



**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA (UNB)
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROJETO FINAL DE GRADUAÇÃO (2º/2003)**

Sistema de Monitoramento Biomédico

Orientador:

Adson Ferreira da Rocha

Alunos:

Bruno Oliveira Barbosa

Daniel França de Oliveira Melo

matrícula: 99/52659

matrícula: 99/52683

Curso:

Engenharia de Redes de Comunicação

Brasília, dia 15 de dezembro de 2003.

Agradecimentos

Não há como agradecer ao nosso orientador Adson Ferreira da Rocha por toda a atenção dedicada a este projeto, todo o apoio, incentivo dedicação e amizade que foram essenciais para o desenvolvimento do trabalho e para nosso desenvolvimento como pesquisadores.

Muito obrigado também aos professores do Grupo de Processamento Digital de Sinais (GPDS) que durante muito tempo forneceram a infraestrutura essencial para a implementação do projeto e aos professores do Laboratório de Física que cederam os equipamentos para a análise do termistor.

Obrigado também aos grandes amigos que de uma forma ou de outra participaram desse projeto: Victor Godoy Veiga e Thales Henrique Dantas que tanto ajudaram a desvendar os mistérios do MSP430, Lucas Paes Moreira que contribuiu com o software final e principalmente João Luiz Azevedo de Carvalho que desde o início do projeto participou em várias etapas, passando um pouco de sua vasta experiência sobre sinais de eletrocardiograma.

Não podemos deixar de agradecer também aos funcionários do GAT (Grupo de Apoio Técnico) que sempre mostraram enorme paciência e boa vontade, ajudando em tudo que era necessário.

Por fim, um muito obrigado especial a nossos familiares que nos apoiaram incondicionalmente durante todo o projeto. Muito Obrigado!

Índice Geral

| | |
|---|-----------|
| AGRADECIMENTOS | 2 |
| ÍNDICE GERAL | 3 |
| ÍNDICE DE FIGURAS | 5 |
| ÍNDICE DE TABELAS | 7 |
| CAPÍTULO I : INTRODUÇÃO | 8 |
| 1.1) OBJETIVOS..... | 8 |
| 1.2) MOTIVAÇÕES..... | 8 |
| 1.3) A ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO..... | 9 |
| 1.4) O SISTEMA NERVOSO HUMANO..... | 10 |
| CAPÍTULO II : O HARDWARE | 13 |
| 2.1) VISÃO GERAL..... | 13 |
| 2.2) A PARTE ANALÓGICA..... | 14 |
| 2.2.1) <i>Sinal de Eletrocardiograma</i> | 14 |
| a) Descrição Teórica..... | 14 |
| b) Os Sensores..... | 16 |
| c) O Circuito..... | 17 |
| 2.2.2) <i>Sinal de Resistência Galvânica da Pele</i> | 24 |
| a) Descrição Teórica..... | 24 |
| b) Os Sensores..... | 25 |
| c) O Circuito..... | 26 |
| 2.2.3) <i>Sinal de Temperatura</i> | 31 |
| a) Descrição Teórica..... | 31 |
| b) Os Sensores..... | 32 |
| c) O Circuito..... | 34 |
| 2.3) A PARTE DIGITAL..... | 41 |
| 2.3.1) <i>Características Básicas do Microcontrolador</i> | 41 |
| 2.3.2) <i>Conversor Analógico/ Digital</i> | 43 |
| 2.3.3) <i>Módulo de Comunicação Serial (USART)</i> | 51 |
| 2.3.4) <i>O Firmware</i> | 53 |
| a) Configurando o Clock..... | 53 |
| b) Configurando o A/D..... | 54 |
| c) Configurando a UART..... | 57 |
| d) Protocolo para Comunicação Serial..... | 57 |
| 2.4) A INTERFACE SERIAL..... | 58 |
| 2.5) A ALIMENTAÇÃO..... | 59 |
| 2.6) O ISOLAMENTO ELÉTRICO..... | 61 |
| 2.7) O HARDWARE FINAL..... | 62 |
| CAPÍTULO III: O SOFTWARE | 63 |
| 3.1) VISÃO GERAL..... | 63 |
| 3.2) A INTERFACE GRÁFICA..... | 63 |
| 3.3) A AQUISIÇÃO SERIAL DOS DADOS..... | 64 |
| 3.4) OS COMPONENTES GRÁFICOS..... | 67 |
| 3.5) PROCESSAMENTO DOS SINAIS..... | 68 |
| 3.5.1) <i>Filtro Digital</i> | 68 |
| 3.5.2) <i>Calculando Valores Absolutos</i> | 72 |
| 3.6) FUNCIONALIDADES ADICIONAIS..... | 73 |
| 3.6.1) <i>Salvando e Revendo Arquivos</i> | 73 |
| 3.6.2) <i>A Porta Serial</i> | 75 |
| 3.6.3) <i>Configuração de Cores</i> | 76 |
| 3.6.4) <i>Arquivando Informações do Paciente</i> | 77 |
| 3.6.5) <i>Ajuda</i> | 78 |
| CAPÍTULO IV: DIFICULDADES NO PROJETO | 79 |
| CAPÍTULO V: PROPOSTAS PARA MELHORIA E SEQUÊNCIA DO PROJETO | 81 |
| CAPÍTULO VI: CONCLUSÕES | 83 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 85 |

| | |
|--|------------------|
| <u>Livros de Engenharia.....</u> | <u>85</u> |
| <u>Programação.....</u> | <u>85</u> |
| <u>Livros de Biologia e Medicina.....</u> | <u>85</u> |
| <u>Papers.....</u> | <u>85</u> |
| <u>Projetos Finais.....</u> | <u>85</u> |
| <u>Data Sheets.....</u> | <u>86</u> |
| <u>Sites: Empresas.....</u> | <u>86</u> |
| <u>Sites: Biofeedback.....</u> | <u>86</u> |
| <u>ANEXOS.....</u> | <u>87</u> |
| <u>ANEXO A: LISTA DOS COMPONENTES UTILIZADOS NO PROJETO.....</u> | <u>87</u> |
| <u>ANEXO B: GUIA DE INSTALAÇÃO DO SOFTWARE.....</u> | <u>88</u> |
| <u>ANEXO C: PLANILHA DE CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE AQUISIÇÃO DE TEMPERATURA.....</u> | <u>93</u> |
| <u>ANEXO D: PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....</u> | <u>95</u> |
| <u>ANEXO E: CÓDIGO DO FIRMWARE IMPLEMENTADO.....</u> | <u>104</u> |
| <u>.....</u> | <u>107</u> |

Índice de Figuras

Figura 1.1: esquema do sistema nervoso periférico mostrando a atuação do ramo simpático e do parassimpático.

Figura 2.1: diagrama de blocos do sistema implementado.

Figura 2.2: esquema do coração mostrando a formação das diversas componentes do sinal de ECG.

Figura 2.3: sinal de ECG com suas ondas identificadas.

Figura 2.4: triângulo de Eithoven mostrando as derivações.

Figura 2.5: sensor de ECG.

Figura 2.6: circuito de aquisição do ECG.

Figura 2.7: resposta em frequência do filtro passa-altas implementado.

Figura 2.8: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

Figura 2.9: exemplos de sinais de ECG adquiridos com o circuito mostrados no osciloscópio.

Figura 2.10: representação gráfica da resistência galvânica da pele.

Figura 2.11: sensores para aquisição da resistência galvânica da pele.

Figura 2.12: circuito para aquisição da resistência galvânica da pele.

Figura 2.13: faixa da condutância da pele.

Figura 2.14: resposta do circuito de aquisição da resistência galvânica da pele.

Figura 2.15: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

Figura 2.16: exemplos de sinais de GSR adquiridos com o circuito mostrados no osciloscópio.

Figura 2.17: variação da temperatura corporal em função da temperatura atmosférica.

Figura 2.18: faixas de temperatura do organismo humano em diferentes situações.

Figura 2.19: termistores NTC utilizados no projeto.

Figura 2.20: aproximação da função de Steinhart-Hart.

Figura 2.21: circuito de aquisição da temperatura.

Figura 2.22: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

Figura 2.23: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

Figura 2.24: exemplos de sinais de temperatura adquiridos com o circuito mostrados no osciloscópio.

Figura 2.25: arquitetura interna do MSP.

Figura 2.26: espaço de memória do MSP

Figura 2.27: módulo de A/D do MSP.

Figura 2.28: registradores de controle do módulo A/D.

Figura 2.29: memórias de conversão.

Figura 2.30: registrador de configuração das memórias de conversão.

Figura 2.31: módulo de A/D funcionando no modo 4.

Figura 2.32: registrador de controle da USART.

Figura 2.33: diagrama do modo assíncrono da USART.

Figura 2.34: gerador de baud-rate.

Figura 2.35: protocolo para envio de amostras do MSP430 para o PC.

- Figura 2.36: diferença entre os formatos de dados seriais entre o MSP430 e o PC.*
- Figura 2.37: circuito utilizando o MAX232 para conversão dos padrões de comunicação serial.*
- Figura 2.38: alimentação gerada pelo DCV.*
- Figura 2.39: alimentação gerada pelo DCR.*
- Figura 2.40: alimentação gerada para o MSP430.*
- Figura 2.41: isolador digital utilizado.*
- Figura 2.42: esquema do hardware analógico e digital com todos os módulos.*
- Figura 3.1: tela inicial do programa de monitoramento biomédico.*
- Figura 3.2: protocolo para envio de amostras do MSP430 para o PC.*
- Figura 3.3: fluxograma da função de leitura dos bytes para montagem das amostras.*
- Figura 3.4: exemplo de sinais adquiridos com o programa e os circuitos desenvolvidos.*
- Figura 3.5: filtro digital implementado para diminuir o ruído de 60 Hz.*
- Figura 3.6: utilização do filtro digital para reduzir o ruído de 60 Hz.*
- Figura 3.7: caixa de diálogo para salvar um sinal adquirido.*
- Figura 3.8: caixa de diálogo para abrir um sinal gravado anteriormente.*
- Figura 3.9: modo como o usuário deseja rever o sinal gravado.*
- Figura 3.10: caixa de diálogo para configurar a porta serial.*
- Figura 3.11: alterando as cores de todos os componentes gráficos.*
- Figura 3.12: prontuário para arquivar informações do paciente.*
- Figura 3.13: prontuário com dois exames em dias diferentes mostrando uma comparação.*
- Figura 3.14: janela com informações sobre o aplicativo.*
- Figura B1: início do processo de instalação do software.*
- Figura B2: requisição dos dados do usuário.*
- Figura B3: escolha do diretório de instalação do software.*
- Figura B4: escolha da pasta de destino do software.*
- Figura B5: finalização do assistente de instalação do software.*
- Figura D1: diagrama de blocos da placa.*
- Figura D2: módulos usados no desenvolvimento da placa de circuito impresso.*
- Figura D3: visão superior da placa de circuito impresso.*

Índice de Tabelas

Tabela 2.1: amostras experimentais de resistência galvânica da pele.

Tabela 2.2: valores de resistência para dadas temperaturas.

Tabela 2.3: valores de SHT dependendo dos bits.

Tabela 2.4: escolha das referências.

Tabela 2.5: escolha dos canais para o A/D.

Tabela 2.6: interrupções do A/D

Tabela 2.7: sinais de clock.

Tabela 2.8: bits para clocks desejados.

Tabela 2.9: bits para modo de conversão desejado.

Tabela 2.10: bits usados para configurar a taxa de amostragem.

Tabela 2.11: valores de SHT.

Tabela 2.12: configurações do A/D desejadas.

Tabela 2.13: bits para a UART a 57600 / 1 / 8 / ímpar.

Tabela A1: lista de materiais utilizados no projeto.

Capítulo I : Introdução

1.1) Objetivos

Dando seqüência a uma série de trabalhos na área de instrumentação biomédica realizados pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, o presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um protótipo para a aquisição e o processamento de sinais biomédicos diversos que permitissem a avaliação do controle do sistema nervoso do indivíduo. Os sinais analisados nesse projeto são o de eletrocardiograma (ECG), a resistência galvânica da pele (GSR) e a temperatura cutânea (TMP).

Para tanto, foram desenvolvidos, o hardware analógico, responsável pela captação e amplificação dos sinais biomédicos, o hardware digital, responsável pela digitalização dos sinais e comunicação com o computador via porta serial e o software, responsável pela captação das amostras, processamento e análise gráfica dos sinais. O protótipo final recebeu o nome de Sistema de Monitoramento Biomédico.

1.2) Motivações

As motivações básicas para a realização do presente trabalho podem ser separadas em dois grandes grupos: a motivação acadêmica e a comercial.

A motivação acadêmica está no fato de o departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília ter desenvolvido muitos trabalhos na área de aquisição e análise de sinais biomédicos, o que vem sendo realizado através do intenso contato do Grupo de Processamento Digital de Sinais (GPDS) com o Laboratório Cardiovascular do Departamento de Medicina, em especial com o professor Luiz Fernando Junqueira Junior.

