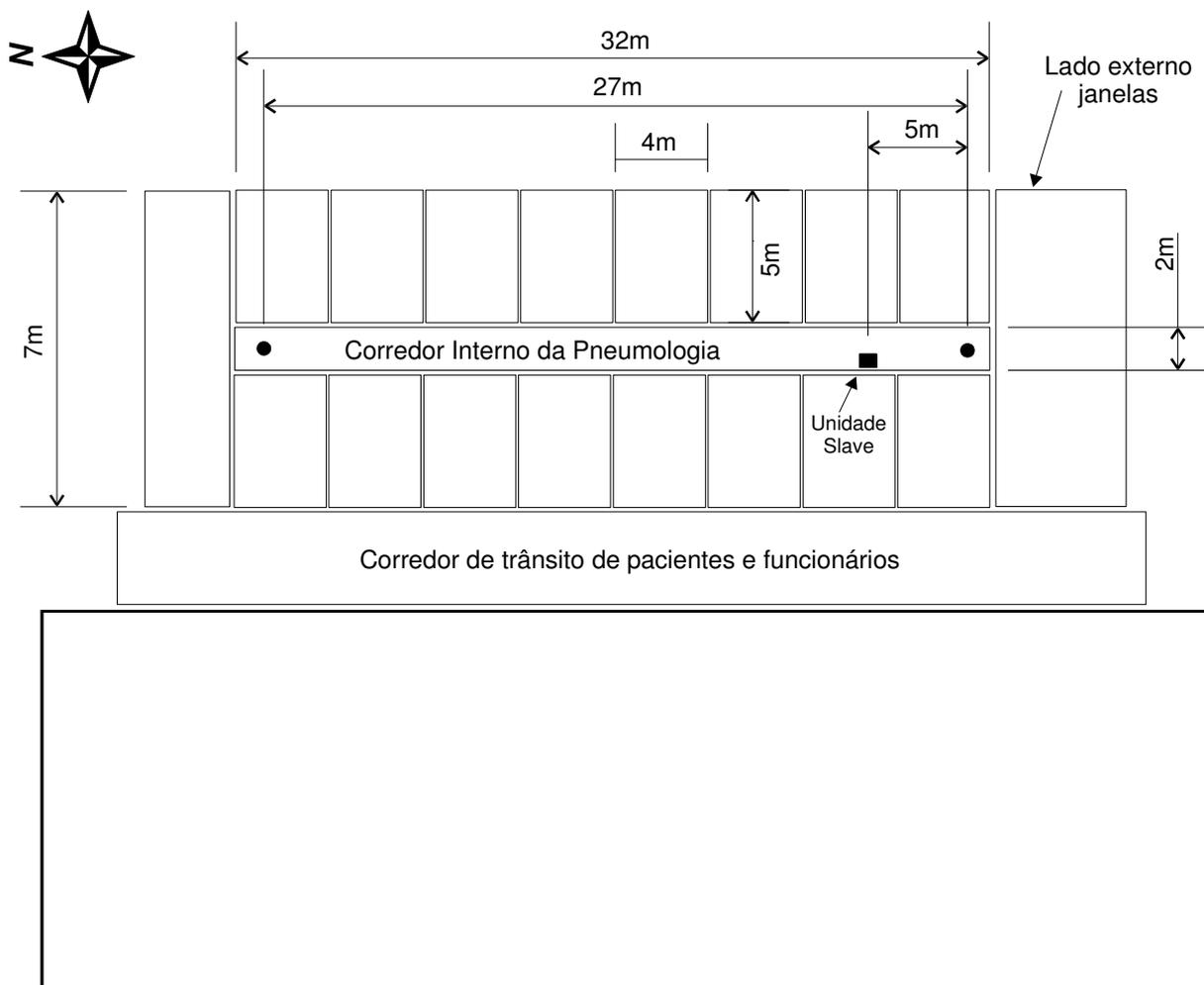


Figura 5. 7 – Planta baixa mostrando o corredor interno do serviço de pneumologia localizado no segundo piso do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.

5.2.1 Teste estático de 24 horas de duração

Realizou-se um teste estático com 24 horas de duração ininterruptas de funcionamento do sistema de biotelemetria no corredor do Serviço de Pneumologia. A unidade *Slave* foi posicionada conforme mostra a figura 5.7, afastada da parede 50 cm e a uma altura de 1,50 m. A unidade *Master* foi fixada a 24 metros de distância a uma altura de 2 metros no centro do corredor. Esta unidade foi conectada ao emulador de oxímetro programado da mesma forma que item 5.1 Os resultados obtidos são apresentados nos gráficos da figura 5.8 e na tabela

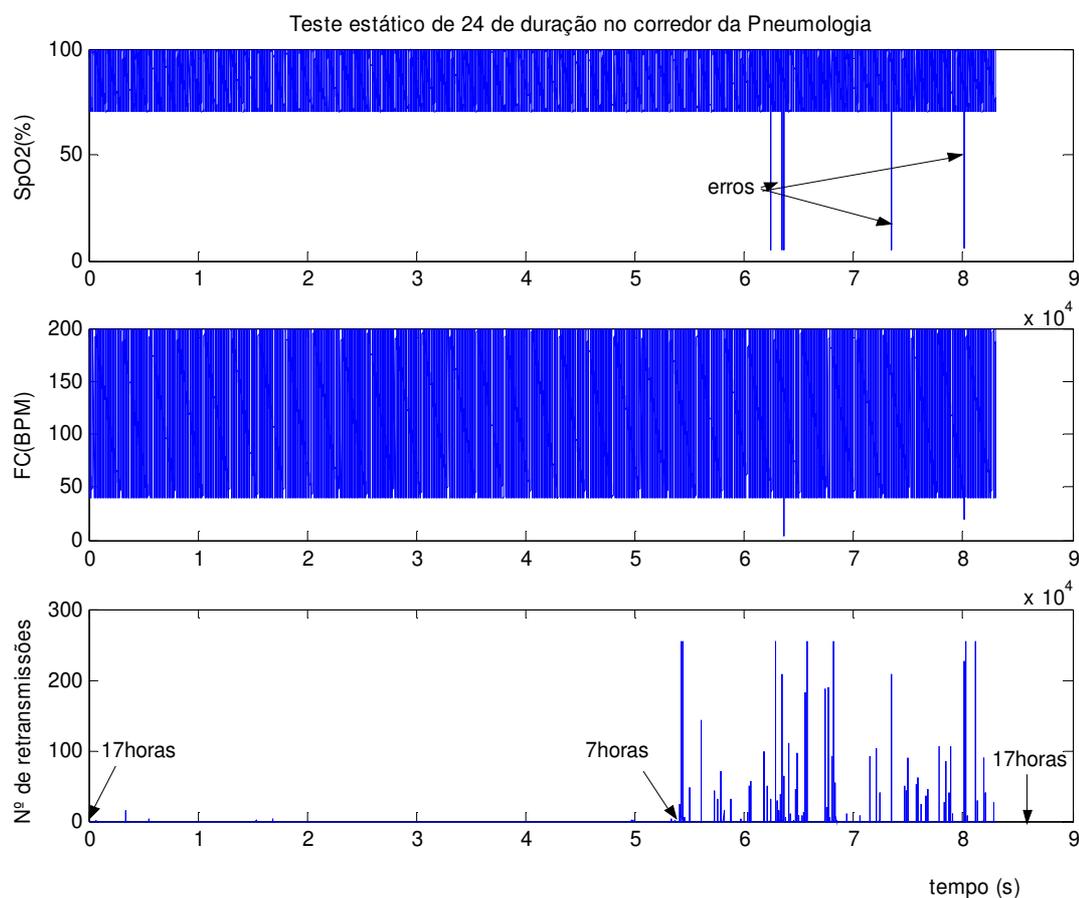


Figura 5. 8 – Gráfico com os dados obtidos no teste de 24 horas. Potência dos transceptores 0,75mW.

