

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TELEMETRIA:
APLICAÇÃO DE REDE DE SENSORES BIOMÉDICOS SEM
FIO**

EDUARDO MAMANI GUTIÉRREZ

ORIENTADOR: DEMARTONNE RAMOS FRANÇA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM - 274 A/2006

BRASÍLIA/DF: SETEMBRO - 2006

FICHA CATALOGRÁFICA

EDUARDO MAMANI GUTIÉRREZ

Telemetria: Aplicação de Rede de Sensores Biomédicos Sem Fio [Distrito Federal] 2006.
xix, 126p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2006).

Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.
Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Instrumentação Biomédica

2. Telemetria.

3. Aplicação de rede de sensores sem fio (*wireless*)

4. Monitoramento Biomédico

I. ENE/FT/UnB

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

MAMANI GUTIÉRREZ EDUARDO. (2006). Telemetria: Aplicação de Rede de Sensores Biomédicos Sem Fio. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-274/2006, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, DF, 126p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Eduardo Mamani Gutiérrez.

TÍTULO: Telemetria: Aplicação de Rede de sensores Biomédicos sem Fio.

GRAU: Mestre

ANO: 2006

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de Mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Eduardo Mamani Gutiérrez
Calle Victor Eduardo No 2401, Barrio Miraflores
Casilla Correo No 11064, Correo Central
La Paz - Bolívia

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao CNPq pela bolsa concedida para o desenvolvimento deste projeto.

Aos meus orientadores Prof. Adson Ferreira, PhD, Prof. Demartonne Ramos França, PhD e o Co-Orientador Prof. Hevaldo Sampaio, PhD, pela orientação no desenvolvimento do trabalho, agradeço também pelo apoio, a compreensão, confiança e principalmente pela amizade.

A todos os amigos do Grupo de Processamento de Sinais pela força principalmente ao Eng. Diogo Garcia pela força e colaboração no desenvolvimento do projeto.

A toda a equipe técnica e administrativa da Engenharia Elétrica do bloco SG11 (Bloco de Laboratórios de Eletrônica e Manutenção Técnica), pela disponibilização de laboratórios e materiais utilizados no desenvolvimento deste trabalho.

Dedicado a minha família, nos meus pais e principalmente à minha filha Maria Gabriela, esperando por sua recuperação de saúde.

Pensamiento

*Si piensas que estás vencido, vencido estás
si piensas que te gustaría ganar
pero no puedes, no podrás,
si piensas que perderás, ya has perdido*

*Porque en el mundo encontrarás
que todo está en el estado mental..*

*Porque muchas carreras se han perdido
sin haber comenzado la corrida
y muchos cobardes han fracasado
sin haber comenzado la batalla*

*Todo está en el estado mental,
Tienes que pensar bien para elevarte*

*Porque tarde o temprano
al final el que gana la carrera
no es el mas ágil ni el mas fuerte
sino aquel que cree poder hacerlo....*

Christian Barnard.

RESUMO

TELEMETRIA: APLICAÇÃO DE REDE DE SENSORES BIOMÉDICOS SEM FIO

Autor: Eduardo Mamani Gutiérrez

Orientador: Demartonne Ramos França

Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Brasília, Agosto de 2006

O objetivo desta dissertação consiste no desenvolvimento de um protótipo de instrumentação biomédica, baseado na tecnologia de redes de sensores sem fio, para aquisição, transmissão e processamento simultâneos de sinais biomédicos.

A instrumentação permite o acompanhamento clínico de pacientes por meio do monitoramento de sinais de eletrocardiograma, eletromiograma, temperatura cutânea, e resistência galvânica da pele; para este objetivo foram implementados circuitos eletrônicos. Os sinais registrados são transmitidos, via rádio frequência, a um computador (servidor da rede de sensores), para fins de processamento e análise. Desta forma, exames clínicos rotineiros são realizados com funcionalidade e rapidez, proporcionando dados confiáveis e comodidade ao paciente.

Palavras –chave: Redes de Sensores Sem Fio, Instrumentação Biomédica.

ABSTRACT**TELEMETRIA: APLICAÇÃO DE REDE DE SENSORES BIOMÉDICOS SEM FIO****Author: Eduardo Mamani Gutiérrez****Supervisor: Demartonne Ramos França****Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica****Brasília, August of 2006**

The purpose of the work described herein is the development of a biomedical instrumentation prototype for simultaneous acquisition, transmission and processing of biomedical signals. The prototype, based on the wireless network sensors technology, allows clinical follow up of medical patients by monitoring a variety of biomedical signals, such as electrocardiogram, electromyogram, skin temperature and galvanic skin resistance signals. Once those signals have been acquired and stored, they are transmitted through radio frequency to a personal computer (network skin node) for subsequent processing and analyses. Routine clinical exams, therefore, can be performed in a quick and effective way, leading to more reliable data and comfort to the patient.

Key-words: Wireless Sensor Networks, Biomedical instrumentation.

SUMARIO

1 – INTRODUÇÃO	1
1.1 – OBJETIVO.....	2
1.2 – JUSTIFICATIVA	2
1.3 – ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	3
2 – SINAIS PADRÕES DOS NODOS SENSORES	4
2.1 – INTRODUÇÃO.....	4
2.2 – SINAL ELETROCARDIOGRAMA (ECG).....	5
2.2.1 – Descrição da atividade cardíaca	5
2.2.1.1 – Definição do ECG.....	5
2.2.1.2 – Triângulo de <i>Einthoven</i>	7
2.2.1.3 – As derivações padrão	7
2.2.2 – Eletrodos para ECG	8
2.2.3 – Circuito de aquisição do sinal ECG.....	8
2.3 – SINAL ELETROMIOGRAMA (EMG).....	9
2.3.1 – Descrição geral	9
2.3.1.1 – Tipos de registros EMG	9
2.3.1.2 – Características do sinal EMG - Unidade motora	9
2.3.1.3 – Potencial de ação da unidade motora.....	10
2.3.1.4 – Soma das formas de ondas do sinal EMG.....	10
2.3.2 – Eletrodos para o sinal EMG	11
2.3.2.1 – Eletrodos de superfície	11
2.3.2.2 – Eletrodos de inserção	12
2.3.3 – Circuito de aquisição do sinal EMG	12
2.4 – SINAL TEMPERATURA CUTÂNEA (TC)	12
2.4.1 – Descrição geral	12
2.4.2 – Perda de calor	14
2.4.2.1 – Irradiação.....	14
2.4.2.2 – Condução.....	14
2.4.2.3 – Convecção	15
2.4.2.4 – Evaporação	15
2.4.3 – Regulação da Temperatura – O Papel do Hipotálamo.....	15
2.4.4 – Obtenção dos sinais TC.....	16
2.5 – SINAL RESISTÊNCIA GALVÂNICA DA PELE (RGP).....	16
2.5.1 – Descrição geral	16
2.5.2 – Parâmetros para aquisição do sinal RGP	18
3. – METODOLOGIA	20

3.1 – INTRODUÇÃO.....	20
3.1.1 – Alimentação da Rede de Sensores Remoto.....	20
3.2 – PROCEDIMENTO PARA CAPTURA E PROCESSAMENTO DE VARIÁVEIS FISIOLÓGICAS	20
3.3 – DIAGRAMA GERAL DA RSSF.....	22
3.4 – CIRCUITOS ANALÓGICOS DOS NODOS SENSORES (HARDWARE).....	23
3.4.1 – Circuito regulador de tensão.....	23
3.4.2 – Circuito de interface serial	25
3.4.2.1 – Configuração do MAX3222	26
3.4.3 – Circuito eletrocardiógrafo (ECG).....	28
3.4.3.1 – Amplificador de instrumentação.....	29
3.4.3.2 – Circuito da perna direita.....	30
3.4.3.3 – Filtro passa-altas	31
3.4.3.4 – Filtro passa-baixas	32
3.4.3.5 – Circuito terra virtual.....	32
3.4.3.6 – Amplificadores operacionais	33
3.4.4 – Circuito eletromiógrafo (EMG).....	34
3.4.4.1 – Características principais do circuito EMG.....	35
3.4.4.2 – Filtro passa-altas	36
3.4.4.3 – Filtro passa-baixas	36
3.4.5 – Circuito de aquisição da temperatura cutânea (TC).....	36
3.4.5.1 – Sensor de temperatura e calibração.....	37
3.4.5.2 – Fontes de corrente reguladas	40
3.4.5.3 – Filtro passa-baixas	41
3.4.5.4 – <i>Buffer</i>	41
3.4.5.5 – Circuito de amplificação e filtragem.....	41
3.4.6 – Circuito resistência galvânica da pele (RGP).....	42
3.4.6.1 – Sensores de sinais RGP.....	42
3.4.6.2 – Circuito divisor de tensão.....	43
3.4.6.3 – <i>Buffers</i>	44
3.4.6.4 – Filtro passa-baixas	44
3.5 – A IMPLEMENTAÇÃO DO <i>HARDWARE</i>	44
4 – MICROCONTROLADOR – MSP430F149.....	47
4.1 – INTRODUÇÃO.....	47
4.2. – ARQUITETURA DO MICROCONTROLADOR	47
4.3 – CONVERSOR ANALÓGICO/ DIGITAL	49
4.3.1 – Modo de operação.....	51
4.3.2 – Fontes de interrupções	51
4.4 – MÓDULO DE COMUNICAÇÃO SERIAL (USART)	52

4.5 – TEMPORIZADORES	55
4.5.1 – Principais características dos temporizadores	55
4.5.2 – Diferenças importantes entre temporizadores	55
4.5.2.1 – Registros de controle.....	58
4.5.2.2 – Registro dos vetores de interrupção.....	59
4.5.2.3 – Outros registros dos temporizadores.....	59
4.5.2.4 – Seleção da fonte de <i>clock</i> e divisor.....	60
4.6 – COMPARADOR AD	60
4.6.1 – Características.....	60
4.6.2 – <i>Switchs</i> analógicos de entrada	62
4.6.3 – Filtro de saída	62
4.6.4 – Gerador de voltagem de referência.....	63
4.6.5 - Sistema de Interrupção do Comparador AD.....	65
4.6.6 – Habilitação dois <i>buffers</i> da porta 2 por meio do registro CAPD.....	66
4.6.7 – Registros.....	67
4.6.7.1 – Registro de controle 1 (CACTL1)	68
4.6.7.2 – Registro de controle 2 (CACTL2)	69
4.7 – CONFIGURAÇÃO DO <i>CLOCK</i> DO MICROCONTROLADOR	70
4.8 – CONFIGURAÇÃO DO CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL (A/D)	70
4.9 – CONFIGURAÇÃO DO <i>TIMER</i>	72
4.10 – CONFIGURAÇÃO DA UART PARA OPERAÇÃO EM MODO SPI.....	73
5 – ENLACE POR RÁDIO FREQUÊNCIA	74
5.1 – MÓDULO INTEGRADO NRF2401	74
5.1.1 – Espalhamento espectral.....	75
5.1.2 – Características do <i>transceiver</i> nRF2401	75
5.2 – PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO – TEMPO DE RECEPÇÃO DAS AMOSTRAS.....	78
5.3 – TRANSMISSÃO DE DADOS.....	81
5.4 – MODOS DE OPERAÇÃO DO NRF2401	82
5.4.1 – Transmissão <i>ShockBusrt</i> TM modo ativo	83
5.4.2 – Recepção <i>ShockBurst</i> TM modo ativo.....	85
5.4.3 – Modo <i>power down</i>	86
5.4.4 – Modo de habilitação.....	86
5.5 – CONFIGURAÇÃO DO <i>TRANSCEIVER</i> NRF2401	86
5.6 – ANTENA MONOPOLO $\lambda/4$	91
5.7 – CONTROLE DO MÓDULO DE RF	93
5.8 – FUNCIONAMENTO TEMPORIZADO E INTERRUPTÃO.....	94
6 – RECEPÇÃO DOS SINAIS – RESULTADOS.....	97

6.1 – INTRODUÇÃO.....	97
6.2 – SINAIS ELETROFISIOLÓGICOS NA SAÍDA DOS NODOS SENSORES	97
6.2.1 – Sinal eletrocardiograma (ECG)	98
6.2.2 – Sinal eletromiograma (EMG)	99
6.2.3 – Sinal resistência galvânica da pele (RGP)	99
6.2.4 – Sinal temperatura cutânea (TC).....	101
6.3 – INTERFACE GRÁFICA	101
6.3.1 – Menu de ingresso no programa	102
6.4 – CARACTERIZAÇÃO DA ANTENA DO MÓDULO DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE RF	105
6.5 – VISÃO GERAL DA RSSF IMPLEMENTADA PARA APLICAÇÕES BIOMÉDICAS	107
7 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES	109
7.1 – CONCLUSÕES	109
7.1.1 – Principais dificuldades no desenvolvimento do projeto	109
7.1.2 – Vantagens do projeto desenvolvido	110
7.1.3 – Considerações finais	110
7.2 - SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	112
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	113
A P Ê N D I C E S	117
A – LISTADO DO PROGRAMA PARA COMUNICAÇÃO RF - MICROCONTROLADOR	118
B - TÉCNICA DE FABRICAÇÃO DE CIRCUITO IMPRESSO E MONTAGENS COM COMPONENTES SMD	122

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Esquema do coração e formação das componentes do sinal ECG [8]	6
Figura 2.2 – Sinal ECG com suas componentes identificadas [9].....	6
Figura 2.3 – Impressão em papel contínuo de um típico sinal ECG [2]	6
Figura 2.4 – Derivações com projeções do vetor cardíaco [13]	8
Figura 2.5 – O MUAP, cuja forma de onda é indicada por $h(t)$, corresponde à superposição das ativações elétricas do músculo [13].	10
Figura 2.6 – Formação do sinal eletromiograma [9].....	11
Figura 2.7 – Escala de temperatura do corpo humano [4].....	13
Figura 2.8 – Composição da parte externa e interna da pele [2].	14
Figura 2.9 – Modelo de resistência das camadas superficiais e profundas da pele [34].....	17
Figura 2.10 – Curva de calibração do circuito de aquisição de sinais RGP [37].	19
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do processo geral de captura e processamento de variáveis fisiológicas [4].....	21
Figura 3.2 – Diagrama de blocos da RSSF implementada.	23
Figura 3.3 – Encapsulamento e pinos do <i>chip</i> LM317 (regulador de tensão) [45].....	24
Figura 3.4 – Conexão elétrica do circuito regulador de tensão, constituído pelo LM317 e componentes externos [45].	24
Figura 3.5 – Encapsulamento do <i>chip</i> MAX3222 da interface serial [51].....	26
Figura 3.6 – Diagrama para configuração do MAX3222 com lógica positiva [51].	27
Figura 3.7 – Circuito implementado para aquisição de sinais ECG.	29
Figura 3.8 – Diagrama de Bode do filtro passa-altas implementado. O eixo vertical (magnitude) está em dB; o eixo horizontal (frequência), em Hz.	31
Figura 3.9 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas implementado. O eixo vertical (magnitude) está em dB; o eixo horizontal (frequência), em Hz.	32
Figura 3.10 – Circuito terra virtual utilizado na alimentação do INA118. Este circuito é constituído por um amplificador operacional TLV2764.	33
Figura 3.11 – Circuito implementado para aquisição de sinais EMG.	35
Figura 3.12 – Circuito eletrônico para aquisição de temperatura cutânea (TC).....	37
Figura 3.13 – Curva de calibração do termistor NBJ20 utilizando a aproximação <i>Steinhart-Hart</i> [37].	39
Figura 3.14 – Circuito implementado para captura de sinais de resistência galvânica da pele (RGP).....	42
Figura 3.15 – Típica variação temporal da condutância da pele [34].	43
Figura 3.16 – Aplicação dos nodos sensores em um voluntário. Estes nodos sensores permitem a captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP.....	45
Figura 3.17 – Unidade remota portátil para transmissão e recepção sem fio (<i>wireless</i>) de sinais eletrofisiológicos.	45
Figura 3.18 – Sensores utilizados para captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP.	45

Figura 3.19 – Aplicação de eletrodos metálicos para captura de sinais RGP.	46
Figura 4.1 – Arquitetura interna do microcontrolador MSP430F149 [44].	48
Figura 4.2 – Memórias de conversão do módulo ADC12 [44].	50
Figura 4.3 – Registro de configuração das memórias de conversão (ADC12MCTLx) [44].	51
Figura 4.4 – Registro de controle da USART [44].	52
Figura 4.5 – Diagrama do modo assíncrono da USART [44].	53
Figura 4.6 – Gerador de <i>baud-rate</i> para operação da USART a taxas de transmissão desejadas [44].	54
Figura 4.7 – Diagrama de blocos do <i>timer</i> A [45].	56
Figura 4.8 – Diagrama de blocos do <i>timer</i> B [45].	57
Figura 4.9 – Representação esquemática do comparador AD do MSP430F149 [45].	61
Figura 4.10 – Diagramas dos <i>switchs</i> analógicos de entrada. [45].	62
Figura 4.11 – Diagrama do filtro RC interno ao comparador AD [45].	63
Figura 4.12 – Diagrama para obtenção da tensão de referência interna V_{caref} [45].	65
Figura 4.13 – Diagrama do sistema de interrupção do comparador AD [45].	66
Figura 4.14 – Eliminação de correntes parasitas na porta digital do comparador AD [45].	67
Figura 4.15 – Diagrama de blocos do Comparador AD.	68
Figura 5.1 – Transformação dos pulsos pelo filtro gaussiano.	74
Figura 5.2 – Diagrama de blocos do <i>transceiver</i> nRF2401 [55].	76
Figura 5.3 – Disposição dos pinos do <i>transceiver</i> nRF2401 [55].	77
Figura 5.4 – Diagrama de organização dos tempos para elaboração do protocolo de comunicação.	78
Figura 5.5 – Formato do pacote de dados gerado pelo nRF2401 [51].	81
Figura 5.6 – Diagrama ilustrando a transmissão do nRF2401 no modo <i>ShockBurst</i> TM [52].	83
Figura 5.7 – Fluxograma de transmissão do nRF2401 no modo <i>SHOCKBURST</i> TM [52]. ...	84
Figura 5.8 – Fluxograma de recepção do nRF2401 no modo <i>ShockBurst</i> TM [52].	85
Figura 5.9 – Parte do registrador para configuração do nRF2401 [52].	88
Figura 5.10 – Esquema elétrico do circuito RF implementado [55].	92
Figura 5.11 – Circuito de comunicação entre o microcontrolador MSP430F149 e o <i>transceiver</i> nRF2401.	94
Figura 5.12 – Diagrama de estados dos pinos do nRF2401, desde a inicialização até o envio de um pacote de dados [55].	94
Figura 5.13 – Transmissor/receptor da RSSF constituído pelo microcontrolador MSP430F149 e pelo módulo nRF2401.	95
Figura 5.14 – Transmissão de sinais fisiológicos pelo circuito da Figura 5.13.	96
Figura 6.1 – Sinal eletrocardiograma na saída do circuito de aquisição ECG.	98
Figura 6.2 – Sinal eletromiograma na saída do circuito de aquisição EMG.	99

Figura 6.3a – Sinal resistência galvânica da pele (condição de alto estresse) na saída do circuito de aquisição RGP.....	100
Figura 6.3b – Sinal resistência galvânica da pele (condição de baixo estresse) na saída do circuito de aquisição RGP.....	100
Figura 6.4 – Sinal temperatura cutânea na saída do circuito de aquisição TC.....	101
Figura 6.5 – Diagrama de fluxo para o desenvolvimento do programa da interface gráfica da RSSF.	102
Figura 6.6 – Janela de apresentação do programa de visualização e análise de sinais eletrofisiológicos.	104
Figura 6.7 – Interface gráfica para visualização de sinais eletrofisiológicos (ECG, EMG, RGP e TC) desenvolvida em <i>Builder C++</i>	104
Figura 6.8 – Medida da frequência central de operação da antena monopolo $\lambda/4$ conectada ao módulo nRF2401.	105
Figura 6.9 – Medida da largura de faixa em frequência da antena monopolo de comprimento $\lambda/4$	106
Figura 6.10 – Apresentação da seletividade numa faixa de frequência com frequência central de 2.402 GHz.....	107
Figura 6.11 – Nodos sensores constituídos pelos circuitos de captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP. Utiliza-se uma placa de dupla face e componentes SMD.....	108
Figura 6.12 – Visão geral da RSSF aqui implementada para aplicações biomédicas. São observados os nodos sensores de sinais ECG, EMG, TC e RGP, placas para transmissão RF e recepção RF de sinais (constituídas pelo microcontrolador MSP430F149 e transceiver nRF2401), e um PC para visualização e análise dos sinais eletrofisiológicos.	108
Figura 7.1 – Esquema geral dos processos de captura de sinais eletrofisiológicos, de transmissão e recepção via RF, e de visualização oferecidos pela RSSF implementada.	111

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.1 – Amostras experimentais de resistência galvânica da pele (RGP) em vinte voluntários, segundo [37].	18
Tabela 3.1 – Configuração do MAX3222 [51].	26
Tabela 3.2 – Parâmetros elétricos recomendáveis para funcionamento adequado do MAX3222 [51].	28
Tabela 3.3 – Medida da resistência elétrica do termistor NBJ20 em função da temperatura [37].	38
Tabela 4.1 – Sequência de conversão [44].	51
Tabela 4.2 – Registros de controle dos <i>timers</i> A e B [45].	58
Tabela 4.3 - Vetores de interrupção dos <i>timers</i> A e B [45].	59
Tabela 4.4 – Valores de voltagem interna de referência V_{caref} [45].	64
Tabela 4.5 – Configurações de funcionamento do registro CACTL1 para seleção da voltagem V_{caref} [45].	64
Tabela 4.6 – Registros do comparador A [44].	67
Tabela 4.7 – Registro de controle 1 (CACTL1), [44].	68
Tabela 4.8 – Funções dos campos do registro CACTL1 [44].	69
Tabela 4.9 – Registro de controle 2 (CACTL2) .	69
Tabela 4.10 – Funções do registro CACTL2 [44].	69
Tabela 4.11- Configuração do clock do microcontrolador [44].	70
Tabela 4.12 – <i>Bits</i> do conversor AD para o modo de conversão desejado [45].	70
Tabela 4.13 – <i>Bits</i> usados para configuração do período de amostragem do conversor AD [45].	71
Tabela 4.14 – <i>Bits</i> usados para configuração do TIMER_A [44].	72
Tabela 4.15 – <i>Bits</i> para configuração da UART como SPI [44].	73
Tabela 5.1 – Descrição das funções dos pinos do <i>transceiver</i> nRF2401 [55].	77
Tabela 5.2 – Modos de operação do nRF2401 [51].	82
Tabela 5.3 – Configuração do <i>transceiver</i> nRF2401[52].	87
Tabela 5.4 – Configuração da frequência do cristal usado com o nRF2401 [53].	89
Tabela 5.5 – Configuração da potência de saída do nRF2401 [53].	89
Tabela 5.6 – Configuração do PLL para testes [53].	90
Tabela 5.7 – Configuração do pacote de dados [54].	90
Tabela 5.8 – Valores dos componentes SMD utilizados na implementação do módulo de RF [55].	92

LISTA DE ABREVIACÕES

ANATEL	- Agência Nacional de Telecomunicações
CBIS	- Congresso Brasileiro de Informática em Saúde
CMRR	- Razão de Rejeição de Modo Comum
CVM	- Tensão em modo comum
CRC	- <i>Cyclic Redundancy Check</i>
DIP	- <i>Dial in package</i>
DCO	- Oscilador digital controlado
ECG	- Eletrocardiograma
EMBS-IEEE	- <i>Engineering in medicine and Biology Society</i>
EMG	- Eletromiografia
FCM	- Frequência cardíaca máxima
FM	- Modulação em frequência
GFSK	- Modulação em Frequência por Pulsos Gaussianos. (Gaussian Frequency Shift Keying)
RGP	- Resistência galvânica da pele
IEEE	- <i>Institute of Electric and Electronic Engineering</i>
IFBME	- <i>International Federation for Medical and Biological Engineering</i>
ISM	- <i>Industrial Scientific and Medical</i>
LDO	- <i>Low Drop Out</i>
MUAP	- Potencial de ação da atividade motora
Ni Cd	- Níquel - Cádmió
PA	- Pressão Arterial
PC	- Computador Pessoal
PCB	- <i>Printed Circuit Board</i>
PCI	- Placa de Circuito Impresso
RF	- Radio Frequência
RSSF	- Rede de Sensores Sem Fios
RFI	- Interferência por radio frequência
RS232	- Padrão Interface serial
RX	- Receptor
SFR	- Registrador de funções especiais

SMD	- <i>Surface mounted device</i>
TC	- Sinal de Temperatura
<i>Transceiver</i>	- Módulo transmissão e recepção
TX	- Transmissor
USB	- Universal Serial Bus
UTI	- Unidade de Terapia Intensiva
VF	- Variável Fisiológico

1 – INTRODUÇÃO

Uma rede de sensores sem fios (RSSFs) é um conjunto composto por unidades autônomas (nodos sensores) interconectadas por um meio de comunicação sem fios.

As RSSFs têm sido aplicadas no monitoramento da saúde de pacientes por apresentarem as seguintes características:

- eliminação de fatores obstrutivos (tais como fios, alimentação externa, tamanho e o próprio peso dos componentes), facilitando a integração das tecnologias sob o ponto de vista da ergonomia;
- aptidão dos sensores e sistemas para a produção de resultados relevantes e precisos. A capacidade de processamento inerente a uma RSSF permite, inclusive, a obtenção de informações não captadas pelo sensoriamento direto, mas sim por meio da fusão de dados. A capacidade de “fundir” informações determina o nível de inteligência embutido nos nodos sensores que compõem a RSSF; e,
- baixo custo, quando associado ao uso de componentes eletrônicos de prateleira (*off-the-shelf*).

Diante deste contexto, o projeto *Body-Worn Sensor Networks* (BWSNET) [4] tem como objetivo a construção de uma infra-estrutura para monitoramento da saúde humana por meio das RSSFs, podendo ser vestíveis ou até mesmo implantadas no próprio corpo.

Como parte do projeto BWSNET, o trabalho aqui descrito objetiva o desenvolvimento de um protótipo RSSF — o hardware — para aquisição, registro e monitoramento de sinais eletrofisiológicos.

Para tanto, são desenvolvidos circuitos eletrônicos para o monitoramento do eletrocardiograma (ECG), do eletromiograma não-invasivo (EMG), da temperatura cutânea (TC) e da resistência galvânica da pele (RGP). Depois de capturados e pré-processados, os sinais são transmitidos para um PC (*Personal Computer*) por meio de um circuito desenvolvido para telemetria por rádio frequência (RF). Assim, são obtidas amostras dos sinais monitorados para subsequente avaliação clínica.

Cumpra-se destacar que todos os circuitos detalhados nesta dissertação foram construídos com componentes SMD (*Surface Mount Devices*). Esta tecnologia permite, além de baixo consumo de energia, alto grau de compactação e leveza dos nodos sensores, atendendo plenamente aos requisitos do projeto BWSNET.

1.1 – OBJETIVO

O objetivo deste trabalho consiste no desenvolvimento de um protótipo de instrumentação biomédica, baseado na tecnologia de RSSF, permitindo o acompanhamento clínico de pacientes por meio de monitoramento de sinais eletrofisiológicos. Nesta dissertação, são estudados os seguintes sinais, todos obtidos por meios não-invasivos: eletrocardiograma (ECG), eletromiograma (EMG), temperatura cutânea (TC) e resistência galvânica da pele (RGP). Visando este objetivo, foram projetados:

- circuitos em dupla face com componentes SMD para aquisição dos sinais ECG, EMG, TC e RGP, todos mencionados anteriormente. Estes circuitos são os nodos sensores da RSSF;
- circuito regulador de voltagem para alimentação de todos os circuitos que compõem a rede: nodos sensores, interface serial, microcontrolador e o transmissor/receptor (*transceiver*) de RF;
- protocolo de comunicação entre o microcontrolador transmissor/receptor de RF; e,
- programação dos canais de transmissão/recepção (TX/RX) no microcontrolador.

1.2 – JUSTIFICATIVA

Devido à necessidade crescente de monitoramento clínico de pacientes em movimento, um protótipo portátil e versátil tipo RSSF é aqui desenvolvido. Como a economia no consumo de energia é um quesito importante, contempla-se, durante o desenvolvimento da instrumentação, estados de *standby* (energia desligada) sempre que concluída a captura dos sinais fisiológicos de interesse. Outros aspectos contemplados, que são detalhadamente descritos nos capítulos subseqüentes, são: segurança na captura e transmissão dos dados fisiológicos, e proteção da informação obtida e dos protocolos de comunicação. Espera-se, assim, que a instrumentação RSSF desenvolvida neste trabalho, por atender a uma série de

aspectos práticos relevantes, venha a contribuir para a consolidação da técnica RSSF em setores cruciais de nossa sociedade, tal como aqueles relacionados com exames clínicos e acompanhamento médico da população. Obviamente, o *know-how* adquirido na execução deste projeto pode ser transportado para as mais diferentes aplicações onde a coleta e transmissão remota e segura de dados constituírem um fator determinante.

1.3 – ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Basicamente, esta dissertação de Mestrado está dividida em Introdução, Metodologia, Resultados Obtidos, Conclusões e Sugestões.

A **Introdução** apresenta a descrição geral de uma rede de sensores sem fio (RSSF), conceitos básicos das variáveis fisiológicas de interesse, e o diagrama de blocos do desenvolvimento do projeto. Refere-se aos Capítulos 1 e 2.

- A **Metodologia** adotada para obtenção dos objetivos finais consiste no projeto dos circuitos eletrônicos (nodos sensores) de dupla face para captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP, do circuito regulador de tensão, da interface serial, e da integração do microcontrolador com o circuito de transmissão/recepção (*transceiver*) de radio frequência (RF). Nesta etapa é descrita detalhadamente a arquitetura interna do microcontrolador e do *transceiver*, envolvendo memórias, temporizadores, registros etc, para fins de configuração e programação apropriada destes dois dispositivos. Refere-se aos Capítulos 3, 4 e 5.

Os **Resultados Obtidos** são apresentados no Capítulo 6. Nele, são analisados os resultados do monitoramento de sinais ECG, EMG, TC e RGP obtidos em um voluntário.

Finalmente, as **Conclusões e Sugestões** são apresentadas no Capítulo 7. Tópicos para pesquisa futura na área de instrumentação biomédica baseada em RSSF, bem como as dificuldades encontradas no desenvolvimento do trabalho, são apontados neste capítulo final.

2 – SINAIS PADRÕES DOS NODOS SENSORES

2.1 – INTRODUÇÃO

Os sinais a serem medidos pela RSSF aqui desenvolvida são variáveis (parâmetros) fisiológicas. A obtenção destes dados permite o monitoramento de pacientes, mediante o diagnóstico de patologias em seus estágios iniciais, e o acompanhamento da evolução destes estados patológicos.

As variáveis fisiológicas a serem medidas podem ser tanto internas (através de métodos invasivos) quanto externas (através de métodos não invasivos). Neste trabalho, apenas variáveis externas são consideradas.

De forma geral, as variáveis fisiológicas podem ser catalogadas em oito categorias [13]:

- 1 Potencial bioelétrico: Eletroencefalograma (EEG), Eletrocardiograma (ECG), Eletromiograma (EMG), Eletrooculograma (EOG), Eletroretinograma (ERG);
- 2 Pressão (arterial, intra-ocular, intracraniana);
- 3 Deslocamento (velocidade, aceleração, força muscular);
- 4 Impedância elétrica (impedância transtorácica);
- 5 Temperatura (corpórea, timpânica);
- 6 Concentrações químicas (gasometria, dosagem de hormônios);
- 7 Dimensões (circunferências cranianas e torácicas de feto para avaliação da idade gestacional); e,
- 8 Fluxo do sangue.

Nesta dissertação, são tratadas apenas três variáveis, a saber:

- Potencial elétrico (sinais ECG e EMG);
- Impedância elétrica (sinal RGP); e,
- Temperatura cutânea (sinal TC)

2.2 – SINAL ELETROCARDIOGRAMA (ECG)

2.2.1 – Descrição da atividade cardíaca

O sinal eletrocardiograma, ou simplesmente ECG, é o registro gráfico da atividade bio-elétrica do coração obtido na superfície corporal, ou seja, um registro dos potenciais elétricos gerados pelo coração ao longo do tempo.

2.2.1.1 – Definição do ECG

Os ramos simpático e parassimpático controlam o ritmo dos batimentos cardíacos atuando sobre o nódulo sino-atrial, onde se encontram as células que determinam o ritmo cardíaco.

Quando as células do nódulo sino-atrial se contraem, o impulso elétrico da despolarização é conduzido de uma célula a outra, causando a contração de todas elas.

Assim, o primeiro a se contrair é o átrio direito, seguido pelo átrio esquerdo, provocando o bombeamento do sangue para os ventrículos que acabam se contraindo depois que o impulso elétrico passa por eles. Enquanto as células dos ventrículos se despolarizam, as dos átrios se repolarizam, causando relaxamento. Em seguida, o mesmo relaxamento ocorre com os ventrículos, e o coração mantém-se relaxado até que as células do nódulo sino-atrial sejam estimuladas novamente. O sistema nervoso autônomo consegue controlar o ritmo cardíaco estimulando as células do nódulo sino-atrial. Assim, o ramo simpático provoca a despolarização (contração), e o ramo parassimpático a repolarização (relaxamento) [8].

O sinal ECG, mostrado na Figura 2.1, é constituído por uma forma de onda que é o resultado da soma dos campos elétricos gerados durante a despolarização e repolarização das células do miocárdio. Portanto, o ECG é formado por uma série de ondas, sendo que cada uma delas representa um evento da ativação do miocárdio [8].

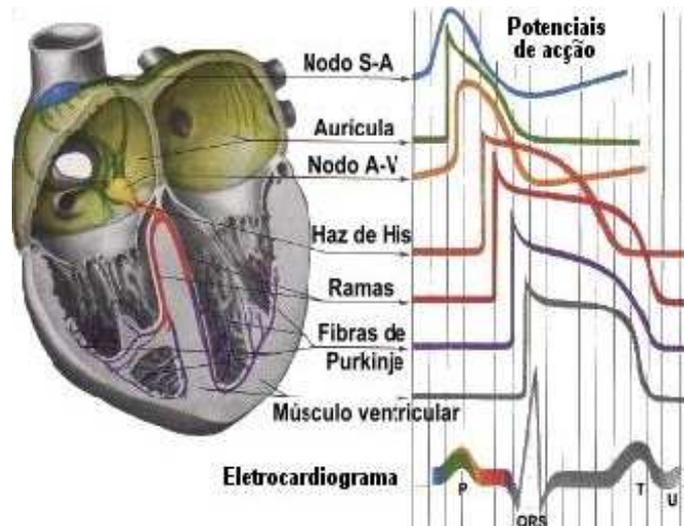


Figura 2.1 – Esquema do coração e formação das componentes do sinal ECG [8]

Pela análise da forma de onda captada é possível verificar se alguma etapa da atividade do coração encontra-se deficiente. A onda resultante é apresentada na Figura 2.2, a qual ilustra o funcionamento do coração por meio de segmentos da onda. Na prática atual, o sinal ECG é comumente apresentado em forma impressa em papel milimétrico, conforme ilustrado na Figura 2.3.

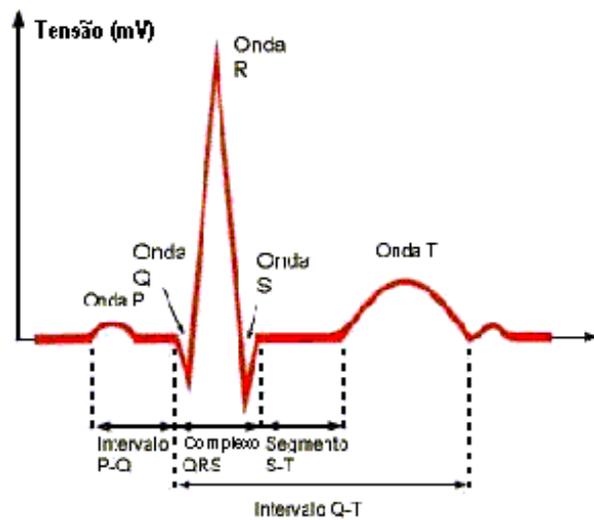


Figura 2.2 – Sinal ECG com suas componentes identificadas [9]

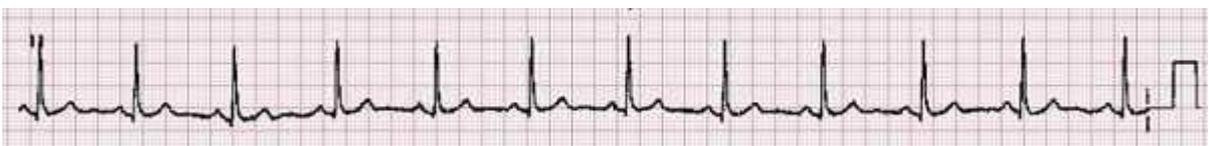


Figura 2.3 – Impressão em papel contínuo de um típico sinal ECG [2]

2.2.1.2 – Triângulo de *Einthoven*

O pesquisador holandês Einthoven propôs um método para estudar as forças eletromotrizes criadas pelo coração. Este método baseia-se na substituição das forças eletromotrizes por dipolos que se encontram no centro do triângulo em cada instante da atividade cardíaca.