Nesse âmbito, esse projeto se mostra muito importante porque pode abrir diversas frentes de pesquisa, uma vez que busca tratar simultaneamente três sinais biomédicos, o que pode gerar diversos pontos de análises como a correlação entre os sinais em um organismo, por exemplo, ou a interligação com outros projetos já realizados no departamento, como o ECGLab desenvolvido pelo engenheiro João Luiz Azevedo de Carvalho.

Já a motivação comercial está no fato de que o protótipo desenvolvido pode ser transformado em um produto, uma vez que existe um grande mercado consumidor para a área de instrumentação biomédica que vem crescendo cada vez mais. Além disso, esse seria um projeto comercialmente viável devido o baixo custo da matéria-prima envolvida, como pode ser visto na lista dos componentes utilizados no anexo A, o que aumenta o poder de concorrência com produtos similares que possam existir no mercado.

1.3) A Organização do Trabalho

Para o mais fácil entendimento, o trabalho está dividido em seis capítulos seguidos da referência bibliográfica e dos anexos.

No capítulo I é feita a apresentação do trabalho, mostrando os objetivos e as motivações do projeto, fornecendo ainda uma base teórica sobre os fundamentos da fisiologia humana no que diz respeito ao sistema nervoso autônomo, necessários para entender o que o sistema pretende monitorar no paciente.

No capítulo II, o hardware desenvolvido é apresentado, mostrando uma visão geral do sistema e dividindo-o em duas partes:

- parte analógica: responsável pela aquisição e amplificação dos sinais biomédicos;
- parte digital: responsável pela digitalização dos sinais e comunicação com o computador via porta serial.

Nesse capítulo ainda são feitas algumas explicações sobre a fisiologia de cada um dos sinais estudados: o eletrocardiograma, a resistência galvânica da pele e a temperatura cutânea.

O capítulo III fala sobre o software desenvolvido, que tem a função de capturar as amostras digitalizadas que chegam na porta serial, formatá-las e processá-las, fornecendo então uma resposta gráfica referente a cada um dos sinais.

O capítulo IV mostra algumas das dificuldades encontradas pelos autores para o desenvolvimento do projeto e tem como principal objetivo mostrar a outros alunos que se interessem na área de instrumentação biomédica quais serão os possíveis obstáculos que serão encontrados, de modo que possam se preparar antes a fim de contornar melhor os problemas.

No capítulo V são feitas algumas propostas de aplicações para o projeto, mostrando como ele poderia ser utilizado na prática em diversas situações. Além disso, ele discorre sobre o que poderia ser feito para melhorar o projeto atual e como poderia ser dada a seqüência na pesquisa desenvolvida, ou seja, quais seriam os próximos passos.

Por fim, o capítulo VI conclui o trabalho, falando sobre o projeto como um todo e analisando os resultados conseguidos.

Na parte final do trabalho estão as referências bibliográficas onde estão descritos todos os materiais utilizados no decorrer do projeto e os anexos que estão divididos em cinco partes:

- anexo A: lista com os componentes eletrônicos utilizados para o desenvolvimento do projeto.
- anexo B: guia de instalação do software do Sistema de Monitoramento Biomédico.
- anexo C: planilha utilizada para o cálculo dos componentes utilizados no circuito de aquisição da temperatura cutânea.
- anexo D: placa de circuito impresso
- anexo E: código do firmware implementado.

1.4) O Sistema Nervoso Humano

O sistema nervoso é o responsável pelo ajustamento do organismo animal ao ambiente. Sua função básica é perceber e identificar as condições ambientais externas, bem como as condições reinantes dentro do próprio corpo, e elaborar respostas que adaptem o animal a essas condições. [6]

No ser humano, diversas atividades do sistema nervoso são conscientes e estão sob o controle da vontade, como, por exemplo, pensar, movimentar os braços ou mudar a expressão facial. Muitas outras, entretanto, são ações autônomas ou involuntárias, ou seja, ocorrem independentemente da nossa vontade, como os batimentos cardíacos, o processo de digestão, entre outros. [6]

As ações voluntárias estão sob controle do sistema nervoso periférico voluntário ou somático que reage a estímulos provenientes do ambiente externo e é constituído por fibras motoras que conduzem impulsos do sistema nervoso central aos músculos esqueléticos. [6]

Já as ações involuntárias são responsabilidade do sistema nervoso periférico autônomo ou visceral que tem a função de regular o ambiente interno do corpo, controlando as atividades de nutrição (digestão, circulação, respiração e excreção). [6]

Esse sistema autônomo é dividido em dois ramos que se distinguem tanto pela estrutura quanto pela função: ramo simpático e ramo parassimpático. [6]

Quanto à estrutura, enquanto os gânglios das vias simpáticas localizam-se ao lado da medula espinhal, distantes do órgão efetuator, os gânglios das vias parassimpáticas estão bem distantes do sistema nervoso central e próximos ou mesmo dentro do órgão efetuator. As fibras nervosas simpáticas e parassimpáticas enervam os mesmos órgãos, mas trabalham em oposição; enquanto um dos ramos estimula um determinado órgão, o outro o inibe, o que mantém o funcionamento equilibrado do organismo, ou seja, a homeostase. Esse funcionamento do sistema nervoso autônomo está ilustrado na figura 1.1. [6]

O ramo simpático, de modo geral, estimula ações que mobilizam energia, permitindo ao organismo que responda a situações de estresse, enquanto o ramo parassimpático estimula principalmente ações relaxantes. [6]

Assim, em uma situação de perigo, o ramo simpático irá provocar o aumento do ritmo cardiorrespiratório e o aumento do metabolismo de modo geral e depois que o estímulo externo de perigo passar, o ramo parassimpático vai reduzir a frequência cardíaca e a pressão sanguínea, entre outras coisas.

Com o sistema desenvolvido, espera-se criar uma ferramenta que auxilie no estudo do sistema nervoso periférico autônomo de forma não invasiva, verificando através dos sinais de eletrocardiograma, temperatura e resistência galvânica da pele se os ramos estão atuando como esperado frente a diversas situações controladas, e se esse não for o caso, verificar qual o ramo está deficiente e o porquê, detectando deficiências no controle do sistema nervoso autônomo sobre várias funções do organismo.

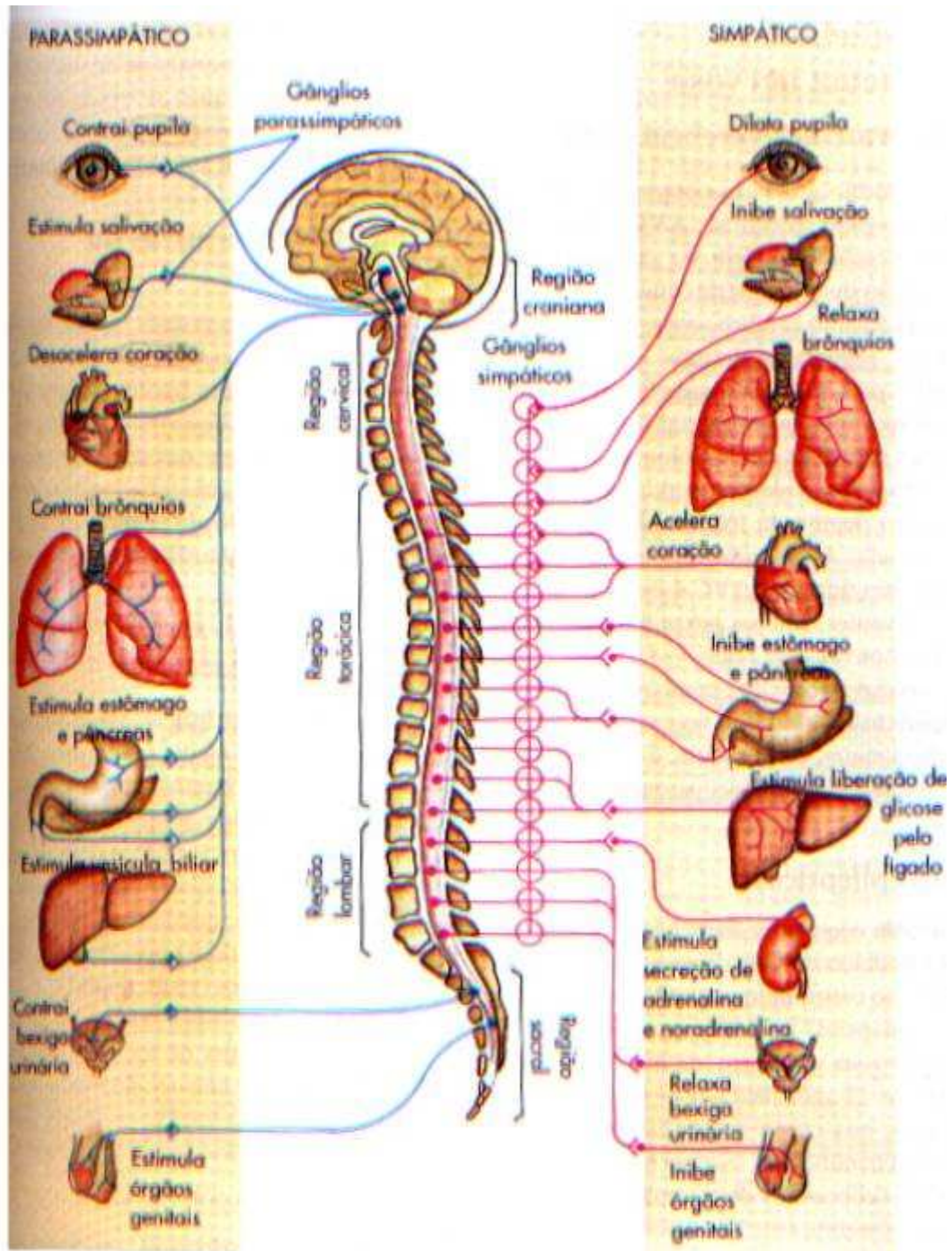


Figura 0.1.1: esquema do sistema nervoso periférico mostrando a atuação do ramo simpático e do parassimpático. [6]

Cada um dos módulos vistos na figura anterior será explicado em detalhes ao longo deste capítulo e no anexo D estão representados todos os módulos e a placa de circuito impresso originada a partir deles.

2.2) A Parte Analógica

O hardware analógico pode ser separado em três módulos independentes referentes à aquisição e amplificação de cada um dos sinais: o eletrocardiograma, a resistência galvânica da pele e a temperatura.

Todos eles têm basicamente a mesma estrutura, ou seja, cada sinal é adquirido através do sensor apropriado e a seguir é amplificado e filtrado. A diferença em cada um deles está na estrutura do banco de amplificadores, nos filtros utilizados e nos sensores escolhidos.

2.2.1) Sinal de Eletrocardiograma

a) Descrição Teórica

O eletrocardiograma ou ECG é o registro gráfico da atividade bioelétrica do coração obtido na superfície corporal, ou seja, é um registro dos potenciais elétricos gerados pelo coração ao longo do tempo. [8]

O ramo simpático e o parassimpático controlam o ritmo dos batimentos cardíacos atuando sobre o nódulo sinoatrial que é onde se encontram as células que determinam o ritmo cardíaco. [11]

Quando as células do nódulo sinoatrial 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 o que provoca 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, o que causa o relaxamento. Em seguida o mesmo relaxamento ocorre com os ventrículos e o coração fica relaxado até que as células do nódulo sinoatrial sejam estimuladas novamente. Dessa forma o sistema nervoso autônomo consegue controlar o ritmo cardíaco estimulando as células do nódulo sinoatrial, pois o ramo simpático provoca a despolarização (contração) e o ramo parassimpático a repolarização (relaxamento).[11]

O sinal de ECG apresenta uma forma de onda que é o resultado da soma dos campos elétricos gerados durante a despolarização e repolarização das células do miocárdio durante o batimento. [8]

Um esquemático do coração humano pode ser visto na figura 2.2.