Tabela 5. 7 – Resultados obtidos com o teste estático de 24 horas.

Potência mW/dB m	Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
0,75/- 1,25	86400	86363	34	$3,935 \cdot 10^{-4}$	0,352	35,9

5.2.2 Resultados do TC6M utilizando o emulador de oxímetro.

Foram realizados 10 exames de TC6M com pessoas normais. Utilizou-se o emulador de oxímetro configurado conforme o item 5.1. Nos testes dinâmicos a unidade *Master* (radiomóvel) desloca-se pelo corredor simulando um exame completo. A unidade *Master* e o emulador foram fixados na cintura reproduzindo uma situação real do TC6M. Os dados foram adquiridos e armazenados utilizando o software desenvolvido para o TC6M em tempo real. A figura 5.9 mostra um exemplo de teste móvel utilizando o emulador de oxímetro e a tabela 5.8 os dados obtidos.

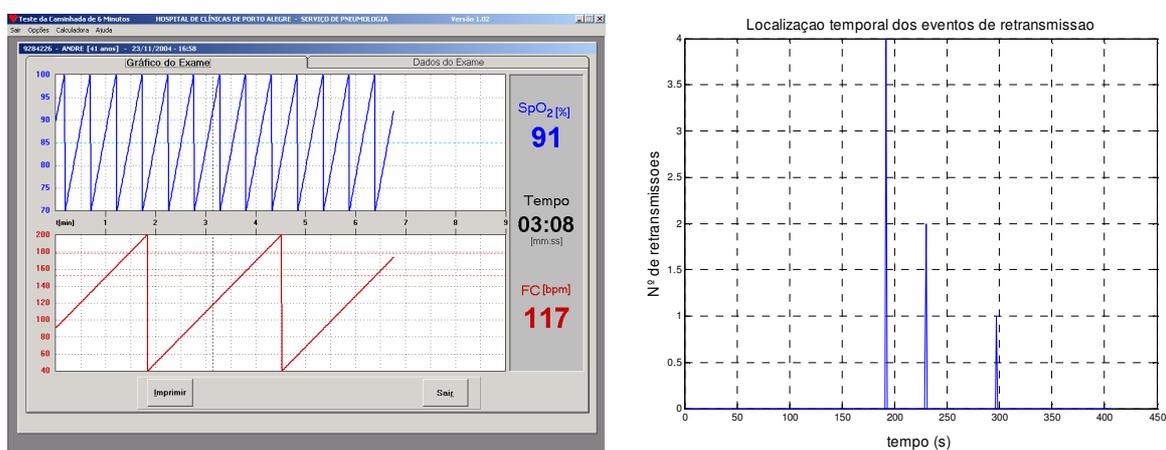


Figura 5.9 – Exemplo de dados obtidos em campo, realizando o TC6M no corredor do Serviço de Pneumologia. Utilizou-se o emulador de oxímetro. Potência dos transceptores 0,75mW de RF.

Tabela 5.8 – Dados obtidos realizando o TC6M no corredor do Serviço de Pneumologia. Foi utilizado o emulador de oxímetro. A potência de 0,75mW de RF nos transceptores.

Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
406	406	0	0	0,739	2,3333
378	378	0	0	0,529	3
393	393	0	0	1,018	2
415	415	0	0	0,723	3
427	427	0	0	1,170	3
403	403	0	0	0,744	2
437	437	0	0	1,144	3,2
394	394	0	0	0,508	2,5
425	425	0	0	1,647	3,85
417	417	0	0	0,479	2,5

5.2.3 Resultados do TC6M utilizando o oxímetro Palmsat 2500

Foram realizados 10 exames do TC6M em pacientes com DPOC utilizando o oxímetro de pulso PalmSat 2500 com o sensor do tipo clip de dedo. Os exames foram realizados pela equipe médica do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre. A unidade *Slave* foi posicionada conforme mostra a figura 5.4. O oxímetro foi fixado na cintura do paciente junto com a unidade *Master*. A potência dos transeptores foi ajustada em 0,75mW. As figuras 5.10 a 5.19 mostram as curvas dos parâmetros SpO₂ e FC em relação ao tempo e o gráfico à direita o número de retransmissões por pacote com a respectiva localização temporal.