O triângulo é equilátero, sendo seus vértices localizados na raiz das extremidades do corpo e na região púbica. Os vértices são designados por RA (referente ao braço direito), LA (referente ao braço esquerdo) e LL (referente à perna esquerda).

O triângulo de Einthoven, conforme visto na Figura 2.4, está contido num plano frontal. Os vetores espaciais (I, II e III), tomados sobre os lados do triângulo, representam as projeções do campo elétrico do coração.

2.2.1.3 – As derivações padrão

A atividade elétrica do coração gera diferenças de potencial na superfície do corpo que podem ser capturadas e registradas em função do tempo (registro gráfico ECG). As derivações padrão registram diferenças de potencial entre dois pontos. As mais utilizadas são as derivações bipolares dos membros superiores. Através delas são registradas diferenças de potencial entre ambos os braços (D I), ou entre a perna esquerda e o braço direito (D II), ou entre a perna esquerda e o braço esquerdo (D III). Nestas derivações, a perna esquerda une-se com o terminal positivo (D II e D III), e o braço direito com o terminal negativo (D I e D II).

Esta convenção foi arbitrariamente estabelecida por Einthoven. Foi assim proposta para que as deflexões maiores fossem deslocadas para cima no registro gráfico do ECG. Na Figura 2.4, são representados os pontos de interesse para análise do eletrocardiograma [13].

Neste trabalho, as derivações bipolares foram realizadas colocando-se o eletrodo positivo no braço esquerdo, o eletrodo negativo no braço direito, e o terceiro eletrodo positivo na perna direita.

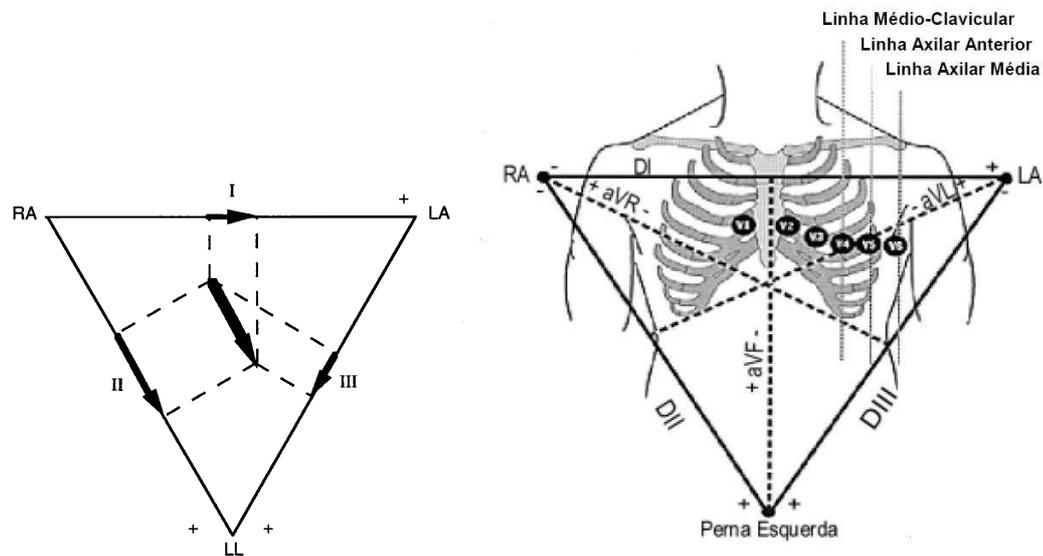


Figura 2.4 – Derivações com projeções do vetor cardíaco [13]

2.2.2 – Eletrodos para ECG

Tipicamente, o eletrodo mais utilizado na obtenção de eletrocardiogramas é o de prata/prata-cloro (Ag-AgCl), possuindo um potencial DC pequeno [62]. Uma solução de gel é empregada para propiciar maior aderência e contato com a pele [68]. São estes os eletrodos utilizados para capturar o sinal ECG neste trabalho.

O sinal ECG pode ser medido nos ombros ou na base da perna. Dependendo do tipo de teste e do número de derivações [13], os eletrodos poderão ser colocados em diferentes lugares do corpo.

2.2.3 – Circuito de aquisição do sinal ECG

O circuito eletrônico implementado para aquisição de sinais ECG é apresentado e discutido no próximo capítulo. Basicamente, o circuito consiste de eletrodos, amplificadores e filtros. O sinal capturado pelo circuito é então apresentado na tela do computador para posterior análise clínica.

2.3 – SINAL ELETROMIOGRAMA (EMG)

2.3.1 – Descrição geral

Os eletromiógrafos são equipamentos que registram a atividade elétrica dos músculos (potencial de ação composto). Tal registro é chamado de sinal eletromiograma (EMG) (ou sinal eletromiográfico, ou simplesmente eletromiograma), e pode indicar o estado fisiológico de um músculo ou grupo de músculos.

A forma de onda registrada do sinal EMG não é um indicador absoluto do estado neuromuscular, mas fornece algumas evidências do mesmo, haja vista que este sinal é afetado pelas atividades anatômica-fisiológicas dos músculos, sendo também influenciado pelo sistema de controle do sistema nervoso e pelas características da instrumentação usada em sua medição.

2.3.1.1 – Tipos de registros EMG

Dependendo da forma em que os eletrodos são instalados no corpo, há dois tipos de medições de sinais EMG: intramuscular, que envolve a inserção do eletrodo através da pele até o músculo; e o de superfície, obtido pela colocação do eletrodo sobre a pele imediatamente acima do músculo. Este último método, por ser não-invasivo, é o único considerado no trabalho aqui apresentado.

2.3.1.2 – Características do sinal EMG - Unidade motora

Sinais EMG típicos exibem um conteúdo espectral compreendido entre 20 Hz a 600 Hz, com amplitudes da ordem de 100 μ V até 90 mV. Em determinadas situações, dependendo do eletrodo utilizado e do músculo sob análise, o espectro de um sinal EMG pode atingir até 10 KHz [7].

O responsável pela origem do sinal EMG é a unidade motora do músculo, formada por motoneurônios alfa e por fibras musculares [13].

2.3.1.3 – Potencial de ação da unidade motora

O potencial de ação da unidade motora, designada por MUAP, é a unidade fundamental do sinal EMG. O MUAP, cuja evolução no tempo é representada matematicamente pela função $h(t)$, corresponde à atividade elétrica resultante da ativação das fibras musculares de uma unidade motora, conforme ilustrado na Figura 2.5.

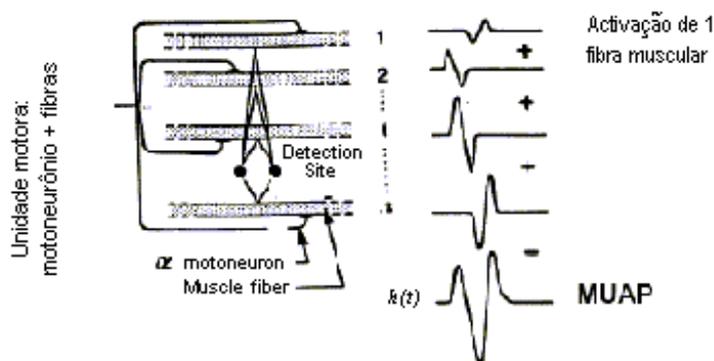


Figura 2.5 – O MUAP, cuja forma de onda é indicada por $h(t)$, corresponde à superposição das ativações elétricas do músculo [13].

Os principais fatores que influenciam o MUAP são [13]:

- posição relativa entre a superfície de detecção do eletrodo e a zona de aplicação;
- número de fibras musculares de uma região de detecção do eletrodo;
- tamanho da fibra muscular (a amplitude do MUAP é proporcional ao diâmetro da fibra); e,
- interface eletrodo/eletrólito (junção química entre superfície metálica de detecção e o tecido).

2.3.1.4 – Soma das formas de ondas do sinal EMG

O sinal EMG resultante é o somatório dos MUAPs das unidades motoras captadas pelo eletrodo. A Figura 2.6 exibe traços típicos da evolução de um sinal EMG.

Sinal EMG

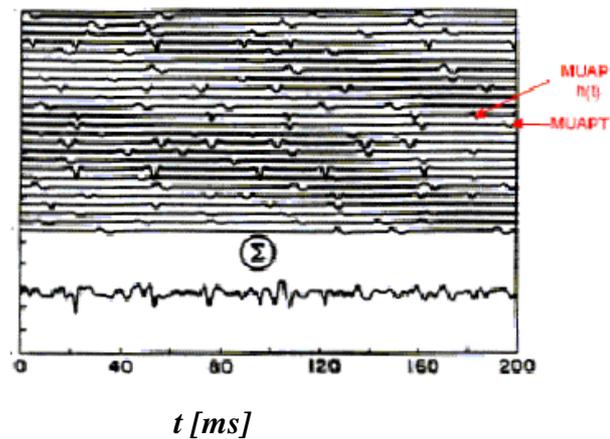


Figura 2.6 – Formação do sinal eletromiograma [9].

2.3.2 – Eletrodos para o sinal EMG

A detecção de sinais EMG faz-se por meio de eletrodos, podendo ser de superfície ou de inserção. Com o intuito de auxiliar o leitor com respeito aos aspectos fundamentais da instrumentação eletromiográfica, abaixo são descritos, resumidamente, as principais características destes eletrodos.

2.3.2.1 – Eletrodos de superfície

Os eletrodos de superfície são utilizados com o propósito de controlar dispositivos externos ao corpo humano (por exemplo, próteses controladas mio-elétricamente), ou em casos em que os pacientes demonstrem rejeição à inserção de agulhas. Todavia, estes eletrodos são de uso restrito aos músculos superficiais, não podendo ser utilizados para detecção de sinais específicos de músculos internos.

Neste trabalho são utilizados eletrodos de superfície ativos (secos) que não necessitam de preparação da pele. Os eletrodos aqui empregados são constituídos de prata clorada em contato elétrico com a pele [65].

2.3.2.2 – Eletrodos de inserção

Os eletrodos de inserção são normalmente fios inseridos com agulhas hipodérmicas em estruturas musculares internas [63]. A pequena área de captação destes eletrodos (25 a 100 μm) permite a detecção de MUAPs individuais durante a contração muscular. Portanto, diferentemente dos eletrodos de superfície, contrações musculares de baixa amplitude podem ser captadas.

2.3.3 – Circuito de aquisição do sinal EMG

A exemplo do circuito para aquisição de sinais ECG, o circuito implementado para aquisição de sinais EMG é apresentado e discutido no próximo capítulo. Será observado que ambos os circuitos possuem muitas similaridades, diferindo apenas na largura de banda, pois os sinais ECG e EMG, como será visto adiante, possuem componentes espectrais distintas.

2.4 – SINAL TEMPERATURA CUTÂNEA (TC)

2.4.1 – Descrição geral

A temperatura central do corpo humano é mantida na faixa de $36,7^{\circ}\text{C}$ a 37°C , com variação de $\pm 0,6^{\circ}\text{C}$. A temperatura cutânea, todavia, varia conforme a temperatura ambiente. Também é sabido que a temperatura cutânea sofre variações quando o corpo realiza atividades físicas intensas ou experimenta emoções psicológicas. Assim, medições da temperatura cutânea são de interesse para o levantamento do estado clínico de pacientes. A Figura 2.7 apresenta uma escala de temperatura do corpo humano.

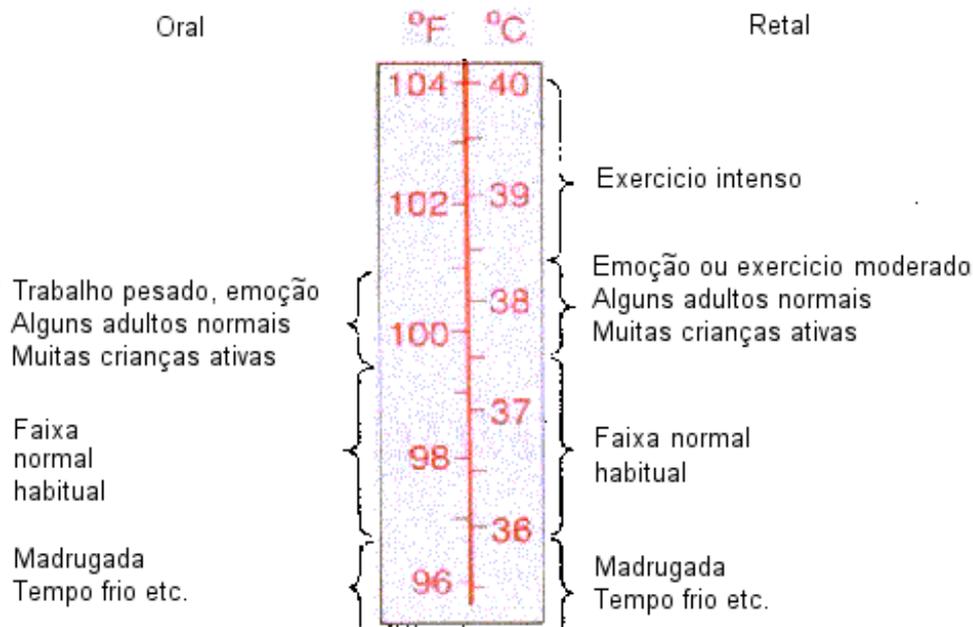


Figura 2.7 – Escala de temperatura do corpo humano [4].

O controle da temperatura corporal é feito por meio do equilíbrio entre a quantidade de calor produzida e a quantidade de calor perdida. Para auxiliar na manutenção constante da temperatura, algumas partes do corpo são fundamentais, pois atuam como materiais isolantes, sendo o caso da pele, dos tecidos subcutâneos e da gordura dos tecidos subcutâneos.

O ganho de calor é o resultado de subprodutos do metabolismo. Dentre os fatores que determinam a taxa de produção de calor destacam-se o valor basal do metabolismo de todas as células do organismo, e o aumento do metabolismo causado por atividade muscular e estimulação simpática sobre as células [4]. Os órgãos profundos, tais como o fígado, o cérebro, o coração e os músculos esqueléticos são os principais responsáveis pela produção de calor. O calor é então transferido para a pele, onde entra em contato com o meio ambiente. A parte externa da pele, conforme mostrada na Figura 2.8, é formada por veias e artérias venosas, as quais são fundamentais nos processos de transferência de calor [4]. Por exemplo, em situações onde a temperatura do corpo se encontra excessivamente baixa, o organismo atua para ganhar calor através da vasoconstrição cutânea em todo o corpo [4].

2.4.2 – Perda de calor

A velocidade em que o calor é transferido da pele para o ambiente, bem como a taxa de transferência de calor do centro do corpo para a pele através do fluxo sanguíneo, constituem os principais fatores que determinam a quantidade de calor perdido [2]. A condução de calor pelo sangue é controlada pelo grau de vasoconstrição das artérias, que por sua vez é controlado pelo sistema nervoso simpático.

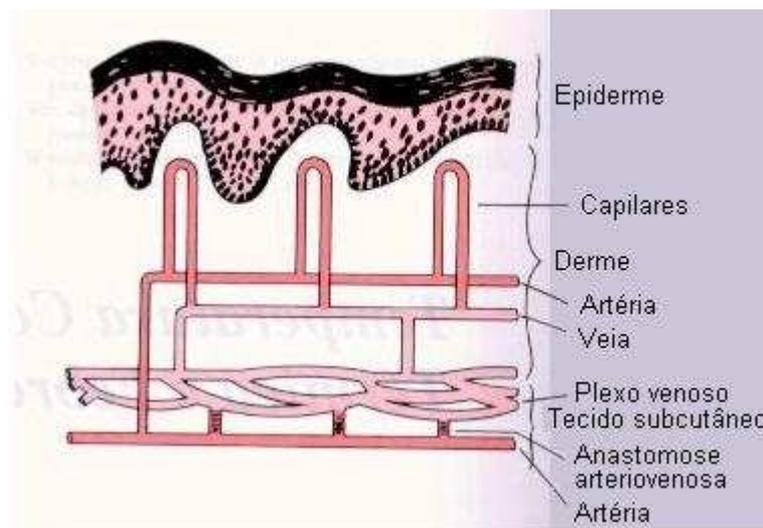


Figura 2.8 – Composição da parte externa e interna da pele [2].

Os principais mecanismos de perda de calor são:

2.4.2.1 – Irradiação

A perda de calor por irradiação é a mais importante, contribuindo com 60% das perdas nas condições normais [4]. A perda por irradiação ocorre sob a forma de raios infravermelhos, uma forma de onda eletromagnética que todos os objetos (acima do zero absoluto) emitem. O corpo humano, portanto, emite e recebe esta forma de onda. Quando a temperatura do corpo humano é superior a queles dos demais objetos em sua volta, ocorre mais emissão de calor pelo corpo do que recepção.

2.4.2.2 – Condução

A troca de calor direta com outros objetos através da condução é responsável por uma pequena porcentagem da quantidade de calor perdida, correspondendo a 3% [4].

2.4.2.3 – Convecção

A remoção de calor do corpo através da corrente de ar, denominada de convecção, é um processo que ocorre após a condução, devido ao fato do ar quente ter a tendência de elevar-se. Este fenômeno evita que o ar quente fique em contato com a pele, o que prejudicaria a troca de calor [4].

2.4.2.4 – Evaporação

Quando a água se evapora da superfície corporal verifica-se uma perda de 0,58 calorias por grama de água. Este fenômeno ocorre na pele e nos pulmões, mesmo quando a pessoa não está suando, e é responsável por uma perda média de 12 a 16 calorias por hora. Porém, esta evaporação insensível não pode ser controlada para fins de termorregulação, pois decorre da difusão contínua de moléculas de água. Já a perda por suor pode ser controlada através da regulação da sudorese [4].

Quando a temperatura corporal for maior que a do ambiente, as perdas se darão principalmente por irradiação e condução. Todavia, quando a temperatura do meio for maior que a da pele, estes processos farão com que o corpo ganhe calor [4].

2.4.3 – Regulação da Temperatura – O Papel do Hipotálamo

A estimulação elétrica, ou por excesso de calor, do hipotálamo anterior provoca sudorese. Os impulsos provenientes desta área são transmitidos pelas vias autônomas para a medula, e daí pela via simpática para a pele de todo o corpo.

Os mecanismos de *feedback* que regulam a temperatura do corpo operam por meio dos centros termo-reguladores localizados no hipotálamo, auxiliados por detectores de temperatura que determinam se a temperatura corporal está excessivamente quente ou fria.

A área do hipotálamo anterior contém grande número de neurônios sensíveis ao calor e ao frio, funcionando como sensores para o controle da temperatura corporal. A

freqüência da descarga elétrica é aumentada quando a temperatura sobe (neurônios sensíveis ao calor) ou desce (neurônios sensíveis ao frio) [4].

Quando a área do hipotálamo anterior é aquecida, verifica-se imediatamente por todo o corpo uma sudorese profusa na pele e uma vasodilatação dos vasos sanguíneos cutâneos.

Como a variação da temperatura cutânea não é um fenômeno instantâneo, testes para medição da temperatura cutânea são feitos em um intervalo de 20 minutos no trabalho aqui desenvolvido.

2.4.4 – Obtenção dos sinais TC

Para aquisição dos sinais TC, foram desenvolvidos os seguintes procedimentos:

- calibração do sensor de captura, utilizando para tanto um termistor com coeficiente de temperatura negativa;
- adequação para faixa útil de trabalho do microcontrolador;
- projeto e implementação do circuito eletrônico com amplificadores de instrumentação de baixo ruído; e,
- projeto do circuito de filtragem para diminuição do ruído.

Tais procedimentos são detalhadamente descritos no Capítulo 3.

2.5 – SINAL RESISTÊNCIA GALVÂNICA DA PELE (RGP)

2.5.1 – Descrição geral

O parâmetro fisiológico referente ao sinal RGP é a medida da condutância da pele entre dois eletrodos. O sinal é obtido aplicando-se uma pequena corrente através de dois eletrodos conectados aos dedos, e observando-se a mudança da condutância da pele em função do tempo. A variação da condutância da pele é função da atividade das glândulas

sudoríparas e do tamanho dos poros da pele [36]. Um aumento da condutividade pode ser causado pelo aumento da umidade da pele (secreção das glândulas sudoríparas), devido à atuação do ramo simpático do sistema nervoso [36].

A resistência galvânica da pele funciona também como um indicador de estresse. Assim, quanto mais relaxado estiver o paciente, mais seca estará a pele, implicando, assim, em uma maior resistência; e vice-versa.

Como o sinal RGP normalmente é tomado na mão, é interessante compreender o processo de condução elétrica neste membro. A palma da mão tem aproximadamente 2000 glândulas sudoríparas por centímetro quadrado. Cada glândula pode ser considerada como um circuito elétrico, apresentando alta resistência nas proximidades da superfície da pele, e baixa resistência nas camadas mais profundas, conforme representação gráfica da Figura 2.9. A pele então age como uma resistência variável, regulando o fluxo de corrente de acordo com a Lei de Ohm, ou seja, para uma tensão constante, aumentando-se a resistência, a corrente diminui na mesma proporção.

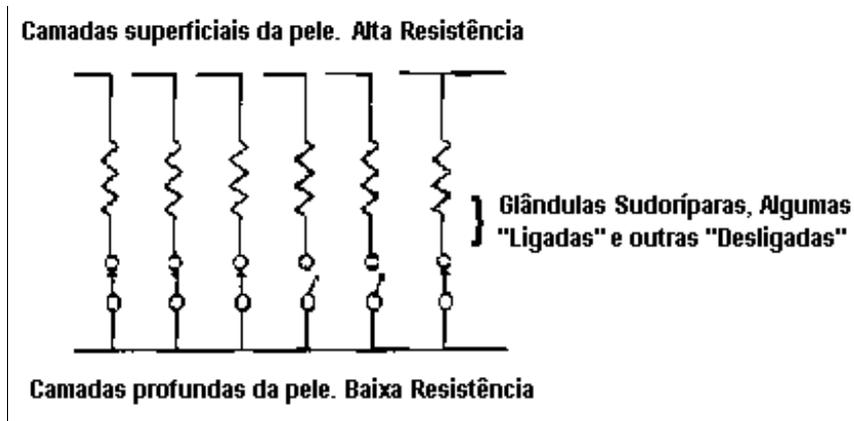


Figura 2.9 – Modelo de resistência das camadas superficiais e profundas da pele [34].

Observa-se da Figura 2.9, também, que quanto mais glândulas sudoríparas são ativadas, maior o número de circuitos condutores ligados em paralelo, resultando na diminuição da resistência da pele.

Por fim, cumpre ressaltar que a resistência galvânica da pele não possui um valor absoluto. Na análise deste parâmetro, é importante observar a variação do sinal RGP em função do tempo.

Do exposto, a análise da variação da RGP permite verificar a atuação do sistema nervoso em pacientes submetidos às mais diversas situações de estresse ou de relaxamento [37].

2.5.2 – Parâmetros para aquisição do sinal RGP

Estudos realizados em [36] especificam a faixa de resistência da pele humana entre 50 K Ω e 2,7 M Ω . Estes valores foram obtidos experimentalmente por meio de uma coleta de amostras em pessoas de diferentes sexos e idades. A título de ilustração, a Tabela 2.1 exibe valores da RGP obtidos em 20 voluntários [37].

Tabela 2.1 – Amostras experimentais de resistência galvânica da pele (RGP) em vinte voluntários, segundo [37].

Amostra	GSR [k Ω]
1	100
2	115
3	150
4	405
5	200
6	2701
7	900
8	620
9	230
10	235
11	700
12	1300
13	800
14	100
15	590
16	650
17	800
18	1000
19	1550
20	725

A Tabela 2.1 serve como padrão para o estabelecimento do circuito de aquisição de sinais RGP deste trabalho, pois estabelece um intervalo de valores de resistência dentro dos quais medições da RGP devem se situar. Assim, mediante escolha dos valores dos componentes do circuito, é possível definir seus extremos de funcionamento em conformidade com a tabela supracitada.

Para calibração do circuito de aquisição de sinais RGP e obtenção de valores dentro da faixa dinâmica de trabalho do microcontrolador empregado, é necessário relacionar a variação da tensão elétrica em função da resistência galvânica da pele. A Figura 2.10 [37], que exibe a dependência entre tensão elétrica e valores de RGP, é utilizada como curva de calibração neste trabalho. A curva de calibração abrange valores compreendidos entre 0 V e 2,5 V, correspondendo a toda faixa dinâmica do conversor AD do microcontrolador. Maiores detalhes são apresentados nos Capítulos 3 e 6, onde são apresentados o circuito de aquisição de sinais RGP e os resultados obtidos, respectivamente.

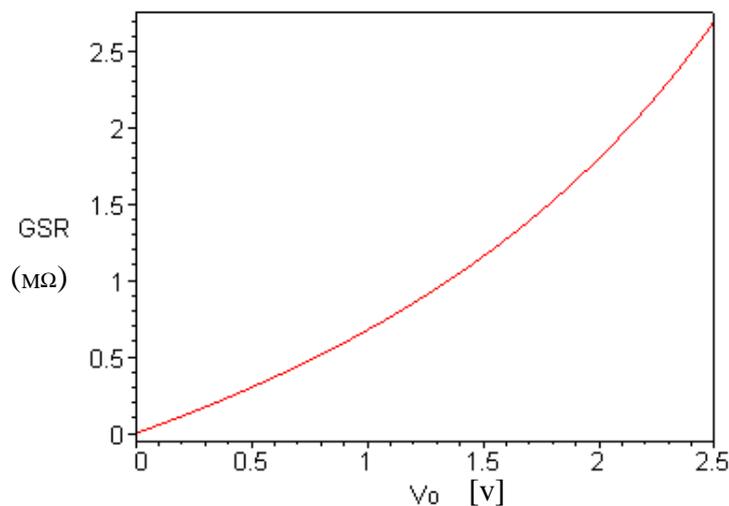


Figura 2.10 – Curva de calibração do circuito de aquisição de sinais RGP [37].

3. – METODOLOGIA

3.1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo são implementados os diferentes nodos sensores constituintes da RSSF para aplicações biomédicas. Estes nodos sensores são responsáveis pela captura de sinais eletrocardiograma (ECG), eletromiograma (EMG), temperatura cutânea (TC) e resistência galvânica da pele (RGP). Em conformidade com a meta estabelecida no início desta dissertação —, ou seja, o desenvolvimento de uma instrumentação biomédica não invasiva, compacta, leve, de baixo consumo de energia, e, portanto, apropriada para ser “vestida” nos pacientes —, todos os circuitos aqui descritos foram implementados em dupla face com dispositivos SMD, segundo o artigo apresentado no Congresso Brasileiro de Informática Médica em Saúde (CBIS) [43]. O projeto, a implementação e os testes destes circuitos foram executados no laboratório do Grupo de Processamento de Sinais (GPDS) e no Laboratório de Tratamento de Superfícies e Dispositivos (LTSD), ambos do Departamento de Engenharia Elétrica (ENE) da Universidade de Brasília (UnB).

3.1.1 – Alimentação da Rede de Sensores Remoto

A rede se sensores que compõe o microcontrolador remoto, o *tranceiver* RF, e os circuitos de condicionamento dos sinais: ECG, EMG, RGP e TC são alimentados por meio de uma bateria de Lítio, Modelo CRS230 de 3.6 V (tipo moeda), proporcionando portabilidade como é mostrado nas Figuras 3.16, 17 e 5.13. O consumo de energia é reduzido devido a que a rede foi projetada com dispositivos de baixo consumo de energia e também pela possibilidade de programação do microcontrolador em estado *standby*.

3.2 – PROCEDIMENTO PARA CAPTURA E PROCESSAMENTO DE VARIÁVEIS FISIOLÓGICAS

A Figura 3.1 ilustra, de forma diagramática, um sistema geral de instrumentação médica para análise clínica de pacientes [4]. Basicamente, a variável fisiológica de interesse é

capturada e convertida em sinal elétrico por meio de sensores, os quais podem ser invasivos e/ou não invasivos. Estes sinais devem ser devidamente processados e apresentados com clareza ao analista, de tal forma que o maior número de informações confiáveis possa ser extraído a respeito do estado clínico do paciente. Da captura do sinal fisiológico até a apresentação da informação nele contida, diversos aspectos devem ser considerados, tais como alimentação dos dispositivos envolvidos, calibração da instrumentação, realimentação para minimização de erros, armazenamento e processamento de dados etc. Estes aspectos são abordados com detalhes nas seções e capítulos subsequentes.

Conforme descrito anteriormente nesta dissertação, os sinais fisiológicos de interesse são: eletrocardiograma (ECG), eletromiograma (EMG), temperatura cutânea (TC) e resistência galvânica da pele (RGP).

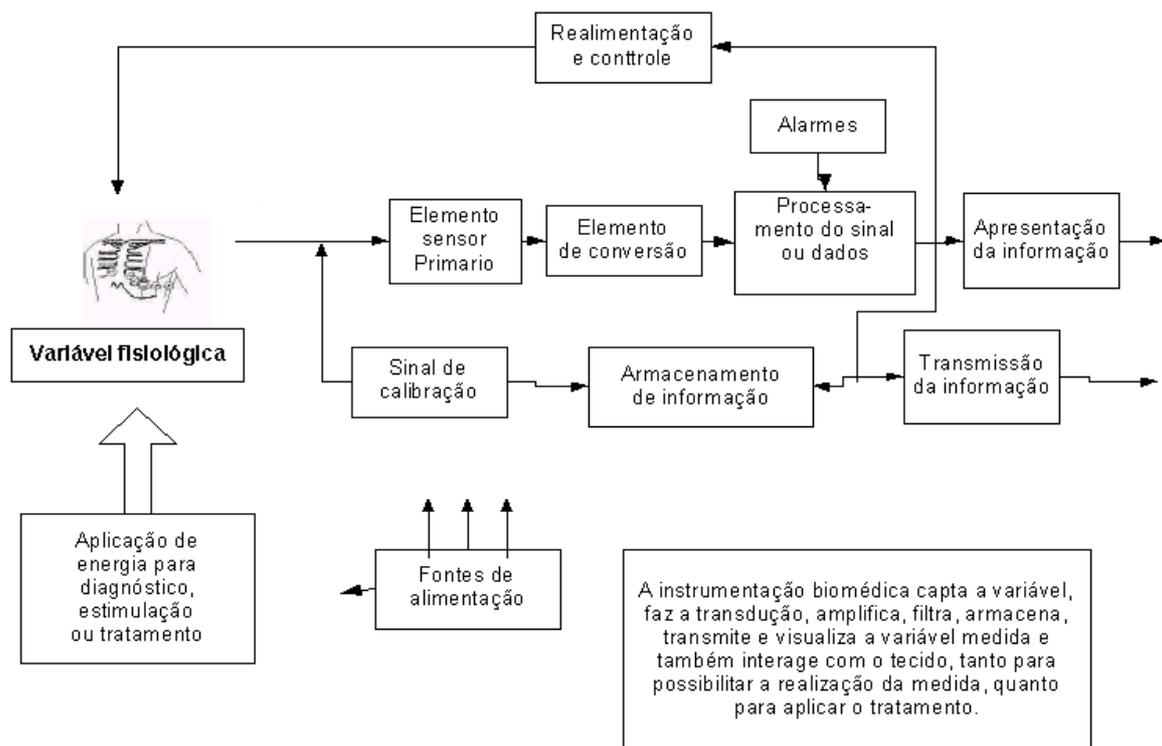


Figura 3.1 – Diagrama de blocos do processo geral de captura e processamento de variáveis fisiológicas [4]

3.3 – DIAGRAMA GERAL DA RSSF

O diagrama de blocos da RSSF (incluindo os nodos sensores) implementada neste trabalho é apresentado na Figura 3.2. A rede é constituída, basicamente, por um estágio de transmissão (central remota de transmissão) e por outro estágio de recepção (central remota de recepção). As características básicas destes estágios são detalhadas a seguir:

Central remota de transmissão:

- captura dos sinais ECG, EMG, TC e RGP;
- filtragem para remoção de ruídos. São utilizados filtros passa-baixas e passa-altas;
- amplificação para obtenção do ganho adequado de voltagem com baixo nível de ruído;
- digitalização dos sinais analógicos por meio do conversor AD do microcontrolador (indicado por MSP430F149, e apresentado no Capítulo 4); e,
- comunicação entre o microcontrolador MSP430F149 e o módulo de rádio frequência (indicado por nRF2401, e apresentado no Capítulo 5) para transmissão dos sinais.

Central remota de recepção

- captura dos sinais (enviados pela central remota de transmissão) pelo módulo de RF;
- protocolo de comunicação entre o microcontrolador e o módulo de RF para recepção dos sinais;
- fonte de voltagem regulada para alimentação apropriada de todos os circuitos; e,
- recepção dos sinais pela interface serial (RS232, a ser comentada nos próximos capítulos) para apresentação final dos resultados no PC.

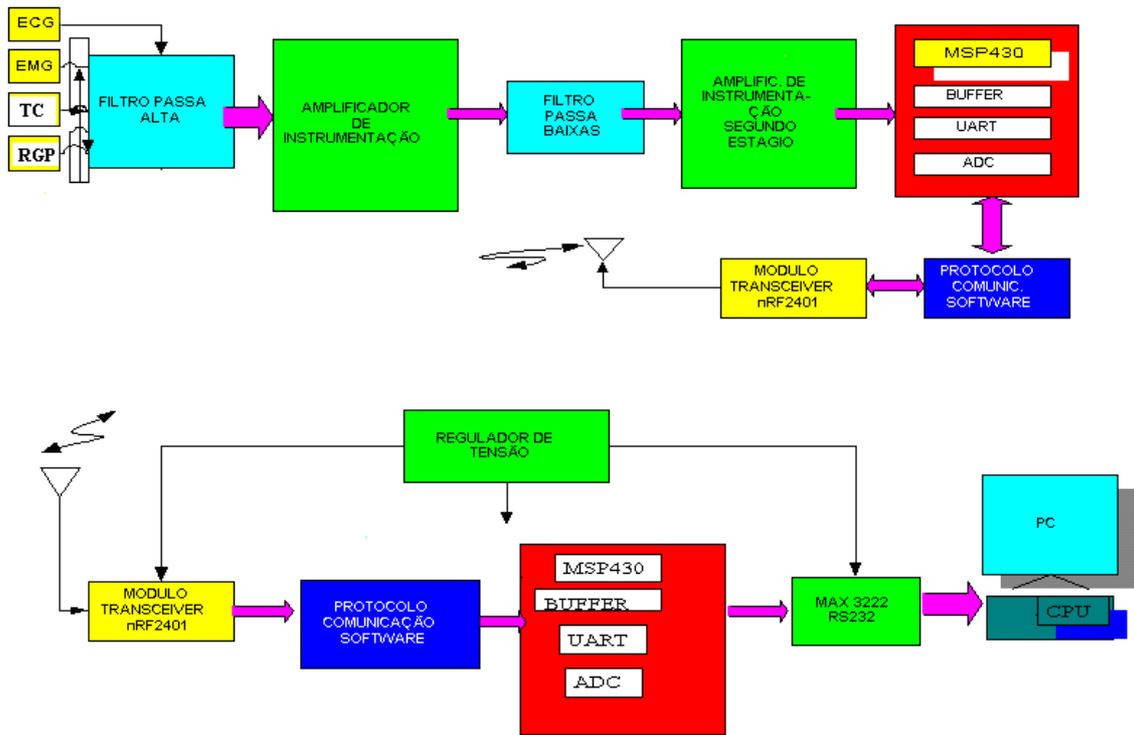


Figura 3.2 – Diagrama de blocos da RSSF implementada.