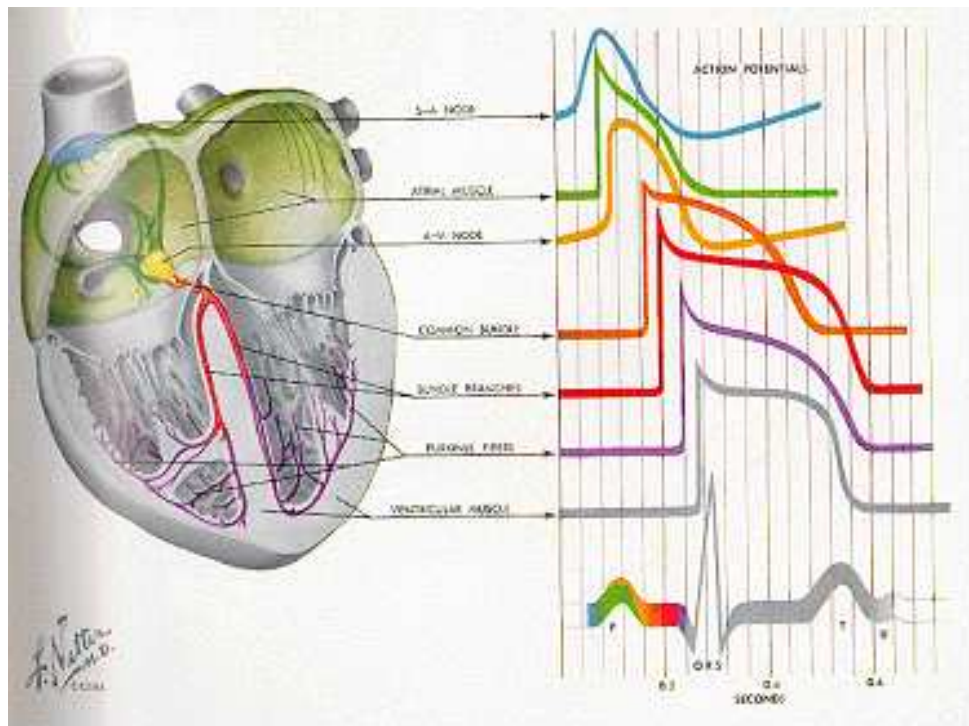


Figura 2.2: esquema do coração mostrando a formação das diversas componentes do sinal de ECG. [8]

Como pode ser visto na figura 2.3, o sinal de ECG é formado por uma série de ondas e cada uma delas representa um evento da ativação do miocárdio. Assim, pela análise da forma de onda captada pelo sistema é possível verificar se alguma etapa de atividade do coração está deficiente.

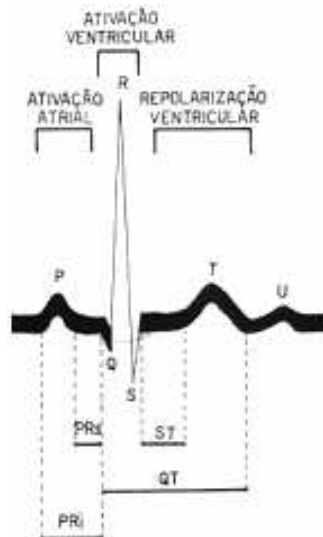


Figura 2.3: sinal de ECG com suas ondas identificadas. [8]

b) Os Sensores

A diferença de potencial que provoca a corrente elétrica pode ser medida utilizando-se eletródios. Chama-se de derivação, a combinação de eletródios e seus fios, formando um circuito completo com o sistema de aquisição. Cada derivação fornece um ângulo diferente da atividade elétrica do coração, fornecendo um traçado diferente. A escolha de uma derivação pode ser importante porque anormalidades do músculo cardíaco podem estar mais evidentes em uma derivação e quase não aparecer no traçado de uma outra. [8]

No desenvolvimento desse projeto foi considerada a derivação fornecida pelo triângulo de Einthoven, como mostra a figura 2.4.

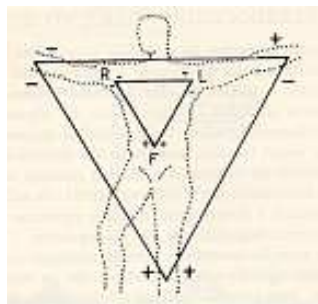


Figura 2.4: triângulo de Einthoven mostrando as derivações. [8]

Esse esquema considera que a soma vetorial da atividade elétrica do coração tem sua origem no centro de um triângulo equilátero que possui vértices

localizados nos ombros e na região pubiana. Assim, por praticidade, os sensores são colocados na região dos braços e na perna direita.

O sensor utilizado para a aquisição do sinal de ECG pode ser visto na figura 2.5.



Figura 2.5: sensor de ECG. [30]

Este tipo de sensor possui um gel que adere à pele e conduz o sinal elétrico, permitindo assim a medição. O único cuidado necessário é limpar a pele retirando todo tipo de sujeira e gordura a fim de permitir uma maior aderência do sensor, evitando mau contato.

c) O Circuito

O hardware responsável pela aquisição do sinal de ECG está representado na figura 2.6.

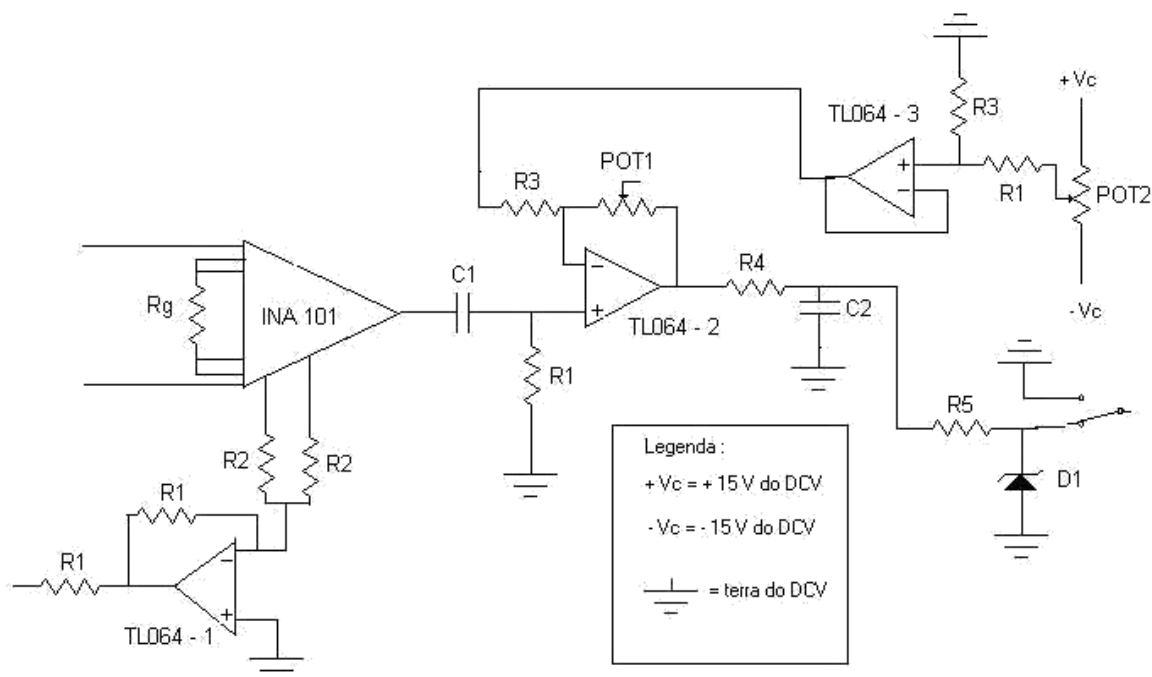


Figura 2.6: circuito de aquisição do ECG.

Observe que este módulo pode ser dividido em cinco estágios com funções bem definidas:

- amplificador de instrumentação

Esse primeiro estágio é responsável por fornecer o primeiro ganho ao sinal de ECG captado pelos sensores ligados ao paciente. Como o sinal de ECG tem em torno de 1mV de amplitude, é necessário que essa primeira amplificação seja o mais imune ao ruído externo possível e por isso foi escolhido um amplificador de instrumentação INA101G para executá-lo.

Esse tipo de amplificador tem características que o tornam ideal para o trabalho com sinais de baixa amplitude e a principal delas é que ele é um amplificador diferencial, o que significa dizer que é amplificada a diferença de potencial existente em sua entrada, de modo que o ruído externo, que na teoria é quase igual nos dois pinos de entrada, deve ser eliminado quase que totalmente, característica chamada de rejeição de modo comum.

Na prática observa-se que o ruído não é eliminado totalmente porque existem considerações que fazem com que o ruído presente nas duas entradas não seja igual, como tamanho de cabos diferentes, por exemplo.

Para esse amplificador de instrumentação o ganho é dado pela equação 2.1:

$$G = 1 + \frac{40K\Omega}{R_G} \quad (2.1)$$

Escolhendo o valor de R_G igual a $4K\Omega$, tem-se um ganho no primeiro estágio de 11.

Ainda existe a parte do circuito que procura colocar o paciente no mesmo potencial do circuito, que corresponde ao amplificador TL064 – 1 e os resistores $R1$ de $1M\Omega$ e $R2$ de $22K\Omega$.

Essa configuração é adotada porque quando uma diferença de potencial é captada por um amplificador diferencial, é bom que o corpo em que se mede a diferença de potencial esteja aterrado, ou então, esteja no mesmo potencial que o de referência do amplificador. Com isso, os potenciais de modo comum são reduzidos, fazendo com que haja menor ruído na saída.

Nos sistemas antigos, o paciente era conectado diretamente ao terra. Com o tempo, notou-se que esse procedimento apresentava um perigo, pois caso haja conexão do paciente a um potencial, o fato de ele estar conectado ao terra criaria um

caminho para passagem de corrente que poderia colocá-lo em risco e para resolver esse problema, costumava-se incluir um fusível no fio que conectava o paciente ao terra.

Nos circuitos modernos, em geral os pacientes não são mais aterrados. Ao invés disso, o potencial do paciente é trazido para o potencial do amplificador. Isso é feito pelo circuito da perna direita (driven right leg). Nesse método, dois resistores permitem a medida da tensão de modo comum entre dois eletrodos. Essa tensão é usada para alimentar um amplificador inversor, que aplica ou retira corrente ao corpo do paciente. Essa corrente que é aplicada ou retirada traz, devido ao efeito de realimentação negativa que ocorre, o potencial do paciente para o mesmo potencial do amplificador. Em geral, para limitar a corrente que é injetada ou retirada do paciente, usa-se um resistor de alto valor.

Esse circuito apresenta duas vantagens. A primeira é que, quando ocorre um contato indevido do indivíduo com um potencial muito alto, o amplificador operacional do circuito de perna direita satura, causando, efetivamente, a interrupção do efeito de aterramento, prevenindo assim choques elétricos. Outra vantagem se relaciona com a impedância dos eletrodos. Quando o paciente é aterrado na maneira tradicional, há uma impedância entre o fio e o paciente, causada pela resistência da interface entre o eletrodo e o paciente. Essa resistência pode criar algum potencial de modo comum. Com o circuito da perna direita, há um efeito de realimentação negativa, e esse efeito reduz efetivamente a impedância de contato entre o eletrodo e a pele, reduzindo efetivamente a impedância da pele, o que significa que esse circuito pode permitir uma captação de melhor qualidade.

- filtro passa-altas

Esse estágio corresponde a um filtro de acoplamento, que tem a função de retirar a componente DC do sinal de entrada com o objetivo de evitar a saturação dos estágios amplificadores seguintes.

A função de transferência desse filtro é bastante simples e é dada pela equação 2.2.

$$H(s) = \frac{sR_1C_2}{1 + sR_1C_2} \quad (2.2)$$

Com os valores de resistor e capacitor de $R_1 = 1M\Omega$ e $C_2 = 2.2\mu F$ respectivamente, tem-se uma frequência de corte de 0.07 Hz, como mostrado na equação 2.3, sendo que a resposta do filtro pode ser vista na figura 2.7 .

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} = 0.07234 Hz \quad (2.3)$$

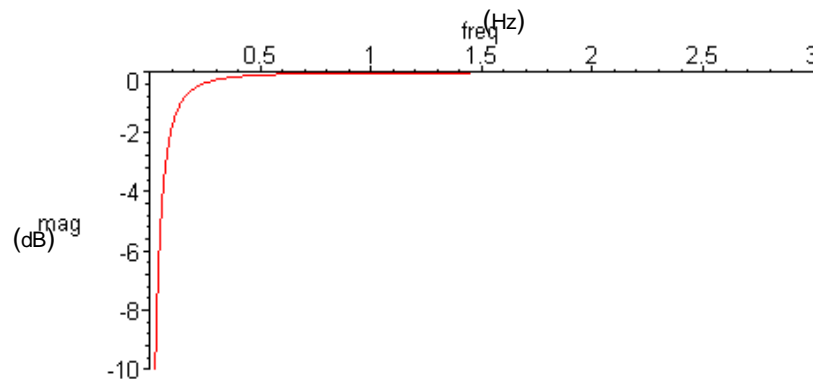


Figura 2.7: resposta de amplitude do filtro passa-altas implementado.

- amplificador operacional de ganho variável

Em seguida vem um estágio de amplificação com o ganho variável por meio de um potenciômetro, cujo objetivo é permitir que a amplitude do sinal de saída possa ser variada de forma rápida e simples.

A saída desse amplificador é dada pela equação 2.4 e com os valores utilizados é possível alcançar uma faixa de ganho que varia entre 1 e 101, uma vez que o potenciômetro utilizado varia de 0 a 100 K Ω e o resistor na entrada é de $R_3 = 1K\Omega$.