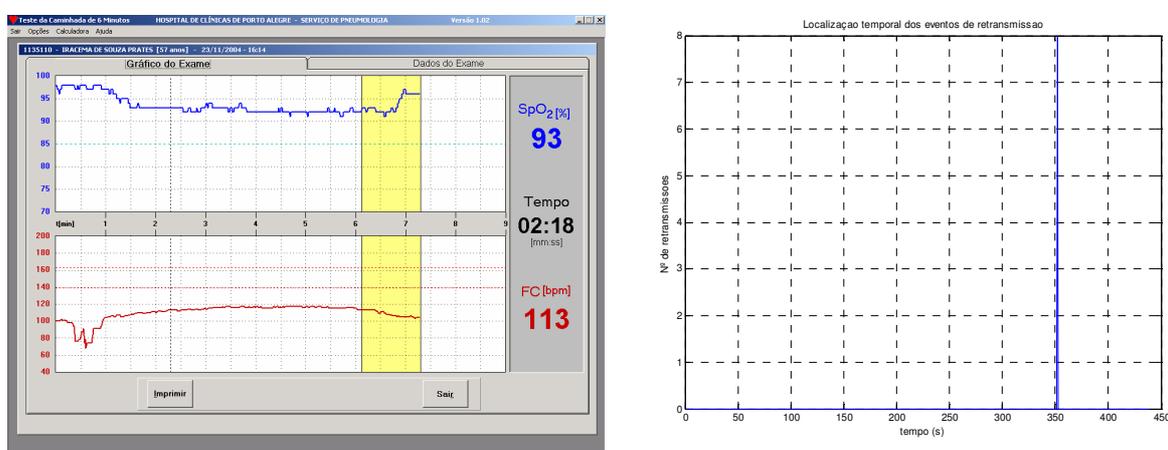


Figura 5. 10 – TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

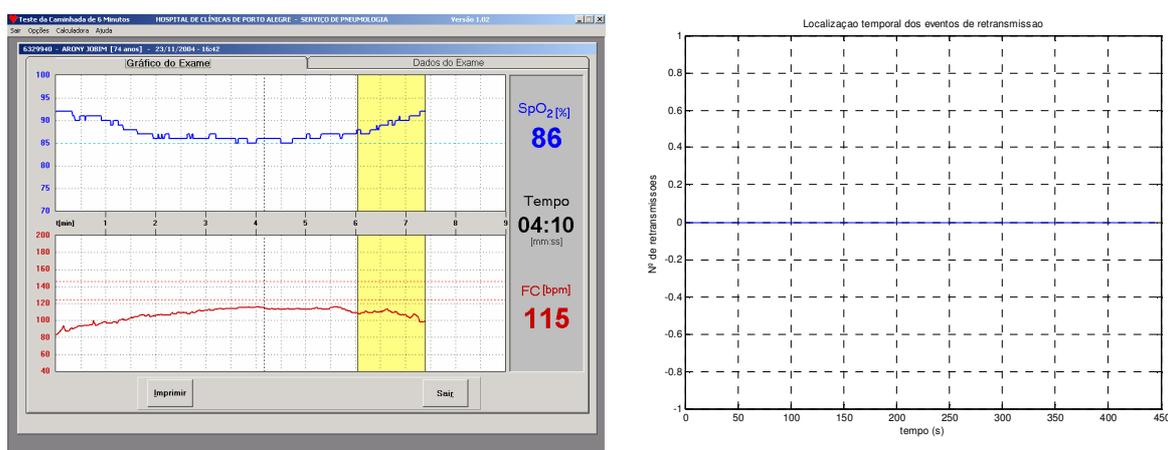


Figura 5. 11– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

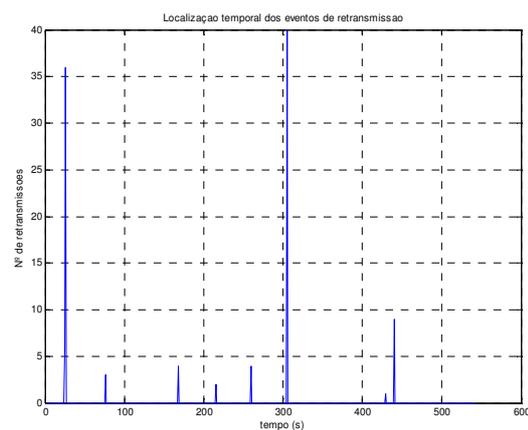


Figura 5. 12– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

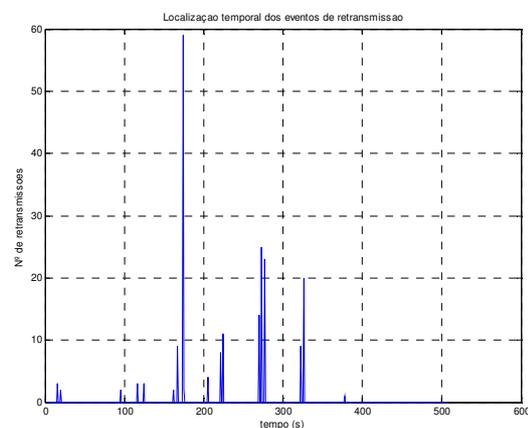
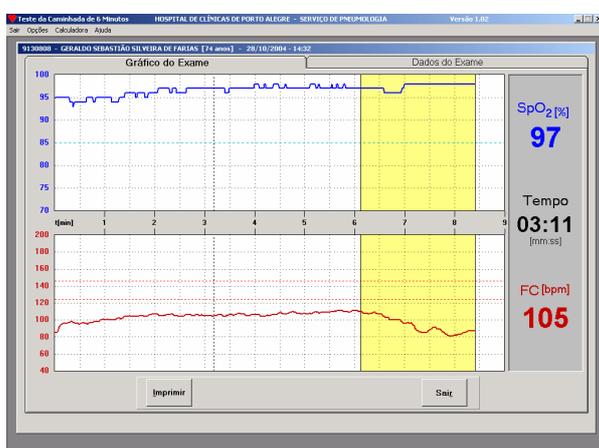


Figura 5. 13– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

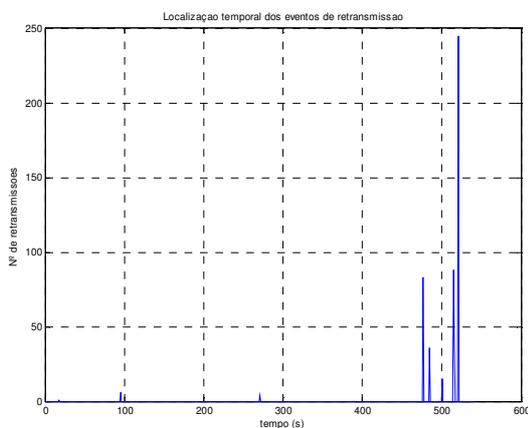
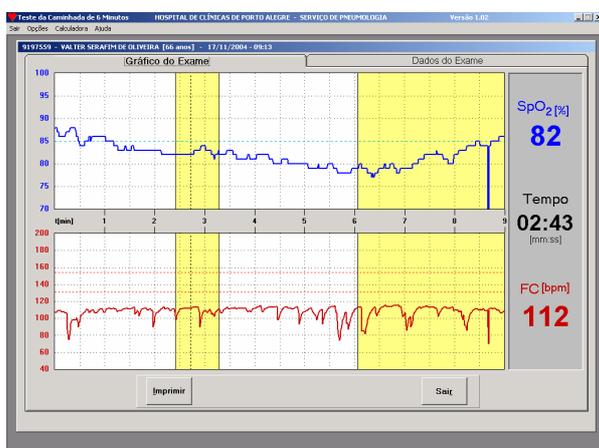


Figura 5. 14– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

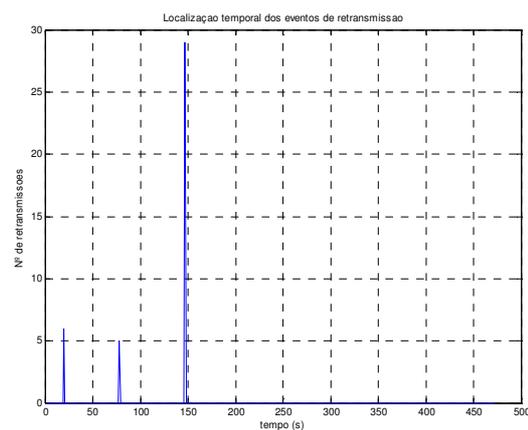


Figura 5. 15– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

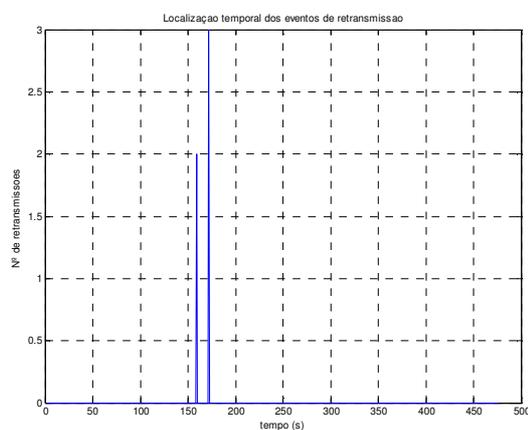
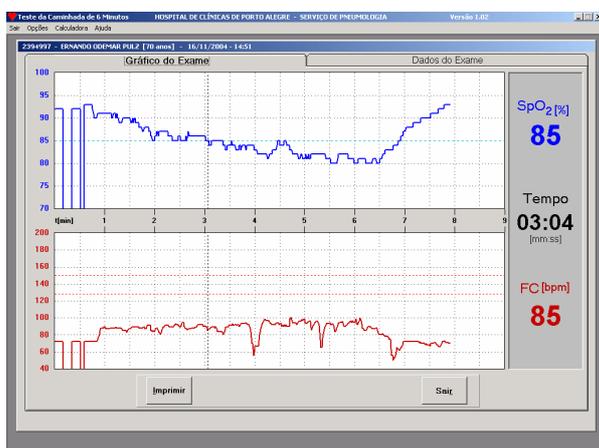