3.4 – CIRCUITOS ANALÓGICOS DOS NODOS SENSORES (HARDWARE)

Nesta seção são apresentados, em detalhe, os projetos dos diferentes circuitos eletrônicos que constituem os nodos sensores da RSSF. Também são descritos os sensores utilizados no processo de captura dos sinais fisiológicos.

3.4.1 – Circuito regulador de tensão

O circuito regulador de tensão implementado neste trabalho é baseado no *chip* LM317 [45], fabricado pela TEXAS INSTRUMENT. O propósito do regulador, como sugerido pela própria denominação, é fornecer tensão regulada para o funcionamento satisfatório dos estágios de recepção e transmissão remotos de dados.

Uma importante característica deste regulador é a faixa ampla de regulação, compreendida entre 1,5 e 37 V. No trabalho em questão, o circuito regulador foi

projetado para operação em 3,3 V, sendo este o nível adequado para o funcionamento do microcontrolador, do módulo de RF, da interface serial e dos amplificadores de instrumentação.

O encapsulamento do LM317, exibido na Figura 3.3, é do tipo DCY (SOT-223), o qual é apropriado para projeto de circuitos baseados na tecnologia SMD.

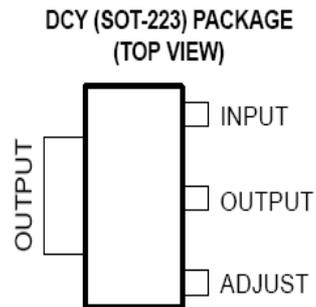


Figura 3.3 – Encapsulamento e pinos do *chip* LM317 (regulador de tensão) [45].

A Figura 3.4, por sua vez, ilustra a integração do *chip* LM317 com componentes externos a fim de que uma determinada tensão regulada seja obtida. As conexões são simples e baseadas em resistores (sendo um potenciômetro para ajuste fino da tensão desejada) e alguns capacitores [45].

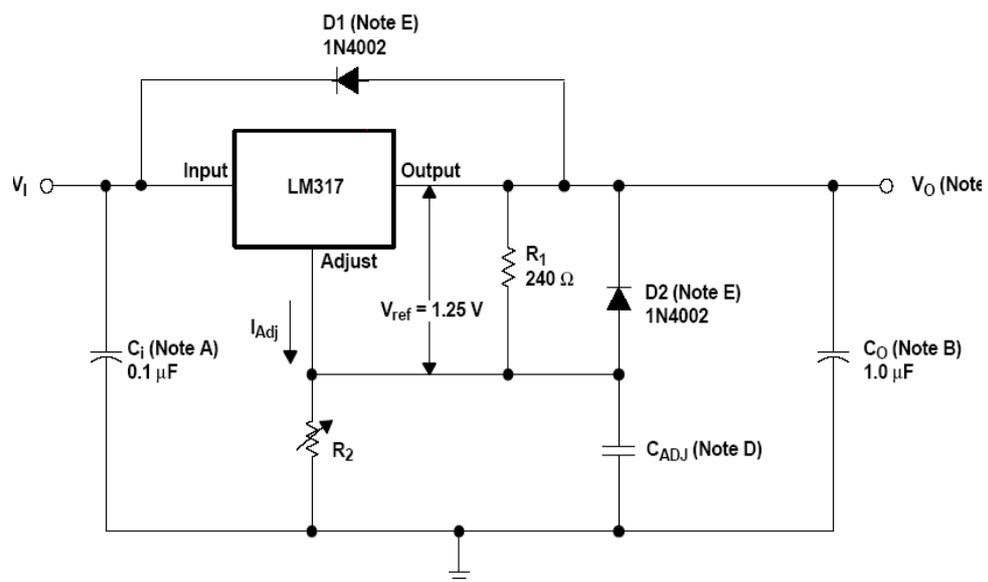


Figura 3.4 – Conexão elétrica do circuito regulador de tensão, constituído pelo LM317 e componentes externos [45].

De acordo com o diagrama elétrico, a saída de voltagem do regulador (V_o) é controlada por duas resistências externas (R_1 e R_2), uma corrente de ajuste (I_{adj}) e uma tensão de referência (V_{ref}). A relação matemática entre a saída regulada e o parâmetro supracitado é dado pela equação

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{adj} R_2 \quad (3.1)$$

Tipicamente, $I_{adj} = 50 \mu\text{A}$ e $V_{ref} = 1,25 \text{ V}$ [45]. Portanto, ajustando-se o potenciômetro R_2 em 390Ω , aproximadamente, obtém-se $3,3 \text{ V}$ de tensão regulada na saída, haja vista que a resistência R_1 é fixada em 240Ω . Os capacitores C_j e C_o são utilizados para diminuir o nível de ruído e fornecer estabilidade de tensão na saída, respectivamente [45].

3.4.2 – Circuito de interface serial

A comunicação entre o microcontrolador e o PC é feita pela interface serial MAX3222, (TEXAS INSTRUMENT). A escolha deste dispositivo para integrar o projeto da rede deve-se às suas características notáveis, tais como baixo consumo de energia (da ordem de 3 V) e disponibilidade na forma de componente SMD. Ademais, este circuito integrado opera com taxas de sinalização de dados superior a 250 kbps [51], sendo apropriada para o projeto em questão. Outra característica interessante é a possibilidade de configuração em modo de descanso (*standby*). Neste caso, o consumo de corrente é de $1 \mu\text{A}$. A utilização de quatro capacitores externos torna possível, ainda, uma alimentação única de $3,3$ ou $5,5 \text{ V}$.

O encapsulado é apresentado na Figura 3.5.

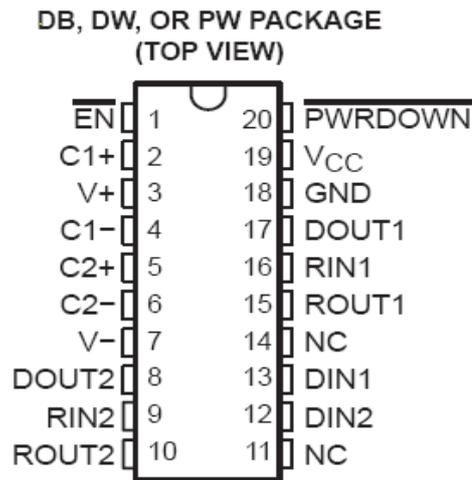


Figura 3.5 – Encapsulamento do *chip* MAX3222 da interface serial [51].

3.4.2.1 – Configuração do MAX3222

Para configuração do MAX3222, é utilizada a Tabela 3.1 [51]. Conforme mencionado anteriormente, o MAX3222 pode ser colocado no modo de descanso (*standby*), com corrente de manutenção de 1µA. Para tanto, usa-se o modo POWER DOWN.

Tabela 3.1 – Configuração do MAX3222 [51].

EACH DRIVER

INPUTS		OUTPUT DOUT
DIN	PWRDOWN	
X	L	Z
L	H	H
H	H	L

H = high level, L = low level, X = irrelevant,
Z = high impedance

EACH RECEIVER

INPUTS		OUTPUT ROUT
RIN	EN	
L	L	H
H	L	L
X	H	Z
Open	L	H

H = high level, L = low level, X = irrelevant,
Z = high impedance (off), Open = input
disconnected or connected driver off

O MAX3222 possui dois canais de transmissão e recepção. Neste trabalho, usou-se a configuração para só um canal de transmissão e recepção, com lógica positiva. O diagrama interno ilustrando a configuração do MAX3222 é apresentado na Figura 3.6 [51].

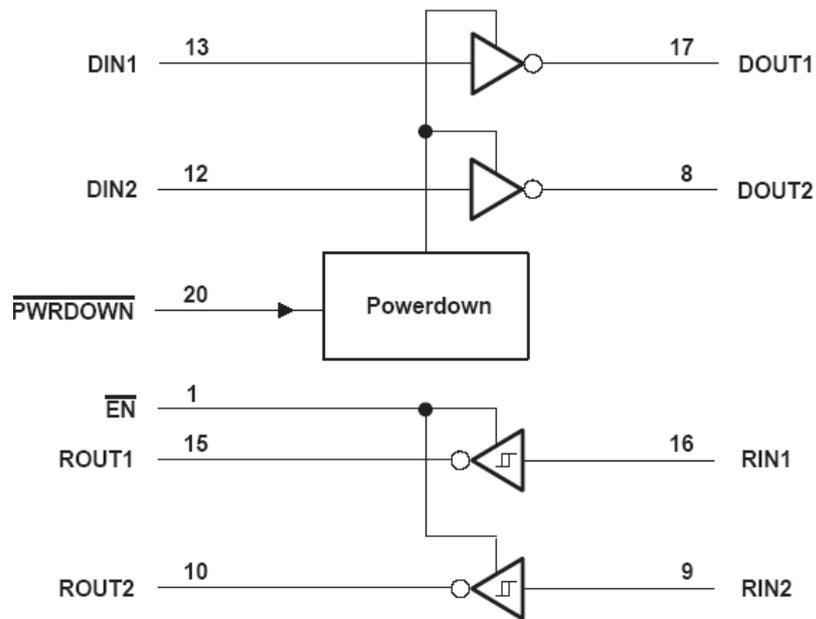


Figura 3.6 – Diagrama para configuração do MAX3222 com lógica positiva [51].

Para funcionamento satisfatório da interface serial na RSSF aqui implementada, são considerados parâmetros como: estabilidade; velocidade de transferência dos dados; níveis de alimentação; controle de tensão (níveis de entrada alto e baixo); temperatura de operação; e, baixa corrente de manutenção. Os valores elétricos para atendimento destas exigências são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros elétricos recomendáveis para funcionamento adequado do MAX3222 [51].

		MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage	$V_{CC} = 3.3\text{ V}$	3	3.3	3.6	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	4.5	5	5.5	
V_{IH} Driver and control high-level input voltage	$\overline{\text{DIN}}, \overline{\text{EN}}, \overline{\text{PWRDOWN}}$	$V_{CC} = 3.3\text{ V}$	2		V
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.4		
V_{IL} Driver and control low-level input voltage	$\overline{\text{DIN}}, \overline{\text{EN}}, \overline{\text{PWRDOWN}}$			0.8	V
V_I Driver and control input voltage	$\overline{\text{DIN}}, \overline{\text{EN}}, \overline{\text{PWRDOWN}}$	0		5.5	V
V_I Receiver input voltage		-25		25	V
T_A Operating free-air temperature	MAX3222C	0		70	°C
	MAX3222I	-40		85	

NOTE 4: Test conditions are C1-C4 = 0.1 μF at $V_{CC} = 3.3\text{ V} \pm 0.3\text{ V}$; C1 = 0.047 μF , C2-C4 = 0.33 μF at $V_{CC} = 5\text{ V} \pm 0.5\text{ V}$.

electrical characteristics over recommended ranges of supply voltage and operating free-air temperature (unless otherwise noted) (see Note 4 and Figure 5)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP [†]	MAX	UNIT
I_I	Input leakage current ($\overline{\text{EN}}, \overline{\text{PWRDOWN}}$)			± 0.01	± 1	μA
I_{CC}	Supply current	No load, $\overline{\text{PWRDOWN}}$ at V_{CC}		0.3	1	mA
	Supply current (powered off)	No load, $\overline{\text{PWRDOWN}}$ at GND		1	10	μA

[†] All typical values are at $V_{CC} = 3.3\text{ V}$ or $V_{CC} = 5\text{ V}$, and $T_A = 25^\circ\text{C}$.

NOTE 4: Test conditions are C1-C4 = 0.1 μF at $V_{CC} = 3.3\text{ V} \pm 0.3\text{ V}$; C1 = 0.047 μF , C2-C4 = 0.33 μF at $V_{CC} = 5\text{ V} \pm 0.5\text{ V}$.

3.4.3 – Circuito eletrocardiógrafo (ECG)

O circuito eletrocardiógrafo (como sugerido pelo nome, aquele destinado à aquisição de sinais ECG) implementado neste trabalho é apresentado na Figura 3.7. Os quadros destacados nesta figura demarcam cada bloco constituinte do circuito em questão.

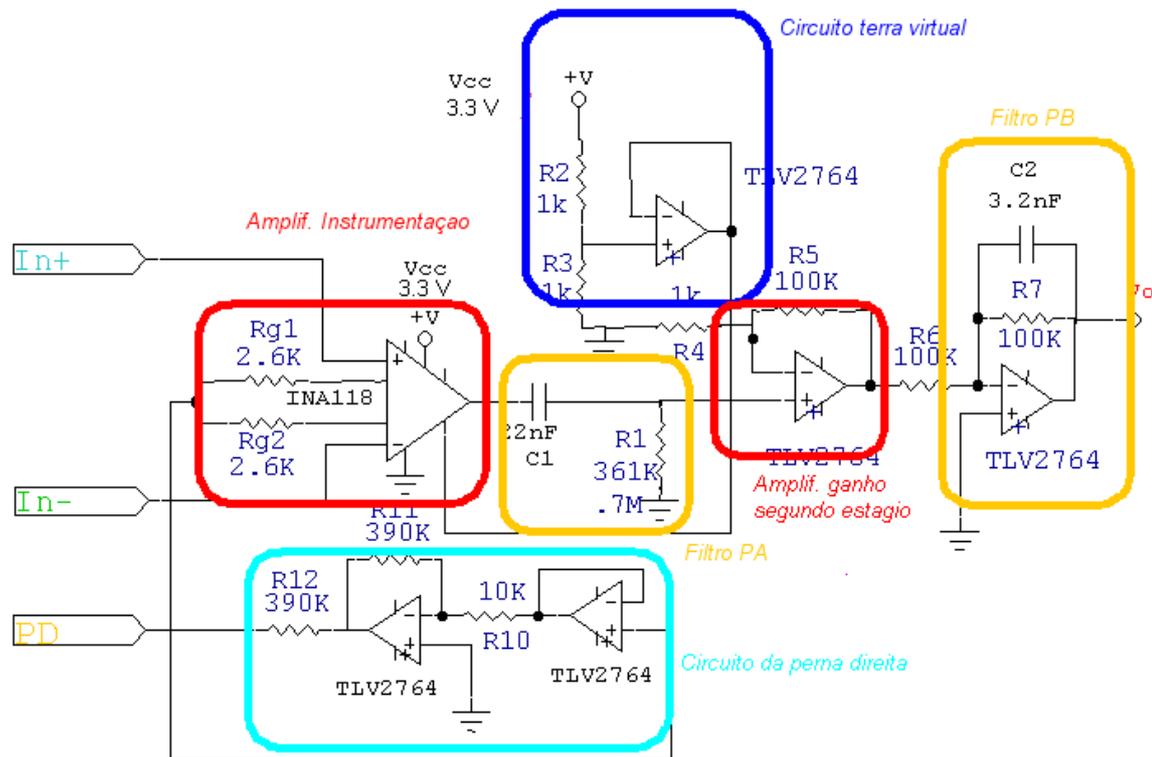


Figura 3.7 – Circuito implementado para aquisição de sinais ECG.

De acordo com o esquema anterior, o circuito ECG consiste de dois estágios de amplificação. Estes estágios propiciam aumento em escala do sinal ECG, implicando em aumento de resolução na digitalização do sinal. Para fins de condicionamento, são utilizados circuitos adicionais, tais como: circuito da perna direita, filtro passa-altas, terra virtual, filtro passa-baixas e circuito de isolamento. As características e funções destes circuitos são detalhadas a seguir:

3.4.3.1 – Amplificador de instrumentação

Neste trabalho foi utilizado o amplificador de instrumentação INA118 (TEXAS INSTRUMENT). Este C.I. possui três amplificadores operacionais. O controle do ganho é feito por uma resistência externa R_G (ganho na faixa de 1 até 10000) [46]. Este C.I. atende às exigências de baixo consumo de energia, além de exibir excelente exatidão. Outras características são [46]:

- alimentação simples de 3,3 V (a qual é utilizada sistematicamente na RSSF implementada neste trabalho);
- possibilidade de alimentação simétrica de $\pm 1,38$ a ± 18 V;
- rejeição ao modo comum (CMRR) de aproximadamente 110 dB; e,
- tensão de *offset* (V_{offset}) de $0,5 \mu\text{V/C}$.

Tipicamente, a faixa de frequências do sinal ECG se estende de 0,1 a 200 Hz; a amplitude, por sua vez, gira em torno de 1mV. Além do sinal de interesse (o ECG, propriamente dito), existe a superposição de ruídos, os quais podem ser amplificados e saturar os amplificadores dos estágios seguintes. Assim, com o propósito de evitar a saturação, utiliza-se um ganho não superior a 10 no primeiro estágio de amplificação [46]. Neste trabalho, o ganho do primeiro amplificador é fixado em 10. Este valor é obtido através do dimensionamento das resistências de controle do ganho. De acordo com o fabricante do INA118 [46], a resistência interna (R_F) é projetada em $50 \text{ k}\Omega$. As resistências externas podem então ser imediatamente determinadas pela expressão do ganho ($G=10$) [46]:

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (3.2)$$

A equação 3.2 fornece $R_G = 5,2 \text{ k}\Omega$. Portanto, utiliza-se na entrada do INA118 as resistências $R_{G1} = R_{G2} = 2,6 \text{ k}\Omega = R_G / 2$.

3.4.3.2 – Circuito da perna direita

O circuito da perna direita tem a finalidade de colocar o paciente (por meio do circuito de realimentação) no mesmo potencial do circuito ECG. Este circuito é realizado com os amplificadores operacionais TLV2764 [47] (TEXAS INSTRUMENTS) e com os resistores externos R10 e R11. Os resistores também permitem a medida da tensão de modo comum entre os dois eletrodos. Com respeito ao C.I. TLV2764, cumpre mencionar que se trata de um chip de baixo consumo de energia (alimentação de 3,3 V) e baixo nível de ruído. O encapsulamento é do tipo TSOP (para montagens SMD).

Na realimentação negativa é utilizado um potencial elevado, fazendo com que os amplificadores operacionais da perna direita entrem em saturação, interrompendo a condução e evitando choques elétricos e riscos ao paciente. Além disso, entre o paciente e o eletrodo existe uma impedância que pode criar um potencial em modo comum. Com o circuito da perna direita este efeito é reduzido, permitindo finalmente a captação do sinal com qualidade superior.

3.4.3.3 – Filtro passa-altas

A componente DC do sinal ECG distorce a forma de onda e satura os amplificadores dos estágios seguintes. Para se evitar esta situação indesejada, utiliza-se um filtro passa-altas com frequência de corte (f_c) ajustada em 0,07 Hz (correspondendo a -3 dB/dec). Os valores empregados para a resistência e capacitância do filtro são calculados como sendo $R_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$ e $C_1 = 0.47 \text{ }\mu\text{F}$, utilizando, para tanto, a relação bem conhecida $f_c = 1 / (2\pi R_1 C_1)$ [11].

A resposta em frequência do filtro passa-altas implementado tem a forma dada pela Equação 3.3 [15]. Seu diagrama de Bode, em termos de amplitude, é apresentado na Figura 3.8. O eixo vertical (magnitude) está em dB, enquanto o eixo horizontal (frequência) está em Hz.

$$H(s) = \frac{sR_1C_1}{1 + sR_1C_1} \quad (3.3)$$

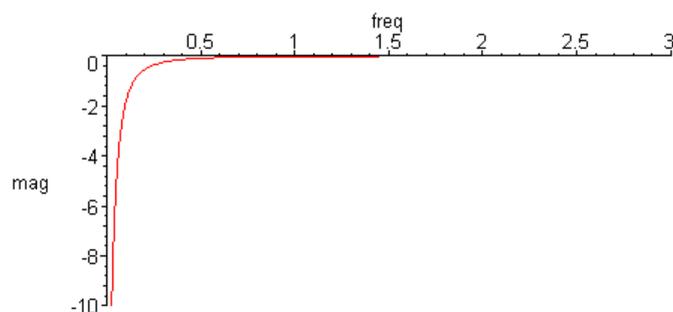


Figura 3.8 – Diagrama de Bode do filtro passa-altas implementado. O eixo vertical (magnitude) está em dB; o eixo horizontal (frequência), em Hz.

3.4.3.4 – Filtro passa-baixas

Como visto, o sinal ECG possui amplitude reduzida (em torno de 1mV), o que faz com que a distorção provocada pela interferência da rede elétrica (oscilação em torno de 60 Hz) seja bastante pronunciada. Então, torna-se necessário a utilização de um filtro para remoção deste ruído. Como os sinais de ECG de interesse neste trabalho possuem componentes espectrais inferiores a 60 Hz, é projetado um filtro passa-baixas com frequência de corte (f_c) em 48 Hz (correspondendo -3 dB/dec). Para tanto, utiliza-se um resistor (R_7) com resistência de 10 k Ω e um capacitor (C_2) com capacitância de 0,33 μ F. A relação entre estes valores de componentes e a frequência de corte desejada é a mesma de um filtro passa-altas ($f_c = 1 / 2\pi R_7 C_2$) [14]. A característica do filtro passa-baixas, dada pela equação 3.4 [14], é apresentada no diagrama de Bode da Figura 3.9. O eixo vertical (magnitude) está em dB, enquanto o eixo horizontal (frequência) está em Hz.

$$H(s) = \frac{1}{1 + sR_7C_2} \quad (3.4)$$

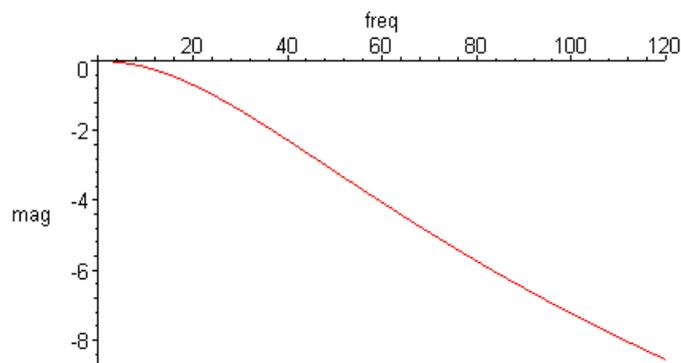


Figura 3.9 – Diagrama de Bode do filtro passa-baixas implementado. O eixo vertical (magnitude) está em dB; o eixo horizontal (frequência), em Hz.

3.4.3.5 – Circuito terra virtual

A necessidade de utilização de apenas uma fonte simples para alimentação do amplificador de instrumentação INA118 (visando portabilidade dos nodos sensores e

baixo consumo de energia) determina, neste trabalho, a implementação de um circuito terra virtual.

Quando necessária uma fonte negativa de alimentação, utiliza-se a trilha de aterramento; quando necessária uma fonte positiva de alimentação, utiliza-se uma trilha com tensão positiva, de tal modo que o módulo desta tensão seja o dobro. Assim, o circuito terra virtual elimina a necessidade de fontes de alimentação simétrica (dupla). O circuito terra virtual para o projeto é apresentado na Figura 3.10, utilizando o amplificador operacional TLV2764.

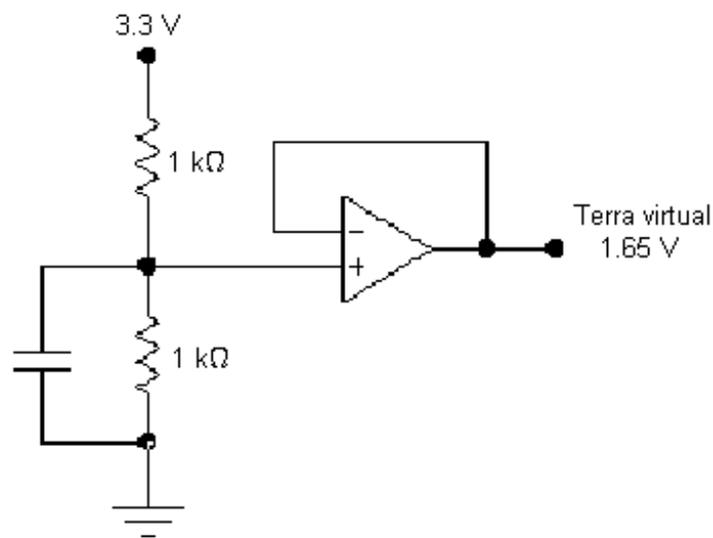


Figura 3.10 – Circuito terra virtual utilizado na alimentação do INA118. Este circuito é constituído por um amplificador operacional TLV2764.

3.4.3.6 – Amplificadores operacionais

O segundo estágio de amplificação do circuito ECG é constituído pelos amplificadores operacionais TLV2764 na saída do circuito. Observa-se, da Figura 3.7, que estes amplificadores estão em cascata. Assim, o ganho fornecido neste segundo estágio de amplificação é o produto dos ganhos de cada configuração dos amplificadores operacionais constituintes.

Com respeito ao primeiro TLV2764 do segundo estágio de amplificação, adota-se a configuração não inversora implementada com as resistências externas $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$. O ganho correspondente é dado pela relação [46]

$$G_1 = 1 + \frac{R_5}{R_4}, \quad (3.5)$$

resultando em $|G_1| = 101$. O segundo TLV2764, por sua vez, que também desempenha a função de filtro passa-baixas por meio do capacitor na malha de realimentação, possui um ganho dado por [46]

$$G_2 = -\frac{R_7}{R_6}, \quad (3.6)$$

resultando em $|G_2| = 1$.

Portanto, o ganho gerado no segundo estágio de amplificação é de aproximadamente 100 ($|G_1| \cdot |G_2|$). Todavia, o ganho total do circuito ECG é de aproximadamente 1000 ($|G| \cdot |G_1| \cdot |G_2|$), pois o primeiro estágio de amplificação, conforme mencionado anteriormente, garante um ganho $|G|$ igual a 10.

Neste trabalho, o sinal na entrada do circuito ECG possui amplitude de aproximadamente 1,3 mV. A amplificação em dois estágios gera, portanto, uma tensão de 1,3 V na saída do circuito ECG. Este nível de tensão é satisfatório, pois está dentro da faixa de trabalho do conversor AD do microcontrolador empregado (como será visto *a posteriori*, o microcontrolador MSP430F149 admite tensões da ordem de 0 a 2,5 V).

3.4.4 – Circuito eletromiógrafo (EMG)

O circuito eletromiógrafo (destinado a capturar sinais EMG) consiste de dois estágios de amplificação, duas etapas de filtragem e um circuito de terra virtual. Basicamente, este circuito é similar ao circuito ECG. A diferença reside no processo de filtragem, o que leva em conta a largura de faixa dos sinais EMG de interesse neste trabalho.

O esquema do circuito EMG é apresentado na Figura 3.11, onde estão demarcados os diversos blocos constituintes deste circuito.

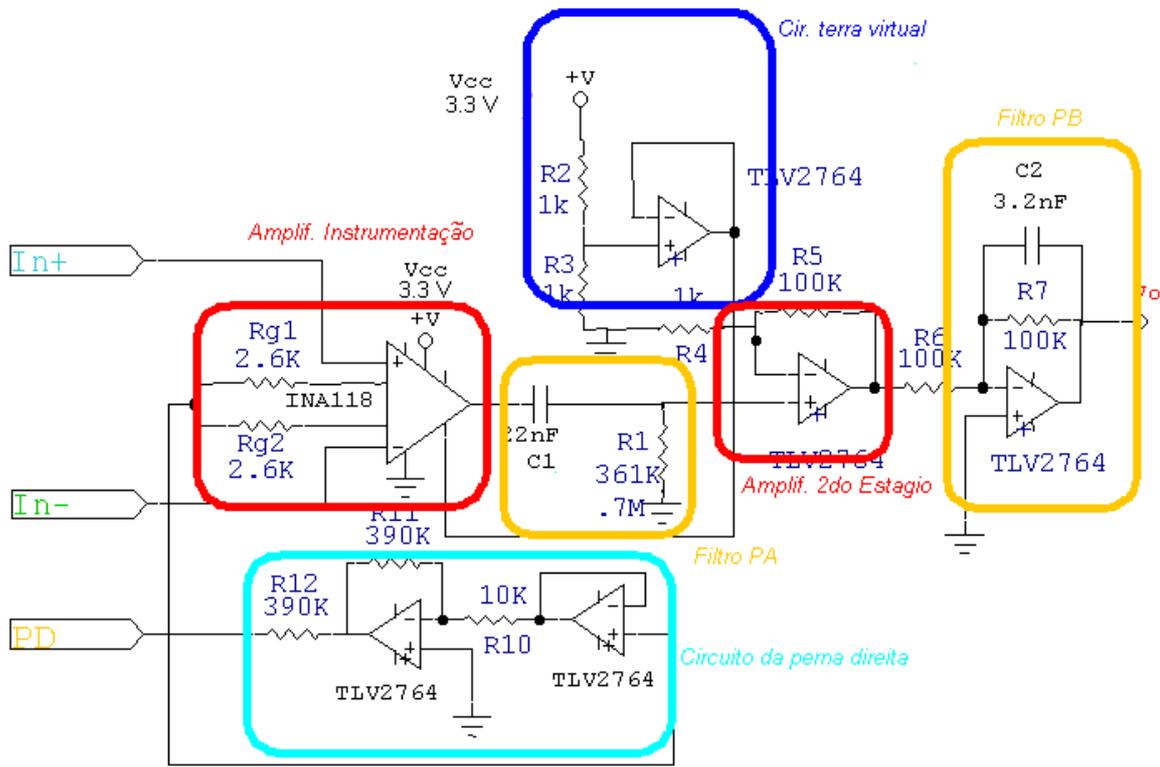


Figura 3.11 – Circuito implementado para aquisição de sinais EMG.

3.4.4.1 – Características principais do circuito EMG

As características do circuito EMG são comentadas brevemente, pois, conforme já mencionado, elas são, em sua maioria, idênticas às do circuito ECG.

O amplificador de instrumentação, presente no primeiro estágio de amplificação, é implementado com o C.I. INA118. O ganho é ajustado em 10.

O circuito da perna direita é adotado para fins de isolamento elétrico, colocando o paciente no mesmo potencial do amplificador.

O circuito terra virtual possibilita alimentação simples através da fonte de 3,3 V.

O segundo estágio de amplificação é projetado com os amplificadores operacionais TLV2764 em cascata, resultando em um ganho de 100, aproximadamente. Desta forma, o ganho total do circuito EMG é de 1000.

3.4.4.2 – Filtro passa-altas

Para se evitar a saturação dos amplificadores do segundo estágio de amplificação, o filtro passa-altas é projetado com a frequência de corte ajustada em 20 Hz. Para tanto, utiliza-se uma resistência (R_1) de valor 361 k Ω e uma capacitância (C_1) de valor 22 nF.

3.4.4.3 – Filtro passa-baixas

Com o propósito de atenuar a interferência eletromagnética imposta pela rede elétrica sobre o sinal EMG, é utilizado um filtro passa-baixas na saída do circuito EMG.

Como a faixa de frequências do sinal EMG de interesse neste trabalho se estende de 20 Hz a 500 Hz, a frequência de corte do filtro passa-baixas é ajustada em 488 Hz. Utiliza-se, para tanto, uma resistência (R_7) de valor 100 k Ω e uma capacitância (C_2) de valor 3,2 nF.

3.4.5 – Circuito de aquisição da temperatura cutânea (TC)

Para captura de sinais da temperatura cutânea, utiliza-se o termistor NBJ20 [68] (MITSUBISHI). Este sensor possui coeficiente de temperatura negativa (NTC), exibindo 10 k Ω a uma temperatura de 25°C.

O circuito eletrônico para aquisição de sinais TC é constituído por amplificadores de baixo ruído, com alimentação simples de 3,6 V. Este circuito é apresentado na Figura 3.12. Além dos amplificadores e do termistor acoplado, o circuito possui fontes de corrente constantes, um *buffer* e filtros passa-altas e passa-baixas. Estes blocos constituintes são descritos a seguir.

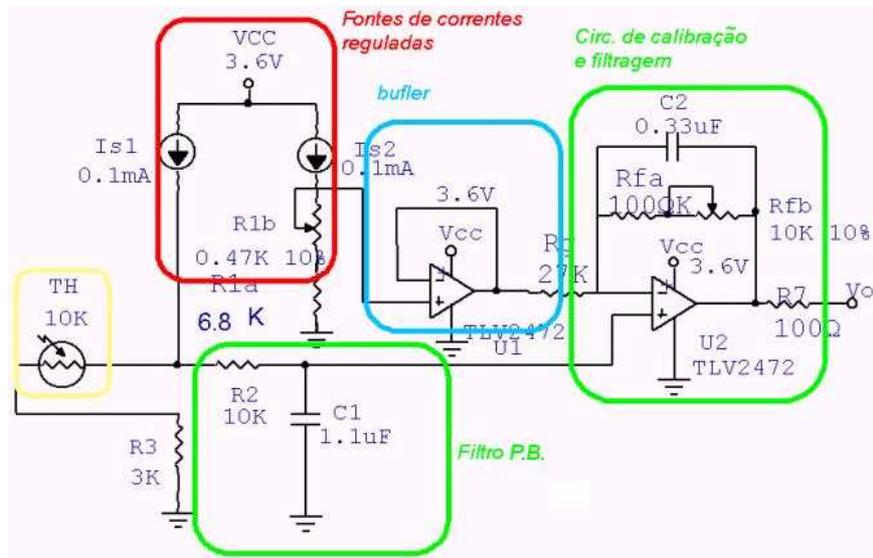


Figura 3.12 – Circuito eletrônico para aquisição de temperatura cutânea (TC).

3.4.5.1 – Sensor de temperatura e calibração

O termistor NBJ20 tem como característica a diminuição de sua resistência com o aumento da temperatura. Tal fenômeno ocorre porque o termistor é constituído por materiais semicondutores. Nestes materiais, o aumento da temperatura libera elétrons da camada de valência, aumentando, em consequência, a condutividade do material (ou reduzindo sua resistência).

Para calibração do sensor de temperatura é necessário determinar com precisão a relação entre temperatura captada e a sua correspondente resistência elétrica. Para este fim, utiliza-se a Tabela 3.3 [37]. Para o levantamento desta tabela, procedeu-se ao seguinte experimento: em um recipiente com água foram colocados um termopar e o termistor em questão, cuja resistência foi medida com um multímetro. A água então foi gradualmente esquentada e, para um determinado valor de temperatura registrada pelo termopar, a resistência do termistor foi medida. O procedimento foi repetido várias vezes para se determinar a média entre as diversas amostras obtidas.

Tabela 3.3 – Medida da resistência elétrica do termistor NBJ20 em função da temperatura [37].

Temper(°C)	Resis. [Ω]
35	5779,0763
40	4820,97649
45	3842,20997
50	3247,50442
55	2658,27132
60	2181,9643
65	1810,73463
70	1568,56374
75	1287,29291
80	1098,9336
85	929,94478
90	893,33596
95	800.34498

Os valores finais de resistências exibidos na tabela acima foram obtidos por meio do cálculo da resistência em paralelo envolvendo o valor medido pelo multímetro e o valor da água utilizada no experimento (de aproximadamente 172 k Ω) [37].

A função que caracteriza a resposta de resistência de um termistor com a temperatura é chamada de equação de *Steinhart-Hart*. Na escala absoluta (Kelvin), esta equação assume a forma:

$$T = \frac{1}{\alpha + \beta * \ln(R) + \varphi * \ln(R)^3} - 273.15 \quad (3.7)$$

Com o auxílio do *software Origin*TM [37], é possível calcular os parâmetros α , β e ϕ da equação 3.7 com base nos pontos obtidos experimentalmente (R). Finalmente, a curva de calibração é exibida na Figura 3.12.

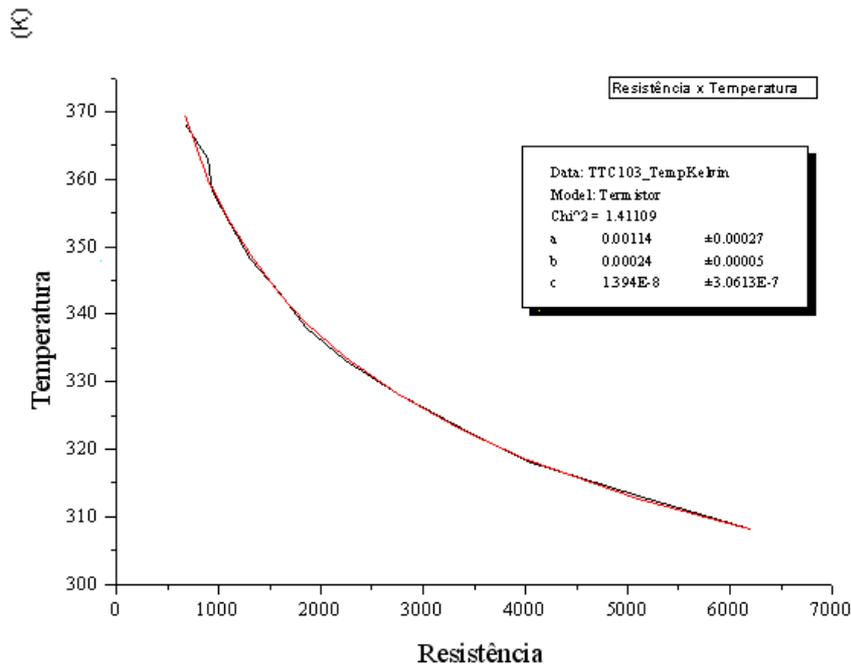


Figura 3.13 – Curva de calibração do termistor NBJ20 utilizando a aproximação *Steinhart-Hart* [37].