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{POT_1}{R_3}\right) - V_{offset} \left(\frac{POT_1}{R_3}\right) \quad (2.4)$$

Observe que neste estágio amplificador também existe um controlador de offset que permite que o sinal seja ajustado para dentro da escala de trabalho do circuito, ou seja, com valores sempre maiores que zero. Esse controlador consiste em um divisor de tensão controlado por um potenciômetro de valor igual a 100 K Ω . Ele é alimentado nas extremidades com +/- 15 V, gerando uma tensão entre esses dois extremos, de acordo com o ajuste do potenciômetro, para servir como offset. Entretanto, depois é feita uma divisão de tensão entre R_1 de 1 K Ω e R_3 de 1M Ω , fornecendo então um offset de +/- 0.15 mV nos extremos.

Esse offset, indicado na equação 2.4 pela variável V_{offset} , depois é submetido ao ganho do estágio amplificador.

Para realizar esse estágio de amplificação do sinal, foi escolhido o amplificador operacional TL064 porque ele apresenta um baixo consumo de potência, alta impedância de entrada, grande largura de banda e pequena corrente de fuga.

- filtro passa-baixas

Como o sinal analógico será amostrado pelo microcontrolador, foi colocado um filtro passa-baixas na saída com o intuito de funcionar como um filtro anti-aliasing, minimizando a influência das componentes de frequência acima da banda passante do sistema que será de 155 Hz, como será explicado quando se falar da parte digital.

Esse filtro ainda ajuda a minimizar nem que seja um pouco o ruído causado pela interferência do campo elétrico resultante da oscilação de 60 Hz da rede elétrica da sala onde o exame é realizado.

A função de transferência desse filtro é dada pela equação 2.5 e com os componentes utilizados de 0.33 uF e 10 K Ω chega-se a uma frequência de corte de 48.22 Hz.

$$H(s) = \frac{1}{1 + sR_4C_3} \quad (2.5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_3} = 48.22 \text{ Hz}$$

Observa-se pela figura 2.8, onde está representada a característica em frequência do filtro implementado, que a atenuação imposta à componente de 60 Hz e suas harmônicas não é grande, mas já é possível limpar um pouco o sinal. Não seria possível imprimir uma atenuação maior porque algumas componentes do sinal de ECG poderiam ser afetadas.

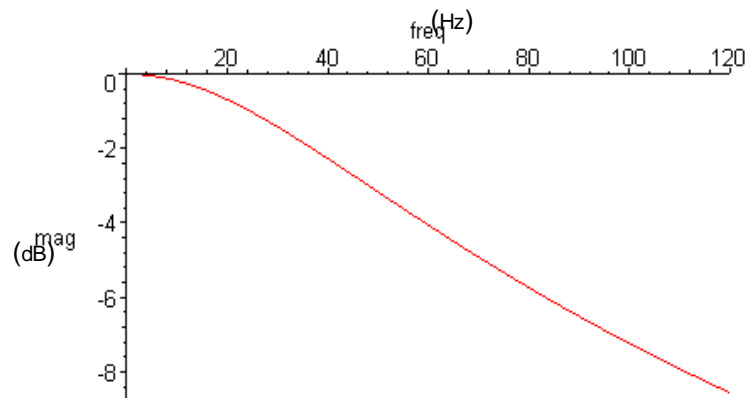


Figura 2.8: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

- circuito limitador de tensão

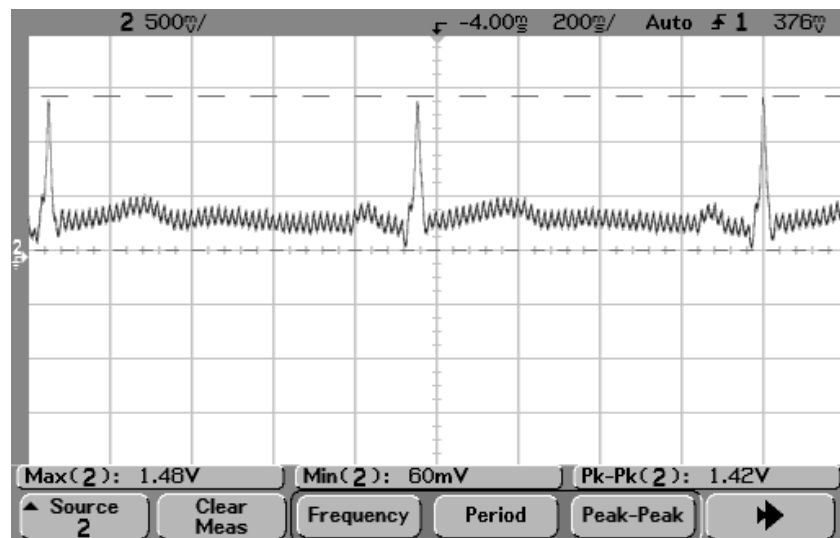
Esse circuito foi colocado para evitar que uma tensão muito grande esteja na saída o que poderia queimar a entrada do conversor A/D do MSP430. Isso poderia acontecer, por exemplo, se o usuário usasse o circuito de offset exageradamente, fornecendo um grande ganho na componente DC do sinal de saída.

Então foi colocado um resistor R5 de 100Ω para realizar uma queda de tensão e um diodo Zener de tensão 3.3 V. Assim, se a tensão de saída for maior que isso, o diodo limita a saída e se for menor ele fica aberto e não influencia no sinal. Com isso é possível evitar que tensões muito grandes cheguem à entrada do MSP.

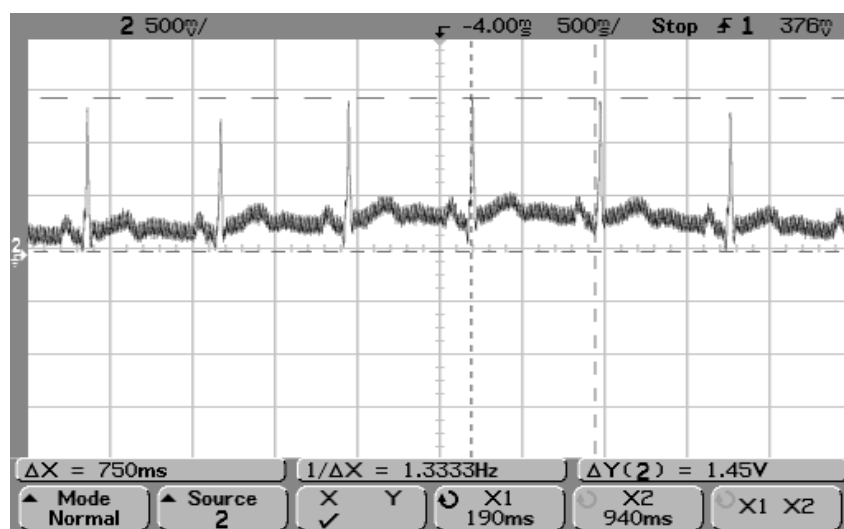
Além disso, existe uma chave que pode ser usada para desligar o canal quando ele não estiver sendo utilizado, jogando o terra para saída.

- exemplos de sinais

Com o circuito de aquisição desenvolvido foi possível captar algumas amostras de sinais no laboratório de Eletrônica da Universidade de Brasília, como as mostradas na figura 2.9.



a) sinal de ECG com escala de 2 s.



b) sinal de ECG com escala de 5 s.

Figura 2.9: exemplos de sinais de ECG adquiridos com o circuito mostrados no osciloscópio.

Esses sinais foram observados com um osciloscópio digital e neles é possível verificar ainda a presença de ruído que distorce o sinal, mas já é possível verificar todas as ondas que formam um sinal de ECG.

2.2.2) Sinal de Resistência Galvânica da Pele

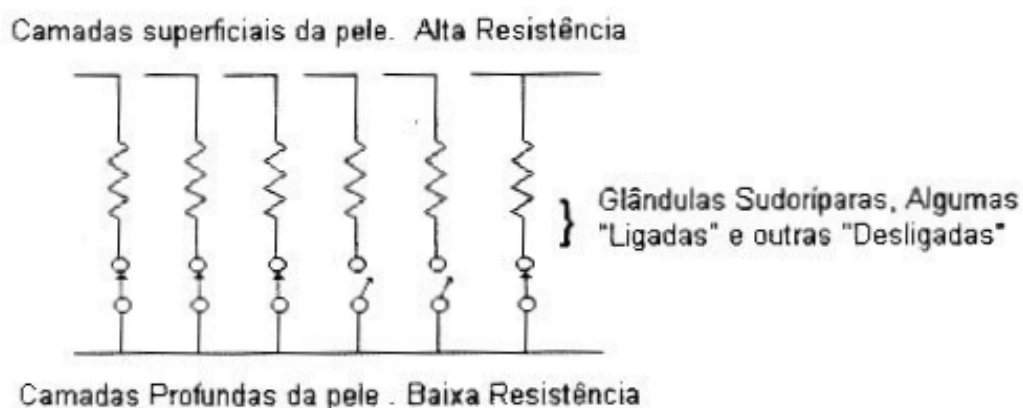
a) Descrição Teórica

Uma outra fonte de informações para a análise do sistema nervoso é a chamada resistência galvânica da pele ou GSR – também conhecida como reação eletro-dérmica da pele – que é a medida da condutância da pele entre dois eletrodos. Esse parâmetro geralmente é adquirido aplicando-se uma pequena corrente através de dois eletrodos conectados aos dedos e verificando-se a resposta através da mudança da condutância ao longo do tempo.

Essa variação da condutância da pele é função da atividade das glândulas sudoríparas e do tamanho dos poros da pele. Um aumento da condutividade, por exemplo, pode ser causado pelo aumento da umidade da pele, pela atividade de secreção das glândulas sudoríparas ou até mesmo pelo conjunto desses fatores, que são provocados pela atuação do ramo simpático do sistema nervoso.

Devido às características mostradas no parágrafo anterior, pode-se perceber que a resistência galvânica da pele funciona também como um medidor do nível de estresse ou um detector de mentiras, já que quanto mais relaxado, mais a pele estará seca e, portanto, maior a resistência e vice-versa. [29]

Tanto a palma da mão como seu torso possuem cerca de 2000 glândulas sudoríparas por centímetro quadrado e cada uma delas pode ser considerada como um circuito elétrico separado, que vai desde a superfície da pele, que normalmente apresenta alta resistência, até as camadas mais profundas, que são mais condutoras de eletricidade, como pode ser visto na representação gráfica da figura 2.10. [12]



2.10: representação gráfica da resistência galvânica da pele. [12]

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, se a resistência aumentar, a corrente irá diminuir na mesma proporção. Observe no esquema gráfico mostrado anteriormente que, à medida que mais glândulas são ativadas, um maior número de circuitos condutores são ligados em paralelo e conseqüentemente, a resistência diminui.

Dessa maneira, analisando a variação da resistência da pele é possível verificar a atuação do sistema nervoso em pacientes submetidos às mais diversas situações de estresse ou de relaxamento.

Vale ressaltar que a resistência galvânica da pele de um paciente não possui um valor absoluto que pode ser comparado com outras pessoas, mas sim com ele mesmo. Por isso para esse sinal biomédico, o que importa não é o valor absoluto e sim a variação ao longo do tempo.

b) Os Sensores

Para realizar a medida da resistência galvânica da pele, dois sensores metálicos são conectados no dedo médio e no indicador da mesma mão que deve ser bem lavada antes da aquisição do sinal a fim de retirar camadas de gordura ou sujeira que podem afetar as medidas.

Para o projeto, os sensores foram construídos pelos próprios desenvolvedores, utilizando um pequeno pedaço de fita, velcro e botões metálicos. O objetivo era criar um sensor para ser colocado na ponta dos dedos de modo que o botão metálico ficasse em contato com a pele, a fim de permitir a passagem da corrente. Sensores comerciais com o mesmo princípio de funcionamento podem ser vistos na figura 2.11.



Figura 2.11: sensores para aquisição da resistência galvânica da pele.

Vale ressaltar que em qualquer lugar que os sensores fossem colocados em contato com a superfície da pele seria possível medir a variação da resistência.

c) O Circuito

O circuito utilizado para medir a variação da resistência galvânica da pele pode ser visto na figura 2.12.