Figura 5. 16– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

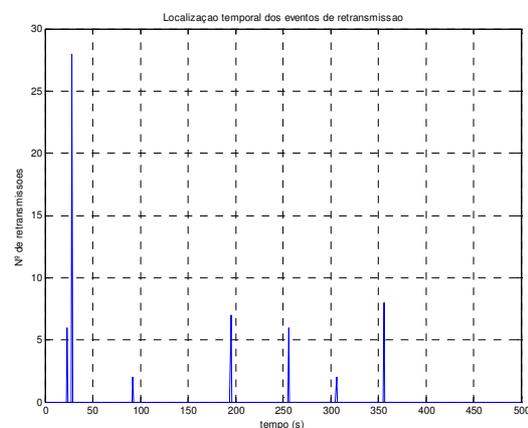


Figura 5. 17– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

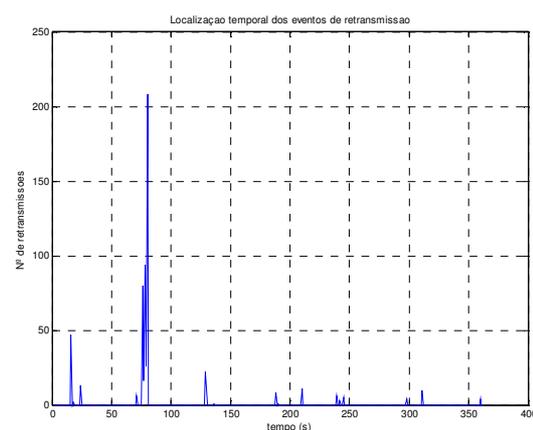
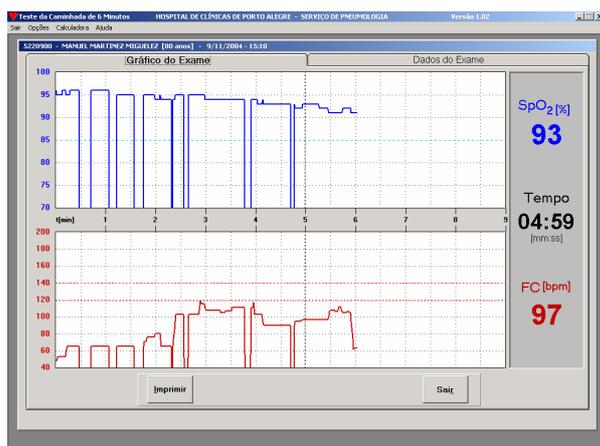


Figura 5. 18– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

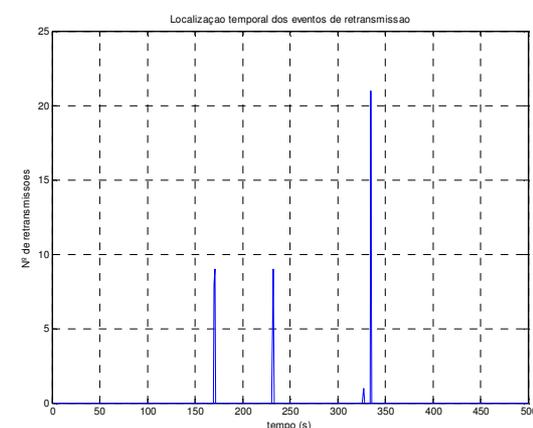


Figura 5. 19– TC6M realizado no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre em paciente com DPOC.

Tabela 5. 9 – Dados de campo obtidos com a realização do TC6M em 10 pacientes com DPOC no corredor do Serviço de Pneumologia do Hospital de Clínicas de Porto Alegre.

Pacotes transmitidos Emulador	Pacotes Recebidos	Pacotes Perdidos	FER	Pacotes recebidos com Retransmissão (%)	Média de Retransmissões por pacote
476	476	0	0	0.4202	2.5000
444	444	0	0	0	0
363	363	0	0	5.7851	27.2857
500	500	0	0	1.0000	9.6000
541	541	0	0	1.6636	11.6667
500	500	0	0	1.4000	8.4286
472	472	0	0	0.6356	13.3333
541	541	0	0	1.6636	57.6667
505	505	0	0	3.5644	11.1111
438	438	0	0	0.2283	8

6 DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

Um equipamento médico deve ser seguro e confiável. Partindo-se desta premissa básica focaram-se os testes do sistema de biotelemetria. A questão é até que ponto os procedimentos experimentais realizados são confiáveis. Inicialmente é preciso conhecer as limitações e incertezas, do instrumental utilizado e da técnica aplicada. No momento que se tem a consciência deste saber, é possível analisar o equipamento.

6.1 Problemas com a realização das medidas de RF

Quando são realizadas medidas com RF certos cuidados devem ser tomados. No caso do sistema de biotelemetria os receptores trabalham com ganho da ordem de 100dB (RF Monolithics, 2003). Quando se atenua o sinal de RF é importante que ambas as unidades *Master* e *Slave* estejam blindadas e aterradas. E preferencialmente afastadas uma da outra. Caso contrário ocorrerá uma captação devido a fugas no cabo coaxial e conexões dos atenuadores, introduzindo erros nas medidas efetuadas.

As medidas apresentadas na tabela 5.1 serviram como teste visando verificar se a ordem de grandeza dos atenuadores estava correta. Utilizou-se as diferenças entre as tensões de pico das figuras 5.4, 5.5 e 5.6 para verificar a especificação dos atenuadores.

Por exemplo da figura 5.4 e 5.5 pode-se observa um teste realizado visando verificar o nível de atenuação de 10dB produzidos pela adição de atenuadores bidirecionais no esquema apresentado na figura 5.1. Sabendo que o sinal BBOUT está calibrado em 10mV/dB pode-se concluir que a diferença a partir do valor de pico do sinal banda base ($508mV - 392mV = 116mV$) equivale a aproximadamente $10dB \approx 100mV$ de atenuação.

Os erros nas medidas são em parte devido a leitura do osciloscópio, pois na escala de 200mV/divisão sabendo que o osciloscópio utiliza um conversor AD de 8 bits obtém-se uma resolução de $200mV / 32 = 6,25mV$ mais a incerteza de 1 bit LSB resultando uma resolução de $6,25mV \pm 1LSB$.

O próprio fabricante do transceptor não especifica a tolerância do sinal BBOUT em função da tensão de alimentação, temperatura e tolerância no processo de fabricação.

Os atenuadores por sua vez são especificados para trabalhar até 1GHz com perda de inserção de $\pm 0,5dB$. Optou-se então em utilizar os atenuadores de RF como parâmetro de

referência das medidas realizadas em laboratório. Descartando o sinal de BBOUT devido a suas incertezas.

6.2 Condição ideal sem desvanecimento do sinal de RF

Através dos testes de laboratório, figura 5.1, foi possível eliminar os problemas de desvanecimento rápido no sinal de RF, utilizando as conexões com cabo coaxial. Eliminam-se assim todos os problemas de propagação de múltiplos caminhos em ambientes fechados. Isto permite testar o sistema de biotelemetria sob condições controladas. Porém continuam atuando os problemas causados por ruído térmico e ruído impulsivo de origem externa.

6.2.1 Sensibilidade do receptor medida em laboratório

Os dados das tabelas 5.2 e 5.3 mostram os limites máximos de atenuação para o qual o sistema funciona 88dB e 85dB com potência de transmissão de 0,75mW e 0,375mW respectivamente. Atenuações maiores do que 90dB faz com que o sistema de biotelemetria não complete o enlace, deixando de funcionar o sistema.

A partir da atenuação máxima foram realizados experimentos diminuindo-se a atenuações escalonadamente em 10dB. Foi constatado que com atenuação menor ou igual a 60dB, para potência de 0,75mW(-1,25dBm) e 0,375mW(-4,26dBm), não ocorre erro na recepção (FER = 0).

Logo observa-se que para níveis de potência do sinal recebido $-1,25dBm - 60dB_{Atenuação} \geq -61,25dBm$ obtém-se uma taxa de FER = 0, sendo que o nível medido de potência mínimo para o enlace funcionar foi de $-1,25dBm - 88dB_{Atenuação} = -89,25dBm$ com taxa de FER = $1,34 \cdot 10^{-2}$.