Para a faixa dinâmica de trabalho do circuito TC adota-se, aqui, o intervalo de temperatura entre 30°C (303 K) e 50° C (323 K), faixa esta que engloba as possíveis temperaturas cutâneas do corpo humano. Assim, os valores correspondentes de resistência elétrica do termistor utilizado, de acordo com a Figura 3.13, são 7730 Ω e 3330 Ω , respectivamente. Como a saída do circuito TC é acoplada ao conversor AD do microcontrolador empregado, e sendo a faixa dinâmica do conversor AD compreendida entre 0,0 e 2,5 V, os potenciômetros do circuito TC são ajustados para fornecerem 0,3 V na temperatura de 50° C e 2,5 V na temperatura de 30° C.

Para utilização da curva de calibração (figura 3.13) e determinação da temperatura cutânea a partir da resistência do termistor, é necessário conhecer a relação entre tensão medida na saída do circuito TC (V_o) e a resistência do termistor (R). Utiliza-se, para

tanto, a equação 3.8, que exibe a relação linear entre V_o e R através dos coeficientes a e b :

$$R = a.V_o + b \quad (3.8)$$

Os valores dos coeficientes $a = 2009$ e $b = 2667$ são calculados através de um sistema linear de duas equações e duas incógnitas, utilizando os valores conhecidos para tensão de saída e resistência do termistor nas temperaturas correspondentes de 30° C e 50° C , conforme descrito anteriormente [37]. Desta forma, a equação 3.8 fornece a resistência do termistor a partir da tensão de saída do circuito TC; então, a curva de calibração fornece a temperatura cutânea a partir do valor determinado de resistência do termistor. Posto de outra forma, o uso simultâneo das equações 3.7 e 3.8 permitem a determinação da temperatura cutânea através da tensão de saída do circuito TC.

Os blocos constituintes do circuito TC são agora detalhados:

3.4.5.2 – Fontes de corrente reguladas

O circuito TC utiliza o C.I. REF200 [49] (TEXAS INSTRUMENTS), que possui duas fontes de corrente reguladas. A primeira delas ($100 \mu\text{A}$) é utilizada para medir a resistência do termistor. Sendo a fonte de corrente constante, a variação de tensão sobre o termistor é diretamente proporcional à variação da resistência com a temperatura, segundo a lei de Ohm. A segunda fonte ($100 \mu\text{A}$) é utilizada para o estabelecimento da tensão de *offset* (residual) na saída do circuito [49]. Esta tensão de *offset* permite uma melhor calibração do circuito TC para a faixa de temperatura de interesse [42].

Conforme ilustrado na figura 3.12, o segundo estágio de corrente regulada é constituído pela fonte de corrente de $100 \mu\text{A}$ em série com um potenciômetro R_{1b} e com um resistor R_{1a} de $6,8 \text{ k}\Omega$. O ajuste do potenciômetro permite a variação da tensão na entrada do amplificador operacional usado como *buffer* e que origina a tensão de referência na saída [42]. Após calibração do circuito, o potenciômetro em questão foi substituído por um resistor de 470Ω , gerando uma tensão de referência de $V = R \cdot I = (6800 + 470)100 \cdot 10^{-6} = 0,727 \text{ V}$.

3.4.5.3 – Filtro passa-baixas

O filtro passa-baixas na saída do circuito TC é utilizado para atenuar a interferência do ruído de 60 Hz da rede elétrica, a exemplo dos circuitos EEC e EMG descritos anteriormente. A frequência de corte é fixada em 60 Hz, e o filtro é implementado com uma resistência $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ e uma capacitância $C_1 = 1,1 \text{ }\mu\text{F}$.

3.4.5.4 – Buffer

O circuito de *buffer* é implementado com um amplificador operacional TLV2472. Este C.I. é o mesmo empregado na implementação dos circuitos ECG e EMG. O *buffer* permite que a tensão na saída do potenciômetro ligado à fonte de corrente (portanto a tensão de referência) seja reproduzida na entrada do circuito de calibração, eliminando qualquer efeito de carregamento e, conseqüentemente, de redução de potência na carga.

3.4.5.5 – Circuito de amplificação e filtragem

O estágio amplificador não inversor ilustrado na figura 3.12 também é baseado no C.I. TLV2472. Este estágio é responsável pela amplificação do sinal TC na entrada do conversor AD do microcontrolador, de tal forma que toda a faixa dinâmica do conversor seja utilizada. A função de transferência do amplificador, considerando a tensão de offset, é dada pela equação:

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) - V_{offset} \left(\frac{R_F}{R_G}\right) \quad (3.9)$$

onde R_F é o conjunto formado pelo resistor R_{fa} (100 k Ω) e pelo potenciômetro R_{fb} ; R_G é uma resistência de 27 k Ω ; V_{offset} é a tensão de referência gerada pelo circuito de *offset*; e, V_{in} é a tensão sobre o termistor e o resistor R_3 . O potenciômetro R_{fb} é utilizado apenas durante a calibração do circuito. Concluída a calibração, o potenciômetro foi substituído

por uma resistência de 10 k Ω . Este estágio também contém um filtro passa-baixas implementado com um capacitor de capacitância C₂ de 0.33 μ F.

3.4.6 – Circuito resistência galvânica da pele (RGP)

O circuito implementado neste trabalho para captura de sinais RGP é ilustrado na Figura 3.14.

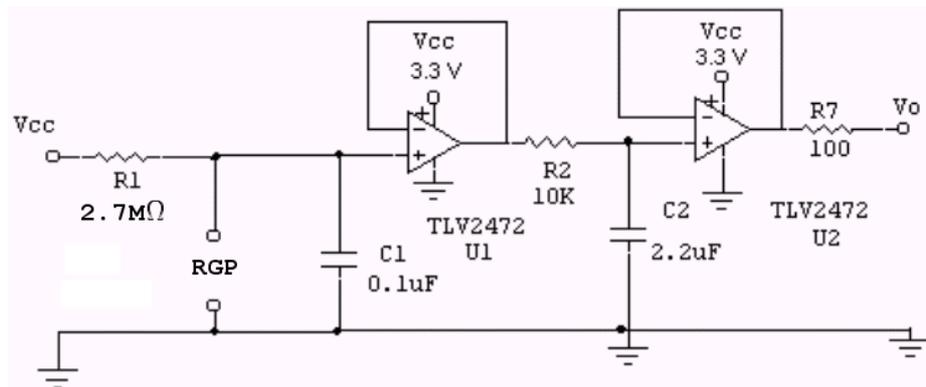


Figura 3.14 – Circuito implementado para captura de sinais de resistência galvânica da pele (RGP).

O circuito RGP, além das conexões para os eletrodos metálicos, é constituído pelos seguintes blocos básicos: circuito divisor de tensão, *buffers* e filtros. A seguir, os principais blocos constituintes são detalhados:

3.4.6.1 – Sensores de sinais RGP

Para realização de medidas da resistência galvânica da pele, sensores metálicos, acoplados ao circuito RGP, são conectados no dedo médio no dedo indicador. Deve-se assegurar um bom contacto elétrico entre os dedos e os sensores para que as medições sejam confiáveis. Assim, assegura-se a condução de um fluxo de corrente elétrica responsável pela medição da resistência da pele. Os sensores podem ser conectados em pontos arbitrários do corpo humano. Todavia, por razões de comodidade e facilidade no contato, neste trabalho optou-se pela conexão nos dedos da mão.

Conforme descrição no Capítulo 2, a análise de sinais RGP é feita mediante acompanhamento da variação temporal da resistência da pele, tipicamente em um intervalo de 30 minutos. Para fins de ilustração, a Figura 3.15 exibe a variação da condutância da pele (inverso da resistência da pele) com o tempo [34]. Enfatiza-se aqui que a resistência galvânica da pele não é um parâmetro constante, donde conclui-se que sua medida absoluta não é relevante, mas sim sua variação temporal, a qual é controlada pela atuação do sistema nervoso. Valores típicos de resistência galvânica da pele estão na faixa de 50 k Ω a 2,7 M Ω [34].

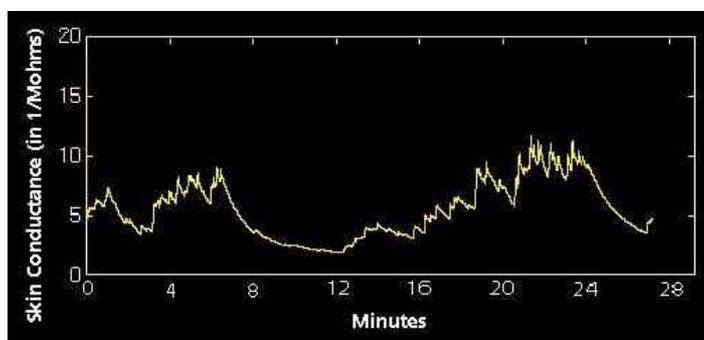


Figura 3.15 – Típica variação temporal da condutância da pele [34].

3.4.6.2 – Circuito divisor de tensão

O circuito divisor de tensão corresponde à entrada do circuito RGP, sendo responsável pela aquisição dos sinais RGP. Este circuito garante que a tensão entre os eletrodos, durante o processo de aquisição de sinais RGP, caia sempre dentro da faixa de conversão AD do microcontrolador empregado. É constituído pela resistência de 2,7 M Ω (valor máximo esperado para a resistência da pele) e pela própria resistência da pele tomada entre os eletrodos. Como o divisor de tensão é alimentado por uma fonte de 3,3 V, a tensão sobre os eletrodos está entre 0 e 1,7 V. Como será apresentado no Capítulo 5, estes valores estão dentro da faixa de trabalho do microcontrolador MSP430F149.

A capacitância de 0,1 μF em paralelo com a conexão dos eletrodos propicia uma primeira filtragem, resultando em sinais RGP mais confiáveis [34].

O valor RGP, em ohms, é determinado diretamente da relação do divisor de tensão, conforme a seguinte equação:

$$\text{RGP} = \frac{2,7 \times 10^6 \times V_o}{3,3 - V_o} \quad (3.10)$$

3.4.6.3 – *Buffers*

São utilizados dois *buffers* implementados com o C.I. TLV2472. Como a impedância de entrada (vista pelo circuito de alimentação) é extremamente elevada e a de saída muito baixa, o efeito de carga é desprezível, evitando a perda de potência do sinal RGP [47].

3.4.6.4 – Filtro passa-baixas

O filtro passa-baixas é implementado com o resistor R_2 e com o capacitor C_2 . O propósito deste filtro é atenuar o ruído de 60 Hz proveniente da rede elétrica. Devido ao caráter DC do sinal RGP, a frequência de corte do filtro é fixada em 7,2 Hz. Para tanto, utiliza-se $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ e $C_2 = 2,2 \mu\text{F}$.

3.5 – A IMPLEMENTAÇÃO DO *HARDWARE*

As Figuras 3.16 e 3.17 ilustram a aplicação do *hardware* (nodos sensores ECG, EMG, TC e RGP) desenvolvido no corpo de um voluntário. Ressalta-se a portabilidade da instrumentação.

As placas de circuito impresso em dupla face contêm: o microcontrolador; o módulo de RF responsável pelo enlace da rede; os circuitos eletrônicos para condicionamento dos sinais ECG, EMG, TC e RGP; e, os eletrodos para captura dos sinais eletrofisiológicos.

Na Figura 3.18 ilustra os eletrodos sensores utilizados neste trabalho para a captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP. Finalmente na Figura 3.19 se apresenta a aplicação dos eletrodos metálicos RGP.

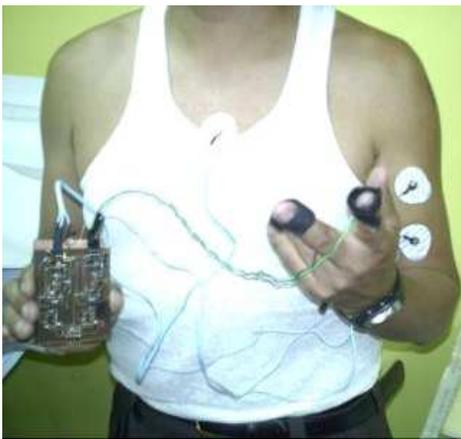


Figura 3.16 – Aplicação dos nodos sensores em um voluntário. Estes nodos sensores permitem a captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP.



Figura 3.17 – Unidade remota portátil para transmissão e recepção sem fio (*wireless*) de sinais eletrofisiológicos.

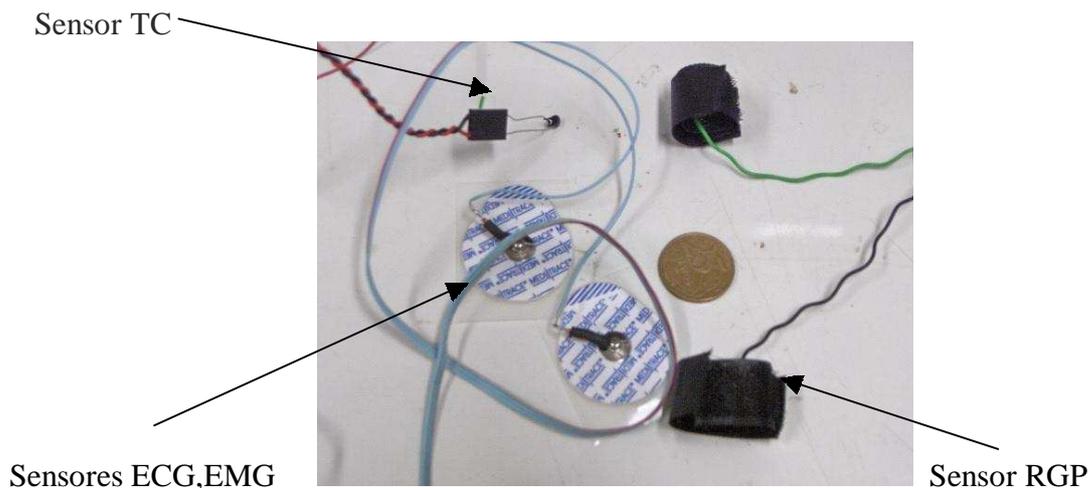


Figura 3.18 – Sensores utilizados para captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP.



Figura 3.19 – Aplicação de eletrodos metálicos para captura de sinais RGP.

4 – MICROCONTROLADOR – MSP430F149

4.1 – INTRODUÇÃO

O microcontrolador utilizado na RSSF implementada neste trabalho é o MSP430F149 [43], fabricado pela TEXAS INSTRUMENT. Além de possuir uma boa versatilidade, este microcontrolador satisfaz os requisitos de dimensão compacta e baixo consumo de energia (0,1 μ A para retenção da RAM e 0,8 μ A para *clock* em tempo real), tornando-o ideal para aplicações com baterias.

O MSP430F149 possui uma CPU RISC de 16-bits, com um sistema de *clock* flexível e periféricos analógicos e digitais. Com uma CPU moderna e com periféricos modulares mapeados em memória, o microcontrolador oferece soluções para diversas aplicações [26], [44].

Outra importante característica deste componente é o conversor AD de 12 bits, possibilitando a digitalização dos sinais analógicos capturados pelos nodos sensores da rede.

Dentre outras vantagens no emprego deste microcontrolador destacam-se: programação *on-board* através de uma interface JTAG, e a existência de placas de teste para treinamento, propiciando familiarização com o funcionamento e programação.

4.2. – ARQUITETURA DO MICROCONTROLADOR

O MSP430F149 possui comunicação interna com diferentes etapas. Para ser programado, armazena a configuração nos registros de memória, permitindo a comunicação com periféricos e sincronização com os relógios (*clocks*).

O MSP430 possui sinais de *clock* internos: MCLK (*clock* principal), SMCLK (*clock* secundário), e ACLK (*clock* auxiliar). Os três sinais são gerados em diferentes fontes dentro do modo oscilador do *chip*.

O *clock* auxiliar de baixa frequência (ACLK) pode ser configurado diretamente com um cristal externo de 32 kHz. Este cristal é usado para manter a CPU em estado de espera (*standby*), com baixo consumo de energia, por meio do sinal ADC. Um oscilador digital controlado (DCO), integrado à CPU, pode servir de fonte para sincronização do *clock* principal (MCLK), sendo usado pela CPU e por periféricos de alta velocidade. O DCO atinge estado ativo e estável em menos de 6ms [44].

O sinal de *clock* SMCLK pode ter sua origem selecionada entre duas alternativas: o DCO ou o oscilador de alta frequência (XT2 de 8 MHz). A seleção é feita pelo *bit* SELS localizado no registrador BCSCCTL2. O sinal selecionado é em seguida dividido por um fator de 1, 2, 4, ou 8, através dos *bits* DIVS localizados no registrador BCSCCTL2 [45].

A arquitetura interna do microcontrolador em estudo é apresentada na Figura 4.1. [44].

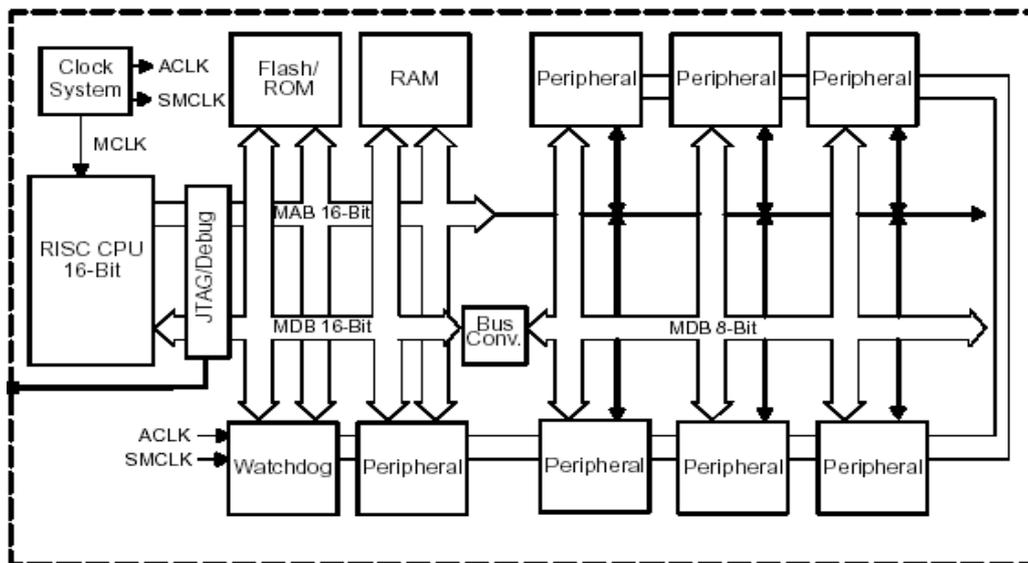


Figura 4.1 – Arquitetura interna do microcontrolador MSP430F149 [44].

O MSP430F149 possui um único espaço de memória compartilhado com registradores de funções especiais (SFR), periféricos, RAM e memória *flash/ROM*. O acesso ao código é sempre feito em endereços pares. Os dados podem ser acessados como bytes (8-bits) ou palavras (*words*, com 16-bits).

4.3 – CONVERSOR ANALÓGICO/ DIGITAL

O módulo ADC12 é constituído por um conversor analógico/digital de 12-bits, gerador de tensão de referência de 1,5 ou 2,5 V, e 16 registradores que armazenam até 16 amostras independentes (sem a necessidade de intervenção da CPU). Outras características importantes deste módulo são [44]:

- Conversão iniciada por software;
- *sample-and-hold* com tempo de amostragem programável;
- quatro modos de conversão: somente um canal, um canal repetidas vezes, seqüência de canais e seqüência repetida de canais;
- 16 registradores para armazenamento dos resultados das conversões;
- registrador de vetor de interrupção: este registrador permite identificar qual canal gerou a interrupção no ADC12. O conversor analógico/digital converte a entrada analógica em uma representação digital de 12 *bits*, e armazena o resultado na memória de conversão. Utiliza, também, dois níveis de tensão (V_{R+} e V_{R-}) para definir o limite superior e inferior do intervalo de conversão. Tais limites são configurados por software. A saída digital será igual a 0xFFF quando a entrada analógica for igual ao limite superior (V_{R+}), e zero quando for igual ao limite inferior (V_{R-}). Cada um dos 16 registradores, chamados *conversion-memory*, é utilizado para armazenamento de amostras, possuindo uma memória de controle associada. Desta forma é possível definir os limites de tensão e o canal de entrada a ser utilizado. O conversor é configurado através de dois registradores: ADC12CTL0 e ADC12CTL1[44];
- o sinal ADC12CLK é utilizado como *clock* de conversão. Para sincronização da frequência de amostragem, é possível utilizar um sinal com período múltiplo do período de conversão, ou um sinal gerado pelos *timers* internos do MSP430F149 [44];
- oito canais individualmente configuráveis;
- permite, via *software*, a escolha da fonte do sinal de *clock*;
- taxa de conversão de até 200 *ksamples* por segundo;

- conversor monolítico de 12-bits sem perda de códigos;
- o número de ciclos do sinal de *clock* do ADC12 (ADC12CLK) que será utilizado na amostragem é definido pelo controle SHTx; e,
- 16 registradores que armazenam o resultado das conversões. Cada registrador pode ser configurado para receber dados dos 8 canais de entrada e com a referência de tensão desejada. Tais registradores são denominados de ADC12MEMx e apresentados na Figura 4.2.[44].

ADC12MEMx, ADC12 Conversion Memory Registers

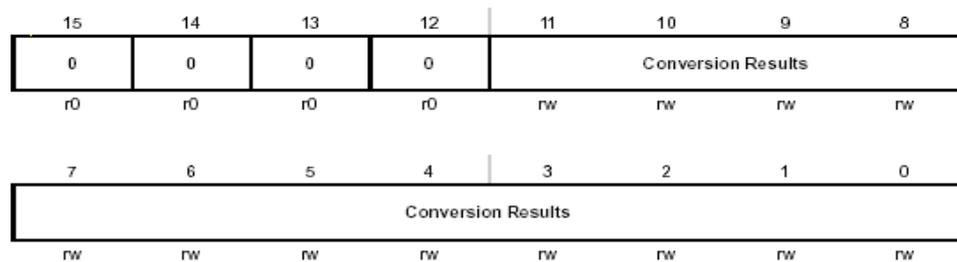


Figura 4.2 – Memórias de conversão do módulo ADC12 [44].

Os bits mais importantes dos registradores de controle para a configuração do ADC12 são [45]:

- 0 – ADC12SC – (para iniciar o processo);
- 1 – Sinal gerado pelo *timer* A1;
- 2 – Sinal gerado pelo *timer* B0; e,
- 3 – Sinal gerado pelo *timer* B1.

Os registradores de memória são de 16 bits. Porém, as amostras geradas pelo conversor AD possuem resolução de apenas 12 bits, pois os 4 bits mais significativos de cada registrador possuem valor 0.

A cada memória de conversão está associado um registrador de configuração, denominado de ADC12MCTLx, onde x assume valores inteiros de 0 a 15. Nestes registradores são definidos o canal de entrada e a referência utilizada pelo ADC12MEMx. A Figura 4.3 ilustra o ADC12MCTLx e seus bits. As funções destes bits e os seus valores são assim especificados:

- i) EOS: indica se ADCMEM12x corresponde ao fim de uma seqüência de conversão;
- ii) SREFx: determina as referências de tensão a serem utilizadas por ADC12MEMx; e,
- iii) INCHx: define o canal associado a ADC12MEMx.

ADC12MCTLx, ADC12 Conversion Memory Control Registers

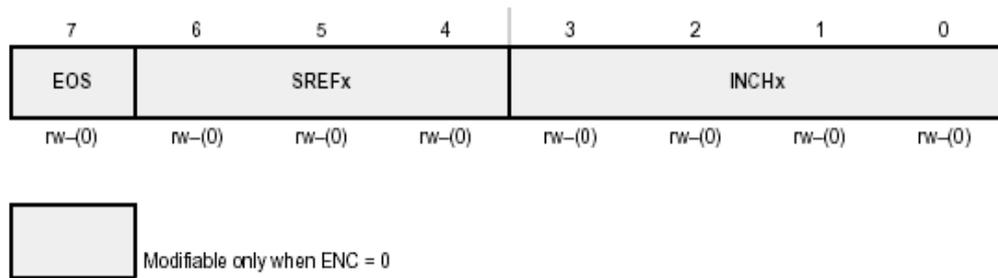


Figura 4.3 – Registro de configuração das memórias de conversão (ADC12MCTLx) [44].

4.3.1 – Modo de operação

O módulo ADC12 pode operar de quatro formas diferentes, podendo ser selecionados através dos bits CONSEQ, presentes no registrador ADC12CTL1. A Tabela 4.1 exibe as configurações possíveis. Neste trabalho, a configuração é realizada para uma seqüência de canais (MODO 01).

Tabela 4.1 – Seqüência de conversão [44].

No	SEQ.CONV	MODO	COMENTARIO
1	CONSEQ	00	COV. SÓ UM CANAL (CH)
2	CONSEQ	01	CONV. DE UMA SEQ. CH
3	CONSEQ	10	CONV. DE UM CH VARIAS VEZES
4	CONSEQ	11	CONV. SEQ. DE CH VARIAS VEZES

4.3.2 – Fontes de interrupções

O módulo ADC12 possui 18 interrupções sinalizadas por *flags* [44]:

- i) ADC12IFG0 a ADC12IFG15: são as interrupções geradas quando as memórias de conversão ADC12MEM0 a ADC12MEM15 são escritas com valores recém convertidos;
- ii) AD12OV: indica a ocorrência de *overflow*, ou seja, se uma memória de conversão foi escrita antes de ser lida, levando à perda de uma amostra; e,
- ii) ADC12TOV: indica a ocorrência de *overflow* no tempo de conversão, ou seja, se um pedido de conversão foi iniciado antes da conversão anterior terminar.

4.4 – MÓDULO DE COMUNICAÇÃO SERIAL (USART)

No modo assíncrono, a USART conecta o MSP430F149 a um sistema externo através de dois pinos externos: URXD e UTXD. A Figura 4.4 ilustra o registro de controle da USART [44].

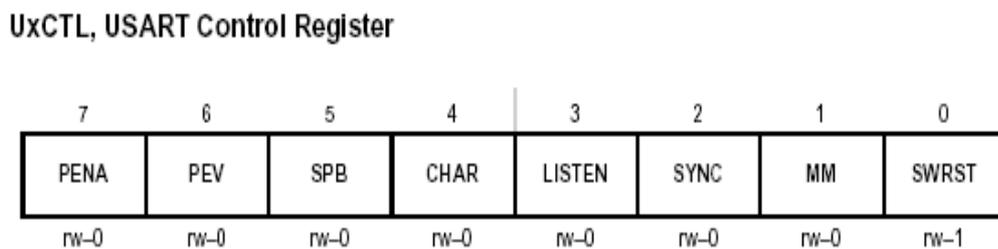
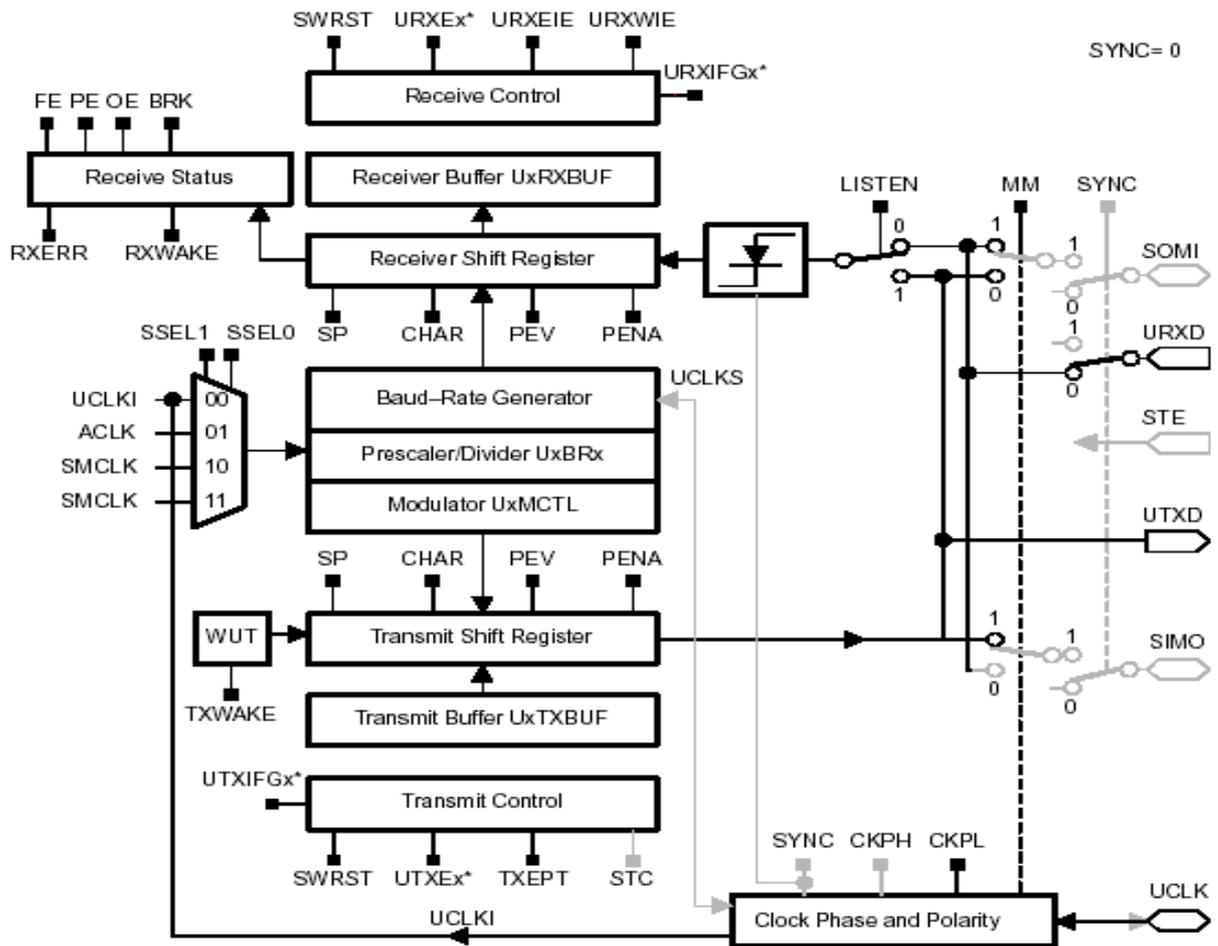


Figura 4.4 – Registro de controle da USART [44].

As características importantes da USART são assim resumidas [44]:

- 1) blocos de dados de 7 ou 8 bits, com paridade ímpar, par ou nenhuma;
- 2) registradores independentes para transmissão e recepção;
- 3) recepção e transmissão com o bit menos significativo;
- 4) *Baud rate* programável com modulação para parte fracionária; e,
- 5) interrupções separadas para recepção e transmissão.

O módulo USART, quando configurado para operação no modo assíncrono, é apresentado na Figura 4.5.



* Refer to the device-specific datasheet for SFR locations

Figura 4.5 – Diagrama do modo assíncrono da USART [44].

A USART é capaz de produzir taxas de transmissões padrão a partir de sinais de *clock* diversos. Para isso, há um gerador de *baud rate*, o qual ajusta a frequência de um sinal de forma a obter uma taxa desejada. O gerador de *baud rate* é mostrado na Figura 4.6 [44].

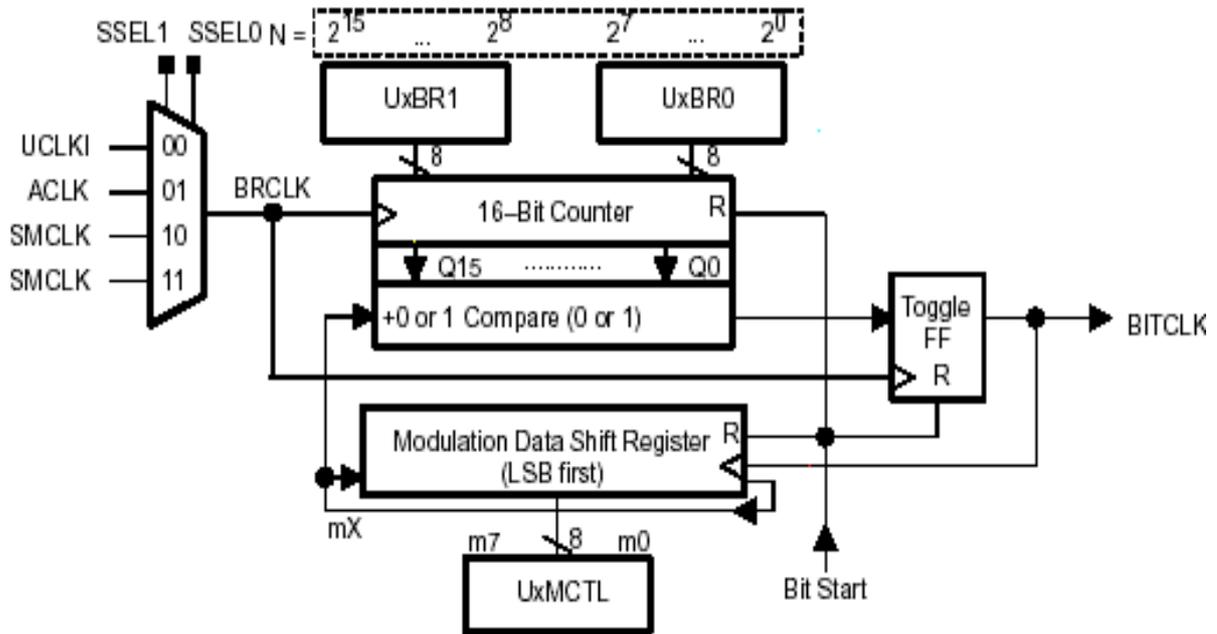


Figura 4.6 – Gerador de *baud-rate* para operação da USART a taxas de transmissão desejadas [44].

Três registradores são utilizados para a configuração do gerador de *baud rate*: UxBR0, UxBR1 e UxMCTL. A obtenção do sinal de *baud rate* é feita através da divisão do sinal BRCLK por um valor composto N. O cálculo de N é feito de forma a permitir uma divisão fracionária do sinal BRCLK. O Cálculo é realizado através da equação (4.1) [45]:

$$baudrate = \frac{BRCLK}{N} \quad (4.1)$$

$$N = UxBR + \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} m_i,$$

onde N é o fator de divisão desejado; $UxBR$ é a junção dos registradores UxBR0 e UxBR1 (16 bits); n é o número de bits no quadro serial; i é a posição dos bits no quadro serial; e m_i é o valor do i -ésimo bit do registrador UxMCTL.

A USART também pode ser configurada para operação no modo síncrono, chamado de modo SPI. Isso pode ser feito colocando-se em 1 o bit SYNC presente no registrador de

controle UxCTL. Neste caso, a conexão do microcontrolador com um dispositivo externo é realizada através dos pinos SIMO, SOMI e UCLK [45].

4.5 – TEMPORIZADORES

O microcontrolador MSP430F149 possui internamente contadores de eventos sincronizados, chamados de temporizadores. Os temporizadores são encarregados de quantificar o tempo entre eventos.