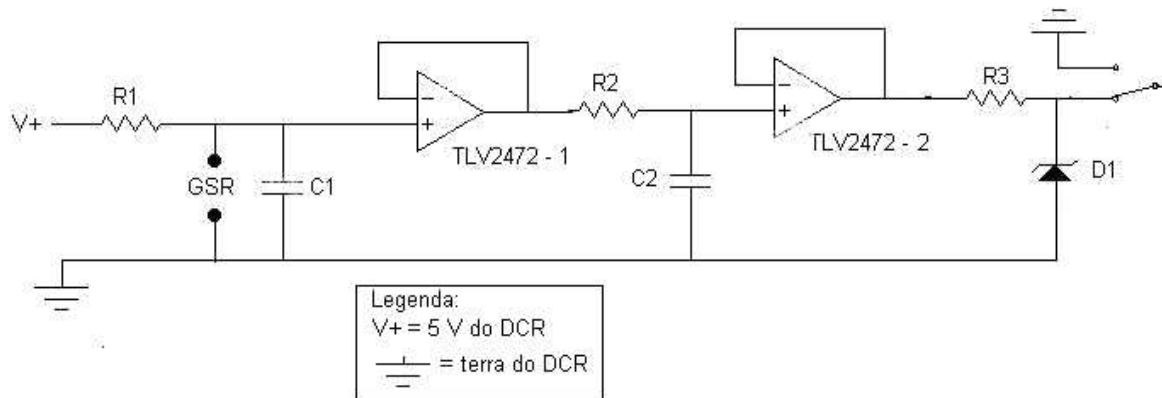


Figura 2.12: circuito para aquisição da resistência galvânica da pele.

Na referência bibliográfica [12] foi possível verificar que a faixa de resistência da pele no ser humano varia entre 50 K Ω e 2700 K Ω , valores encontrados experimentalmente através da coleta de amostras com pessoas de diferentes sexos e idade resultando na tabela 2.1. Os resultados da pesquisa podem ser comprovados na figura 2.13, retirada de [26], onde é medida a condutância da pele (que corresponde ao inverso da resistência) de um paciente por 30 minutos e os valores dos extremos estão coerentes com a tabela 2.1.

Tabela 2.1: amostras experimentais de resistência galvânica da pele.

| Amostra | GSR(K Ω) | Amostra | GSR(K Ω) | Amostra | GSR(K Ω) | Amostra | GSR(K Ω) |
|---------|------------------|---------|------------------|---------|------------------|---------|------------------|
| 1 | 100 | 6 | 425 | 11 | 700 | 16 | 650 |
| 2 | 115 | 7 | 900 | 12 | 1300 | 17 | 800 |
| 3 | 150 | 8 | 620 | 13 | 800 | 18 | 1000 |
| 4 | 405 | 9 | 230 | 14 | 100 | 19 | 1550 |
| 5 | 200 | 10 | 235 | 15 | 590 | 20 | 725 |

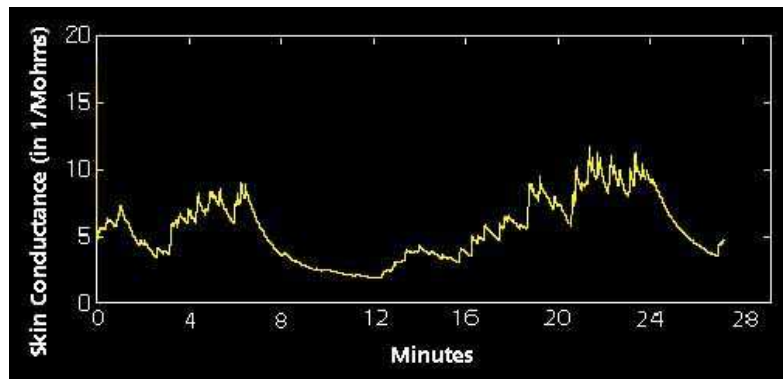


Figura 2.13: faixa da condutância da pele.

Com isso foi possível definir os extremos de funcionamento do circuito e assim calcular os valores dos componentes que compõe o projeto. O circuito pode ser dividido em quatro estágios como explicado a seguir.

- divisor de tensão

Esta primeira etapa é a responsável pela medida da resistência galvânica da pele propriamente dita. Um tensão de entrada de 5 V sofre uma divisão de tensão entre um resistor conhecido de 2.7 M Ω , valor máximo de resistência que a pele pode alcançar de acordo com as referências bibliográficas citadas anteriormente.

Assim, para o valor máximo, a saída será de 2.5 V e para o outro extremo será aproximadamente 0, ocupando toda a faixa dinâmica do conversor A/D do MSP.

Realizando as medidas para altos valores de resistência da pele, observou-se que havia uma grande variação da tensão de saída, o que foi atribuído ao ruído provocado pela alta impedância de entrada que funcionava como uma antena que captava ruídos de alta frequência. A fim de evitar essas distorções, foi colocado um capacitor em paralelo com a resistência da pele de 0.1 uF, fazendo com que o circuito se comportasse como um filtro passa-baixas o que praticamente eliminou as variações na saída para um valor constante de resistência da pele.

A resposta deste circuito pode ser representada pela equação 2.6:

$$GSR = \frac{2700 \times V_0}{5 - V_0} \quad (2.6)$$

onde a resistência galvânica é dada em K Ω .

Na figura 2.14 está a representação gráfica da resposta do circuito.

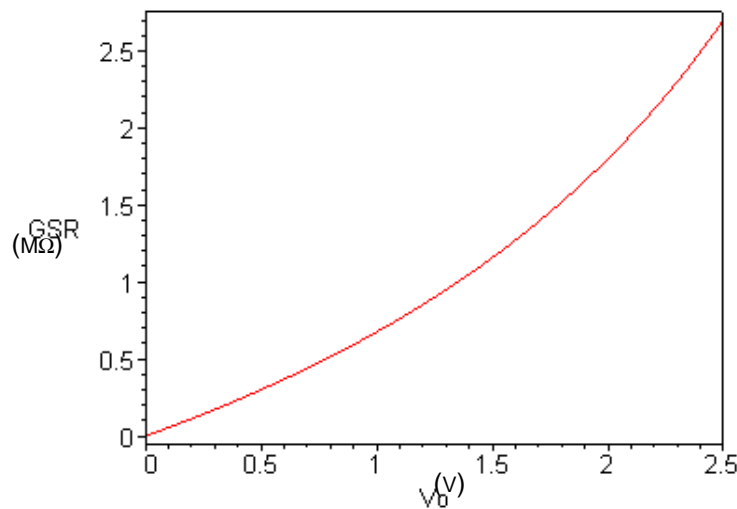


Figura 2.14: resposta do circuito de aquisição da resistência galvânica da pele.

Vale lembrar que no caso da resistência galvânica da pele, o valor absoluto nem é tão importante, uma vez que dependendo de onde for realizada a medida ele pode ser diferente. Na verdade o que está sendo avaliado nesta medida é a variação da resistência galvânica, ou seja, como ela está se modificando ao longo do tempo.

- buffers

A fim de evitar o carregamento do circuito foi necessário criar buffers de tensão utilizando o amplificador operacional TL2472. Este CI possui dois amplificadores e tem a grande vantagem de não necessitar de uma alimentação simétrica, além de ser também de baixo consumo.

Com o buffer de entrada, a impedância de entrada vista pela tensão de alimentação é idealmente infinita e com o buffer de saída a baixa impedância de saída isola o circuito da carga, evitando assim a perda de potência do sinal.

- filtro passa-baixas

Assim como foi explicado para a aquisição do sinal de ECG, aqui também existe a necessidade de se colocar um filtro anti-aliasing que ainda possa ajudar a minimizar a grande influência do sinal de 60 Hz da rede elétrica. Foi colocado então um filtro passa-baixas com os valores de capacitância e resistência de 2.2 μF e 10 $K\Omega$, respectivamente.

Suas características podem ser vistas pela equação 2.7.

$$H(s) = \frac{1}{1 + sR_2C_2} \quad (2.7)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = 7.234 \text{ Hz}$$

Como o sinal de resistência galvânica possui grande inércia, a frequência de corte do filtro pode ser bastante baixa, sem distorcer o sinal captado e retirando uma maior parte do ruído de 60 Hz e as componentes de frequência acima da banda passante.

A resposta em frequência deste filtro pode ser visto na figura 2.15.

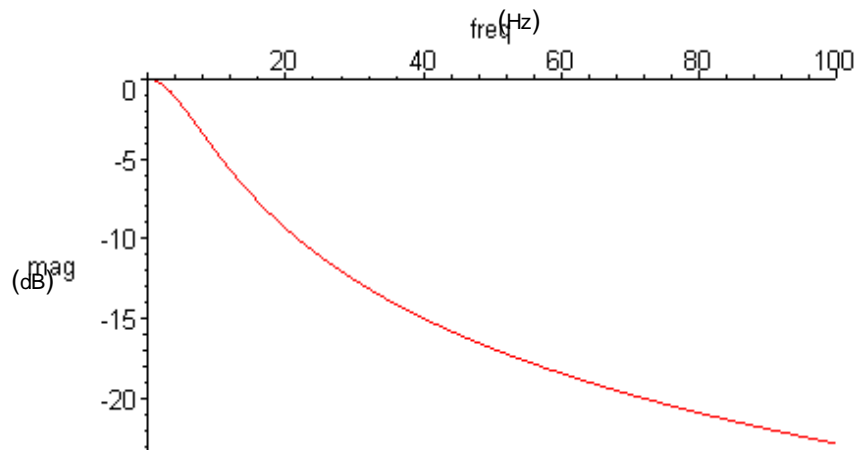


Figura 2.15: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

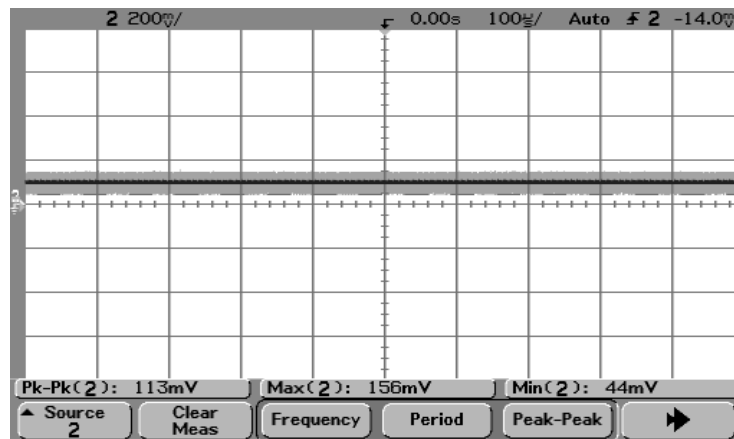
- circuito limitador de tensão

Da mesma maneira como foi colocado na análise do circuito de aquisição de ECG, fez-se necessário utilizar um circuito limitador de tensão a fim de evitar que a saída provocasse algum dano ao conversor A/D do MSP. Seu funcionamento e parâmetros são os mesmos explicados anteriormente.

Além disso, aqui também existe a chave que pode desligar o canal jogando o terra na saída.

➤ exemplos de sinais

Com esse circuito foi possível adquirir alguns sinais através do osciloscópio, como pode ser visto na figura 2.16.



a) exemplo de resistência galvânica 1.



b) exemplo de resistência galvânica 2.

Figura 2.16: exemplos de sinais de GSR adquiridos com o circuito mostrados no osciloscópio.

Utilizando a equação 2.6 pode-se calcular para o sinal adquirido na figura 2.16-a uma resistência galvânica de 86.95 K Ω e para o da figura 2.16-b, de 341.91 K Ω . Considerando que as medidas foram realizadas em uma mesma pessoa e em uma única consulta (mesmas condições de clima, de limpeza da pele, de posicionamento dos sensores), isso poderia sugerir que na primeira aquisição o paciente estava mais tenso, o que poderia levar a uma maior atividade das glândulas sudoríparas da pele e a conseqüente diminuição da resistência.

Observe a característica inercial do sinal de resistência galvânica da pele.

2.2.3) Sinal de Temperatura

a) Descrição Teórica

Apesar de a temperatura central do organismo se manter praticamente constante, com variações da ordem de $\pm 0.6^{\circ}\text{C}$, a temperatura cutânea varia com a temperatura ambiente, como mostra a figura 2.17. [7]

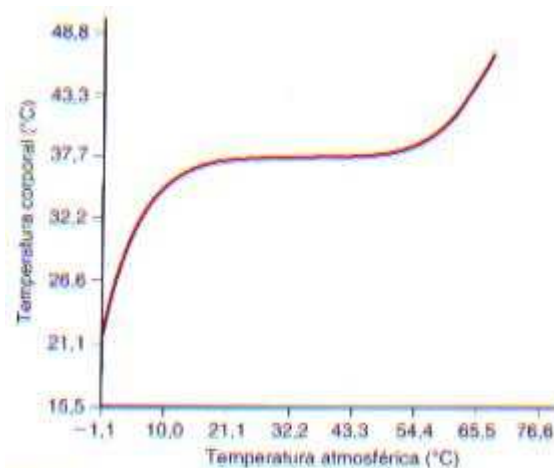


Figura 2.17: variação da temperatura corporal em função da temperatura atmosférica. [7]

Também conhecido como feedback termal, a análise do sinal de temperatura do organismo está, entre outras coisas, mensurando o fluxo sanguíneo na pele. Quando os pequenos vasos na pele se dilatam, o fluxo sanguíneo e a temperatura aumentam, e quando esses vasos se contraem, o fluxo sanguíneo e a temperatura diminuem. Os vasos nos dedos são particularmente sensíveis ao stress (vasoconstrição) e relaxamento (vasodilatação). Desta maneira o feedback de temperatura dos dedos é uma ferramenta útil em treinamento de relaxamento, uma vez que quando os músculos estão contraídos e a pessoa está tensa, a temperatura diminui porque menos sangue alcança os dedos. É por isso que quando estamos nervosos com alguma situação temos a sensação de que as mãos estão frias. [7]

Além disso, existem estudos que relacionam as diferenças das temperaturas obtidas do lado direito e do lado esquerdo do corpo com a atividade cerebral do paciente.