6.2.2 Sensibilidade do receptor fornecida pelo fabricante

O fabricante do transceiver TR1000 (RFMonolithics) através do programa *ASH Designer's Assistant Software Version 2.5.4* especifica que na taxa de transmissão de 57600bps a intensidade mínima do sinal recebido é -95dBm para uma taxa de BER de $5 \cdot 10^{-4}$, utilizando a equação 2.33 pode-se estimar a taxa FER a partir da taxa de BER. Realizando os

cálculos obtém-se então a taxa $FER = 1 - (1 - 5 \cdot 10^{-4})^{100} = 4,878 \cdot 10^{-2}$. Considerando uma potência de transmissão de $-1,25\text{dBm}$, desvanecimento de 0dB , antenas com ganho 0dB e descontando a perda de $4,5\text{dB}$ do comparador DS1 do circuito *Data Slicer*, calculando obtém-se a seguinte sensibilidade mínima do receptor:

$$-95\text{dBm}_{\text{Sinal requerido}} - (-1,25\text{dBm}_{\text{Potência do TX}}) + 0\text{dB}_{\text{Antena TX}} + \\ + 0\text{dB}_{\text{Antena RX}} - 0\text{dB}_{\text{Desvanecimento}} - (-4,5\text{dB}_{\text{DS1}}) = -89,25\text{dBm}$$

Logo $-89,25\text{dBm}$ é a intensidade mínima do sinal recebido para uma taxa $FER = 4,878 \cdot 10^{-2}$.

6.2.3 Comparação entre resultados experimentais e do fabricante

Comparando-se os dados experimentais obtidos no item 6.2.1 com os dados fornecidos pelo fabricante item 6.2.2, conforme mostra a tabela 6.1, pode-se observar que os valores são da mesma ordem de grandeza.

Tabela 6.1 – Comparação entre a sensibilidade do receptor obtida em laboratório e a fornecida pelo fabricante do transceptor TR1000.

Dados experimentais	Dados fornecidos pelo fabricante
$-89,25\text{dBm}$	$-89,25\text{dBm}$
$FER = 1,34 \cdot 10^{-2}$	$FER = 4,878 \cdot 10^{-2}$

Esta comparação tem como finalidade verificar a qualidade do funcionamento do sistema de biotelemetria. Como os valores obtidos estão próximos do fornecido pelo fabricante, pode-se afirmar que a implementação prática do sistema esta adequada.

Conclui-se que considerando a potência de RF de $-1,25\text{dBm}$ do transceptor e somando a atenuação de 60dB , não deve ocorrer erro, quando a intensidade do sinal de RF no receptor for maior ou igual a $-61,25\text{dBm}$. O limite mínimo obtido experimentalmente para o enlace funcionar foi de $-89,25\text{dBm}$ com um FER de $1,34 \cdot 10^{-2}$ conforme dados da tabela 5.2.

6.3 Desvanecimento teórico máximo admissível

Considerando que os transceptores podem ficar afastados entre si 27m, durante o TC6M, utilizou-se como parâmetro o cálculo da atenuação no espaço livre para esta situação conforme LOTSE (1992).

Na frequência de 916,5MHz a atenuação obtida teoricamente é de 60,317dB. Logo um sinal de 0,75mW (-1,25dBm) chega no receptor com a intensidade de -61,567dBm. Neste nível de potência conforme a tabela 5.2 obtém-se uma taxa FER = 0. Ocorrendo desvanecimento nesta condição menor do que $-89,25dBm - (-60,567dBm) = -28,633dB$ no sinal de RF, não ocorreram perdas significativas de pacotes de dados, pois a taxa medida foi $FER = 1,34.10^{-2}$. Com taxa de FER desta ordem ou menores o protocolo de correção de erros ARQ implementado, funciona com 100% de eficiência. Garantindo o funcionamento do sistema de biotelemetria sob condições de até 28,633dB de desvanecimento nas condições de utilização da figura 5.7.

Outro dado importante é que o local utilizado para realizar o TC6M segue uma distribuição de Rayleigh (LOTSE, 1992), pode-se então extrair dos gráficos das figuras 2.5 e 2.6 que a duração média de desvanecimento (ADF) é igual a 3ms e a taxa de cruzamento de nível (LCR) de 0,5 *cruzamentos/s*, considerando-se um nível de desvanecimento de 28dB. Conclui-se que teoricamente para desvanecimento desta ordem o protocolo de correção de erros é 100% eficaz.

6.4 Comentário sobre os testes térmicos e de autonomia.

Os teste térmicos de funcionamento foram realizados com o objetivo de confirmar o funcionamento correto em temperaturas extremas. Os extremos de temperatura foram escolhidos a partir das características de um dia quente e de um dia frio na região da cidade de Porto Alegre. Os resultados apontam que o circuito continuou funcionando corretamente não aparecendo nenhum indício de instabilidade ou de piora no funcionamento devido à variação da temperatura como pode ser visto na tabela 5.4 e 5.5.

O teste de autonomia de uso da unidade portátil *Master*, serviu para comprovar o tempo de autonomia, para o tipo de bateria escolhido. E mostrar que o consumo de corrente da unidade portátil funciona com um duty cycle predominantemente de RX. Obtendo-se um

consumo total de potência medido da ordem de 23mW conforme tabela 5.6. Mostrando-se assim que o equipamento é de baixo consumo (LEEPER, 2001).

6.5 Testes de campo

O conjunto de testes realizados em laboratório permitiu validar o funcionamento do sistema de biotelemetria em meio controlado de propagação. Porém o objetivo é certificar o funcionamento em uma aplicação prática. Os testes de campo foram divididos em dois grupos o fixo e o móvel. O teste de campo fixo, figura 5.8, teve duração de 24 horas com as unidades estacionadas no mesmo local conforme foi descrito no item 5.2.1. Este teste serviu de base para caracterizar o comportamento do enlace de RF no ambiente fechado do corredor. No período entre 17 horas e 7 horas da manhã seguinte não ocorreu trânsito de pessoas obtendo-se um número de retransmissões muito pequeno. Porém entre 7 horas da manhã e 17 horas, existe uma movimentação de pessoa, ficando bem visível no gráfico da figura 5.8 o aumento de eventos de retransmissão, devido aos problemas de desvanecimento.

A taxa global FER=0,03935% conforme tabela 5.7, obtida no teste estacionário serve como um parâmetro de confiabilidade do enlace de RF. Podendo ser comparada com sistemas mais complexos como o ZigBee que considera aceitável taxas de FER $\leq 0,2\%$ (ZHENG, 2004).

A etapa seguinte consistiu em testar o sistema em condições reais. Na figura 5.9 é possível visualizar os dados adquiridos com o software do TC6M. O teste tem uma importância muito grande pois a unidade *Master* nesta situação funciona como um rádio-móvel. Nesta condição o sinal está sujeito aos desvanecimentos rápidos e situações reais de obstrução. Os dados da tabela 5.8 servem para comprovar a confiabilidade do sistema. Pois em todo o experimento obteve-se a taxa de FER = 0, com a média de retransmissões por pacote menor do que 2,8. Caracterizando um sistema de alta confiabilidade.

6.6 Testes realizados durante o TC6M

Os resultados obtidos na prática com pacientes estão mostrados nas figuras 5.10 a 5.17. Estes testes serviram para verificar o funcionamento em tempo real do conjunto como um todo. É nesta etapa que o elemento humano através do operador do sistema e do paciente,

entram para realizar os testes, fornecendo uma realimentação de informações, que serve de subsídio para a avaliação do lado funcional do sistema de biotelemetria.

Foi verificado que por parte do operador houve uma boa aceitação na realização do exame, devido às facilidades na utilização do software e a visualização dos parâmetros fisiológicos em tempo real. A interface gráfica do software mostrou ser bem amigável. Provavelmente porque os operadores souberam definir bem suas necessidades durante a elaboração do programa. Como trata-se de um projeto multidisciplinar o *layout* foi construído com a participação destes em todas as etapas. O resultado final do software foi avaliado durante a realização dos exames com o grupo de controle. De uma forma subjetiva os operadores consideraram a interface gráfica e os recursos implementados adequado ao uso durante o TC6M, não solicitando modificações adicionais.

6.7 Problemas com o sensor do oxímetro

Todos os testes com pacientes foram realizados com sensor do tipo clip de dedo. Este tipo de sensor é considerado o mais preciso pelo fabricante Nonin, porém é mais sensível a problemas de desacoplamento mecânico devido ao movimento da mão, conforme pode ser visto no gráfico da figura 5.18. Pode-se observar que os parâmetros fisiológicos apresentaram variações consideradas fora da normalidade.