4.5.1 – Principais características dos temporizadores

Os *timers* A e B são contadores/temporizadores com as seguintes características [45]:

- 1) 16 *bits* (máximo);
- 2) fontes (internas e externas) de *clock* selecionável e configurável;
- 3) pré-escalamento da entrada do *clock*. O *clock* principal MCLK pode ser selecionado a partir de três fontes diferentes: o oscilador LFXT1 (cristal de baixa frequência), o oscilador XT2 (cristal de alta frequência) e o DCO. A seleção de uma dessas fontes é feita pelos *bits* SELM, localizados no registrador BSCCTL2, conforme mencionado anteriormente. O sinal proveniente de uma dessas fontes pode ainda ser dividido por um fator de 1, 2, 4, ou 8, conforme os bits DIVM, localizados no mesmo registrador [45];
- 4) registros configuráveis para captura ou comparação a partir da saída do comparador analógico;
- 5) saídas configuráveis, capazes de operar no modo de captura (medição de período de sinais), comparação (geração de pulsos de largura programável) PWM (geração de sinais com frequência e ciclo ativo programável); e,
- 6) registro do vetor de interrupções para decodificação rápida de todos os temporizadores.

4.5.2 – Diferenças importantes entre temporizadores

O MSP430F149 possui dois temporizadores, designados *timers* A e B.

O registro pode ser configurável com 8, 10, 12 ou 16 bits para o *timer* B, enquanto que para o *timer* A, a configuração se faz com 16 bits.

O *timer* B tem sete registros de captura/comparação, enquanto o *timer* A só possui três registros.

Os registros TBCCR_x do *timer* B têm *buffers* duplos e podem ser agrupados. Todas as saídas do *timer* B podem ser levadas a um estado de alta impedância. Estas últimas características não são observadas no *timer* A.

As Figuras 4.7 e 4.8 ilustram, respectivamente, os diagramas de blocos dos *timers* A e B.

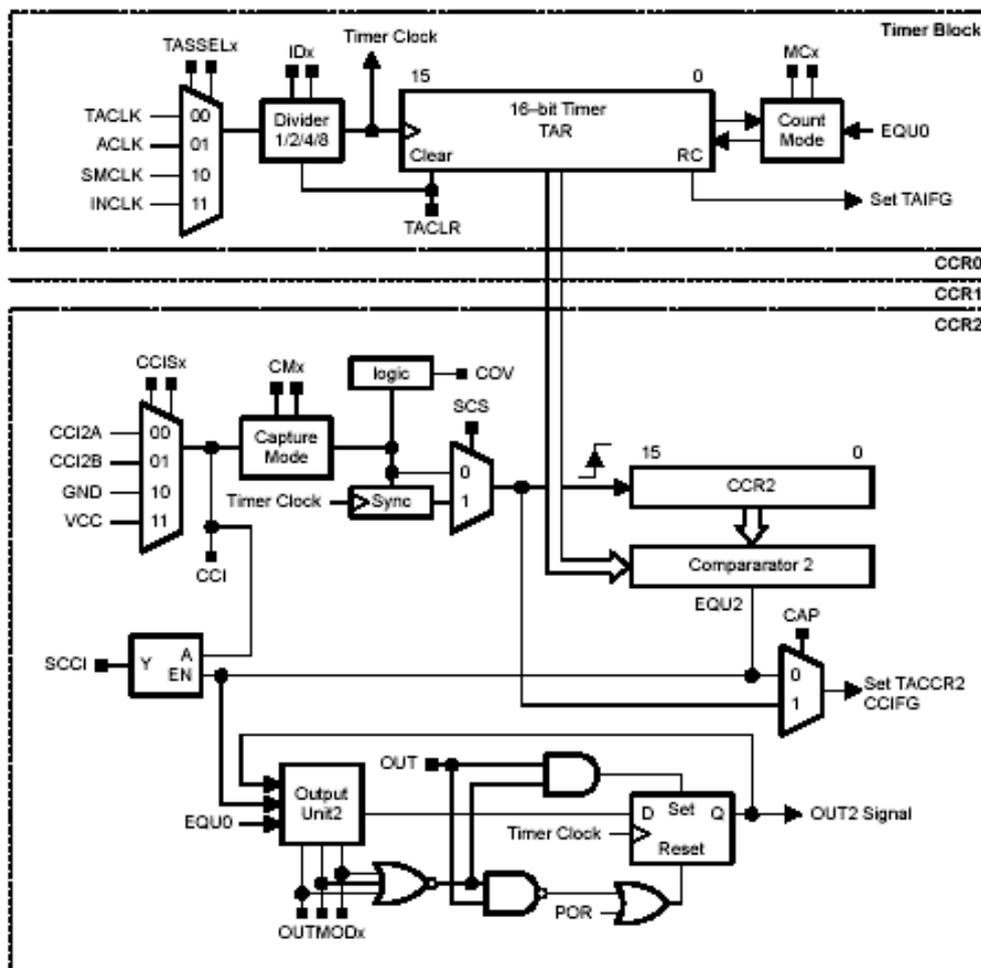


Figura 4.7 – Diagrama de blocos do *timer* A [45].

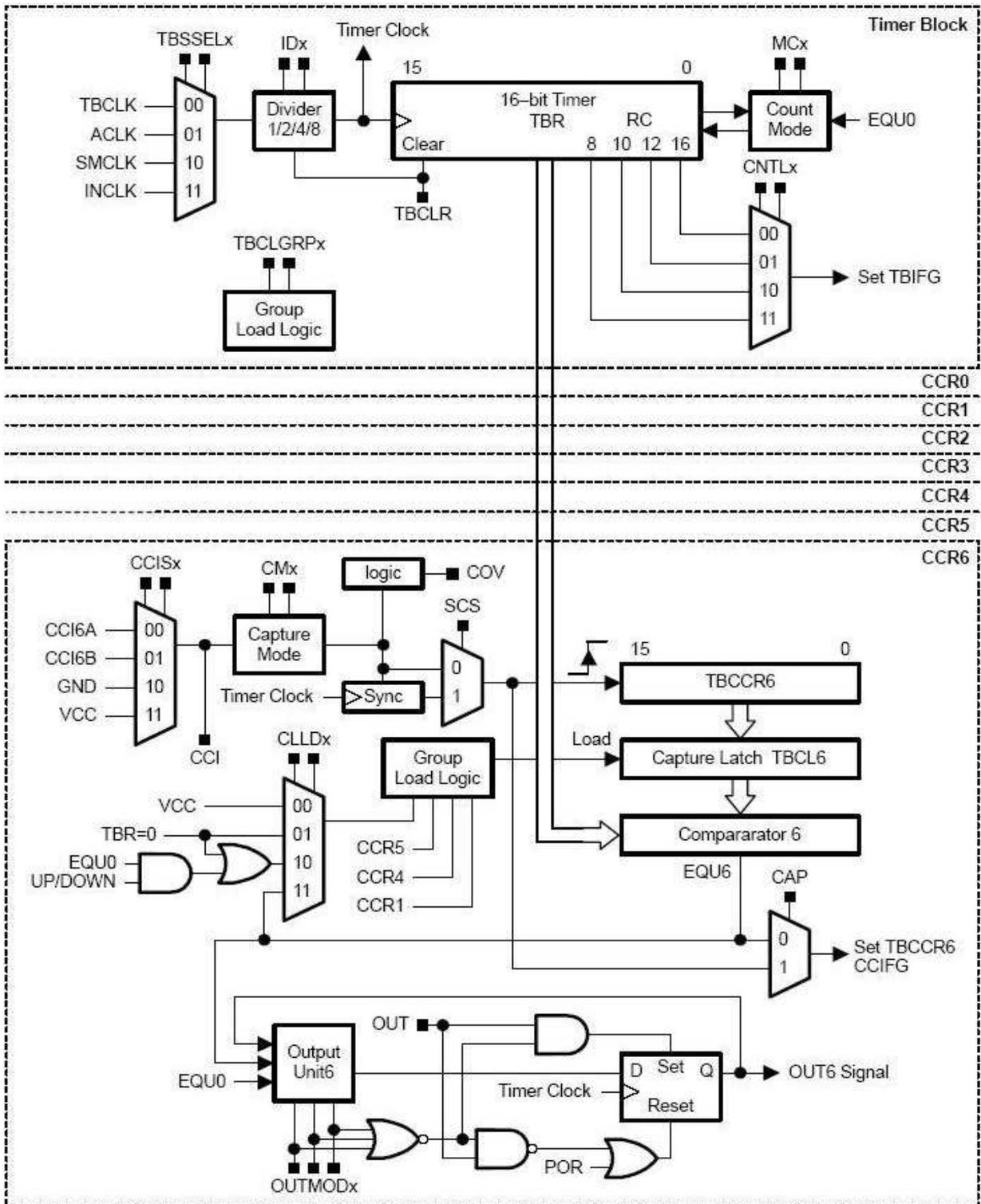


Figura 4.8 – Diagrama de blocos do *timer* B [45].

4.5.2.1 – Registros de controle

Para configuração do microcontrolador, é necessário sincronizar os *timers* A e B. Os bits de controle dos *timers* e de captura/comparação são apresentados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Registros de controle dos *timers* A e B [45].

TACL: Registro de controle do Timer A

15	14	13	12	11	10	9	8	
Não usado						TASSELx		
7	6	5	4	3	2	1	0	
Idx		MCx		Não usado		TACLx	TAIE	TAIFG

TBCL, Registro de Controle do Timer – B

15	14	13	12	11	10	9	8		
Não usado			TBLGRP _x		CNTL _x		Não usado	TBSEL _x	
7	6	5	4	3	2	1	0		
Idx			MCx		Não usado		TBCLR	TBIE	TBIFG

TACCTL_x: Registro de Controle de Captura/Comparação

15	14	13	12	11	10	9	8	
CM _x		CCIS _x			SCS	SCCI	Não usado	CAP
7	6	5	4	3	2	1	0	
OUTMOD _x		CCIE		CCI	OUT	COV		CCIFG

TBCCTL_x: Registro de Controle de Captura/Comparação

15	14	13	12	11	10	9	8	
CM _x		CCIS _x			SCS	CLLD _x		CAP
7	6	5	4	3	2	1	0	
OUTMOD _x		CCIE		CCI	OUT	COV		CCIFG

4.5.2.2 – Registro dos vetores de interrupção

A interrupção do processo de controle dos sinais é feita pelos vetores de interrupção dos *timers* A e B, segundo apresentado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Vetores de interrupção dos *timers* A e B [45].

Timer A: Registro do Vetor de Interrupção

15	14	13	12	11	10	9	8
0	0	0	0	0	0	0	0
7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	0	0	TAIV _x			0

Timer-B Registro do Vetor de Interrupção

15	14	13	12	11	10	9	8
0	0	0	0	0	0	0	0
7	6	5	4	3	2	1	0
0	0	0	0	TBIV _x			0

4.5.2.3 – Outros registros dos temporizadores

Os demais registros importantes dos *timers* A e B, são [44]:

TAR : corresponde ao registro onde se armazena a contagem no *timer* A;

TBR : corresponde ao registro onde se armazena a contagem no *timer* B;

TACCR_x: registro onde é armazenado o valor capturado ou de comparação, de acordo com a situação. Consiste de três registros no *timer* A; e,

TBCCR_x: registro onde é armazenado o valor capturado ou de comparação, de acordo com a situação. Consiste de três registros no *timer* B.

4.5.2.4 – Seleção da fonte de *clock* e divisor

O *clock* pode ser configurado por meio do registro TACTL (TBCTL), nos *bits* TASSELx (TBSSELx), pela seleção de uma fonte interna ou externa. As configurações possíveis são [45]:

TACLK (TBCLK): configuração por *default*, isto é, bits em TASSELx (TBSSELx) em 00;

ACLK: corresponde ao *clock* auxiliar configurável com os bits TASSELx (TBSSELx) em 01; e,

SMCLK: é o subsistema do *clock* mestre, configurando-se com os bits TASSELx (TBSSELx) em 10.

O *clock* externo é configurável com os bits TASSELx (TBSSELx) em 11.

A fonte de *clock* pode ser ligada diretamente aos temporizadores, podendo ser dividida por 2, 4 ou 8 [45].

4.6 – COMPARADOR AD

Nesta seção é apresentado, de forma resumida, o funcionamento do comparador AD integrado no microcontrolador MSP430F149 [26].

4.6.1 – Características

O comparador AD exibe as seguintes características [44]:

- *multiplexador* para as entradas + (positiva) e – (negativa);
- filtro RC selecionado por software;
- saída permitindo captura do *timer* A;
- controle por *software* do *buffer* das portas de entrada;

- capacidade de interrupção;
- seleção da referência de voltagem; e,
- *switch* (como o circuito de referência, pode ser desabilitado).

As principais funções do comparador AD utilizado neste trabalho são [44]:

- Comparação entre os dois sinais analógicos presentes nos terminais + (positivo) e – (negativo);
- se o terminal (+) é mais positivo que o terminal (–), a saída do comparador CAOUT está em nível alto; caso contrário, a saída está nível baixo;
- o comparador pode ser desabilitado, para fins de redução no consumo de energia, por meio do bit de controle CAON. Neste caso, a saída passa a ter nível baixo;
- possibilidade de inversão por *software* dos terminais de entrada do comparador;
- saída disponível externamente;
- filtragem do sinal de saída do comparador selecionável por *software*;
- capacidade para iniciar captura no *timer A*;
- possibilidade de derivação dos *buffers* digitais nos pinos de entrada do comparador; e,
- referência interna de tensão.

O diagrama do comparador AD é apresentado na Figura 4.9:

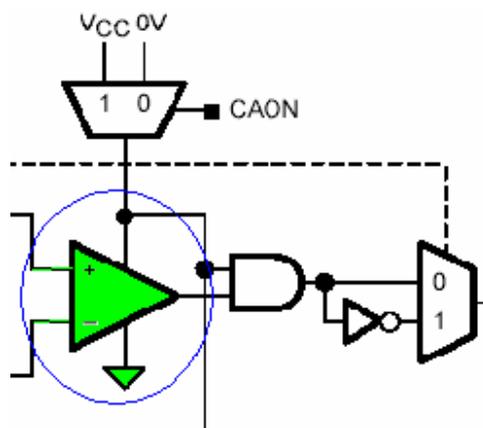


Figura 4.9 – Representação esquemática do comparador AD do MSP430F149 [45].

4.6.2 – *Switchs* analógicos de entrada

Estes *switchs*, encarregados de selecionar as entradas do comparador AD, são apresentados na Figura 4.10 [45].

Os *switchs* analógicos permitem a habilitação ou desabilitação dos terminais de entrada associados aos pinos da porta 2, utilizando para tanto os bits P2CAx. Por sua vez, os bits P2CAx permitem aplicação dos sinais externos aos terminais (+) ou (-) do comparador, e a designação de uma referência de voltagem interna a um pino associado na saída.

O bit de controle CAEX tem por função controlar a entrada do *multiplexador*, escolhendo o sinal de entrada a ser ligado aos terminais (+) e (-) [45].

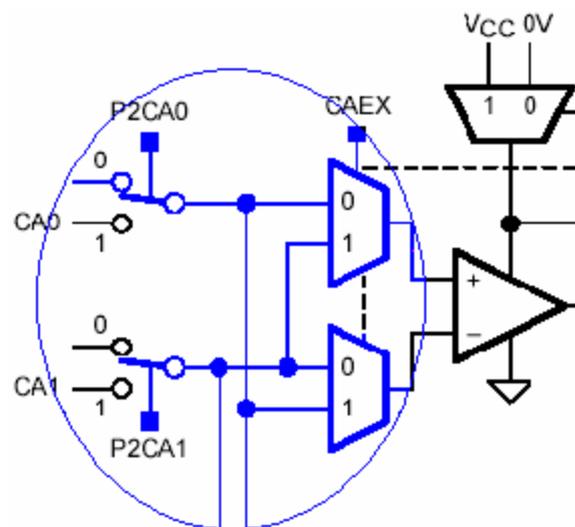


Figura 4.10 – Diagramas dos *switchs* analógicos de entrada. [45].

4.6.3 – Filtro de saída

Na saída do comparador AD há um filtro RC interno, apresentado na Figura 4.11. A saída do comparador pode ser utilizada com ou sem o filtro RC interno. Todavia, a saída do comparador tem a tendência de oscilar quando a diferença entre as voltagens dos terminais de entrada é muito baixa. Selecionando-se o filtro, esta oscilação pode ser

substancialmente reduzida. Por meio da seleção do bit de controle CAF, determina-se se a saída do comparador é filtrada ou não.

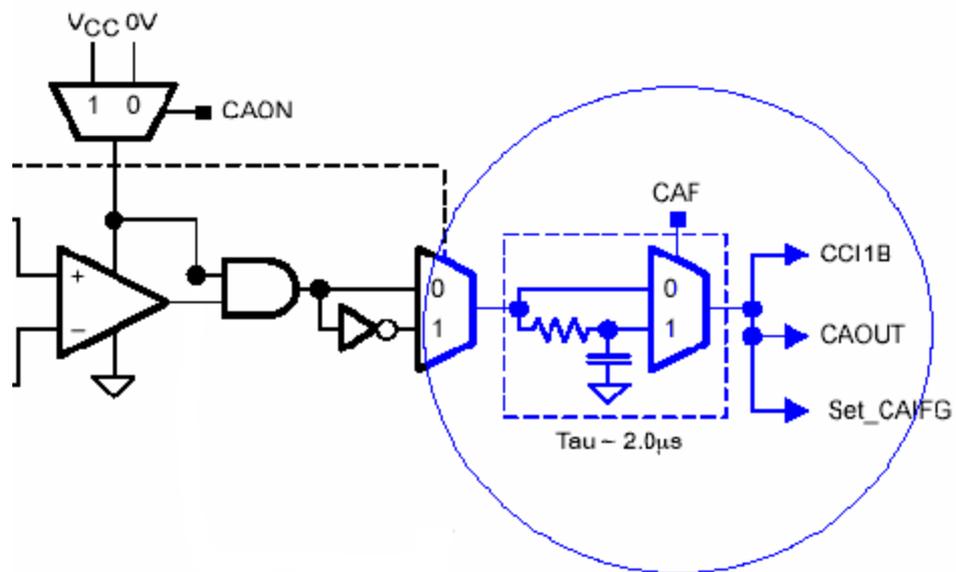


Figura 4.11 – Diagrama do filtro RC interno ao comparador AD [45].

4.6.4 – Gerador de voltagem de referência

Este gerador tem por função oferecer a voltagem interna de referência, V_{caref} , nas entradas do comparador AD [45]. A voltagem V_{caref} pode assumir valores aproximados de frações do valor nominal da fonte V_{cc} de alimentação, ou da voltagem umbral, da ordem de milivolts [45]. A Tabela 4.4 apresenta a gama de valores possíveis para V_{caref} , enquanto a Figura 4.12 ilustra a obtenção dos valores de V_{caref} .

A seleção da voltagem V_{caref} pode ser controlada por meio dos bits de CAREFx do registro CACTL1 do comparador AD. As configurações de funcionamento do registro CACTL1 em linguagem de programação C são apresentadas nas Tabelas 4.4 e 4.5 [45].

Tabela 4.4 – Valores de voltagem interna de referência V_{caref} [45].

$V_{\text{(Ref025)}}$	$\frac{\text{Voltage @ } 0.25 V_{\text{CC}} \text{ node}}{V_{\text{CC}}}$	PCA0=1, CARSEL=1, CAREF=1, no load at P2.3/CA0/TA1 and P2.4/CA1/TA2	$V_{\text{CC}} = 2.2 \text{ V}/3 \text{ V}$	0.23	0.24	0.25	
$V_{\text{(Ref050)}}$	$\frac{\text{Voltage @ } 0.5 V_{\text{CC}} \text{ node}}{V_{\text{CC}}}$	PCA0=1, CARSEL=1, CAREF=2, no load at P2.3/CA0/TA1 and P2.4/CA1/TA2	$V_{\text{CC}} = 2.2 \text{ V}/3 \text{ V}$	0.47	0.48	0.5	
$V_{\text{(RefVT)}}$	(see Figure 6)	PCA0=1, CARSEL=1, CAREF=3, no load at P2.3/CA0/TA1 and P2.4/CA1/TA2 $T_A = 85^\circ\text{C}$	$V_{\text{CC}} = 2.2 \text{ V}$	390	480	540	mV
			$V_{\text{CC}} = 3 \text{ V}$	400	490	550	

Tabela 4.5 – Configurações de funcionamento do registro CACTL1 para seleção da voltagem V_{caref} [45].

CACTL1 = CARSEL CAON CAREF0 CACTL2 = P2CA0	V+ = Voltagem Externa V- = 0.25 Vcc	Modo Vcaref= 0.25Vcc
CACTL1 = CARSEL CAON CAREF1 CACTL2 = P2CA0	V+ = voltagem Externa V- = 0.5 Vcc	Modo Vcaref= 0.5Vcc
CACTL1 = CARSEL CAON CAREF0 CAREF1 CACTL2 = P2CA0	V+ = voltagem Externa V- = 500 mV	Modo Vcaref= Vumbral
CACTL1 = CAON CACTL2 = P2CA0 P2CA1	V+ = voltagem Externa V- = voltagem Externa	Modo Vcaref= Desabilitado

Os pinos externos, chamados CA0 e CA1 (do diagrama, Figura 4.10), podem ser conectados ao comparador, desde que os bits CACTL2: P2CA0 e CACTL2: P2CA1 estejam *setados*. Quando um desses *bits* está apagado, o respectivo pino encontra-se desconectado da entrada do comparador.

Ainda na entrada do comparador, encontra-se um multiplexador analógico cuja função é permitir a inversão das entradas do comparador. O multiplexor é controlado pelo *bit* CACTL1: CAEX. Quando CAEX = 0, o pino pode estar conectado à entrada E+ e CA1 à entrada E-. Quando CAEX = 1, o pino CA0 pode estar conectado à entrada E- e CA1 à entrada E+.

A possibilidade de inversão das entradas do comparador permite reduzir o efeito da tensão de offset do comparador, garantindo maior precisão na medição.

Na saída do comparador, tem-se ainda um filtro RC que pode ser ativado (*bit* CACTL2: CAF) para evitar que a saída do comparador oscile demasiadamente quando a diferença de tensão nas entradas E+ e E- é muito pequena.

A tensão de referência pode ser aplicada a qualquer um dos pinos de entrada do comparador. Essa seleção é feita pelo bit CACTL1: CARSEL.

A referência de tensão também pode ser desativada quando ambos os bits CAREF estão apagados. Tal procedimento contribui para reduzir o consumo de corrente do módulo quando a referência não é utilizada.

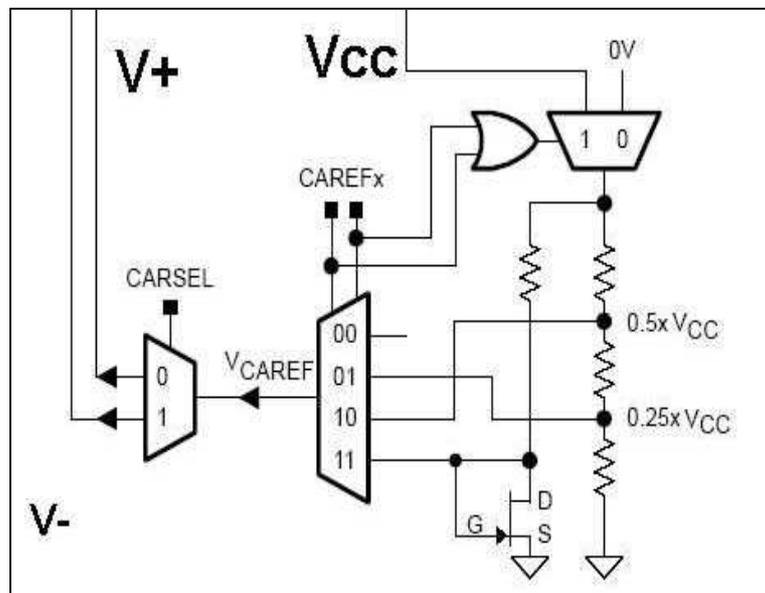


Figura 4.12 – Diagrama para obtenção da tensão de referência interna V_{caref} [45].

4.6.5 - Sistema de Interrupção do Comparador AD

O sistema de interrupção do comparador AD compõe-se de um *flip-flop* na saída do comparador e de registros de interrupção. O diagrama, onde se associa o *flag* de interrupção do comparador AD e seu vetor de interrupções, é mostrado na Figura 4.13.

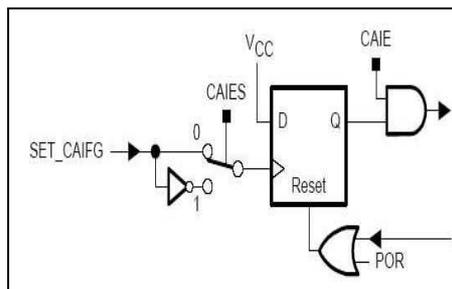


Figura 4.13 – Diagrama do sistema de interrupção do comparador AD [45].

O *flag* de interrupção SET_CAIFG é posto no nível alto quando se produz uma mudança na saída do comparador, podendo ser configurado por subida ou descida [45]. A ativação do *flag* de interrupção é feita com um bit de seleção (CAIE) do registro CACTL1 do comparador AD. Para que a interrupção seja gerada, é necessário *setar* os *bits* CAIE e GIE, de tal forma que o *flag* CAIFG gere um requerimento de interrupção [45].

4.6.6 – Habilitação dois *buffers* da porta 2 por meio do registro CAPD

As funções de entrada e saída do comparador AD são *multiplexadas* e associadas com os pinos das portas I/O (CMOS). Assim, quando se aplica uma tensão analógica (por exemplo, nas entradas do comparador AD) é produzida uma corrente parasita na porta digital [45]. Tal fenômeno ocorre quando a tensão aplicada é próxima àquela de transição da porta. A desabilitação do pino do *buffer* elimina a corrente parasita e reduz o consumo de potência. Para tanto, é necessário *setar* o bit CAPD_x do pino correspondente na porta de registro CAPD. A Figura 4.14 ilustra o procedimento de eliminação da corrente parasita.

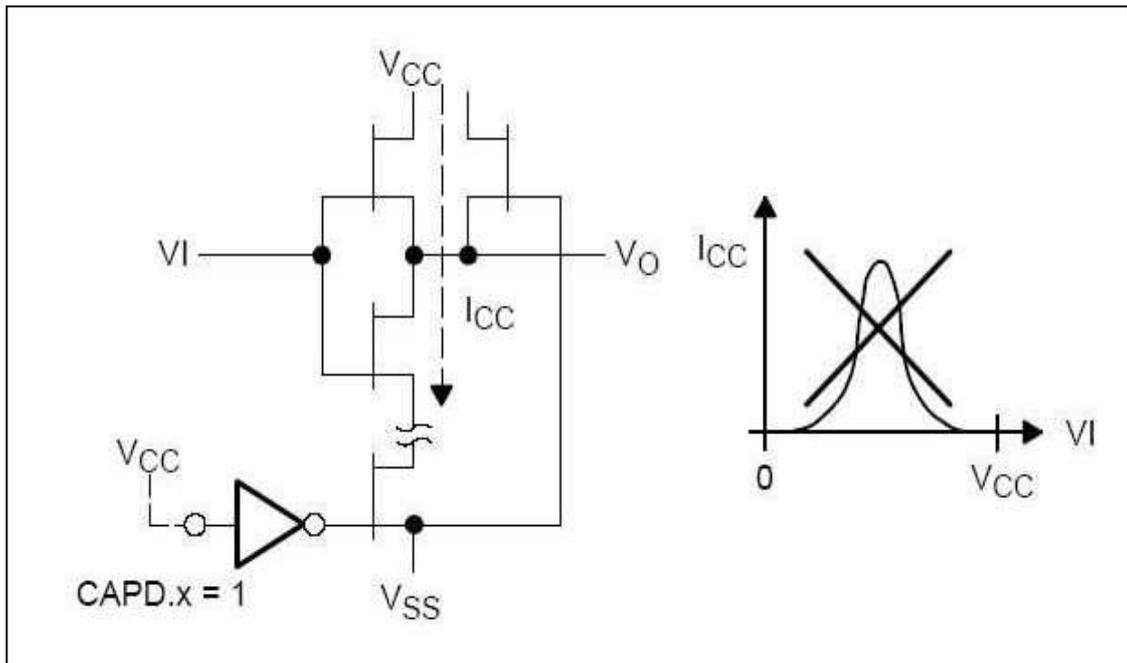


Figura 4.14 – Eliminação de correntes parasitas na porta digital do comparador AD [45].

4.6.7 – Registros

A configuração dos registros do comparador é realizada com base na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Registros do comparador A [44].

Register	Short Form	Register Type	Address	Initial State
Comparator_A control register 1	CACTL1	Read/write	059h	Reset with POR
Comparator_A control register 2	CACTL2	Read/write	05Ah	Reset with POR
Comparator_A port disable	CAPD	Read/write	05Bh	Reset with POR

Os registros apresentados na tabela acima são de leitura/escrita. Tais registros são *resetados* ao se ligar o microcontrolador.

O diagrama completo do comparador AD é apresentado na Figura 4.15 [44].

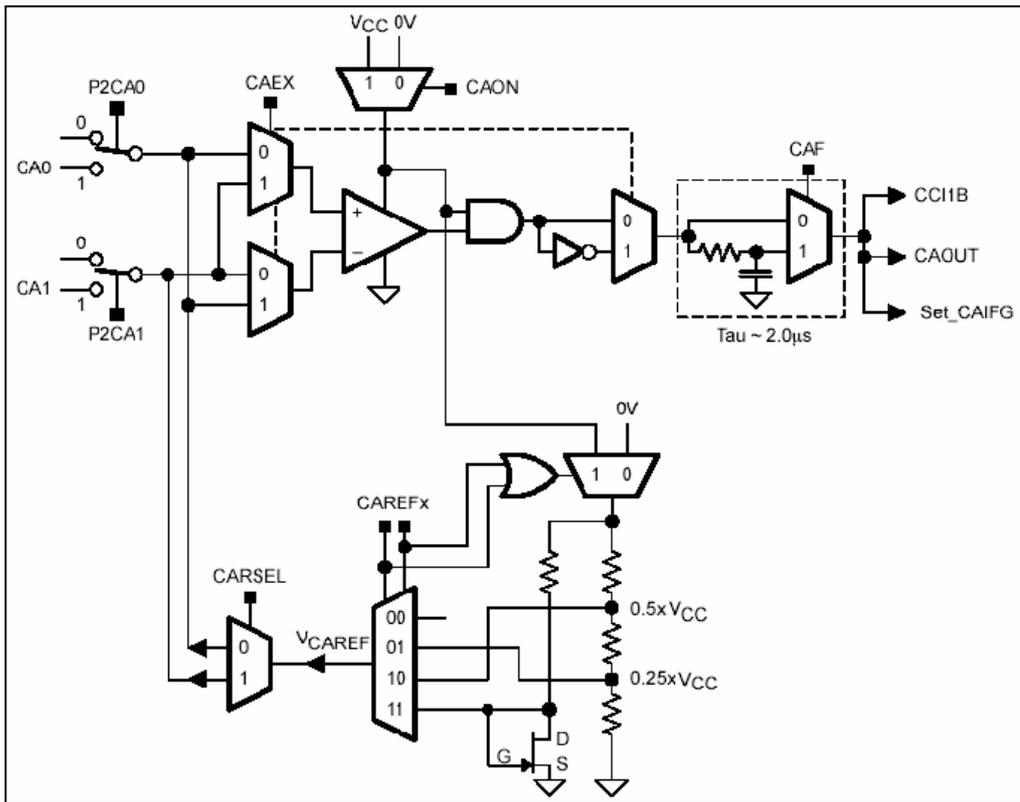


Figura 4.15 – Diagrama de blocos do Comparador AD.

4.6.7.1 – Registro de controle 1 (CACTL1)

A Tabela 4.7 apresenta a distribuição de bits dos diversos campos do registro de controle 1.

Tabela 4.7 – Registro de controle 1 (CACTL1), [44]

7	6	5	4	3	2	1	0
CAEX	CARSEL	CAREF_x		CAON	CAIES	CAIE	CAIFG
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)

A função de cada campo é configurada de acordo com a seleção dos bits dada pela Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Funções dos campos do registro CACTL1 [44].

CAEX	Bit 7	Faz o intercâmbio das entradas do comparador, invertendo a saída do mesmo.
CARSEL	Bit 6	Seleciona o terminal aplicado (VCAREF).
CAREF _x	Bit 5-4	Seleciona três das possíveis voltagens de referência: 00 – sem referência 01 – 0,25V _{cc} 10 – 0,50V _{cc} 11 – voltagem do diodo de 0,55 [V].
CAON	Bit 3	Liga o comparador e habilita ou desabilita o circuito de referência: 0 – <i>off</i> 1 – <i>on</i> .
CAIES	Bit 2	Seleciona o extremo da onda para interrupção: 0 – subida 1 – descida.
CAIE	Bit 1	Habilita a interrupção pelo comparador.
CAIFG	Bit 0	Flag de interrupção: 0 – sem interrupção pendente 1 – interrupção pendente.

4.6.7.2 – Registro de controle 2 (CACTL2)

Os campos deste registro são configurados com auxílio da Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Registro de controle 2 (CACTL2)

7	6	5	4	3	2	1	0
Unused				P2CA1	P2CA0	CAF	CAOUT
rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	rw-(0)	r-(0)

A função de cada campo é configurada de acordo com a seleção dos bits dada pela Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Funções do registro CACTL2 [44].

P2CA1	Bit3	Seleciona a função do pino CA1: 0 – pino sem conexão 1 – pino com conexão.
P2CA0	Bit2	Seleciona a função do pino CA0: 0 – pino sem conexão 1 – pino com conexão.
CAF	Bit 1	Filtro de saída: 0 – saída sem filtro 1 – saída com filtro.
CAOUT	Bit 0	Apresenta a saída do comparador.

4.7 – CONFIGURAÇÃO DO *CLOCK* DO MICROCONTROLADOR

Para configuração do *clock*, é utilizado um cristal, de frequência 8 MHz, externo ao microcontrolador MSP430F149. Para o estabelecimento de uma taxa de amostragem apropriada para a UART, a configuração dos sinais de *clock* realiza-se de acordo com a seqüência da Tabela 4.11.

Tabela 4.11- Configuração do clock do microcontrolador [44].

Sinal de <i>clock</i>	Frequência (Hz)
MCLK	8MHz
SMCLK	8MHz

O sinal MCLK é utilizado pelo ADC12, enquanto o sinal SMCLK é utilizado pela UART [44].

4.8 – CONFIGURAÇÃO DO CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL (A/D)

Para configuração do conversor AD (módulo ADC12), é necessário a escolha do modo de conversão e a taxa de amostragem.

A captura dos sinais fisiológicos (EMG, ECG, RGP e TC) é realizada através do modo de conversão seqüência de canais. Os bits utilizados nesta configuração, bem como seus valores, são mostrados na Tabela 4.12.

Tabela 4.12 – *Bits* do conversor AD para o modo de conversão desejado [45].

Registrador→bit(s)	Valor (Binário)	Efeito
ADC12CTL1→SHP	1	Utilização do <i>timer</i> do conversor AD para geração do <i>clock</i> de amostragem.
ADC12CTL1→CONSEQ	01	Conversão de uma seqüência de canais.
ADC12CTL1→CSTARTADD	0000	A memória de conversão 0 é a primeira na seqüência.
ADC12MCTL2→EOS	1	A memória de conversão 2 é a última da seqüência.

A taxa de amostragem do conversor AD, por sua vez, é configurada através dos bits mostrados na Tabela 4.13.

Tabela 4.13 – *Bits* usados para configuração do período de amostragem do conversor AD [45].

Registrador→bit(s)	Função
ADC12CTL0→SHT	Número de ciclos de <i>clock</i> utilizados para realizar a amostragem do sinal.
ADC12CTL1→ADC12SSEL	Seleciona a fonte para o <i>clock</i> do ADC12 (MCLK, SMCLK, ACLK).
ADC12CTL1→ADC12DIV	Divisor para o sinal do <i>clock</i> que alimenta o ADC12.

Para a implementação da RSSF, além da configuração destes *bits*, torna-se necessário definir a frequência do sinal de *clock* que irá alimentar o ADC12. Como foi mencionado anteriormente, o sinal MCLK é utilizado para este fim. Assim, a frequência de *clock* do ADC é fixada em 8 MHz.

O tempo necessário para o conversor AD realizar a conversão de amostras de um canal é obtido mediante a equação 4.2.[44].

$$T_{canal} = T_{sample\text{-}hold} + T_{conversao} \quad (4.2)$$

O período de amostragem é configurável a partir dos *bits* SHT (*Time Hold Sample*). A função destes *bits* é controlar a taxa de amostragem, sendo definido como um múltiplo do período de *clock* do ADC12 (ADC12CLK). Para todos os casos aqui tratados, o período de *sample-hold* é configurado como o mínimo valor possível, correspondendo a quatro ciclos do ADC12CLK [44] (*i.e.*, $T_{sample\text{-}hold} = 4 \times T_{ADC12CLK}$).