A capacidade de regular a temperatura corporal é exercida pelo hipotálamo que é informado sobre a temperatura corporal não só por termorreceptores periféricos, mas principalmente por neurônios localizados no hipotálamo anterior que funcionam

também como termorreceptores. Dessa forma, o hipotálamo funciona como um termostato capaz de detectar variações de temperatura no sangue que por ele passa e ativar os mecanismos de perda ou de conservação do calor necessários à manutenção da temperatura normal. Esses mecanismos são ativados em dois centros separados, o de perda de calor (hipotálamo anterior) que desencadeia fenômenos de vasodilatação e sudorese e o de conservação de calor (hipotálamo posterior), responsável pela vasoconstrição periférica e tremores musculares ou calafrios. [7]

Como curiosidade, uma lesão no centro de perda de calor do hipotálamo em consequência de traumatismos cranianos, por exemplo, pode causar uma elevação incontrolável da temperatura chamada de febre central que quase sempre é fatal. [7]

A figura 2.18 mostra algumas faixas de temperatura de um ser humano submetido a diferentes situações.



Figura 2.18: faixas de temperatura do organismo humano em diferentes situações. [7]

b) Os Sensores

Para realizar a medição da temperatura cutânea foi utilizado um termistor, dispositivo que tem como característica alterar sua resistência em função da temperatura a que está submetido.

Para este projeto utilizou-se um termistor do tipo NTC – Negative Temperature Coefficient – de 10 K Ω a uma temperatura de 25 °C, que tem como característica a diminuição da resistência com o aumento da temperatura. Esse

fenômeno ocorre porque ele é formado por materiais semicondutores e com o aumento da temperatura, ou seja,

da energia, boa parte dos elétrons da camada de valência é liberada, aumentando a condutividade do material, ou seja, diminuindo a resistência.

A foto do termistor utilizado pode ser vista na figura 2.19.



Figura 2.19: termistores NTC utilizados no projeto.

Utilizando os recursos do laboratório de Física da UnB foi possível estimar como seria a curva da temperatura em função da resistência. Em um recipiente com água foi colocado um termopar e o termistor, que tinha sua resistência medida por um multímetro. A água então foi sendo esquentada e para um determinado valor de temperatura a resistência correspondente era anotada. O procedimento foi repetido várias vezes e calculando-se a média aritmética entre as várias amostras obtidas para cada temperatura, a tabela 2.2 foi construída.

Tabela 2.2: valores de resistência para dadas temperaturas.

| Temperatura (°C) | Resistência (Ω) | Temperatura (°C) | Resistência (Ω) |
|------------------|-----------------|------------------|-----------------|
| 35 | 5779,0 | 65 | 1810,7 |
| 40 | 4820,9 | 70 | 1568,5 |
| 45 | 3842,2 | 75 | 1287,2 |
| 50 | 3247,5 | 80 | 1098,9 |
| 55 | 2658,2 | 85 | 929,9 |
| 60 | 2181,9 | 90 | 893,3 |

Para um cálculo mais preciso, foi medida a resistência da água utilizada para os testes e observou que independente de sua temperatura o valor obtido era de aproximadamente 172 KΩ. Assim, os valores da tabela já levam em consideração essa correção. Para chegar aos valores finais, foi realizado um cálculo de resistência em paralelo envolvendo o valor lido no multímetro e o valor da resistência da água citado, gerando os valores finais da tabela, conforme a equação 2.8.

$$R_{lido} = \frac{R_{\text{água}} \times R_{\text{termistor}}}{R_{\text{água}} + R_{\text{termistor}}} \rightarrow R_{\text{termistor}} = \frac{R_{\text{água}} \times R_{lido}}{R_{\text{água}} - R_{lido}} \quad (2.8)$$

Sabe-se que a função que caracteriza a resposta de resistência de qualquer termistor de acordo com a temperatura é a chamada equação de Steinhart-Hart que é representada na equação 2.9.

$$T = \frac{1}{\alpha + \beta \times \ln(R) + \varphi \times \ln(R)^3} - 273.15 \quad (2.9)$$

onde T é a temperatura em °C, R é a resistência em Ω e α, β e φ são coeficientes.

Utilizando o software *Origin* foi possível estimar os valores dos parâmetros da equação acima através dos pontos adquiridos experimentalmente, como pode ser visto na figura 2.20.

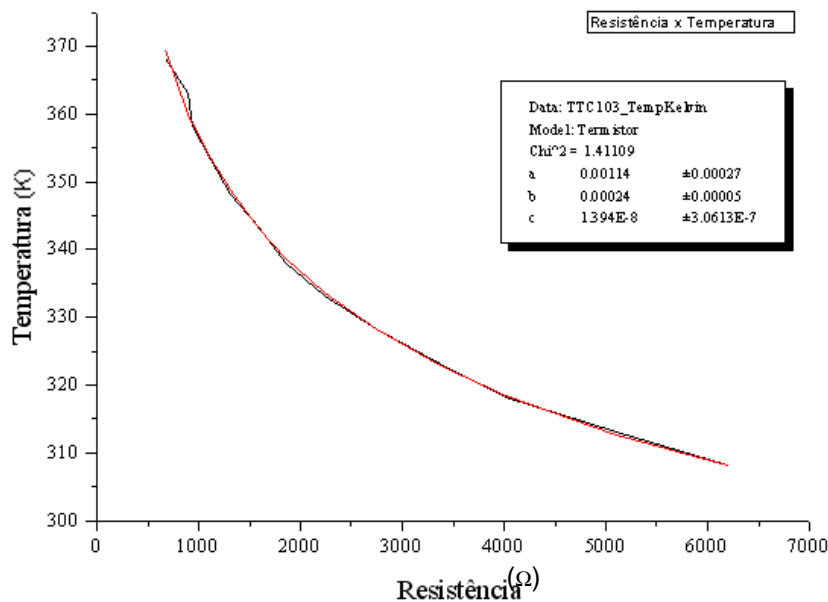


Figura 2.20: aproximação da função de Steinhart-Hart.

Assim tornou-se possível fazer a conversão de resistência para temperatura bastando substituir os valores na equação 2.9.

c) O Circuito

O circuito utilizado para medir a variação da temperatura cutânea pode ser visto na figura 2.21 e foi retirado da referência bibliográfica [10].

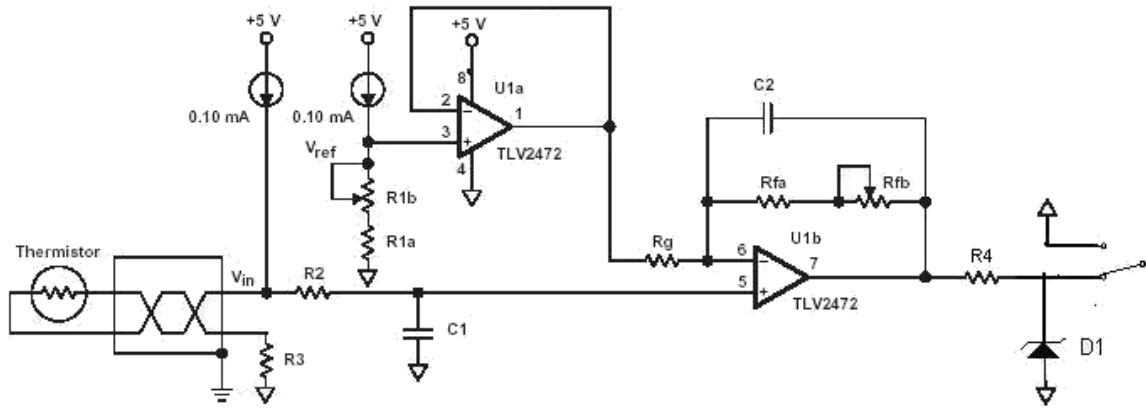


Figura 2.21: circuito de aquisição da temperatura.

Foi adotada como faixa dinâmica de trabalho do circuito o intervalo entre 30°C e 50°C, o que já mediria grande parte das temperaturas cutâneas possíveis de acordo com a figura 2.18. Assim, de posse da equação 2.9, foi possível calcular os dois valores de resistência do termistor para as temperaturas citadas como sendo de 7730Ω e 3330Ω, respectivamente.

Utilizando a planilha fornecida na referência [10] foi então possível calcular os valores dos componentes a serem utilizados para a faixa de tensão desejada, que é de 0 a 2.5V (faixa dinâmica do conversor A/D do MSP430). A planilha se encontra no anexo C já com os valores utilizados para o projeto. Assim, os potenciômetros foram ajustados de modo a fornecer na saída o valor experimental de 0.330 V para a temperatura de 50°C e de 2.52 V para 30°C.

Como a função da tensão em relação à resistência é linear, pode-se dizer que ela é da forma mostrada na equação 2.10:

$$R = a \times \text{tensao} + b \quad (2.10)$$

Os valores dos coeficientes $a = 2009$ e $b = 2667$ foram calculados por meio de um sistema linear de duas equações e duas incógnitas e para isso foram utilizados os pontos de tensão e resistência citados anteriormente e o software Maple VII.

O circuito pode ser dividido em 5 estágios que serão explicados a seguir.

- fonte de corrente

Para medir a resistência do termistor, uma fonte de corrente regulada é utilizada, fornecendo 100 μA , de modo que a tensão sobre ele então é medida através da lei de Ohm.

A escolha de se utilizar a fonte de corrente ao invés do divisor de tensão clássico é porque esse circuito exige uma boa precisão, que é alcançada melhor com essa configuração. Além disso, sabe-se que, no caso de se usar o divisor de tensão, a corrente que passa pelo resistor varia de acordo com a resistência e para valores baixos, ela seria muito alta, o que poderia provocar o aquecimento do termistor e uma possível queimadura do paciente.

Para a fonte de corrente foi escolhido o CI REF200 que possui duas fontes, justamente o necessário para a implementação do circuito, uma vez que uma segunda fonte de corrente é utilizada para estabelecer a tensão de offset da saída.

- filtro passa-baixas

Para agir como um filtro anti-aliasing e ainda minimizar a interferência do ruído de 60Hz da rede elétrica no sinal de saída foi criado um filtro assim como explicado para os circuitos de aquisição anteriores. Os valores de capacitância e resistência utilizados foram de 1.1 μF e 10 $\text{K}\Omega$, respectivamente.

A função de transferência do filtro e a frequência de corte resultante podem ser vistas na equação 2.11.

$$H(s) = \frac{1}{1 + sR_2C_1} \quad (2.11)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2C_1} = 14.46\text{Hz}$$

Na figura 2.22 está a representação da resposta em frequência do filtro construído neste estágio.

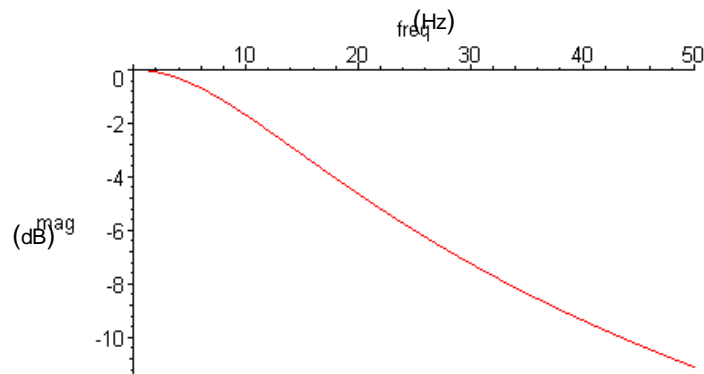


Figura 2.22: resposta em freqüência do filtro passa-baixas implementado.

- ajuste de offset

A fim de permitir o ajuste do offset na saída para a melhor calibração do circuito para as temperaturas de interesse, existe um estágio responsável por gerar uma tensão de referência para a saída.

Esse estágio é constituído de uma outra fonte de corrente de 100 uA em série com um potenciômetro $R1b$ e com o resistor $R1a$ de 6.8 K Ω . Ajustando o potenciômetro é possível variar a tensão que chega na entrada do amplificador operacional usado como buffer e que dará origem à tensão de referência da saída.