Observando o gráfico que mostra o número de retransmissões da figura 5.18 pode-se descartar a hipótese de mau funcionamento do sistema de biotelemetria, pois esta figura mostra que durante o exame, o enlace de RF funcionou normalmente. Este tipo de problema ocorreu também em outros exames como pode ser visto nas figuras 5.15, 5.16, 5.17 e 5.19. Os motivos constatados foram:

1. Problemas de acoplamento do sensor devido ao movimento da mão.
2. Baixa perfusão periférica com resfriamento das extremidades.

O primeiro problema pode ser minimizado utilizando-se sensores específicos para medições com movimento. Os mais indicados são do tipo refletância porém a precisão destes é pior do que do tipo transmitância conforme pode ser visto na tabela 4.1.

O segundo problema são casos onde o paciente tem um comprometimento maior no seu estado de saúde. A aquisição dos parâmetros fisiológicos pode ser melhorada utilizando um sensor de lóbulo de orelha ou de transmitância na testa, porém este sensor possui uma precisão pior conforme tabela 4.1. Estes problemas são limitações inerentes da técnica de

oxímetria de pulso. Desta forma conclui-se que é preferível utilizar sensores com precisão menor porém mais imunes aos artefatos gerados pelo movimento da mão durante a realização do TC6M.

Analisando-se as taxas de FER e número de retransmissões por pacote da tabela 5.9 conclui-se que o equipamento não perdeu nenhum pacote de dados (FER = 0) durante a realização dos exames confirmando sua confiabilidade como sistema de biotelemetria.

6.8 Conclusão final

Os testes de laboratório e de campo demonstraram que o sistema de biotelemetria é adequado a realizar o TC6M com precisão de SpO_2 de ± 3 dígitos (com ± 1 desvio padrão) e FC de $\pm 3\%$ ambos com e taxa de *Frame Error Rate* $< 10^{-4}$ (0,01%), sem restringir os movimentos do usuário durante o processo de monitorização.

A partir deste estudo, serão feitos trabalhos futuros visando à adequação deste sistema de biotelemetria a outros sinais de biopotencial.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

I CONSENSO BRASILEIRO DE DOENÇA PULMONAR OBSTRUTIVA CRÔNICA (DPOC). **Journal Pneumol.**, vol.26, pp.34-52, 2000.

ADLER, J. N.; HUGHES, L. A.; VIVILECCHIA, R.; CAMARGO, C. A. Effect Of Skin Pigmentation On Pulse Oximetry Accuracy In The Emergency Department. **Acad. Emerg. Med.**, vol. 5, pp.965-970, 1998.

ANATEL - RESOLUÇÃO No 365, DE 10 DE MAIO DE 2004, Regulamento Sobre Equipamentos de Radiocomunicação de Radiação Restrita.

ANDERSEN, J. B.; RAPPAPORT, T. S.; YOSHIDA, S. Propagation Measuremen And Models For Wireless Communications Channels. **IEEE Commun. Magazine**, vol. 33, pp. 42-49, Jan. 1995.

ARMSTRONG, E. H. Some recent developments of regenerative circuits. **IRE Proc. Inst. Radio Eng.**, vol. 10, no. 8, pp. 244-260, 1922.

ASH, D. L.; VOLLERS, H.G. Evolution Of SAW Technology From Discrete Devices To Functional RF Building Blocks. **IEEE Microwave Symposium Digest, MTT-S International**, Volume: 87, No. 2, pp.793 – 796, Jun 1987.

ASH, D. L. Optimal Application Of SAW Devices In Spread Spectrum And Other RF Systems. **Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium**, vol.1, pp.265-274, Oct.1989.

ASH, D. L. SAW Devices In Wireless Communication Systems. **Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium**, vol.1, pp.115 – 124, 1993.

ASH, D. L. New UHF Receiver Architecture Achieves High Sensitivity And Very Low Power Consumption. **RF Design**, December, 1994a.

ASH, D. L. Sequential Amplifier. **U. S. patent No. 5357206**, Oct, 1994b.

ASH, D.L. New Receiver Architecture Based On Saws. **IEEE Conference Proceedings Microwave Systems NTC '95**, pp.205 – 214, May 1995.

ASH, D. L. SAW-Based Hybrid Transceivers In Slam Packaging With Frequency Range From 200 to 1000 MHz. **Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium**, vol. 1, pp. 389 – 398, Oct. 1998.

ATS American Thoracic statement Society.: Guidelines for Six-Minute Walk Test. **Am. J. Respir. Crit. Care Méd.**, vol. 166, pp.111-117, 2002.

BALANIS, C. A. Advanced Engeneering Eletromagnetics – **Ed. John Wiley & Sons, Inc.** , 1989.

BARKER, S. J.; TREMPER, K. K. The Effect of Carbon Monoxide Inhalation on Pulse Oximeter Signal Detection. **Anesthesiology**, vol. 66, pp.677-679, 1987.

BARKER, S. J.; TREMPER, K. K.; HYATT, J.; ZACCARI, J. Effects of Methemoglobinemia on Pulse Oximetry and Mixed Venous Oximetry. **Anesthesiology**, vol. 70, pp.112-117, 1989.

BITTNER, V. et al. Prediction of Mortality and Morbidity With a 6-Minute Walk Test in Patients With Left Ventricular Dysfunction. **JAMA**; vol.70, pp.1702-1707, 1993.

BLANKENSHIP, T. K.; RAPPAPORT, T. S. Characteristics Of Impulsive Noise in the 450-MHz Band In Hospitals And Clinics. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 46, pp. 194-203, Feb. 1998.

BONATTI, I. S.; BRITO, J. M. C. A Simple Hybrid ARQ-FEC Scheme to Control Errors in the Wireless Link in Wireless ATM Networks. **III Workshop de Comunicação sem Fio e Computação Móvel**, 2001.

BOLZANO, Q. B.; GARAY O.; STEEL F. R. Heating of Biological Tissue in The Induction Field of VHF Portable Radio Transmitters. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 27, pp. 51-56, May 1978a.

BOLZANO, Q. B.; GARAY O.; STEEL F. R. Energy Deposition in Simulated Human Operators of 800 MHz Portable Transmitters. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 27, pp. 174 -181, Nov 1978b.

BOTSCH, F. A. Digital Telemetry System for Physiological Variables. **IEEE Transactions on Communications**, Vol. 14, No. 6, pp. 835 – 838, Dec 1966.

BRADLEY, W.E. Super-Regenerative, **Electronics**, vol. 21, pp. 96-98, Sept. 1948a.

BRADLEY, W. E. Super-Regenerative, **Electronics**, vol. 21, pp. 99-102, Sept. 1948b.

BRAND, T. M.; BRAND, M. E.; JAY, G. D. Enamel Nail Polish Does Not Interfere With Pulse Oximetry Among Normoxic Volunteers. **J. Clin. Monit. Comput.**, vol.17, pp.93-96, 2002.

BUTLAND, R. J. et al. Two-Six, and 12-Minute Walking Test In Respiratory Disease. **BMJ**, vol. 284, pp.1607-1608, 1982.

BURR, A. Modulation and Coding for Wireless Communications, **Prentice Hall**, 2001.

CARLSON, K. A.; JAHR, J. S. A Historical Overview And Update On Pulse Oximetry. **Anesthesiol.**, vol.20, pp.173-181, 1993.

CLARKE, R. H. A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception. **The Bell System Technical Journal**, vol. 47, no. 6, pp. 957-1000, July-Aug. 1968.

CHATTERJEE, Y. G. G.; GANDHI O. P. Quantification of Electromagnetic Absorption in Humans from Body-Mounted Communication Transceivers. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 34, pp. 56-62, May 1985.