Por sua vez, o período de conversão é fixo. O ADC12 requer treze ciclos de *clock* para converter uma amostra [44] (*i.e.*, $T_{conversao} = 13 * T_{ADC12CLK}$).

Assim, para um canal, o tempo total para conversão e amostragem é dado pela Equação 4.3 [44]:

$$T_{canal} = 17 * T_{ADC12CLK} = 2.125\mu s \quad (4.3)$$

Para o cálculo dos tempos para os quatro sinais fisiológicos (quatro canais) a serem convertidos, são levados em consideração os tempos de endereçamento, transmissão, recepção e interrupção. Os cálculos correspondentes são efetuados no Capítulo 5.

4.9 – CONFIGURAÇÃO DO *TIMER*

O módulo de conversão AD é configurado para realizar conversões de uma seqüência de canais uma única vez. O *TIMER_A* controla a freqüência com que essas conversões ocorrem, ou mais especificamente, O *TIMER_A* define a taxa de amostragem efetiva dos canais. Uma interrupção é gerada toda vez que o contador do *timer* em questão atinge o valor programado no registrador de comparação. Na rotina de interrupção, o bit *ADC12SC*, responsável pelo início das conversões, é colocado em nível lógico alto. Assim, a taxa de amostragem requerida para os canais é obtida pela correta programação da freqüência com que as interrupções do *timer* ocorrem. A programação do *timer* é feita através dos bits mostrados na Tabela 4.14.

Tabela 4.14 – *Bits* usados para configuração do *TIMER_A* [44].

Registrador→bit(s)	Função
TACTL→TASSEL	Seleciona a fonte de <i>clock</i> para o <i>TIMER_A</i> .
TACTL→MC	Define o modo de operação para o <i>TIMER_A</i> .
TACTL→TAIE	Habilita o pedido de interrupção gerado pelo <i>flag</i> de interrupção por <i>overflow</i> .
TACCR0	Registrador que contém o valor a ser comparado, em cada ciclo, com o valor atual do contador.

A fonte de *clock* utilizada para o *TIMER_A* é o sinal *SMCLK* (8 MHz). O modo de operação definido é o modo *Up*, no qual o valor do contador do *TIMER_A* é

incrementado a cada subida do sinal de *clock*, até que o contador atinja o valor programado no registrador de comparação TCCR0 [44].

4.10 – CONFIGURAÇÃO DA UART PARA OPERAÇÃO EM MODO SPI

Esta etapa da configuração é necessária para permitir o correto envio e recebimento dos dados entre o microcontrolador MSP430F149 e a unidade de rádio frequência nRF2401 (unidade esta a ser detalhada no próximo capítulo) pela interface SPI. A UART é então configurada no modo SPI, de forma a permitir uma taxa de transmissão de 500 kbps e 8 bits de dados. Os *bits* utilizados na configuração da UART, com os seus respectivos valores são apresentados na Tabela 4.15.

Tabela 4.15 – *Bits* para configuração da UART como SPI [44].

Registrador→bit(s)	Valor (Binário)	Efeito
UCTL1→SYN	1	Habilita o modo SPI.
UCTL1→CHAR	1	Define que o quadro de dados terá 8 bits.
UTCTL1→SSEL1	1	Seleciona o sinal SMCLK como fonte de <i>clock</i> .
UTCTL1→SSEL0	1	
UBR01	00001000	Divide o sinal SMCLK (8 MHz) por 16 para obtenção de uma taxa de 500 kbps.
UBR11	00000000	
UCTL1→MM	1	Define que o MSP430F149 é o <i>master</i> da interface SPI.

5 – ENLACE POR RÁDIO FREQUÊNCIA

5.1 – MÓDULO INTEGRADO nRF2401

O módulo de RF (rádio frequência) escolhido para o enlace da RSSF aqui desenvolvida é um transmissor/receptor de rádio, o *transceiver* NRF2401 (NORDIC SEMICONDUCTOR), o qual opera na faixa de frequências de 2,4 a 2,5 GHz (banda ISM – *Industrial Scientific and Medical*).

Uma importante característica deste *transceiver* é a taxa de transmissão/recepção configurável de 200 kbps a 1 Mbps. No *chip* do NRF2401 estão integrados um sintetizador de frequências, um amplificador, um oscilador e um modulador [43].

A modulação utilizada pelo módulo de RF é do tipo GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*). A modulação GFSK é similar à técnica FSK (*Frequency Shift Keying*). A diferença consiste na utilização de pulsos gaussianos para obtenção de uma melhor eficiência espectral [51]. A propósito, as modulações GFSK são utilizadas nos sistemas *Bluetooth* [52].

Na técnica GFSK, os dados são codificados na forma de variações de frequência em uma portadora, de maneira similar à modulação FSK. Assim, o modulador utilizado pode ser o mesmo que para a modulação FSK. Todavia, antes dos pulsos entrarem no modulador, eles passam por um filtro gaussiano, de modo a reduzir a largura espectral dos mesmos. Este filtro gaussiano suaviza a transição entre os valores dos pulsos. A Figura 5.1 ilustra a transformação dos pulsos após passagem pelo filtro.



Figura 5.1 – Transformação dos pulsos pelo filtro gaussiano.

5.1.1 – Espalhamento espectral

A modulação GFSK utiliza o princípio de espalhamento espectral, isto é, o aumento da quantidade de *bits* utilizados para transmitir uma mesma informação, de modo a espalhar o espectro de frequências do sinal. Desta forma, a banda de frequências na qual o sinal é transmitido é aumentada. Normalmente, utiliza-se um código de espalhamento que é multiplicado pelos *bits* de informação. Os códigos de espalhamento são muito usados em transmissões digitais, principalmente em *WLAN*, uma vez que o espalhamento do sinal em frequências proporciona uma série de vantagens que melhoram consideravelmente o desempenho de transmissão, tais como imunidade a ruídos e interferências; imunidade a distorções devido a multipercursos; e, compartilhamento da mesma banda de frequências, com baixa interferência, por diversos usuários [53].

5.1.2 – Características do *transceiver* nRF2401

Além de atender aos requisitos de tamanho reduzido e taxa de transmissão de dados elevada, outra grande vantagem do *transceiver* nRF2401 é seu baixo consumo de energia (portanto, ideal para aplicações alimentadas com baterias), o que o torna adequado para a utilização com o microcontrolador MSP430F149. Por exemplo, a corrente consumida no modo de transmissão, com operação na máxima potência de saída, é de 13 mA. Já no modo de recepção, a corrente consumida é de 18mA [53].

Dentre as características do *transceiver* nRF2401, destacam-se [53]:

- pequeno encapsulamento contendo 24 pinos (QFN24 5x5mm);
- necessidade de poucos componentes externos;
- operação multi-canal;
- tempo de troca de canal inferior a 200 μ s;
- ideal para aplicações com baixo consumo de energia (alimentação de 1,9 a 3,6 V);

- cálculo automático dos *bits* de ADDRESS (alocação num endereço do pacote de dados) e CRC (*Cyclic Redundance Check*, que é computado pelo nRF2401, este campo é conferido na recepção para validação do pacote de dados).
- módulo *ShockBurst*TM (utilizado neste projeto), sendo ideal para aplicações com baixo consumo de energia. Assim, exige-se menos corrente do microcontrolador. As vantagens oferecidas por este modo, além da alta redução do consumo de corrente, são: menor custo do sistema, e redução considerável do risco de colisões (no ar) durante o tempo de transmissões;
- dispensa filtros SAW (*surface acoustic waves*) externo; e,
- a potência de saída e as frequências dos canais são programáveis através de uma interface serial.

O *transceiver* nRF2401 possui ainda um recurso chamado *DuCeiver*TM, o qual habilita a recepção simultânea de dois canais com frequências distintas operando na máxima taxa de transmissão [55]. O diagrama de blocos do *transceiver* nRF2401 é apresentado na Figura 5.2.

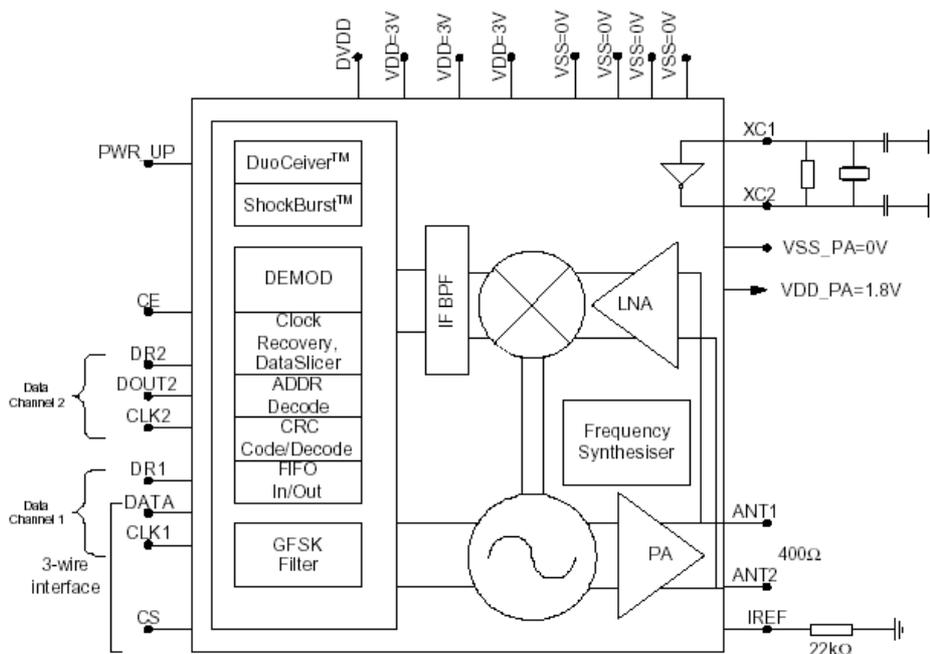


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do *transceiver* nRF2401 [55].

O *transceiver* nRF2401, conforme já mencionado quando da apresentação de suas características, possui 24 pinos e 5 mm de largura e comprimento. A disposição dos pinos e a função deles são apresentadas na Figura 5.3 e na Tabela 5.1, respectivamente:

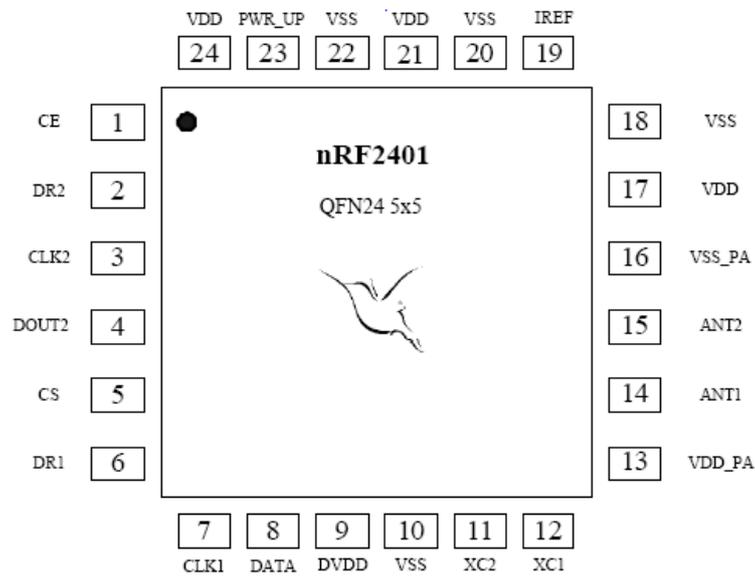


Figura 5.3 – Disposição dos pinos do *transceiver* nRF2401 [55].

Tabela 5.1 – Descrição das funções dos pinos do *transceiver* nRF2401 [55].

Pin	Name	Pin function	Description
1	CE	Digital Input	Chip Enable Activates RX or TX mode
2	DR2	Digital Output	RX Data Ready at Data Channel 2 (ShockBurst™ only)
3	CLK2	Digital I/O	Clock Output/Input for RX Data Channel 2
4	DOUT2	Digital Output	RX Data Channel 2
5	CS	Digital Input	Chip Select Activates Configuration Mode
6	DR1	Digital Output	RX Data Ready at Data Channel 1 (ShockBurst™ only)
7	CLK1	Digital I/O	Clock Input (TX) & Output/Input (RX) for Data Channel 1 3-wire interface
8	DATA	Digital I/O	RX Data Channel 1/TX Data Input/ 3-wire interface
9	DVDD	Power Output	Positive Digital Supply output for de-coupling purposes
10	VSS	Power	Ground (0V)
11	XC2	Analog Output	Crystal Pin 2
12	XC1	Analog Input	Crystal Pin 1
13	VDD_PA	Power Output	Power Supply (+1.8V) to Power Amplifier
14	ANT1	RF	Antenna interface 1
15	ANT2	RF	Antenna interface 2
16	VSS_PA	Power	Ground (0V)
17	VDD	Power	Power Supply (+3V DC)
18	VSS	Power	Ground (0V)
19	IREF	Analog Input	Reference current
20	VSS	Power	Ground (0V)
21	VDD	Power	Power Supply (+3V DC)
22	VSS	Power	Ground (0V)
23	PWR_UP	Digital Input	Power Up
24	VDD	Power	Power Supply (+3V DC)

5.2 – PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO – TEMPO DE RECEPÇÃO DAS AMOSTRAS

Para a transmissão e recepção de amostras, é necessária a aplicação de um protocolo de comunicação entre o microcontrolador e o módulo de RF. Na elaboração do protocolo, os seguintes aspectos são considerados [55]:

- Volume de dados a serem transmitidos pelo módulo de RF;
- configuração do modo *ShochBurst*TM com velocidade de 250 kbps;
- relação entre a alta taxa de transmissão de sinais realizada pelo módulo de RF (1 Mbps) com o microcontrolador (250 kbps), a fim de se evitar a perda de dados;
- conversão de sinais pelo microcontrolador da placa de aquisição até que a quantidade de amostras seja suficiente. As amostras são então enviadas ao módulo de RF para apresentação final no PC através da interface serial (a uma taxa de 115, 942 kbps), e;
- utilização da memória do microcontrolador, registro no endereço de memória (*ADDRESS*), blocos de dados propriamente ditos (*PAYLOAD*), e verificação do pacote de dados a ser enviado dos quatro canais *CRC*.

Como será visto mais adiante neste capítulo, o protocolo de comunicação desenvolvido neste trabalho é apresentado nas Figuras 5.7 e 5.8 (diagramas de fluxo de transmissão e recepção do pacote de dados).

O diagrama de organização dos tempos para aquisição e transmissão/recepção dos sinais fisiológicos entre o microcontrolador e o *transceiver*, bem como para apresentação final dos sinais amostrados no PC, é esquematizado na Figura 5.4:

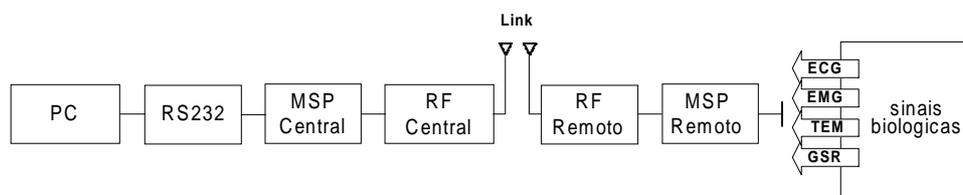


Figura 5.4 – Diagrama de organização dos tempos para elaboração do protocolo de comunicação.

A taxa de amostragem no modo *ShockBurst*TM foi configurada para 250 Kbps. Para minimizar o tempo de transmissão e recepção de dados, considera-se a taxa de transmissão do sinal EMG, uma vez que a faixa de frequência deste sinal se estende de 20 Hz a 10 kHz (dependendo dos músculos monitorados). Em particular, adotou-se como referência a frequência de 3 KHz, ou seja, a máxima esperada para os sinais EMG aqui considerados. Este valor engloba, portanto, as faixas de frequência dos demais sinais a serem monitorados neste trabalho. Tal procedimento minimiza o tempo de processamento através da programação indexada, cujo roteiro é apresentado abaixo:

- o sinal eletromiograma (EMG) está dentro a faixa de frequência de 3 KHz (i.e., 20 Hz – 3KHz)
- o sinal eletrocardiograma (ECG) toma 1 amostra a cada 5 amostras do sinal EMG (i.e., cinco ciclos de EMG toma 600 amostras de ECG), por tanto $3\text{KHz}/5=600\text{ Hz}$ (está dentro da faixa de frequência do sinal ECG: 0.1 até 500Hz)
- para o sinal resistência galvânica da pele (RGP), cada 10 amostras de EMG toma 1 amostra de GRP (i.e., 10 ciclos de EMG toma 300 amostras de RGP), $3\text{KHz}/10=300\text{ Hz}$ (está na faixa de recepção do sinal RGP: 2Hz até 280Hz)
- para o sinal temperatura cutânea (TC), conforme o caso anterior, 10 ciclos de EMG toma 300 amostras de TC ($3\text{KHz}/10=300\text{ Hz}$, está na faixa de trabalho para recepção de TC, i.e., 2Hz até 300Hz).

A razão por que se pegou o sinal EMG como frequência padrão de 3KHz, foi porque dentro desta faixa de frequência podem ser enviados todos os sinais, logo se fez discriminação de frequência para cada sinal (modo indexado), pegando a quantidade de amostras com a frequência padrão para cada sinal. Desta forma se reduz o tempo de processamento de dados a serem enviados, caso contrario teria que se processar cada sinal independentemente o que significa maior tempo de amostragem e de processamento.

Com base no exposto, os tempos de processamento para transmissão e recepção dos estágios remoto e central da RSSF podem ser calculados:

Para o tempo de conversão (t) do MSP430F149, cuja frequência do cristal externo é ajustada em 8 MHz e a taxa de transmissão em 250 Kbps, tem-se:

$8 \text{ MHz} / 250 \text{ kbps} = 2666,6$ (contagem do *timer A*). O tempo deste *timer* é portanto $t = 2666,6 / 8 \text{ MHz} = 333,2 \mu\text{s}$.

Para a determinação do tempo T_1 de espera necessário para comunicação entre o microcontrolador MSP430F149 do estágio **central** para o MSP430F149 do estágio **remoto**, tem-se:

- MSP430F149 **central** envia 28 *bytes* a uma taxa de 250 kbps para o módulo de RF **central**;
- módulo de RF **central** envia para o módulo de RF **remoto** 33 *bytes* (28 *bytes* mais 1 *byte* de *preamble*, 2 de CRC e 2 de endereçamento [43]) a 250 kbps, e;
- RF **remoto** envia 28 *bytes* para o MSP430F149 **remoto** a 250 kbps.

Assim, $T_1 = 28 / 250 \text{ k} + 33 / 250 \text{ k} + 28 / 250 \text{ k} = 356 \mu\text{s}$.

O tempo total de amostragem dos sinais T_2 fica determinado pelo sinal mais lento que neste caso são os sinais de RGP e TC , então tem-se:

$T_2 = 300 * 10 * 333,25 \mu\text{s}$.

O número de *bytes* resultantes das conversões é $2 * 430 * 2 \text{ bytes} + 2 * 4 \text{ bytes} = 1728 \text{ bytes}$.

Para o envio das conversões do MSP430F149 **remoto** para o MSP430F149 **central**, tem-se:

- MSP430F149 **remoto** envia para o módulo de RF **remoto** 64 blocos de 28 *bytes* ($1728 + 28 = 1756 \text{ bytes}$; $1756 / 28 = 64 \text{ blocos}$) a 250 kbps;
- módulo de RF **remoto** envia 64 blocos de 33 *bytes* para o módulo de RF **central** a 250 kbps;
- o tempo que módulo de RF **central** envia 64 blocos de 28 *bytes* para o MSP430F149 **central** a 250 kbps, designado por T_3 , é:

$T_3 = 64 * 28 / 250 \text{ k} + 64 * 33 / 250 \text{ k} + 64 * 28 / 250 \text{ k} = 22,784 \text{ ms}$.

- o tempo que o MSP430F149 **central** envia para o PC 1756 *bytes*, via porta serial a uma taxa de transmissão de 115.942 kbps (8 MHz / 69 = 115,942 kbps), designado por T4, é:

$$T4 = 1756 / 115,942 \text{ kbps} + (2 / 8) / 115,942 \text{ kbps} = 15.14 \text{ ms.}$$

Finalmente, sendo T o tempo total de processamento, desde a comunicação indicando o microcontrolador estar pronto para receber dados até a chegada do pacote de dados ao PC, tem-se:

$$T = T1 + T2 + T3 + T4 = 356 \mu\text{s} + 0.9996 \text{ s} + 22,784 \text{ ms} + 15,14 \text{ ms} = 1,03428 \text{ s.}$$

Portanto, o microcontrolador MSP430F149 e o módulo de RF estão prontos para receber novos sinais a partir de 2 segundos. Assim, o módulo de RF tem uma folga de 3 segundos, satisfazendo plenamente as especificações técnicas de transmissão e recepção do módulo de RF e do microcontrolador MSP430F149 [55].

5.3 – TRANSMISSÃO DE DADOS

A transmissão de dados pelo módulo de RF é realizada por meio do modelo pacote de dados. Este pacote de dados é gerado pelo nRF2401 e apresentado na Figura 5.5:

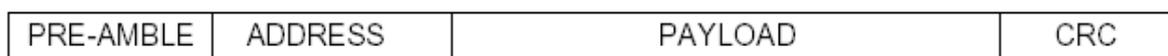


Figura 5.5 – Formato do pacote de dados gerado pelo nRF2401 [51].

Os campos são assim definidos:

PREAMBLE – este campo (designado para inicialização da transmissão de dados) possui um tamanho de 8 *bits*, sendo adicionado ao pacote de dados para proporcionar maior espaço para o *payload* (informação, propriamente dita). No modo de recepção (RX), os 8 *bits* são removidos da informação, antes do envio dos mesmos ao microcontrolador. Sua função é proporcionar estabilidade ao receptor do módulo de RF;

ADDRESS – este campo do pacote é usado pelo receptor para identificação do pacote. Este endereço pode alocar um sistema ou uma unidade em particular. Seu comprimento varia de 8 a 40 *bits*. Estes dados são automaticamente removidos na recepção de um pacote no modo *ShockBurst*TM. Para a transmissão, o microcontrolador deve enviar os *bits* de *address* ao nRF2401. Em geral, quanto mais *bits* de *address*, menor a chance de uma falsa detecção por parte do receptor [51];

PAYLOAD – são os dados, propriamente ditos, a serem transmitidos. Seu tamanho equivale a 256 *bits* menos os *bits* de *address* e de *CRC*, segundo a Equação 5.1 [51]:

$$payload = 256 - (address + CRC) \quad (5.1)$$

CRC – o campo *CRC* (*Cyclic Redundance Check*) é computado automaticamente pelo nRF2401 através dos *bytes* de *preamble* e *address*. Esse campo é conferido na recepção para a validação do pacote.

5.4 – MODOS DE OPERAÇÃO DO nRF2401

Existem quatro modos de operação possíveis para o nRF2401 [51]. A Tabela 5.2 fornece os três pinos de controle (PWR_UP, CE e CS) e suas respectivas configurações em termos de níveis lógicos. Estes modos de operação são detalhados nas próximas subseções.

Tabela 5.2 – Modos de operação do nRF2401 [51]

Mode	PWR_UP	CE	CS
Active (RX/TX)	1	1	0
Configuration	1	0	1
Stand by	1	0	0
Power down	0	X	X

5.4.1 – Transmissão *ShockBurst*TM modo ativo

O nRF2401 possui dois tipos de modos ativos para transmissão: o modo direto e o modo *ShockBurst*TM. O modo usado no módulo de RF da rede aqui implementada é do tipo *ShockBurst*TM (modo de baixo consumo de energia).

O modo *ShockBurst*TM utiliza a técnica FIFO (*First Input, First Output*) para armazenar temporariamente no módulo de RF os dados enviados pelo microcontrolador. Os dados são transferidos do microcontrolador através de uma interface SPI (*Serial Peripheral Interface*). Este tipo de interface é utilizado para comunicação dos conversores AD, sendo a taxa de transmissão controlada pelo próprio microcontrolador. Após o armazenamento FIFO, os dados são transmitidos pelo enlace RF a uma taxa de 1Mbps.

A operação no modo *ShockBurst*TM dá acesso à alta taxa de transmissão oferecida pela faixa de 2,4 GHz sem a necessidade de um microcontrolador veloz para o processamento de dados. Portanto, há uma redução considerável no consumo de corrente ao se permitir que a parte digital da aplicação seja executada numa baixa velocidade, enquanto a taxa de transmissão do enlace RF é maximizada.

O diagrama da Figura 5.6 ilustra o funcionamento do nRF2401 no modo *ShockBurst*TM. Neste caso, o microcontrolador se comunica com o nRF2401 a uma taxa constante de 10 kbps.

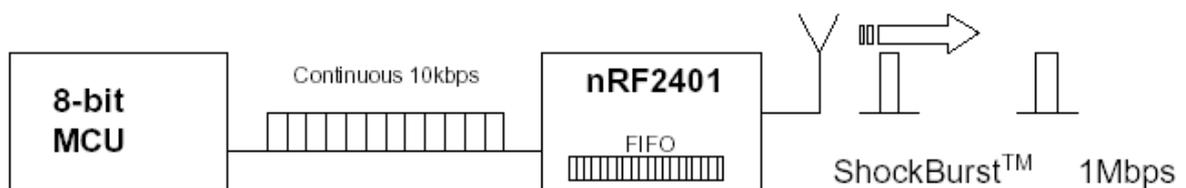


Figura 5.6 – Diagrama ilustrando a transmissão do nRF2401 no modo *ShockBurst*TM [52].

A interface do microcontrolador com o módulo de RF para o envio de dados é feita por meio dos pinos CE, CLK1, DATA e DR, todos indicados na Figura 5.3. Quando o microcontrolador está pronto para o envio de dados ao módulo de RF, o pino CE deve ser posto em nível lógico alto. Os dados (*payload* + *address*) são enviados pelo pino DATA a uma taxa controlada pelo pino CLK1. Esta operação também é realizada pelo protocolo presente no *firmware* do microcontrolador MSP430F149. O módulo de RF calcula automaticamente os bits de *CRC* a serem inseridos no pacote. O pino CE deve ser então colocado em nível baixo para ativar a transmissão no modo *ShockBurst™*, conforme o fluxograma apresentado na Figura 5.7. Após o envio do pacote de dados, o nRF2401 retorna finalmente ao modo *stand-by* [52].

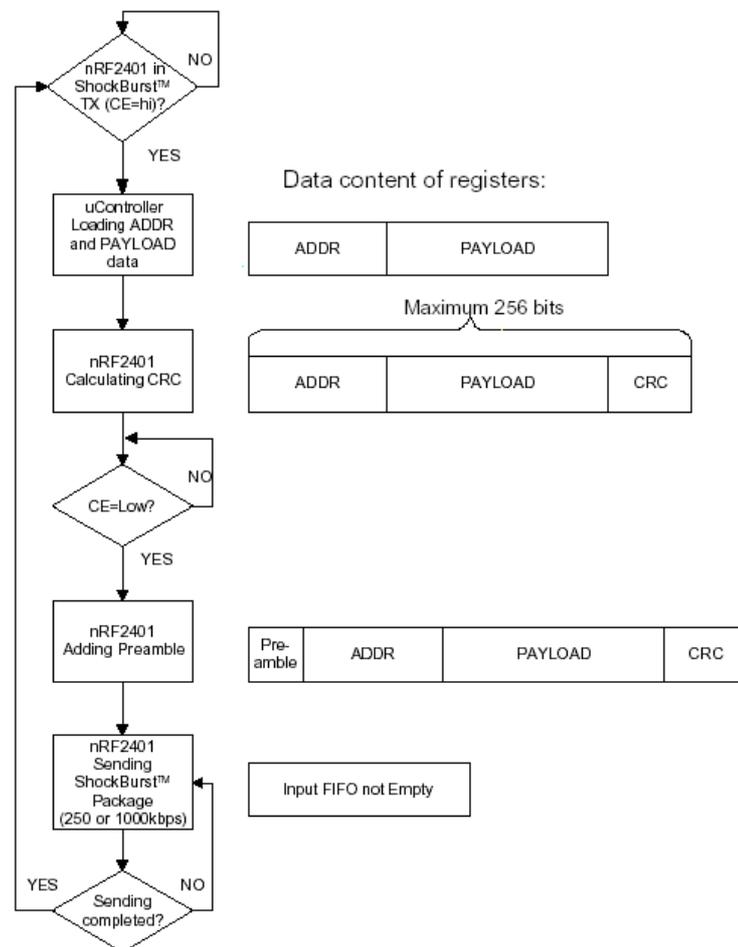


Figura 5.7 – Fluxograma de transmissão do nRF2401 no modo *SHOCKBURST™* [52].

5.4.2 – Recepção *ShockBurst*TM modo ativo

Na recepção *ShockBurst*TM modo ativo, o módulo de RF funciona de forma semelhante. Para ativar a recepção, o pino CE deve ser posto em nível alto. Decorridos então 200 µs, o módulo de RF começa a monitoração de busca de sinais. Quando um pacote é recebido, o nRF2401 faz a verificação dos bits de ADDRESS e CRC. Caso o pacote seja considerado válido (ADDRESS e CRC corretos), os bits de PREAMBLE, ADDRESS E CRC são removidos e o microcontrolador é notificado sobre a presença dos dados através do pino DR (*Data Ready*) em nível lógico alto. O microcontrolador então recebe os dados através do pino *DATA* da interface SPI na taxa programada. O fluxograma ilustrando esta operação é apresentado na Figura 5.8.

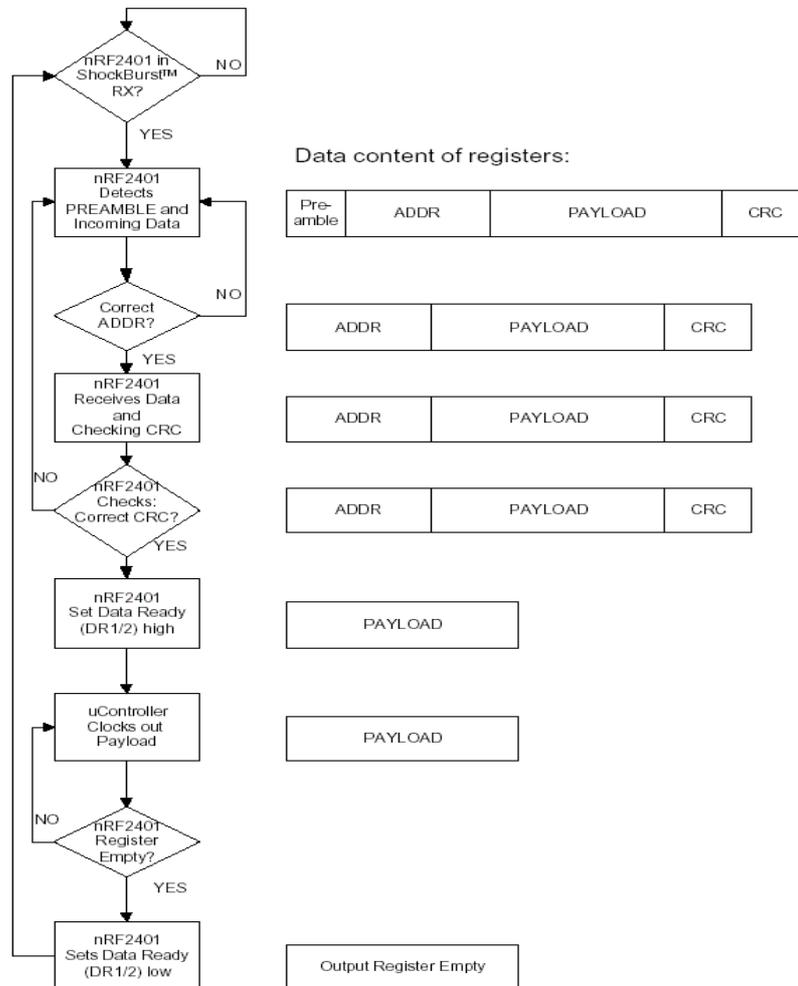


Figura 5.8 – Fluxograma de recepção do nRF2401 no modo *ShockBurst*TM [52].

5.4.3 – Modo *power down*

No modo *power down*, o nRF2401 é desabilitado e o consumo de corrente se torna mínimo (normalmente menor do que 1 μA). Para seleção do modo *power down*, o pino *PWR_UP* deve ser posto em nível baixo [52].

5.4.4 – Modo de habilitação

O nRF2401 é habilitado quando o bit CS é colocado em nível lógico alto. O nRF2401 estará então apto para fazer o *download* da palavra de configuração que será fornecida pelo microcontrolador e orientará o funcionamento do módulo de RF [52].

5.5 – CONFIGURAÇÃO DO *TRANSCEIVER* nRF2401

Toda a configuração do nRF2401 é feita através do microcontrolador com a interface SPI. Os dados são armazenados em um único registrador de configuração. A palavra de configuração pode ter até 15 *bytes*, conforme apresentado na Tabela 5.3:

Tabela 5.3 – Configuração do *transceiver* nRF2401[52].

	Bit position	Number of bits	Name	Function
ShockBurst™ configuration	143:120	24	TEST	Reserved for testing
	119:112	8	DATA2_W	Length of data payload section RX channel 2
	111:104	8	DATA1_W	Length of data payload section RX channel 1
	103:64	40	ADDR2	Up to 5 byte address for RX channel 2
	63:24	40	ADDR1	Up to 5 byte address for RX channel 1
	23:18	6	ADDR_W	Number of address bits (both RX channels).
	17	1	CRC_L	8 or 16 bit CRC
	16	1	CRC_EN	Enable on-chip CRC generation/checking.
General device configuration	15	1	RX2_EN	Enable two channel receive mode
	14	1	CM	Communication mode (Direct or ShockBurst™)
	13	1	RFDR_SB	RF data rate (1Mbps requires 16MHz crystal)
	12:10	3	XO_F	Crystal frequency
	9:8	2	RF_PWR	RF output power
	7:1	7	RF_CH#	Frequency channel
	0	1	RXEN	RX or TX operation

Os *bits* 16 a 119 do registrador representam o segmento de configuração do protocolo operacional do modo *ShockBurst*™. Após a alimentação ser aplicada no dispositivo (nRF2401), a configuração deve ser enviada uma única vez e permanece ativa enquanto o sinal VDD estiver presente.

Durante o funcionamento, apenas o primeiro *byte* da palavra de configuração deve ser atualizado quando se tornar necessária a mudança do modo de transmissão para o modo de recepção, ou vice-versa.

A seção *DATAx_W*, que se estende do *bit* 119 ao 104 do registrador de configuração, indica ao nRF2401 o comprimento da seção *PAYLOAD* dos pacotes de dados a serem recebidos. O comprimento de um pacote de dados, incluindo as seções *ADDRESS*, *PAYLOAD* e *CRC* não pode exceder a 256 *bits* [52].

O segmento *ADDRx* (*bits* 103 ao 24) indica o endereço (*ADDRESS*) do receptor. Ao receber um pacote de dados, o nRF2401 compara a seção *ADDRESS* do pacote com os *bits* programados nesta parte do registrador de configuração. O endereço pode ter no mínimo 8 e no máximo 40 *bits* de extensão.

A seção *ADDR_W* (*bits* 23 a 18) informa ao nRF2401 o número de *bits* reservados para o *ADDRESS*, ou seja, indica a quantidade de bits presentes no segmento *ADDRx* que são realmente significativos.

Os *bits* 16 e 17 são responsáveis pela configuração do *CRC*. O *bit* 17 contém o tamanho do campo *CRC* (8 ou 16 *bits*), e o *bit* 16 habilita ou não a geração automática do *CRC*. A configuração operacional geral do nRF2401 é feita com os *bits* de 0 a 15, como apresentado na Figura 5.9. Estes bits são descritos abaixo.

RX2 EN	CM	RFDR SB	XO F			RF PWR	
15	14	13	12	11	10	9	8

Figura 5.9 – Parte do registrador para configuração do nRF2401 [52].

RX2_EN: quando em nível lógico 1, habilita a recepção simultânea de canais.