Depois de calibrado o circuito, o potenciômetro foi substituído por um resistor de 470 Ω , o que gerou uma tensão de referência de 0.727 V, como mostrado na equação 2.12.

$$V = R \times I = (6800 + 470) \times 100 \times 10^{-6} = 0.727V \quad (2.12)$$

O buffer é utilizado a fim de aumentar a impedância de entrada com relação a de saída, evitando assim o carregamento de saída e a perda de potência como explicado para o caso do circuito de aquisição da resistência galvânica da pele.

Como amplificador, foi utilizado o CI TLV2472 da Texas que tem como principais características o fato de ser de baixo consumo e de não necessitar de uma alimentação simétrica, sendo alimentado com 0V e 5V, assim como a maioria dos componentes do circuito, facilitando a implementação.

- estágio amplificador com filtro

Para amplificar o sinal de entrada a fim de utilizar toda a faixa dinâmica do conversor A/D, foi implementado um estágio amplificador não-inversor. Sua função de transferência pode ser vista na equação 2.13.

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) - V_{offset} \left(\frac{R_F}{R_G}\right) \quad (2.13)$$

onde R_F é o conjunto formado pelo resistor R_{fa} de 100 K Ω e pelo potenciômetro. O valor de R_G é de 27 K Ω . O potenciômetro é utilizado para realizar a calibração do circuito e depois ele foi substituído por um resistor de 10 K Ω . O valor de V_{offset} é a referência gerada pelo circuito de offset explicado anteriormente e V_{in} é a tensão sobre o termistor e o resistor $R3$ que estão em série.

Observe pela equação 2.13 que realmente o cálculo da saída poderia ser realizado por meio de um sistema de equações lineares como mostrado na equação 2.10.

Nesse estágio amplificador ainda foi implementado um filtro passa-baixas para retirar qualquer ruído introduzido pelos componentes do circuito através de indução eletromagnética e funcionar ainda como um filtro anti-aliasing.

Com o valor de $C2$ de 0.33 μ F, tem-se as especificações mostradas na equação 2.14.

$$H(s) = \frac{1}{1 + sR_F C_2} \quad (2.14)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_F C_2} = 4.38 \text{ Hz}$$

Como o sinal de entrada possui uma grande inércia, a frequência de corte do filtro pode ser baixa sem afetar o sinal de saída. A resposta em frequência deste filtro está representada na figura 2.23.

(Hz)

(dB)

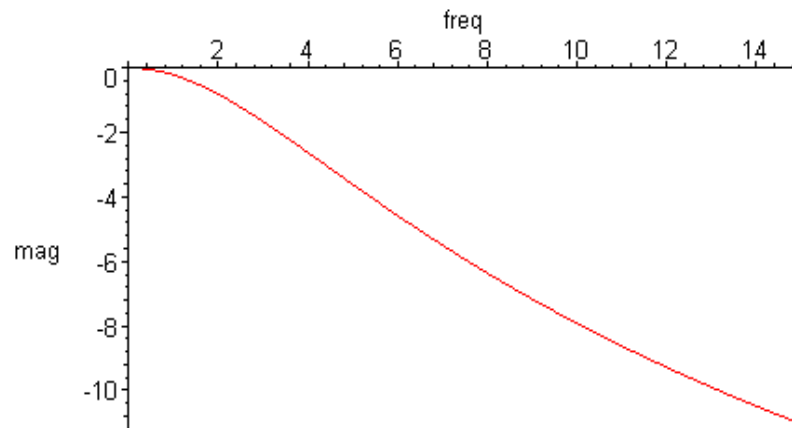


Figura 2.23: resposta em frequência do filtro passa-baixas implementado.

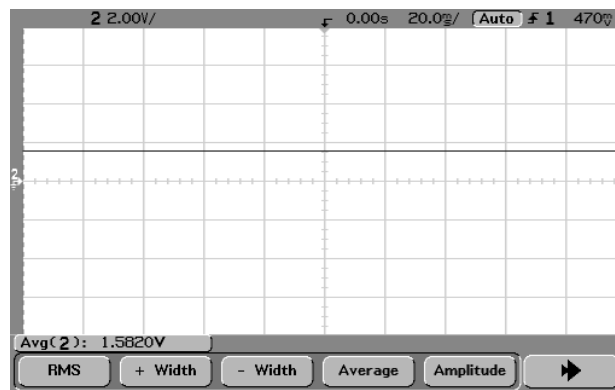
- circuito limitador de tensão

Da mesma maneira como foi colocado na análise dos outros circuitos de aquisição, fez-se necessário utilizar um circuito limitador de tensão a fim de evitar que a saída provocasse algum dano ao conversor A/D do MSP. Seu funcionamento e parâmetros são os mesmos explicados anteriormente.

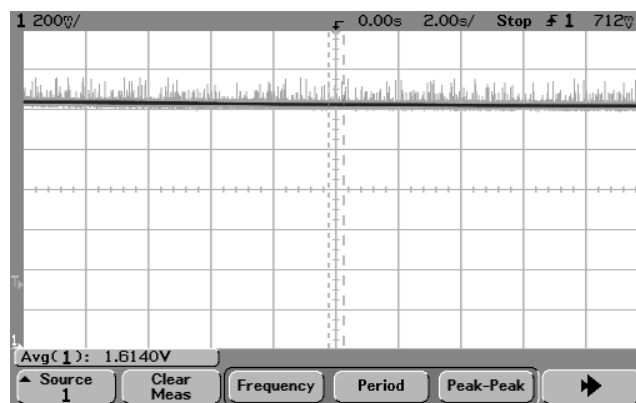
Além disso, aqui também existe a chave que pode desligar o canal jogando o terra na saída.

- exemplo de sinais

Utilizando já esse circuito implementado, foi possível capturar alguns sinais no laboratório de eletrônica, como os mostrados na figura 2.24.



a) sinal de temperatura cutânea com janela de 200 ms.



b) sinal de temperatura cutânea com janela de 10 s.

Figura 2.24: exemplo de sinais de temperatura adquiridos com o circuito mostrados no osciloscópio.

Utilizando a equação 2.10 de conversão de tensão para resistência e a 2.9 de resistência para temperatura, explicadas nos tópicos anteriores, é possível calcular a temperatura equivalente para o sinal da figura 2.24a como sendo de $36.37\text{ }^{\circ}\text{C}$ e para o da figura 2.24b, de $36.12\text{ }^{\circ}\text{C}$. Observe que no segundo caso, a temperatura ainda está alcançando seu valor final, o que pode ser percebido pela inclinação da reta que representa o sinal, pois como o termistor é do tipo NTC, à medida que a temperatura aumenta a resistência e, conseqüentemente, a tensão diminui.

Na figura 2.24-b pode-se ver que como a escala de amplitude é muito pequena, existe um ruído de 60 Hz que será retirado depois através do filtro digital. Observe também a característica inercial do sinal de temperatura cutânea.

2.3) A Parte Digital

Para o projeto do Sistema de Monitoramento Biomédico era necessário haver um hardware digital que fosse simples e que realizasse a digitalização e a transmissão da informação para o PC. Para tal tarefa foi escolhido o microcontrolador MSP430 da Texas Instruments.

O MSP430 entrará entre o *hardware* analógico e o PC, digitalizando os sinais provenientes dos 3 módulos analógicos através do módulo de conversão A/D e transmitindo estes através de uma interface serial através do módulo de USART.

2.3.1) Características Básicas do Microcontrolador

O MSP430 possui uma CPU RISC de 16-bits, com um sistema de clock flexível e periféricos analógicos e digitais, os quais são conectados à CPU por um barramento de endereços (MBA) e um barramento de dados (MDB) em comum, como mostra a figura 2.25. Com uma CPU moderna e com periféricos modulares mapeados em memória, o MSP430 oferece soluções para várias aplicações.

As principais características do MSP430 são:

- Arquitetura de baixíssimo consumo de energia ideal para aplicação com bateria:
 - 0.1 μ A para retenção da RAM
 - 0.8 μ A para clock em tempo real
 - 250 μ A para operar a MIPS
- Alta performance analógica, ideal para medidas de precisão:
 - ADC de 12-bits
 - Sensor de temperatura
 - Gerador de tensão de referência
- CPU RISC de 16-bit
 - Somente 27 instruções e 7 tipos de endereçamento
 - Grande número de registradores
 - Baixo consumo de energia
 - Otimizada para programação de alto nível
 - Grande capacidade de vectored-interrupt
- A Memória flash programável permite mudanças do código, atualizações em campo e registro de dados.

O sistema de clock é construído especificamente para aplicações alimentada por bateria. Um clock auxiliar de baixa frequência (ACLK) pode ser estimulado diretamente por um cristal externo de 32 Khz. Tal sinal pode ser usado para manter a CPU em um estado de stand-by de baixo consumo. Um oscilador digital controlado (DCO) integrado à CPU pode servir de fonte para o clock principal (MCLK), o qual é usado pela CPU e por periféricos de alta velocidade. O DCO fica ativo e estável em menos de 6ms.

- ACLK de baixa frequência – modo de baixo consumo (stand-by)
- DCO de alta frequência – processamento de sinais com alta performance

Ainda há outro sinal de clock, o SMCLK. Este sinal pode ser o sinal MCLK dividido por um fator ou pode ser um sinal independente, alimentado por um cristal externo.

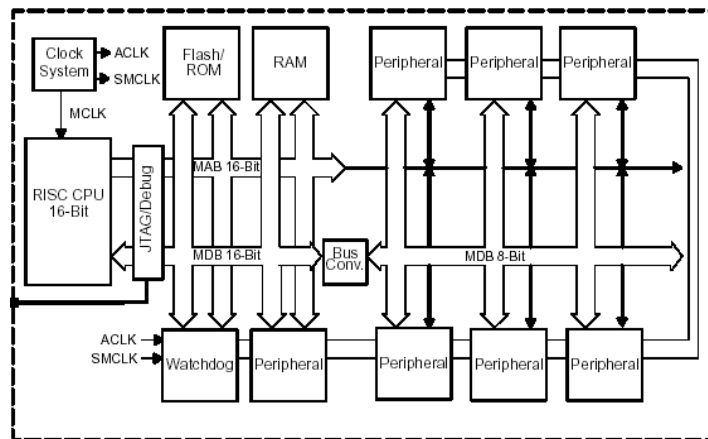


Figura 2.25: arquitetura interna do MSP.

O MSP430 possui um único espaço de memória compartilhado com registradores de funções especiais (SFR), periféricos, RAM e memória flash/ROM, como mostra a figura 2.26. O acesso ao código é sempre feito em endereços pares. Dados podem ser acessados como bytes (8-bits) ou words (16-bits). O espaço de memória comporta até 64 KB.

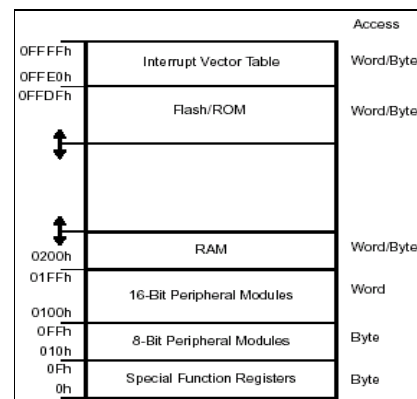


Figura 2.26: espaço de memória do MSP

MSP

2.3.2) Conversor Analógico/ Digital

O módulo ADC12 possui um rápido conversor analógico-digital de 12-bits , um gerador de tensão de referência e 16 registradores que armazenam até 16 amostras independentes, sem a necessidade de intervenção da CPU. Algumas de suas características são:

- Taxa de conversão de até 200 Ksamples por segundo
- Conversor monolítico de 12-bits sem perda de códigos
- Sample-and-hold com tempo de amostragem programável
- Conversão iniciada por software
- Gerador de tensão de referência programável. Gera 1.5 V ou 2.5 V.
- Permite o uso de referências externas e a escolha desta por software
- Oito canais individualmente configuráveis
- Permite a escolha da fonte do sinal de clock via software
- Três modos de conversão: somente um canal, um canal repetidas vezes, seqüência de canais e seqüência repetida de canais.
- 16 registradores para guardar os resultados das conversões.
- Registrador de vetor de interrupção. Permite identificar qual a causa da interrupção gerada pelo ADC12.

O diagrama de blocos do ADC12, com todos os sinais e bits de controle, pode ser visto na figura 2.27.

O conversor analógico-digital converte a entrada analógica em uma representação digital de 12-bits e armazena o resultado na memória de conversão. O conversor utiliza 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-}). Os limites de tensão e o canal de entrada a ser utilizado pelo ADC12 são configurados em um registrador de controle chamado *conversion-control memory*. Cada um dos 16 registradores utilizados para armazenar amostras, chamados de *conversion-memory*, possui um *conversion-control memory* associado. Desta forma é possível definir os limites de tensão e o canal de entrada a ser utilizado para cada *conversion-memory*. O conversor é configurado através de dois registradores, ADC12CTL0 e ADC12CTL1.