CHEN, R. et al. Adaptive Error Coding Using Channel Prediction. **Wireless Networks**, vol. 5, pp. 23-32, 1999.

COLUMBIA ELECTRONIC ENCYCLOPEDIA, **Columbia University Press.**, 6th ed. Copyright © 2004.

COOPER, K. H. A Means Of Assessing Maximal Oxygen Intake. **JAMA**, vol.2, pp.201-204, 1968.

COTÉ, C. J.; GOLDSTEIN, E. A.; FUCHSMAN, W. H.; HOAGLIN, D. C. The Effect of Nail Polish on Pulse Oximetry. **Anesth. Analg.**, vol. 67, pp.683-686, 1988.

CROLS, J.; STEYEART, M. CMOS Wireless Transceiver Design. **Kluwer Academic Publisher**, Dordrecht, Netherlands, 1997.

DEHOLLAIN, C.; DECLERCQ, M.; JOEHL, N.; CURTY, J. P. A Global Survey on Short Range Low Power Wireless Data Transmission Architectures for ISM Applications. **Proceedings of IEEE Semiconductor Conference**, vol.1, pp. 117 - 126, Oct, 2001.

DEHOOG S. Avaliação do Estado Nutricional. Alimentos, Nutrição e Dietaterapia. **9ª ed. São Paulo: Roca**, pp. 381 – 972, 1998.

DEMERS C, et al. Resolvd Pilot Study Investigators. Reliability, Validity, and Responsiveness of the Six-Minute Walk Test in Patients With Heart Failure. **Am. Heart J.** vol.142, pp.698-703, 2001.

DEVASIRVATHAM, D. M. J.; BANERJEE, C.; MURRAY, R. R.; RAPPAPORT, D. A. Four-Frequency Radiowave Propagation Measurements of the Indoor Environment in a Large Metropolitan Commercial Building. **Proc. IEEE GLOBECOM '91 Phoenix**, pp. 1282-1286, Dec. 1991.

EDELMIER, D. A. *et al.* Interpreting Small Differences in Funtional Status: The Six Minute Walk Test in Chronic Lung Disease Patients. **Am. J. Respir. Crit. Care Med.**, vol.155, pp.1278-1282, 1997.

ELPERN, E. H.; STEVENS, D.; KESTEN, S. Variability in Performance of Timed Walk Tests in Pulmonary Rehabilitation Programs. **Chest**, vol.118 pp.98-105, 2000.

ENRIGHT, P.L.; SHERRILL, D.L. Reference Equations for the Six Minute Walk in Healthy Adults. **Am. J. Respir. Crit. Care Med.**,vol. 158, pp.1384-1387, 1998.

EISELE, J. H.; DOWNS, D. Ambient Light Affects Pulse Oximeters. **Anesthesiology**, vol. 67, pp.864-865, 1987.

EZRI, T.; SZMUK, P. Pulse Oximeters and Onychomycosis. **Anesthesiology**, vol. 76, pp. 153-154, 1992.

FAVRE, P. A 2V 600 uA 1 GHz BiCMOS Super-Regenerative Receiver for ISM Applications. **IEEE Journal of Solid State Circuits**, Vol. 33, no.12, pp. 2186-2196, 1998.

GASCH, A. Telemetry Alternatives Take Center Stage at Instrumentation Gathering. **The BBI Newsletter**, vol. 24, No. 9, pp. 209-214, Sept. 2001.

GRAP, M. J. Protocols for Practice: Applying Research at The Bedside. **Critical Care Nurse**, vol. 18, pp.94-99, 1998.

GROENEWOLD, G. The Design of High Dynamic Range Continuous-Time Integratable Bandpass Filters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems II**, vol. 38, no.8, pp. 838-852, 1991.

GUTIERREZ, J. A. *et al.* IEEE 802.15.4: A Developing Standard for Low-Power, Low-Cost Wireless Personal Area Networks. **IEEE Network**, vol. 15, no. 5, pp. 12-19, 2001.

HAMILTON AL, *et al.* Symptom Intensity and Subjective Limitation to Exercise in Patients with Cardiorespiratory Disorders. **Chest**, vol.110, pp.1255-1263, 1996.

HASHEMI, H. The Indoor Radio Propagation Channel. **Proc. IEEE**, vol. 81, pp. 943-968, July 1993.

HASSAN-ALI, M.; PAHLAVAN, K. A New Statistical Model for Site-Specific Indoor Radio Propagation Prediction Based on Geometric Optics and Geometric Probability. **IEEE JSAC Wireless**, pp:112 – 124, Jan. 2002.

HANSEN, F.; MENO, F. I. Mobile Fading-Rayleigh and Lognormal Superimposed. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol.26, no.4, pp.332-335, Nov.1977.

HAYKIN, S. An Introduction to Analog And Digital Communications. **New York: John Wiley**, 1989.

JAKES, W. C., Microwave Mobile Communications. **IEEE Press, Piscataway, NJ**, ch.1. 1974.

JOE, I. A Novel Adaptive Hybrid ARQ Scheme For Wireless ATM Networks. **Wireless Networks**, vol. 6, pp. 211-219, 2000.

JOEHL, N. *et al.* A Low Power 1 GHz Super-Regenerative Transceiver With Time-Shared PLL Control. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 36, no. 7, pp.1025-1031, 2001.

JUBRAN, A. Pulse Oximetry. **Crit. Care**; vol.3: pp. 11-17, 1999.

KATARIA, B.K.; LAMPKINS, R. Nail Polish does not Affect Pulse Oximeter Saturation. **Anesth. Analg.**, vol. 65, pp.824, 1986.

KIM, J. G.; KRUNZ, M. Effective Bandwidth in Wireless ATM Networks. **IEEE Proceedings of the MobiCom'98 Conference**, pp. 233-241, Oct. 1998.

KIM, J; HARJANI, R. An ISM Band CMOS Integrated Transceiver Design for Wireless Telemetry System. **IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2001**, vol. 4, pp. 694 – 697, May 2001.

KNOBEL E. *Conduas No Paciente Grave*. Editora **Atheneu**, 2^a ed. São Paulo, pp.293-295, 1995.

KNOX, A. J.; MORRISON, J. F. J.; MUERS M. F. Reproducibility of Walking Test Results in Chronic Obstructive Airways Disease. **Thorax**, vol. 43, pp.388-392, 1988.

LEE, W. C. Y. *Mobile Communications Engineering: Theory and Applications*. **McGraw-Hill**, New York, 1993.

LEE, W. C. Y. Statistical Analysis of The Level Crossings and Duration of Fades of the Signal From an Energy Density Mobile Radio Antenna. **The Bell System Technical Journal**, vol. 46, pp. 417- 448, Feb. 1967.

LEEPER, D. G. A Long-Term View of Short-Range Wireless. **IEEE Computer**, pp. 39-44, June 2001.

LIN, S.; COSTELLO, D.; MILLER, M. Automatic-Repeat-Request Error Control Schemes. **IEEE Commun. Mag.**, vol. 22, pp. 5-17, Dec. 1984.

LINDBERG, L. G.; LENNMARKEN, C.; VEGFORS, M. Pulse Oximetry – Clinical Implications and Recent Technical Developments. **Acta Anaesthesiol Scand.**, vol.9, pp.279-287, 1995.

LINDSEY, W. C. Error Probabilities for Ricean Fading Multichannel Reception of Binary and N-Ary Signals. **IEEE Trans. Inform. Theory**, vol. 10, pp.339-350, Oct., 1964.

LOTSE, F.; BERG, J. E.; Bownds R. Indoor Propagation Measurement at 900 MHz. **Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conf. Denver**, pp. 629-632, May 1992.

MATSUMURA, K. *et al.* Wireless Data System Constructed of SAW-Based Receiver/Transmitter and its Applications to Medical Cares. **IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON 98**, vol. 12, pp.47 – 509, Aug. 1998.