CM: indica ao nRF2401 o tipo de modo ativo que será usado:

0 – Operação no modo direto

1 – Operação no modo indireto

RFDR_SB: indica ao nRF2401 a taxa de transmissão no modo *ShockBurst*TM:

0 – 250kbps

1 – 1Mbps

XO_F: seleciona a frequência do cristal a ser utilizado, de acordo com a tabela 5.4. No trabalho em questão, a frequência do cristal corresponde a 16 MHz (D12=0, D11=1, D10=1) [43].

Tabela 5.4 – Configuração da frequência do cristal usado com o nRF2401 [53].

XO FREQUENCY SELECTION			
D12	D11	D10	Crystal Frequency [MHz]
0	0	0	4
0	0	1	8
0	1	0	12
0	1	1	16
1	0	0	20

RF_PWR: seleciona, de acordo com a Tabela 5.5, a potência de saída quando o módulo opera no modo de transmissão. A configuração aqui adotada corresponde a uma potência de 0 dBm.

Tabela 5.5 – Configuração da potência de saída do nRF2401 [53].

RF OUTPUT POWER		
D9	D8	P [dBm]
0	0	-20
0	1	-10
1	0	-5
1	1	0

Já os *bits* 0 a 7 são responsáveis pela seleção do canal utilizado e pela direção (modo) de operação, conforme descrição a seguir [53]:

RF_CH#: (*Bit 1-7*): seleciona a frequência do canal de operação do nRF2401.

RX_EN: (*Bit 0*): seleciona a direção de operação do nRF2401:

0 – Modo de transmissão

1 – Modo de recepção

Os demais *bits* (24 a 121) possuem as seguintes funções:

PLL_CTRL (*bit 120-121*): o controle de configuração para propósitos de testes (PLL), é apresentado na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Configuração do PLL para testes [53]

PLL_CTRL		
D121	D120	PLL
0	0	Open TX/Closed RX
0	1	Open TX/Open RX
1	0	Closed TX/Closed RX
1	1	Closed TX/Open RX

DATA2_W (bit 112-119): determina o tamanho do *payload* para recepção no canal 2.

DATA1_W (bit 104-111): determina o tamanho do *payload* para recepção no canal 1.

ADDR2 (bit 64-103): define o endereço do receptor do canal 2.

ADDR1 (bit 24-63): define o endereço do receptor do canal 1.

Por fim, a configuração do pacote de dados é dada pela Tabela 5.7

Tabela 5.7 – Configuração do pacote de dados [54].

TEST								Default	
MSB	D143	D142	D141	D140	D139	D138	D137		D136
Reserved for testing									
	1	0	0	0	1	1	1	0	Default

TEST															Default		
MSB	D135	D134	D133	D132	D131	D130	D129	D128	D127	D126	D125	D124	D123	D122		D121	D120
Reserved for testing																	
	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	Close PLL in TX

DATA2_W								Default	
D119	D118	D117	D116	D115	D114	D113	D112		
Data width channel#2 in # of bits excluding addr/crc									
	0	0	1	0	0	0	0	0	Default

DATA1_W								Default	
D111	D110	D109	D108	D107	D106	D105	D104		
Data width channel#1 in # of bits excluding addr/crc									
	0	0	1	0	0	0	0	0	Default

ADDR2												Default	
D103	D102	D101	...	D71	D70	D69	D68	D67	D66	D65	D64		
Channel#2 Address RX (up to 40bit)													
	0	0	0	...	1	1	1	0	0	1	1	1	Default

ADDR1												Default	
D63	D62	D61	...	D31	D30	D29	D28	D27	D26	D25	D24		
Channel#1 Address RX (up to 40bit)													
	0	0	0	...	1	1	1	0	0	1	1	1	Default

ADDR_W						Default	
D23	D22	D21	D20	D19	D18		
Address width in # of bits (both channels)							
	0	0	1	0	0	0	Default

CRC		Default	
D17	D16		
CRC Mode 1 = 16bit, 0 = 8bit			
CRC 1 = enable, 0 = disable			
	0	1	Default

RF-Programming															Default		
D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1		D0	LSB
Two Ch.		BUF		OD		XO Frequency			RF Power		Channel selection				RXEN		
	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	Default

5.6 – ANTENA MONOPOLO $\lambda/4$

A antena é parte de um sistema de recepção e/ou transmissão que é projetada para radiar ou receber ondas eletromagnéticas. Sendo um componente essencial de qualquer sistema de transmissão de rádio, possui características direcionais, isto é, uma densidade de potência eletromagnética é radiada com certa intensidade ao redor da antena. A informação pode, então, ser transmitida entre diferentes lugares sem a necessidade da intervenção de outras estruturas.

Com respeito ao enlace da RSSF, a antena implementada neste trabalho é um monopolo $\lambda/4$. Por conveniência, é introduzida nesta seção alguns aspectos importantes referentes à terminologia e propriedades deste dispositivo. Esta antena é comumente utilizada em comunicações móveis, permitindo um padrão unidirecional no plano horizontal [56].

Para o projeto da antena $\lambda/4$, utilizou-se um segmento de fio de cobre não encapado, o qual foi inserido na placa onde se encontra o módulo de RF e o microcontrolador (a foto da placa implementada é mostrada mais adiante nas Figuras 5.13 e 5.14). A impedância de entrada da antena foi medida com o auxílio de um analisador de espectros, revelando o valor de $50,4 \Omega$, sendo compatível com as especificações do nRF2401 [56]. Para determinação do tamanho preciso da antena, utilizou-se a relação $\lambda = c / f$, onde λ é o comprimento de onda da radiação eletromagnética transmitida/recebida pela antena, c é a velocidade da luz no vácuo ($c = 3,0 \cdot 10^8$ m/s), e f é a frequência de operação da antena ($f = 2,4$ GHz). Assim, obteve-se o comprimento de 31,2 mm.

Os pinos de saída do nRF2401, designados por ANT1 e ANT2, permitem uma saída balanceada de RF para a antena. Entre tais pinos e a alimentação do monopolo é utilizada uma configuração diferencial de casamento de saída única que alimenta a antena posicionada no terminal RF I/O, indicado na Figura 5.1. A configuração utilizada foi sugerida pelo *Data Sheet* do nRF2401 [55]. A figura em questão ilustra, além da conexão da antena de 50Ω , o esquema elétrico para operação do módulo de transmissão/recepção de RF.

5.7 – CONTROLE DO MÓDULO DE RF

O controle do módulo de RF pelo microcontrolador e a comunicação de dados são feitos através de uma interface composta por seis sinais de controle, a saber: PWR_UP, CE, CS, DR1, DATA e CLK. Estes pinos de controle são assim especificados [55]:

PWR_UP: liga os pinos de controle definidos para operação. É conectado ao pino 41 do MSP430F149, devendo ser configurado como pino de saída. Este pino deve ser mantido em nível alto durante todo o funcionamento;

CE: faz a habilitação para transmissão e recepção. É conectado ao pino 40 do MSP430F149, devendo ser configurado como pino de saída. Este pino deve estar em nível alto quando o MSP430F149 envia dados ao nRF2401, ou vice-versa;

CS: faz a habilitação para transmissão e recepção da palavra de configuração. É conectado ao pino 39 do MSP430F149. Este pino é colocado em nível alto e espera-se 5 μ s para que a palavra de configuração seja enviada. Finaliza-se esta etapa quando o pino CS é posto em nível baixo (após o envio). Para a correta ativação do módulo, aguarda-se um período de 3 ms, após ativação do pino PWR_UP, para que a palavra de configuração possa ser enviada.

DR1: notifica o MSP430F149 que um pacote de dados foi recebido por completo, e que o microcontrolador pode solicitar seu envio pela interface SPI. É conectado ao pino 38 do MSP430F149, devendo ser configurado como pino de entrada;

DATA1: por meio deste pino, os dados são recebidos ou enviados para o MSP430F149. É conectado aos pinos SIMO e SOMI do MSP430F149, onde SOMI é configurado como entrada, e SIMO como saída; e,

CLK1: responsável pela recepção do sinal de CLOCK do MSP430F149 para sincronização na comunicação SPI.

O circuito, os pinos de controle e a comunicação do microcontrolador MSP430F149 com o *transceiver* nRF2401 são apresentados na Figura 5.11.

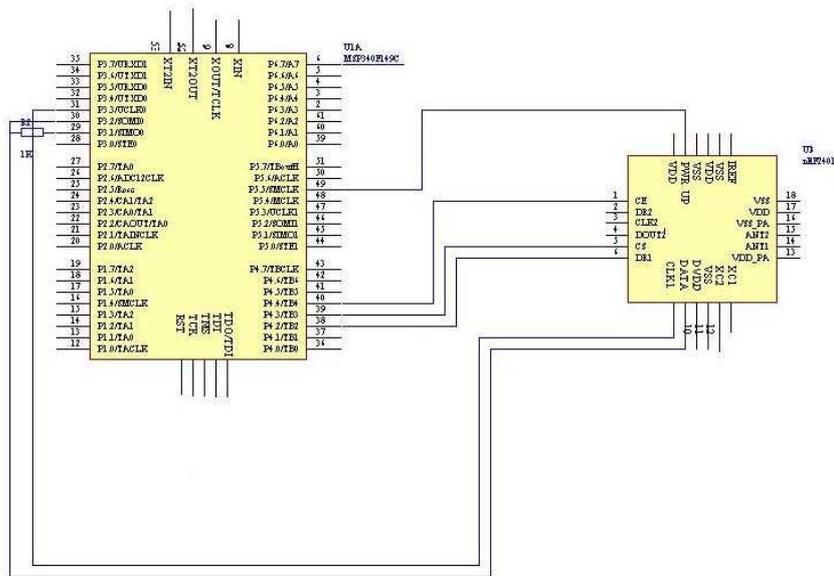


Figura 5.11 – Circuito de comunicação entre o microcontrolador MSP430F149 e o *transceiver* nRF2401.

5.8 – FUNCIONAMENTO TEMPORIZADO E INTERRUPTÃO

Para uma correta sincronização dos sinais adquiridos, é necessário considerar os tempos de amostragem no módulo RF. A Figura 5.12 ilustra um diagrama de tempo mostrando os estados dos pinos do nRF2401, desde a inicialização até o envio de um pacote de dados.

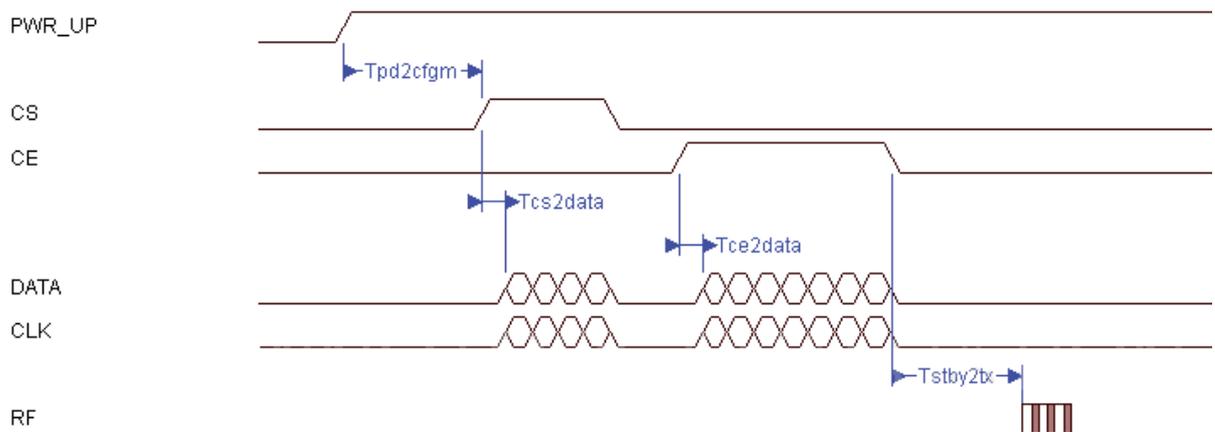


Figura 5.12 – Diagrama de estados dos pinos do nRF2401, desde a inicialização até o envio de um pacote de dados [55].

Uma vez ativado o pino PWR_UP, o nRF2401 entra em modo *power up*. A partir daí, deve-se esperar um tempo de 3 ms para que a palavra de configuração seja enviada. Depois desse intervalo, o pino CS pode ser colocado em nível alto. Após o tempo de 5 μ s, (no diagrama acima, corresponde a Tcs2data) a palavra de configuração finalmente está apta a ser enviada.

Quando o MSP430F149 possui dados para envio, o pino CE é colocado em nível alto, e após 5 μ s (Tce2data) o envio dos dados pode então começar. Assim que todos os dados forem enviados, o pino CE é posto em nível baixo novamente. A partir daí, o nRF2401 demora um intervalo de tempo de 195 μ s (Tstby2tx) para sair do modo de *stand-by* e começar a transmitir os dados pelo enlace RF.

A implementação do circuito transmissor/receptor da RSSF, baseado no módulo nRF2401, é mostrada na Figura 5.13, conjuntamente com o *kit* do microcontrolador MSP430F149. A Figura 5.14, por sua vez, apresenta o processo de transmissão de sinais fisiológicos.

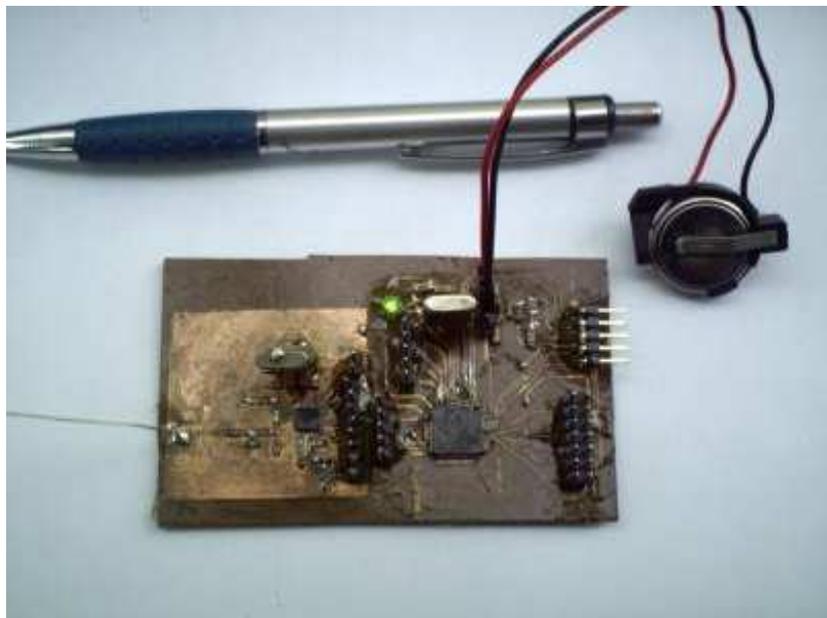


Figura 5.13 – Transmissor/receptor da RSSF constituído pelo microcontrolador MSP430F149 e pelo módulo nRF2401.



Figura 5.14 – Transmissão de sinais fisiológicos pelo circuito da Figura 5.13.

6 – RECEPÇÃO DOS SINAIS – RESULTADOS

6.1 – INTRODUÇÃO

Os resultados da implementação e teste da RSSF para aplicações biomédicas são aqui apresentados. Inicialmente, são exibidos os traços em osciloscópio dos sinais analógicos ECG, EMG, TC e RGP, provenientes diretamente da saída dos diversos circuitos de aquisição (portanto, antes da digitalização pelo microprocessador). A análise das formas e níveis dos sinais analógicos comprova o funcionamento satisfatório dos diferentes nodos sensores implementados. Posteriormente, os resultados da transmissão, recepção e visualização em tempo real dos sinais eletrofisiológicos no monitor de um PC são apresentados (este último envolve o desenvolvimento de um *software*, que é detalhado a seguir). Os dados para análise clínica são enviados ao PC por um módulo micro-controlado que recebe os sinais dos pacientes via RF e os encapsula em pacotes RTP (*Real Time Protocol*).

O encapsulamento, controle de fluxo e transmissão dos dados são realizados pelo microcontrolador MSP430F149, cujas características são amplamente discutidas no Capítulo 4. O *software* para programação do microcontrolador e comunicação com o módulo *transceiver* nRF2401 (apresentado no Capítulo 5) é escrito em linguagem C++ na plataforma *C Builder*. A listagem do programa é apresentada em anexo.

Finalmente, é apresentada a caracterização eletromagnética da antena monopolo $\lambda/4$ conectada ao módulo nRF2401. Esta caracterização permite comprovar se o comprimento da antena implementada é ótimo ou necessita de ajuste.

6.2 – SINAIS ELETROFISIOLOGICOS NA SAÍDA DOS NODOS SENSORES

Os sinais analógicos apresentados a seguir foram traçados pelo osciloscópio digital marca Textronix, Modelo 5462, com as seguintes características técnicas: largura de banda de 60 MHz, 2 canais, máxima freqüência de amostragem 500 Mhz por canal simultaneamente para medidas em tempo real, resolução vertical 8 bits, resolução temporal 12 bits,

sensibilidade vertical 2mV a 5V/div, comprimento de registro 2,5 kbytes, range da base de tempo: 5ns a 50s/div, impedância de entrada $1M\Omega$, modos de disparo: Ch1, Ch2, Ext, line. Além de proporcionar medidas confiáveis dos parâmetros biológicos, a principal vantagem do osciloscópio foi a gravação em *floppy disk drive* dos sinais (apresentados neste documento).

Estes sinais são obtidos diretamente na saída dos diferentes nodos sensores implementados, antes da digitalização pelo microprocessador MSP430F149.

6.2.1 – Sinal eletrocardiograma (ECG)

O sinal ECG é mostrado na Figura 6.1. As três partes deste sinal são facilmente identificadas: o complexo QRS, a onda PQ e a onda ST.

De acordo com o Capítulo 3, a tensão medida depende da localização onde são instalados os eletrodos superficiais. Neste exemplo, o primeiro eletrodo foi conectado sobre o coração do voluntário; o segundo 20 centímetros mais abaixo; e o terceiro, no pulso da mão direita. Os eletrodos empregados são aqueles exibidos na Figura 3.17.

A voltagem observada tem amplitude de aproximadamente 1,5 Vpp, portanto dentro da faixa de trabalho do conversor AD do microcontrolador MSP430F149, que se estende de 0,0 a 2,5 V. O sinal exibe a frequência aproximada de 1,1 Hz.

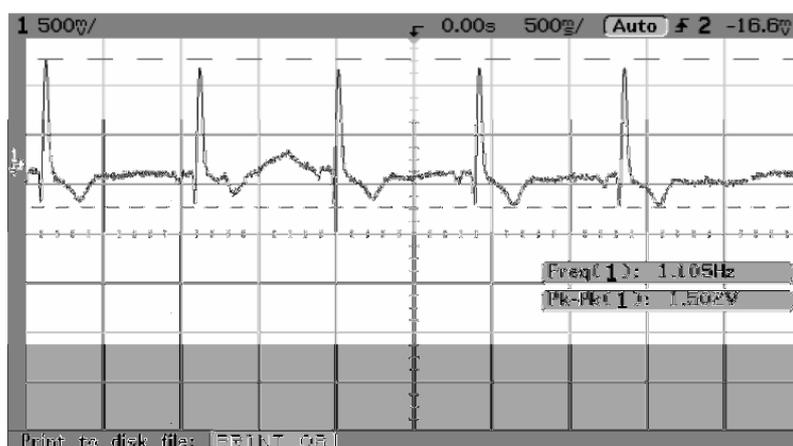


Figura 6.1 – Sinal eletrocardiograma na saída do circuito de aquisição ECG.

6.2.2 – Sinal eletromiograma (EMG)

A forma de onda do sinal EMG na saída do nó sensor é exibida na Figura 6.2. Os eletrodos superficiais utilizados na aquisição são os mesmos empregados no monitoramento do sinal ECG. Neste caso particular, dois eletrodos foram posicionados no bíceps do voluntário, separados por três centímetros, sendo o terceiro eletrodo posicionado no pulso direito. Os eletrodos empregados são aqueles exibidos na Figura 3.17

O sinal medido na saída possui uma amplitude aproximada de 2,1 Vpp. A frequência observada, por sua vez, é de 28,8 Hz. Observa-se que a forma de onda é coerente com o traço padrão de sinais EMG, e que o nível de tensão está dentro da faixa de funcionamento adequado do conversor AD do MSP430F149.

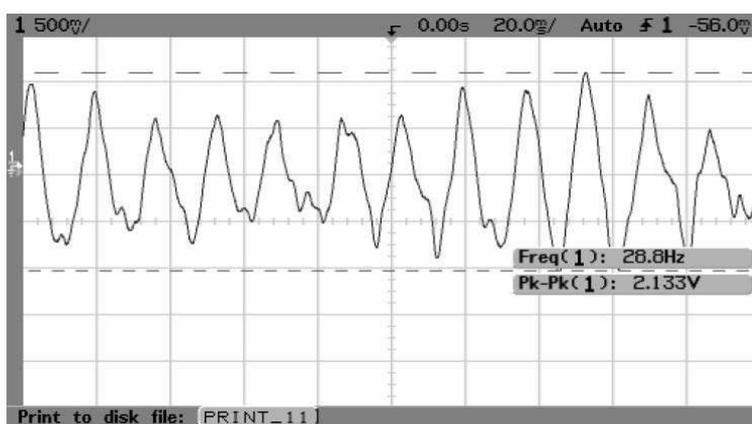


Figura 6.2 – Sinal eletromiograma na saída do circuito de aquisição EMG.

6.2.3 – Sinal resistência galvânica da pele (RGP)

No processo de captura de sinais RGP são utilizados eletrodos metálicos posicionados nos dedos indicador e médio do voluntário, conforme exibido na Figura 3.15. Neste experimento, os testes foram executados em instantes diferentes, com vinte minutos de intervalo, a fim de monitorar a evolução do estado de tensão (estresse nervosa) do voluntário.

Amostras dos sinais RGP monitorados são apresentadas nas Figuras 6.3a e 6.3b. As voltagens são de aproximadamente 156 mV e 562 mV, respectivamente. De acordo com as medições de RGP, no primeiro caso o voluntário encontrava-se em um estado de estresse muito mais acentuado do que no segundo, corroborando com o estado psicológico real do voluntário na ocasião.

Como já mencionado no decorrer da dissertação, a razão da variação da voltagem é refletida na variação da resistência galvânica: a maior ativação das glândulas sudoríparas, que ocorre em estados de alto estresse, aumenta o número de resistências em paralelo do tecido cutâneo, conseqüentemente diminuindo a resistência equivalente e, por sua vez, a voltagem medida sob um fluxo constante de corrente. Em estados de menor estresse (relaxamento), a resistência equivalente do tecido cutâneo aumenta, implicando em aumento da tensão medida sob um fluxo constante de corrente.

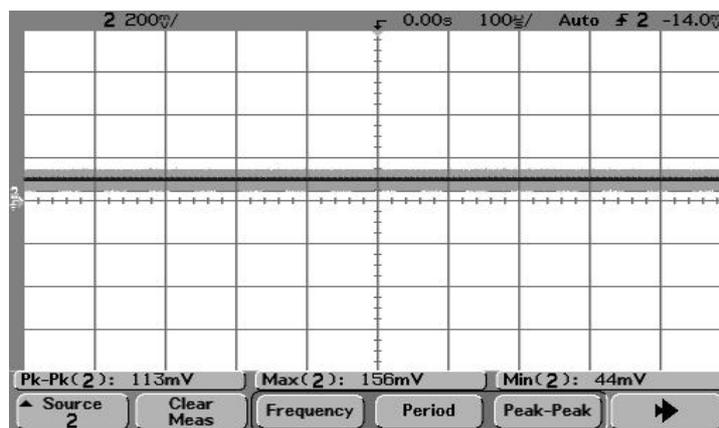


Figura 6.3a – Sinal resistência galvânica da pele (condição de alto estresse) na saída do circuito de aquisição RGP.

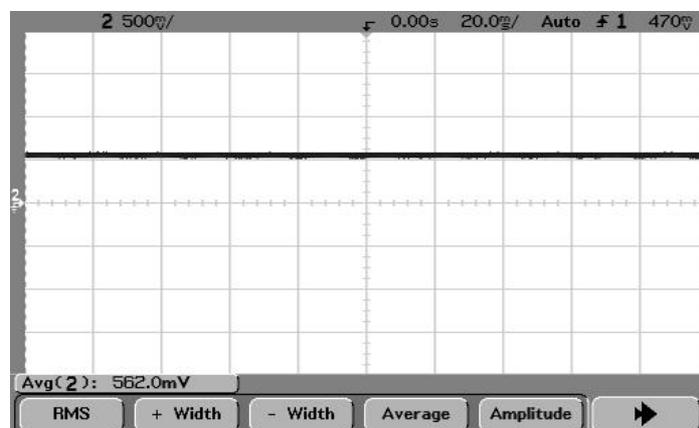


Figura 6.3b – Sinal resistência galvânica da pele (condição de baixo estresse) na saída do circuito de aquisição RGP.

Cumpra-se observar que os valores analógicos de voltagem obtidos encontram-se dentro da faixa de trabalho do conversor AD do microcontrolador MSP430F149.

6.2.4 – Sinal temperatura cutânea (TC)

Na figura 6.4 é apresentado o traço de voltagem referente ao sinal TC. Observa-se um valor de aproximadamente 1,61 V, portanto dentro da faixa de trabalho do conversor AD do MSP430F149, a exemplo dos demais sinais eletrofisiológicos investigados neste trabalho. Este nível de voltagem corresponde a uma temperatura média de 37 °C, de acordo com o procedimento de calibração discutido no Capítulo 3. Para aquisição deste sinal TC, realizada entre os dedos do voluntário, foi utilizado o termistor de 10 k Ω apresentado na Figura 3.17.

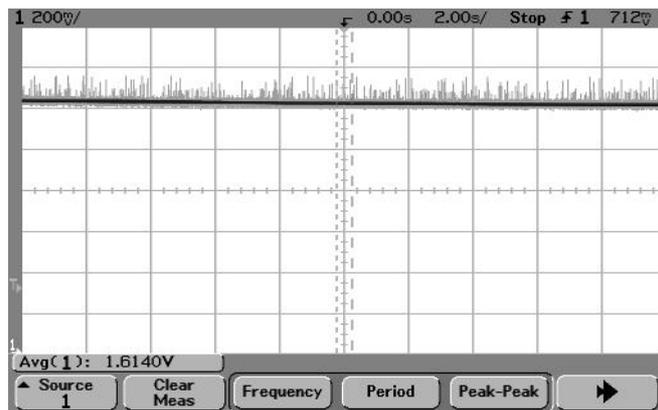


Figura 6.4 – Sinal temperatura cutânea na saída do circuito de aquisição TC.

6.3 – INTERFACE GRÁFICA

O *hardware* da RSSF implementado neste trabalho, constituído basicamente pelos circuitos nodos sensores, microcontrolador e módulo de rádio frequência, é responsável pelas tarefas de captura dos sinais eletrofisiológicos, amostragem, processamento, e transmissão e recepção de dados via rádio. Todavia, os sinais obtidos pela RSSF precisam ser visualizados e interpretados. Preferencialmente, estes sinais também devem ser armazenados e recuperados sempre que uma análise minuciosa mostrar-se necessária. Para resolver este problema, desenvolveu-se o *software* da RSSF baseado no **Builder C++**. Este

ambiente visual (orientado a objetos) foi escolhido por permitir um desenvolvimento rápido e eficiente de aplicações para Windows. Assim, pode-se utilizar um PC para visualização em tempo real dos sinais adquiridos. O monitor do PC desempenha então o papel de interface entre a instrumentação desenvolvida e o analista clínico.

O diagrama de fluxos da programação desenvolvida é apresentado na Figura 6.5.

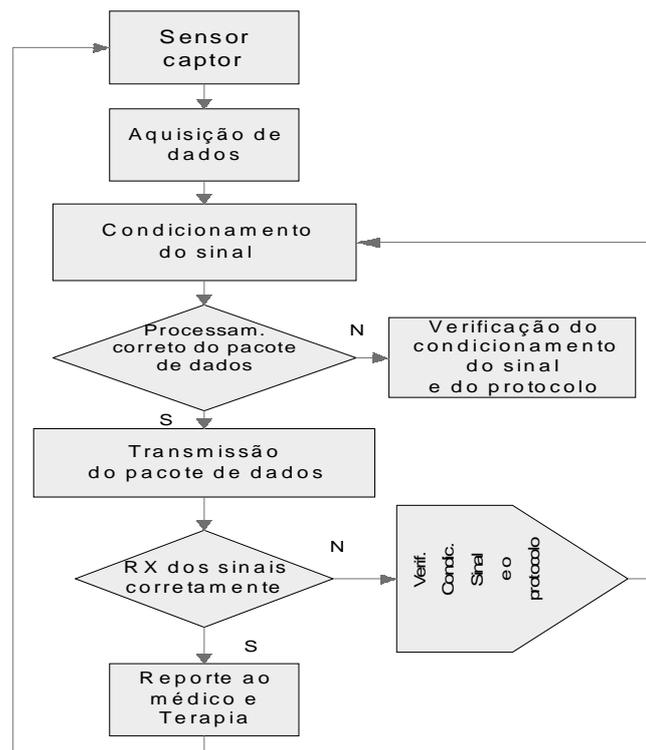


Figura 6.5 – Diagrama de fluxo para o desenvolvimento do programa da interface gráfica da RSSF.

Com as amostras de cada canal devidamente recebidas, o programa desenvolvido deve mostrá-las nos espaços gráficos correspondentes a partir de uma rotina gráfica. Os parâmetros recebidos são os valores dos sinais ECG, EMG, TC e RGP a serem traçados.

6.3.1 – Menu de ingresso no programa

O programa visual possui *menu* para facilitar sua utilização. Este menu é constituído pelos comandos:

- início e fim da captura do sinal;
- tipo de análise solicitado;
- nome do paciente;
- armazenamento dos dados; e,
- atualização temporária de dados dos sinais ECG, EMG, TC e RGP.

A Figura 6.6 ilustra a janela de apresentação do programa de visualização e análise de sinais eletrofisiológicos. A Figura 6.7 exhibe, por sua vez, a interface gráfica (desenvolvida em *Builder C++*) para visualização dos sinais ECG, EMG, TC e RGP. Descreve-se, a seguir, a obtenção destes sinais:

- sinal ECG: obtido com os eletrodos posicionados no ombro esquerdo, no ombro direito e no pulso da mão direita. O complexo QRS é nitidamente observado, sendo a amplitude máxima de 1,5 Vpp;
- sinal EMG: obtido com dois eletrodos posicionados no bíceps esquerdo; o eletrodo positivo de colocou na parte superior e mais embaixo o eletrodo negativo (separados por três centímetros), e o terceiro eletrodo posicionado no pulso da mão direita para isolar o paciente (simulando o plano de terra). A amplitude máxima do sinal é de aproximadamente 2,1 Vpp;
- sinal TC: obtido com o termistor em contato com os dedos polegar e indicador. O valor da temperatura cutânea é automaticamente computado a partir da Equação 3.8, Tabela 3.3 e Figura 3.13. O valor obtido é de 36,3 °C (temperatura normal do ser humano);
- sinal RGP: obtido com os eletrodos conectados nos dedos anular e médio. O valor da resistência galvânica da pele é determinado automaticamente pelo uso da Equação 2.10. Mediu-se um valor de 2,7 M Ω , indicando que o voluntário, na ocasião do experimento, estava submetido a alto nível de estresse.



Figura 6.6 – Janela de apresentação do programa de visualização e análise de sinais eletrofisiológicos.

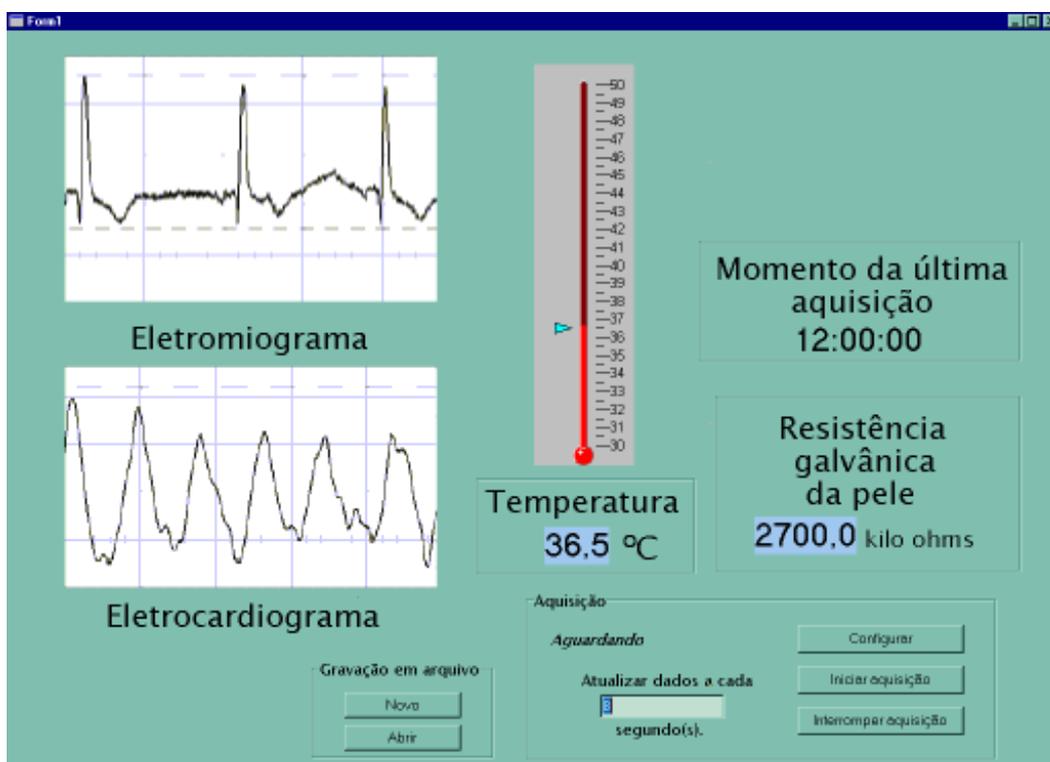


Figura 6.7 – Interface gráfica para visualização de sinais eletrofisiológicos (ECG, EMG, RGP e TC) desenvolvida em *Builder C++*.

6.4 – CARACTERIZAÇÃO DA ANTENA DO MÓDULO DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DE RF

A fim de se otimizar a performance da antena monopolo $\lambda/4$ conectada ao módulo nRF2401, suas principais características eletromagnéticas são estudadas com um analisador de espectros. O analisador de espectros em questão é do fabricante HEWLETT PACKARD, modelo 8593E, com impedância de entrada de 50Ω e largura de banda que se estende de 9 kHz a 22GHz.

Para esta antena unidirecional de três centímetros de comprimento, os testes são realizados com a ponta de prova do analisador de espectros a diferentes distancias.

As medições aqui realizadas referem-se à frequência central de operação, largura de banda e potência irradiada pela antena. As Figuras 6.8 a 6.12 mostram os resultados obtidos.

Na Figura 6.8 se apresenta o gráfico com a frequência central de 2.403 GHz, com comprimento da antena de $\lambda/4$, a atenuação é de 0 dB, os testes foram realizados a uma distancia de 80 cm: Estes valores são satisfatórios porque estão dentro da faixa de trabalho do RF.

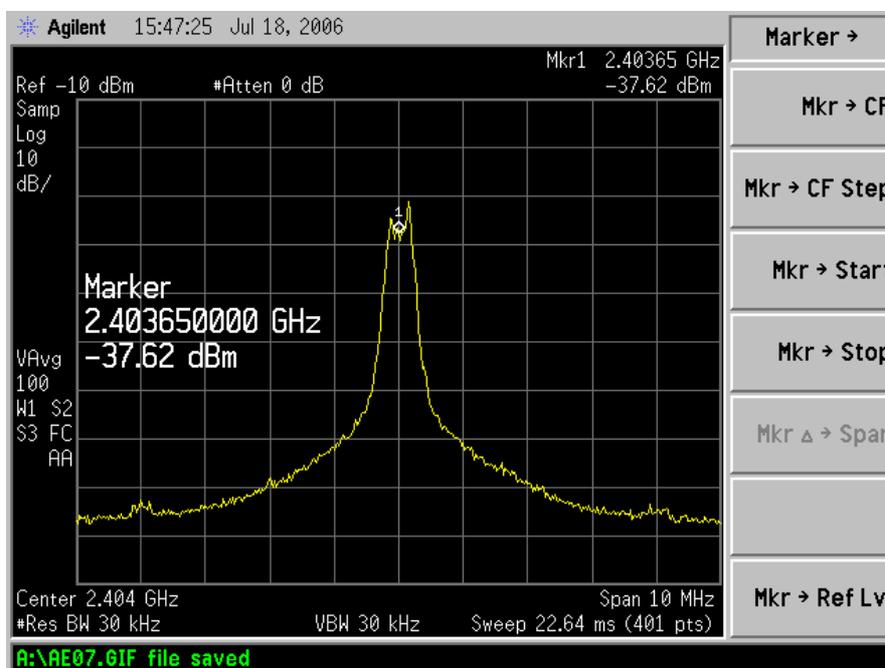


Figura 6.8 – Medida da frequência central de operação da antena monopolo $\lambda/4$ conectada ao módulo nRF2401.