MCDERMOTT, T. *Wireless Digital Communications: Design and Theory*. **Tucson Amateur Packet Radio Corporation**, Tucson, Arizona, 1996.

MCGAVIN, C. R.; GUPTA, S. P.; MCHARDY G. J. R. Twelve-Minute Walking Test for Assessing Disability in Chronic Bronchitis. **Brist. Med. Journal**; vol. 1, pp.822-823, 1976.

MIYAMOTO, S. *et al.* Clinical Correlates And Prognostic Significance of Six-Minute Walk Test Inpatients with Primary Pulmonary Hypertension Comparison with Cardiopulmonary Exercise Testing. **Am. J. Respir. Crit. Care Med.**, vol. 161, pp.487-492, 2000.

MÜLLER, A. F.; SILVA JUNIOR, D. P.; SANCHES, P. R. S.; THOMÉ, P. R. O. Equipamento portátil de biotelemetria digital dedicado à eletromiografia In: XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, São José dos Campos. **Anais de trabalhos completos do CBEB2002**, vol. 4, pp. 306 – 311, 2002.

NAGAYA N, *et al.* Oral Beraprost Sodium Improves Exercise Capacity and Ventilatory Efficiency in Patients With Primary or Thromboembolic Pulmonary Hypertension. **Heart**; vol. 87, pp.340-345, 2002.

NAKAGAMI, M. The *M*-Distribution – A General Formula for Intensity Distribution of Rapid Fading in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, **Ed. Oxford**, U.K., Pergamon, pp. 3–36, 1960.

NIXON, P. A. *et al.* A Six-Minute Walk Test For Assessing Exercise Tolerance In Severely in Children. **Journal Pediatrics**; vol. 129, pp. 362-366, 1996.

PARSONS, J. D.; GARDINER, J. G. *Mobile Communication Systems*. **Blackie**, Glasgow, U.K., 1989.

PEEBLES, J. R.; PEYTON Z. *Digital Communication Systems*, **Prentice-Hall**, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.

PLUMMER, J. L. *et al.* Evaluation of the Influence of Movement on Saturation Readings from Pulse Oximeters. **Anaesthesia**, vol. 50, pp. 423-426, 1995.

PRETZEL, O. Error-Correcting Codes and Finite Fields. Oxford Applied Math. And Computing Science Series. **Oxford University Press Inc.** New York, 1992.

PRICE, R. The Detection of Signals Perturbed by Scatter and Noise **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 4, No. 4, pp. 163 – 170, Sep 1954.

PRICE, R. Optimum Detection Of Random Signals In Noise, With Application To Scatter-Multipath Communication—I. **IEEE Transactions on Information Theory**, vol. 2, No. 4, pp.125 – 135, Dec 1956.

POETS, C. F.; STEBBENS, V. A. Detection of Movement Artifact in Recorded Pulse Oximeter Saturation. **European Journal Pediatrics**, vol. 156, pp. 808-811, 1997.

RAPPAPORT, T. S. Wireless Communications : Principles And Practice. **Prentice-Hall**, Upper Saddle River, 1996.

RALSTON, A.C.; WEBB, R.K.; RUNCIMAN; W.B. Potential Errors in Pulse Oximetry. III: Effects of Interferences, Dyes, Dyshaemoglobins and other Pigments. **Anaesthesia**; vol. 46, pp.291-295, 1991.

RAZAVI, B. RF Microelectronics. **Prentice Hall**, Upper Saddle River, U.S.A., 1998.

REIS, R. J. *et al.* Profile Of Occupational Disease Outpatients and the Presence of Repetitive Strain Injury. **Revista de Saúde Pública**, , vol.34, no.3, pp.292-298, June 2000.

RICE, S. O. Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise. **Bell Syst.Tech. Journal**, vol. 27, pp. 109-157, Jan. 1948.

ROLLINS, D. L. *et al.* A Telemetry System for The Study of Spontaneous Cardiac Arrhythmias. **IEEE Transaction Biomedical Engineering**, vol. 47, pp. 887-892, July 2000.

SALEH, A. M.; VALENZUELA, R. A. A statistical model for indoor multipath propagation. **IEEE Journal on Selected in Areas Communications**, vol. 5, pp. 128-137, May 1987.

SAITO S, *et al.* Prolonged Interference of Blue Dye “Patent Blue” With Pulse Oximetry Readings. **Acta Anaesthesiol. Scand.**, vol. 39, pp. 268-269, 1995.

SINEX, J. E. Pulse Oximetry: Principles and Limitations. **American Journal Emerg. Med.**, vol.17, pp.59-66, 1999.

SOLWAY, S. *et al.* A Qualitative Systematic Overview of the Measurement Properties on Functional Walk Tests Used in The Cardiorespiratory Domain. **Chest**, vol. 119, pp.256-270, 2001.

SKLAR, B. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communications Systems Part I: Characterization. **IEEE Communications Magazine**, pp. 90–100, July 1997.

STD802.11 Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer Specifications. **IEEE Std 802.11**, 1999.

STUCHLY, M. A. *et al.* RF Energy Deposition in a Heterogeneous Model of Man: Near Field Exposure. **IEEE Transaction Biomedical Engineering**, vol. 34, pp. 944-950, Dec 1987.

SUZUKI, H. A Statistical Model for Urban Radio Propagation. **IEEE Transaction Communications**, vol. COM-25, pp. 673-680, July 1977.

SUZUKI, H. Statistical Characteristics of Indoor Multipath Propagation Predicted by Ray Tracing Simulation. **Bulletin of the University of Electro-Communications**, vol. 8, no. 1, pp. 7 – 15, Junho 1995.

TOFTGÅRD, J.; N.HORNSLETH, S.; ANDERSEN, J. Effects on Portable Antennas of the Presence of a Person. **IEEE Transactions Antennas and Propagation**, vol. 41, pp. 739-746, June 1993.

WAHR, J. A.; TREMPER, K. K.; DIAB, M. Pulse Oximetry. **Respir. Care Clin. N. Am.**, vol.1, pp.77-105, 1995.

WEIMAN, I. M. *et al.* Clinical Exercise Testing. **Clin. Chest Med.** vol. 22, pp.679-701, 2001.

WENSEL R, *et al.* Effects of iloprost inhalation on exercise capacity and ventilatory efficiency in patients with primary pulmonary hypertension. **Circulation**, vol.101, pp.2388-2392, 2000.

WENSEL, R. *et al.* Assessment of Survival in Patients with Primary Pulmonary Hypertensionimportance of Cardiopulmonary Exercise Testing. **Circulation**, vol.106, pp. 319-324, 2002.

WHITEHEAD, J. R. Super-Regenerative Receivers, **Cambridge University Press**, Cambridge, U.K., 1950.

WOODROW, P. Pulse oximetry. **Nursing Standard**, vol.13, pp.42-46, 1999.

WOOTTON R. History of telemedicine [online]. Available at: [www.2.utpgc.es /-conganat / conferencias / O17 / history, htm](http://www.2.utpgc.es/~conganat/conferencias/O17/history.htm). Accessed June 7, 1998.

VOUILLOZ, A.; DECLERCQ, M.; DEHOLLAIN, C. A Low Power CMOS Super-Regenerative Receiver at 1 GHz. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol. 36, no. 3, pp. 440-451, 2001.

ZHAO, Y.; HSIAO, M. S. Reducing Power Consumption by Utilizing Retransmission in Short Range Wireless Network. **Proceedings of the 27th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks**, 2002.

ZHENG, J; LEE, M.J.; Will IEEE 802.15.4 Make Ubiquitous Networking a Reality?: A Discussion on a Potential Low Power, Low Bit Rate Standard. **IEEE Communications Magazine**, Vol. 42, No. 6, pp.140-146, June 2004.