O critério utilizado para a eleição da largura de faixa apresentado na Figura 6.9 foi devido à necessidade de monitoração do sinal; inicialmente o sinal era muito baixo, por esta razão se fez a eleição de uma faixa de frequência para localizar ajustando o comprimento da antena (reduzindo de 4 cm a 3.2 cm), também se fez a orientação da mesma; se observou que a potência foi de 1.123 dBm, numa faixa de 923 khz, a frequência central encontrava-se em 2.4 GHz, isto indica que se encontra dentro da faixa adequada de funcionamento (segundo o *Data Sheet* do RF) [56].

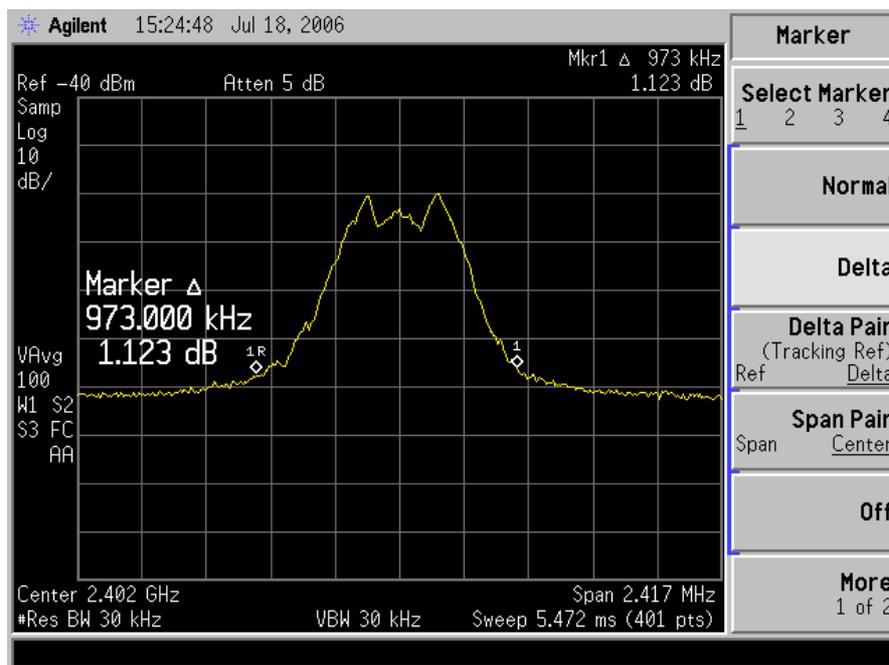


Figura 6.9 – Medida da largura de faixa em frequência da antena monopolo de comprimento $\lambda/4$

A figura 6.10 mostra a seletividade que usa-se a relação entre as larguras de banda a 60 dB e a 3dB [56] (no limite superior e inferior). isto fazendo uma eleição do filtro passa banda do analisador de espectros, a frequência central ainda continua estável a 2.402 GHz para uma largura de faixa de RBW de 30KHz na escala de frequência de 11.59 MHz (*span*).

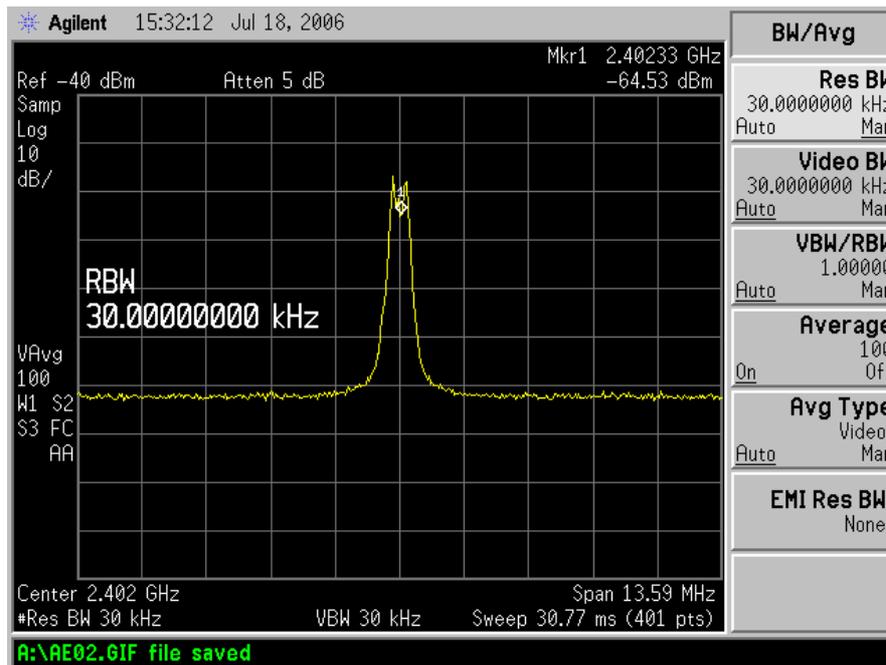


Figura 6.10 – Apresentação da seletividade numa faixa de frequência com frequência central de 2.402 GHz.

As medidas revelam que o comprimento da antena pode ser considerado ótimo (portanto, não há necessidade de ajustes de comprimento), haja vista que os valores medidos para frequência central de operação, largura de faixa e potência irradiada são muito próximas aos valores de referência disponibilizados pelo fabricante do nRF2401 [56].

6.5 – VISÃO GERAL DA RSSF IMPLEMENTADA PARA APLICAÇÕES BIOMÉDICAS

A Figura 6.12 ilustra os nodos sensores da RSSF desenvolvida neste trabalho. Os circuitos de captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP são todos implementados em placa de dupla face com componentes SMD. As faces superior e inferior abrigam, cada uma, dois circuitos diferentes de captura de sinais.

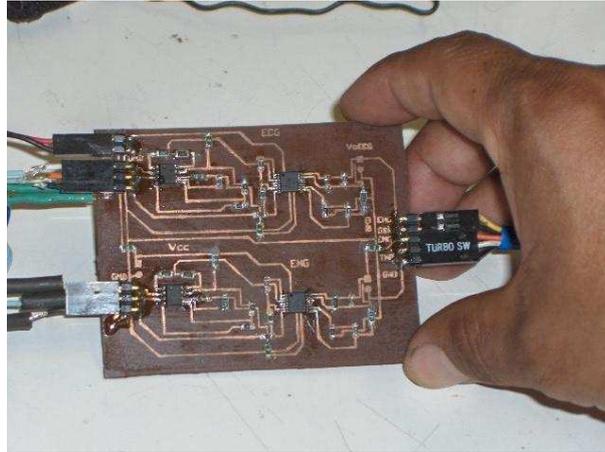


Figura 6.11 – Nodos sensores constituídos pelos circuitos de captura de sinais ECG, EMG, TC e RGP. Utiliza-se uma placa de dupla face e componentes SMD.

A instrumentação descrita nesta dissertação pode ser apreciada na Figura 6.13, que ilustra todos os componentes da RSSF para aplicações biomédicas. Nota-se a placa de dupla face contendo os quatro nodos sensores (para os sinais ECG, EMG, TC e RGP), a placa de transmissão RF (constituída pelo microcontrolador MSP430F149 e pelo *transceiver* nRF2401), a placa de recepção (constituída também pelo MSP430F149 e nRF2401), e o PC para visualização e interpretação dos diferentes sinais eletrofisiológicos.



Figura 6.12 – Visão geral da RSSF aqui implementada para aplicações biomédicas. São observados os nodos sensores de sinais ECG, EMG, TC e RGP, placas para transmissão RF e recepção RF de sinais (constituídas pelo microcontrolador MSP430F149 e transceiver nRF2401), e um PC para visualização e análise dos sinais eletrofisiológicos.

7 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES

7.1 – Conclusões

A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de um protótipo de instrumentação, baseado na tecnologia de rede de sensores sem fio (RSSF), dedicado ao monitoramento biomédico. As características do protótipo implementado são:

- 1) arquitetura modular capaz de adquirir, amplificar e digitalizar sinais eletrofisiológicos (eletrocardiograma (ECG), eletromiograma (EMG), temperatura cutânea (TC) e resistência galvânica da pele (RGP)). Estes sinais são transmitidos a um computador para armazenamento, monitoramento e análise de parâmetros clínicos;
- 2) capacidade de transmissão e recepção de dados sem fio a uma distância máxima de 100 metros; e,
- 3) *hardware* flexível para ajustes de ganho e filtragem dos sinais eletrofisiológicos.

A execução deste projeto foi uma atividade de grande aprendizado. É útil, portanto, compartilhar aspectos relevantes do desenvolvimento da RSSF dedicada a aplicações biomédicas. Assim, espera-se que a presente discussão seja proveitosa para todos aqueles interessados no desenvolvimento geral de RSSF. Em particular, sabe-se que este trabalho, motivado principalmente por sua importância prática, será nos próximos anos objeto de aperfeiçoado gradual pelos alunos e professores do GPDS (Grupo de Processamento Digital de Sinais, do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília).

7.1.1 – Principais dificuldades no desenvolvimento do projeto

As principais dificuldades encontradas durante o desenvolvimento do projeto são assim apontadas:

- 1) atraso considerável na aquisição dos componentes necessários (com características de baixo consumo de energia e baixo nível de ruído). Muitos destes componentes não existem no mercado nacional e tiveram que ser importados;

- 2) dificuldade na obtenção de componentes com as baixas tolerâncias exigidas. Este quesito é importante para evitar distorções e reduzir interferências no funcionamento do circuito de enlace RF; e,
- 3) devido à montagem utilizando tecnologia SMD, o processo de fabricação das placas eletrônicas (envolvendo trilhas, conexões e soldagem de componentes com dimensões bastante reduzidas) revelou-se difícil.

7.1.2 – Vantagens do projeto desenvolvido

São evidentes algumas das vantagens oriundas da RSSF implementada:

- 1) redução de ruídos causados por interferências;
- 2) compartilhamento da mesma banda de frequência por diversos usuários, com baixa interferência. O módulo de RF empregado possui duplo canal de transmissão que trabalha em forma independente; e,
- 3) baixo consumo de energia.

As características proporcionadas pela RSSF com respeito à captura de sinais de forma não invasiva, transmissão e recepção via RF, e visualização em um monitor remoto, implicam nas seguintes vantagens adicionais:

- i) aumento da segurança, mobilidade e conforto dos pacientes durante os exames;
- ii) custo total da instrumentação consideravelmente reduzido;
- iii) monitoramento remoto dos pacientes; e,
- iv) abertura de uma série de novas potencialidades por parte da administração de clínicas e hospitais.

7.1.3 – Considerações finais

Pode-se concluir que o trabalho desenvolvido contempla plenamente seu objetivo, que consiste na captura, transmissão e recepção RF, e visualização remota de sinais eletrofisiológicos (ECG, EMG, RGP e TC) utilizando a tecnologia RSSF. Os valores obtidos para os parâmetros médicos supracitados encontram-se todos dentro de níveis considerados típicos. Ademais, a implementação da rede em questão exhibe características

de interesse prático, tais como dimensão, peso e volume reduzidos e baixo consumo de energia (alimentação por bateria convencional de Lítio de 3,3 V).

No módulo remoto de transmissão, os circuitos de captura, controle e transmissão de sinais proporcionam grande mobilidade e conforto ao paciente, conforme pode ser apreciado na Figura 7.1. Já no módulo central de recepção, composto por circuitos de recepção RF, controle e interfaceamento com o PC, os sinais são prontamente exibidos para visualização e análise.

Os testes que comprovaram o funcionamento da rede foram executados a uma distância de aproximadamente cinco metros entre o voluntário e o PC. Teoricamente, a rede é projetada para operação dentro de uma distância de cem metros, que é determinada pela potência do módulo de RF. Todavia, testes a esta distância não foram realizados ainda por falta de um *laptop* alocado ao projeto e limitação de tempo. A potência de irradiação pode ainda ser aumentada com a inclusão do conector de antenas monopolo nos circuitos de transmissão e recepção baseados no *chip* nRF2401. O conector não foi aqui utilizado por não estar disponível no mercado nacional na ocasião dos testes finais.

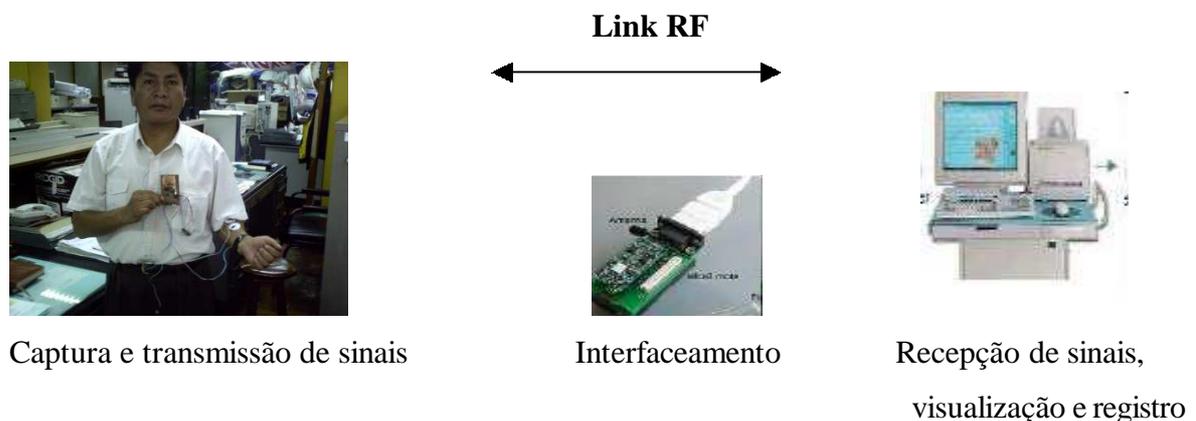


Figura 7.1 – Esquema geral dos processos de captura de sinais eletrofisiológicos, de transmissão e recepção via RF, e de visualização oferecidos pela RSSF implementada.

7.2 - Sugestões para trabalhos futuros

A utilização de RSSF em aplicações biomédicas facilita a confecção de sistemas vestíveis (*wearable systems*), tornando-os mais leves e menos obstrutivos pela eliminação dos cabos. Os sistemas vestíveis são sistemas computacionais integrados em itens de consumo utilizados como vestimentas (por exemplo, um bracelete para sensoriamento da pressão arterial). Neste sentido, novos desafios surgem e são sugeridos como trabalhos futuros. Dentre estes, destacam-se:

- 1) inserção de mecanismos e políticas para redução do consumo de energia e expansão do alcance do enlace da rede;
- 2) desenvolvimento de protocolo para disponibilização dos sinais biomédicos na Internet, onde os dados seriam acessados pelos médicos através de um *palmtop*, por exemplo. Assim, exames clínicos poderiam ser realizados com funcionalidade e rapidez, proporcionando dados confiáveis, redução de custos e comodidade ao paciente; e,
- 3) estudo e implementação de mecanismos para autenticação e segurança das informações.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Carr, Joseph J ; Brown, John M, *Introduction to biomedical equipment Technology*, 4^a ed, Prentice Hall, ISBN 013-010492-2, 1996.
- [2] Clynes, Manfred; Milsum, John H., *Biomedical Engineering*, New York: McGraw-Hill.1993.
- [3] **Thomas, Carlos Alberto K. et al. *Eletromiógrafo com conversor A/D. IV: Congresso Brasileiro de Biomecânica. Anais [VIII Congresso Brasileiro de Biomecânica] Editores: Maria Helena Kraeski. Florianópolis: UDESC, 1999.p.363-367.***
- [4] **Best, Charles Hernert, *Bases fisiológicas da Prática Médica*, Guanabara Koogan, editora, 9^a ed., Rio de Janeiro, 1976.**
- [5] S. Derenzo, *Interfacing – A laboratory approach using the microcomputer for instrumentation, data analysis, and control*, 2^a ed. Prentice Hall, Berkeley– EUA, 1995.
- [6] A. Oppenheim, R. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*, 1^a ed. Prentice Hall, New Jersey – EUA, 1989.
- [7] Webster, John G.: *Medical Instrumentation - Application and Design*. John Wiley and Sons, Inc., New York, 1998.
- [8] J. Amabis e G. Martho, *Biologia dos Organismos 2*, 1^o edição, Editora Moderna, São Paulo, 2001.
- [9] S. Derenzo, *Interfacing – A laboratory approach using the microcomputer for instrumentation, data analysis, and control*, 2^a edição, Prentice Hall, Berkeley– EUA, 1995.
- [10] A. Guyton e J. Hall, *Tratado de Fisiologia Médica*, 10^o edição, Guanabara Koogan, Rio de Janeiro, 2002.
- [11] A. Sedra e K. Smith, *Microeletrônica*, 4^o edição, Makron Broks, São Paulo, 2000.
- [12] Carmo, J., Nascimento, F. A., Sistema de análise Forças Aplicadas em Pedais de Bicicletas. Anais do VI Simpósio Paulista de Educação Física, Rio Claro SP, 1997.
- [13] L.A.Geddes and L. Baker, *Pricipies of Applied Biomedical Instrumentation*, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1968.
- [14] Graeme, Jerald G. *Operational Amplifiers: Design and Applications*, Tóquio, McGraw-Hill Kogakuska, 1971.

- [15] Jung, Walter G. *IC Operational Amplifiers, Cookbook*. Indianapolis, Howard W. Sams, 1977
- [16] Stout, David F. and Kaufman, Milton Ed. *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*. New York, McGraw-Hill, 1976.
- [17] Millman, Jacob and Halkias, Christos C. *Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits*. Tóquio, McGraw-Hill Kogakuska, 1972.
- [18] L. Soukiassian, *Cours D` Electronique*, Societe des Editions et Institut Fraçais du Pétrole, Technip, Paris 1992
- [19] J. Quinet, A. Petitclerc, *Théorie et pratique des circuits de L` électronique et des amplificateurs*, Tome III, Paris 1977.
- [20] Arthur B. Williams, *Manual de circuitos Integrados, Selección diseño y aplicaciones*, McGraw-Hill, printed in México, 2002.
- [21] Robert L, Boylestad and Louis Nashelsky, *Electrónica: Teoria de Circuitos*, Printed Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., Sexta Edición, 2000.
- [22] Manual: *RS Components Pty. Ltd*, September-December 2000.
- [23] Arthur Francois de Gruiter, *Amplificadores Operacionais*, McGraw Hill, SP1988.
- [24] George B. Rutkowski, P.E., *Integrated Circuit Operational Amplifiers*, Electronic Technology Institute, Ney Yersey, 1994. 1ª ed. Prentice Hall, New Jersey– EUA, 1990.
- [25] Donald L. Schilling & Charles Belove, *Electronic Circuits: Discrete and integrated*. published by McGraw-Hill International 1999, 4ª ed.
- [26] Fábio Pereira, *Microcontroladores MSP430 Teoria e Prática*, Editora Érica Ltda. São Paulo, 2005.
- [27] Texas Instruments, *Information for Medical Application*, EEUU, 2004.
- [28] Texas Instruments, *Microcontroller MSP430*, New York, 2005.
- [29] Texas Instruments, *Selection Guides, Amplifiers*, 2004
- [30] Texas Instruments, *Handbook of operational amplifier Applications*, October 2001
- [31] C. Mateus, *C++ Builder 5 – Guia Prático*, Érica, São Paulo, 2001.

- [32] H. Deitel, M. Deitel, *C++ - Como Programar*, 3ª edição, Brokman, Porto Alegre, 2001.
- [33] João Luiz Azevedo de Carvalho, Projeto Final de Graduação: *Sistema para Análise da Variabilidade da Frequência Cardíaca*, UnB, 2002.
- [34] Frank Amorim e Júlio César Gonçalves: Projeto Final de Graduação: *Monitor Digital de Estresse*, UnB.
- [35] Tereza C. Pita: *Clínica de Biofeedback*, 192p, 1990
- [36] Christopher Kent: *Skin Resistance and Vertebral Subluxation*, 203p, 1996
- [37] O. Barbosa e Daniel F. Melo Bruno, *Monitoramento Biomédico*, Projeto Final de Graduação UnB. 2005
- [38] Eumann Magalhães F., Virgínia Fernandez F., Patrícia de Oliveira F., *Proposta de componentes de sistema de telemetria para monitoramento de ECG, EMG durante atividade física*, Projeto Final de Graduação UnB, 2005.
- [39] Lucas Paes Moreira e Mateus Campos Puttini, *Eletroencefalograma Microprocessado*, Projeto Final de Graduação UnB, 2002
- [40] Luis Carlos Carvalho, Ricardo Rosado Maia: *Transdutor para captação do mecanocardiograma*, artigo apresentado na UFPB, 2004.
- [41] E. Azevedo, A. Kauati, D. Frenkel, F. Lee, *Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Registro de Sinais Biomédicos em Tempo real para Microrcomputador*, XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica, São José dos Campos, 2002.
- [42] J. Bishop, *Thermistor temperature transducer to ADC application*. Journal, Novembro de 2000.
- [43] Eduardo Mamani G, Demartonne Ramos França: *Telemetria: Aplicação de Rede de Sensores biomédicos Sem fio*, Congresso Brasileiro de Informática Médica em Saúde (CBIS), Universidade de Brasília DF, agosto 2006.
- [44] Texas Instrument, *MSP430F149 Family – User’s Guide*, Dallas - EUA, 2003.
- [45] Texas Instrument, *MSP430 Family – Applications Reports*, Dallas - EUA, 2004.
- [46] Texas Instrument, *INA118 Instrumentation Amplifier*. Inc, Dallas - EUA, 2004.

- [47] Texas Instrument, *TLV2764 Low-Power JFET Input Operational Amplifiers: Data Sheet* (revised in 05/2004).
- [48] Texas Instrument, *TLV2472 Rail-to Rail Input-Output High Drive Operational Amplifiers with Shutdown: Data Sheet* (revised in 03/2004).
- [49] Texas Instrument, *REF200 Dual Current Source Data Sheet*. Inc, Dallas - EUA, 2005.
- [50] Texas Instrument, *LM317 Regulador de tensão*, Dalas / EUA, 2002.
- [51] Texas Instrument, *Padrão Interface serial MAX3222*, Inc, Dallas - EUA,2004.
- [52] Nordic Semiconductor, *nRF2401, Transceiver, TX-RX*, Sweden, 2005.
- [53] Nordic Semiconductor, *Introducing the 2.4 GHz transceiver*, Nordic VLSI ASA, 2004
- [54] Nordic Semiconductor, *Single chip 2.4 GHz Transceiver, ultralow power*, 2004.
- [55] Nordic Semiconductor, *Evaluation Kit nRF2401-EVKIT*, 2004.
- [56] Nordic Semiconductor, *Data Sheet nRF2401 ultra low power communication*, 2004
- [57] Freescale semiconductors: www.freescale.com
- [58] Honeywell: www.honeywell.com
- [59] Nordic semiconductors: www.nordicsemi.com
- [60] Texas Instruments : www.ti.com
- [61] Analog Devices: www.analogdevices.com
- [62] Semiconductors Chip: www.semichips.org.
- [63] Sensors:www.sensorcentral.com/
- [64] Freescale Sensors: www.ztechsensores.com.br/
- [65] Freescale, semiconductor: www.stg.com/wireless
- [66] Freescale Sensor: www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp
- [67] Texas Instruments, *Data Sheet: sensors*: www.datasheet4u.com/
- [68] Mitsubishi Sensors: www.pretaktovanie.sk/modules, Mitsubishi, termistor NTC,10K
- [69] Technology Sensors: www.thoughttechnology.com/sensors.htm

APÊNDICES

A – LISTADO DO PROGRAMA PARA COMUNICAÇÃO RF - MICROCONTROLADOR

```
//Programa do MSP430F149 que converte sinais e transmite para outro MSP430F149
//através de um transceiver nf2401. Aguarda pedido do outro MSP
//para converter "amostras" amostras (ver definições iniciais) de EMG.
//A partir de "amostras", pode-se calcular o número de amostras dos
//outros sinais.
//Taxas de amostragem: EMG = 3kHz
//                      ECG = 600Hz
//                      Temp. = 60Hz
//                      Resistência galvânica da pele (RGP) = 300Hz
//-----
#include "msp430x14x.h"
#include "nrf2401_eduardo.c"

//Definições-----

#define amostras_EMG 50 //Após receber pedido do outro MSP430F149,
                       //guarda esse número de amostras de EMG
#define canal_EMG 0x010 // define o número do canal do EMG em
hexadecimal.
#define canal_ECG 0x020 // canal do ECG
#define canal_TC 0x030 // canal de temperatura
#define canal_RGP 0x050 // canal de resistência galvânica da pele

// A cada 5 amostras de EMG, deve-se pegar uma amostra de ECG para que
// a taxa deste seja de 600 Hz, e assim por diante para as taxas de
// amostragem dos outros sinais
#define contagem_ECG 5
#define contagem_TC 25
#define contagem_RGP 10
#define amostras 2*amostras_EMG + 2*amostras_EMG/contagem_ECG +
2*amostras_EMG/contagem_TC + 2*amostras_EMG/contagem_RGP
//#define bytes 2*amostras

//-Funções-----
void Configurar_Clock(void); // Configura o clock.
void Configurar_ConversorAD(void); // configura o conversor AD.
void Guardar_Canal(int fim_contagem, int *contador, int registrador_AD, int
mascara);
//Decide através do contador se o canal convertido deve ser
//armazenado (geração das taxas de conversão definidas no início)

//Variáveis Globais-----
unsigned char buffer[amostras];
unsigned char bufferPtr = 0;
int cont_ECG = 0, cont_TC = 0;

//-----
void main(void)
{
    unsigned int i;

    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Parar WDT
    Configurar_Clock(); // Configurar o clock .
    P1IE |= 0x1; //Permite o nrf2401 interromper o MSP430F149 quando chega um dado
```

```

        //(através do pino DR1)
Configurar_ConversorAD(); // Configurar o conversor A/D .
nrfInitConfig(1,0xF); // Configurar o nrf2401 para Rx, endereço da central
                        // do PC = 0xF.
nrfSetActive(); // Habilita recepção para que o outro MSP
                // mande iniciar conversões
for(i=0;i<5000;i++); // espera o intervalo necessário para configuração do
nrf.
_BIS_SR(LPM3_bits + GIE); // Enter LPM3
}

//-----
void Configurar_Clock(void)
{
    unsigned int i;
    BCSCCTL1 &= ~XT2OFF; // XT2on
    do
    {
        IFG1 &= ~OFIFG; // Clear OSCFault flag
        for (i = 0xFF; i > 0; i--); // Time for flag to set
    }
    while ((IFG1 & OFIFG)); // OSCFault flag still set?
    BCSCCTL2 |= SELM_2 + SELS + DIVS_0; // MCLK = 8MHz, SMCLK =8MHz.
}

//-----
void Configurar_ConversorAD(void)
{
    P6SEL = 0x03F; // Seleciona a função de AD da porta P6.0 - P6.5
    P6DIR &= 0x00; // P6 como entrada
    ADC12CTL0 |= SHT0_0 + MSC+ REF2_5V + REFON + ADC12ON;
    ADC12CTL1 = CSTARTADD_0 + SHS_0 + SHP + ADC12DIV_0 + ADC12SSEL_2 +CONSEQ_3;
    ADC12IE = 0x20; // Habilita interrupção do registrador ADC12MEM5.
    ADC12MCTL0 = INCH_0 + SREF_1;
    ADC12MCTL1 = INCH_1 + SREF_1;
    ADC12MCTL2 = INCH_2 + SREF_1;
    ADC12MCTL3 = INCH_3 + SREF_1;
    ADC12MCTL4 = INCH_4 + SREF_1;
    ADC12MCTL5 = INCH_5 + SREF_1 + EOS;
}

//-----
void Guardar_Canal(int fim_contagem, int *contador, int registrador_AD, int
mascara)
{ //Decide se o canal deve ser armazenado. Caso afirmativo,
  //guarda o canal e zera o contador.
  if (*contador == fim_contagem)
  {
      buffer[bufferPtr++]=(registrador_AD>>8)|mascara;
      buffer[bufferPtr++]=registrador_AD;
      *contador = 0;
  }
}

//-----
#pragma vector=ADC_VECTOR
__interrupt void ADC12ISR (void)
{
    unsigned int i;
    unsigned char addrRem[2];
    buffer[bufferPtr++]=(ADC12MEM0>>8)|canal_EMG;
}

```

```

buffer[bufferPtr++]=ADC12MEM0;
cont_ECG++;
cont_TC++;
cont_RGP++;

//A partir daqui, testa se os dados dos
//outros canais devem ser armazenados

//ECG
  Guardar_Canal(contagem_ECG, &cont_ECG, ADC12MEM1, canal_ECG);

//Temperatura
  Guardar_Canal(contagem_TC, &cont_TC, ADC12MEM2, canal_TC);

//Resistência galvânica da pele
  Guardar_Canal(contagem_RGP, &cont_RGP, ADC12MEM4, canal_RGP);

ADC12IFG &= 0xFFC0; //Tira pedido de interrupção.

if (bufferPtr == amostras) // atingiu-se amostras
{
  bufferPtr=0;
  addrRem[0] = 0x0F; // define o endereço da central remota como 0x0F.
  addrRem[1] = 0x0;
  ADC12CTL0 &= ~ADC12SC;
  ADC12CTL0 &= ~ENC; //Manda esperar interrupção do nrf2401
                    //(dado enviado pelo outro MSP) para
                    //recomeçar conversões A/D
  nrfConfigRxFxTx(0); // Configurar o nrf2401 para Tx.

//Não se pode enviar todo o buffer de uma vez,
//deve-se envia-lo em blocos que caibam no "preamble"
//(pacote de dados) de 240 bits (30 bytes) do nrf2401
  nrfSetActive(); // prepara o modulo para receber o endereço e os dados.
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec.
  nrfWrite(&addrRem[0],2); // envia o endereço de destino da mensagem para
o módulo.
  nrfWrite(&buffer[0],30); // manda 30 bytes começando na posição 0 do buffer
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec
  nrfSetIdle(); // deixa transmitir os dados

  nrfSetActive(); // prepara o modulo para receber o endereço e os dados.
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec.
  nrfWrite(&addrRem[0],2); // envia o endereço de destino da mensagem para o
módulo.
  nrfWrite(&buffer[30],30); // manda 30 bytes começando na posição 30 do
buffer
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec
  nrfSetIdle(); // deixa transmitir os dados
  nrfSetActive(); // prepara o modulo para receber o endereço e os dados.
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec.
  nrfWrite(&addrRem[0],2); // envia o endereço de destino da mensagem para o
módulo.
  nrfWrite(&buffer[60],30); // manda 30 bytes começando na posição 60 do
buffer
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec
  nrfSetIdle(); // deixa transmitir os dados

  nrfSetActive(); // prepara o modulo para receber o endereço e os dados.
  for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec.

```

```

    nrfWrite(&addrRem[0],2); // envia o endereço de destino da mensagem para o
módulo.
    nrfWrite(&buffer[90],30); // manda 30 bytes começando na posição 90 do
buffer
    for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec
    nrfSetIdle();      // deixa transmitir os dados

    nrfSetActive(); // prepara o modulo para receber o endereço e os dados.
    for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec.
    nrfWrite(&addrRem[0],2); // envia o endereço de destino da mensagem para o
módulo.
    nrfWrite(&buffer[120],30); // manda 30 bytes começando na posição 120 do
buffer
    for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec
    nrfSetIdle();      // deixa transmitir os dados

    nrfSetActive(); // prepara o modulo para receber o endereço e os dados.
    for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec.
    nrfWrite(&addrRem[0],2); // envia o endereço de destino da mensagem para o
módulo.
    nrfWrite(&buffer[150],14); // manda 14 bytes começando na posição 150 do
buffer
    for(i=0;i<40;i++); // tempo de espera de aprox. 5usec
    nrfSetIdle();      // deixa transmitir os dados

    nrfConfigRxTx(1); // Configurar o nrf2401 para Rx.
    nrfSetActive();
}

}

#pragma vector=PORT1_VECTOR
__interrupt void PORT1ISR (void)
{ //O bit DR1 (P1.0) do nrf2401 avisa que dados chegaram. A principio,
//essa interrupção somente reconhece que DR1 foi para nível
//alto para habilitar conversões. Pode-se ler o dado recebido
//para confirmar que as conversões devem iniciar (aumentando a
//confiabilidade), mais aí já é uma outra rotina de interrupção.
switch(PlIFG&1)
{
case (1):
    ADC12CTL0 |= ADC12SC + ENC;
    nrfSetPwrDown(); //Como deve-se esperar fazer todas conversões
                    //antes de enviar os dados, desliga o nrf241 para
                    //reduzir consumo. O nrf2401 deve ficar pelo menos
                    //3ms antes de voltara ser ligado, mas isso é
                    //garantido pelo tempo que o MSP430F149 demora para
                    //converter o pacote de dados desejado.

    break;
default:
    break;
}
PlIFG = 0;
}

```

B - TÉCNICA DE FABRICAÇÃO DE CIRCUITO IMPRESSO E MONTAGENS COM COMPONENTES SMD

Como o objetivo é montar os nodos biomédicos, com sensores portáteis; então com o objetivo de reduzir o espaço ocupado pelos componentes convencionais, se procedeu à elaboração e montagem dos circuitos SMD (dispositivos montados em superfície), *numa tarjeta em dupla fase*, montagem realizado nos laboratórios da Universidade de Brasília.

Para a fabricação da placa de circuito impresso utilizando o método fotográfico, foram feitas as considerações seguintes:

Utilização do programa *Protel PCB*, e *Traxmaker*, obtendo o circuito que devia ser impresso em modo espelhado em papel fotográfico.

Utilizando esquentador a 300°C, se imprimiu na placa de fibra de vidro para obter a circuito que posteriormente será utilizado.

A corrosão foi feita com percloroeto de ferro.

Verificação das trilhas devido à largura fina.

Para a montagem ou a reparação destes dispositivos, devem ser tomadas algumas precauções para não destruí-los: ferramentas e produtos adequados, além de certo conhecimento, a estação de soldagem tem as seguintes características:

Removedor de solda de jato quente anti-estático elétrico.

O ajuste do ar quente permite efetuar solda e desolda do componente.

As características da estação de soldagem são as seguintes:

Consumo 20~270W.

Bomba Diafragma.

Fluxo 23L/min (máximo).

Temperatura do ar quente 100°C -420°C

Para proceder à solda do componente SMD na PCI, deve-se limpar bem a PCI com um papel toalha embebida em álcool e aplicar nela com o ferro de soldar um pouco de solda. A seguir cola-se o componente com uma cola rápida e aplica-se em seus

terminais um fluxo para logo em seguida, só com o soldador e sem aplicar mais solda, aquecê-los para a mesma flui, não aplicar muito tempo à solda o risco é queimar o CI e quebrar as trilhas, o CI deve estar perfeitamente alinhado, Colocando um pouco de fluxo de solda nos pinos do CI. Num dos cantos do CI até formar uma bolinha de solda. A soldagem deverá ser feita numa fileira do CI por vez, para realizar com maior precisão, verificou-se posteriormente não existência de curto, utilizou-se uma lupa e o microscópio.

Para componentes com maior número de pontos de solda (transistores, CI's) é a utilização de dispositivos auxiliares que existem para este tipo de operação; utilizou-se o soprador térmico injetando ar que é bombeado sobre um sistema aquecedor de alta potencia, e através de um bocal apropriado este ar aquecido pode realizar a solda e desoldagem do dispositivo, esta estação é amostrada na figura B.1.



Figura B.1 – Soprador de ar quente.

Outras ferramentas adicionais para a montagem dos circuitos SMD utilizados foram: Microscópio, lupa externa (com iluminação de luz branca), kit de instrumental SMD, pinças, jogo de estiletes pequenos, malha de desoldagem, etc.