O sinal ADC12CLK, vide figura 2.27, é utilizado como clock de conversão. Para o clock de amostragem é possível utilizar um sinal com período múltiplo do período de conversão ou um sinal gerado pelos timers internos do MSP430. O sinal ADC12CLK pode ser alimentado por SMCLK, MCLK, ACLK ou diretamente por ADC12OSC, o qual é gerado pelo DCO interno. Tais sinais são divididos por ADC12DIV antes de gerarem ADC12CLK.

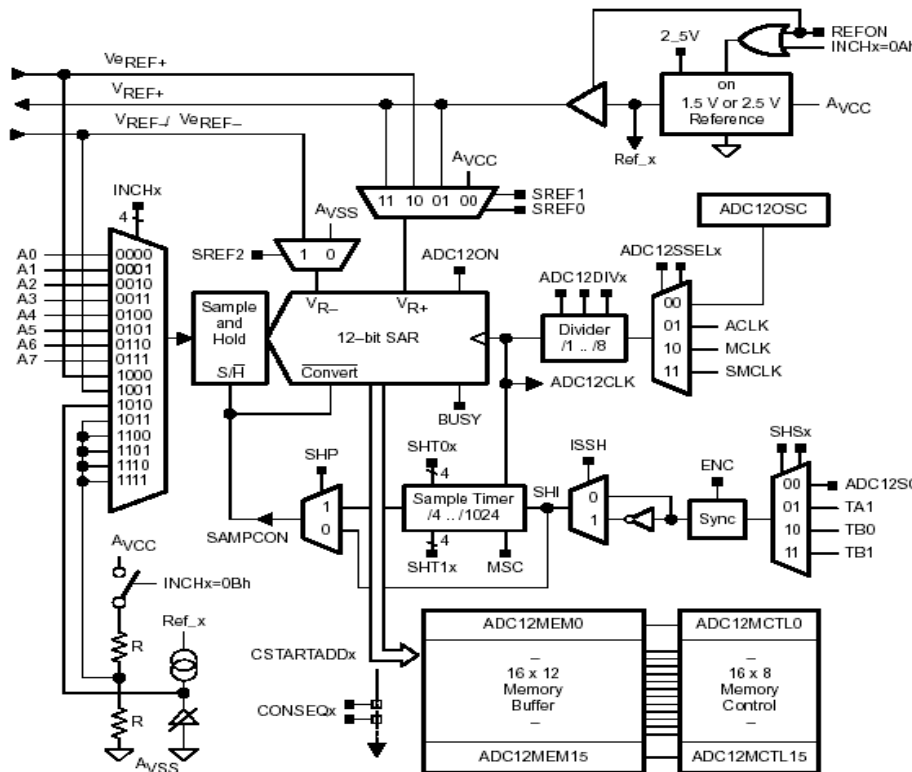


Figura 2.27: módulo de A/D do MSP.

Os bits que são utilizados na configuração do clock de amostragem e do clock de conversão, com suas respectivas funções, estão na lista abaixo:

- ADC12SSEL : Determina a fonte que irá alimentar o sinal ADC12CLK
 - 0 = ADC12OSC
 - 1 = ACLK
 - 2 = MCLK
 - 3 = SMCLK

- ADC12DIV: Define o divisor do sinal que irá alimentar ADC12CLK
 - 0 a 7 – Divisor de 1(0) a 8(7)

- SHS: Seleciona a fonte do sinal que inicia o processo ou controla a amostragem, que é iniciada quando o valor do sinal for alto.
 - 0 – ADC12SC – O bit ADC12SC é utilizado para iniciar o processo
 - 1 – O sinal gerado pelo Timer A1
 - 2 – O sinal gerado pelo Timer B0
 - 3 – O sinal gerado pelo Timer B1

- ISSH: Inverte a forma de onda do sinal que inicia ou controla o processo de amostragem.
 - 0 – Sinal sem inversão
 - 1 – Sinal invertido

- SHP: Permite que o sinal selecionado por SHSx seja utilizado para controlar o ciclo de amostragem diretamente, gerando o sinal SAMPCON (sample-and-convert).
 - 1 – SAMPCON é gerado pelo timer do ADC12
 - 0 – SAMPCON é gerado a partir do sinal externo selecionado por SHSx. A amostragem dura o período de tempo que o sinal estiver no nível alto

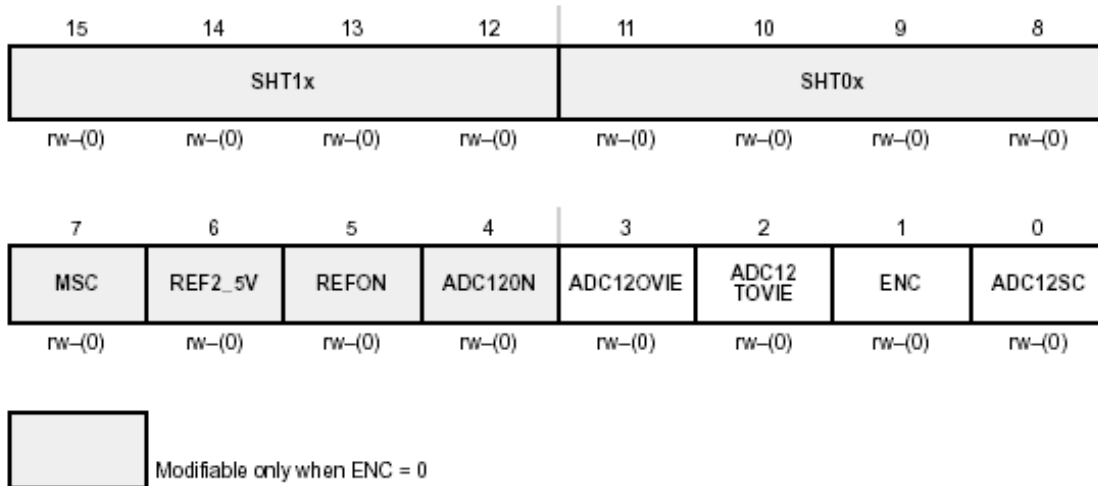
- SHTx: Define o número de ciclos do sinal de clock do ADC12 (ADC12CLK) que serão utilizados para realizar a amostragem, caso o BIT SHP seja 1, o que indica que o timer interno será utilizado para gerar o sinal SAMPCON.

Tabela 2.3: valores de SHT dependendo dos bits.

| SHTx Bits | ADC12CLK cycles |
|-----------|-----------------|
| 0000 | 4 |
| 0001 | 8 |
| 0010 | 16 |
| 0011 | 32 |
| 0100 | 64 |
| 0101 | 96 |
| 0110 | 128 |
| 0111 | 192 |
| 1000 | 256 |
| 1001 | 384 |
| 1010 | 512 |
| 1011 | 768 |
| 1100 | 1024 |
| 1101 | 1024 |
| 1110 | 1024 |
| 1111 | 1024 |

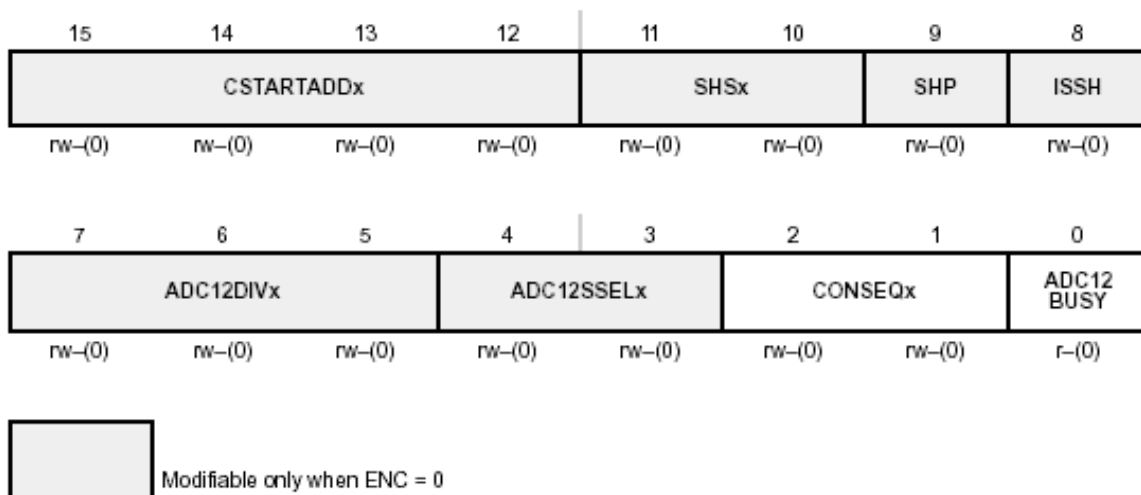
Todos os bits anteriores estão presentes nos registradores ADC12CTL0 e ADC12CTL1. Veja na figura 2.28.

ADC12CTL0, ADC12 Control Register 0



a) registrador de controle 0.

ADC12CTL1, ADC12 Control Register 1



b) registrador de controle 1.

Figura 2.28: registradores de controle do módulo A/D.

O ADC12 contém um gerador de referência de tensão interno com dois níveis de tensão, 1.5 V e 2.5 V. Estas referências de tensão podem ser utilizadas internamente ou externamente, através do pino VREF+. Para ligar o gerador é necessário setar o bit REFON. Então a seleção da tensão gerada é feita pelo bit REF2_5V. Ambos os bits estão presentes no registrador de controle 0, vide figura 2.28. Se REF2_5V for igual a 1, a tensão gerada é 2.5 V; se 0, 1.5 V.

Há 16 registradores que armazenam o resultado das conversões, cada um podendo ser configurado para receber valores oriundos de qualquer um dos 8 canais de entrada e com a referência de tensão desejada. Tais registradores são denominados de ADC12MEMx, onde x vai de 0 a 15, ou de memórias de conversão, como indicado na figura 2.29.

ADC12MEMx, ADC12 Conversion Memory Registers

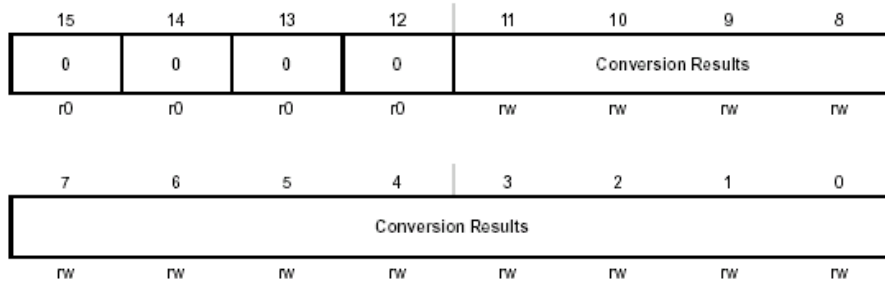


Figura 2.29: memórias de conversão.

A cada memória de conversão está associado um registrador de configuração, denominado de ADC12MCTLx, onde x vai de 0 a 15. É nestes registradores que se definem qual o canal de entrada e qual a referência utilizada por um ADC12MEMx. Na figura 2.30 é possível ver um ADC12MCTLx e os seus bits.

ADC12MCTLx, ADC12 Conversion Memory Control Registers

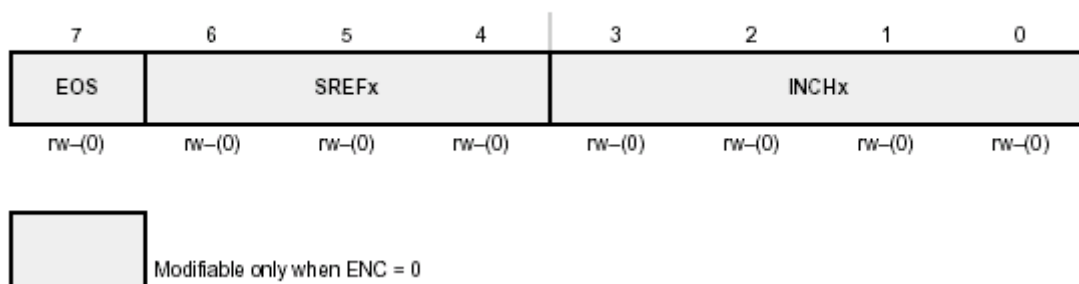


Figura 2.30: registrador de configuração das memórias de conversão.

As funções dos bits e os seus valores estão na lista abaixo:

- EOS: Indica se ADCMEM12x é o fim de uma seqüência.
 - 1 – ADC12MEMx é o último em uma seqüência de conversão
- SREFx: Determina as referencias de tensão a serem utilizadas por ADC12MEMx.

Tabela 2.4: escolha das referências.

| | |
|-----|--|
| 000 | $V_{R+} = AV_{CC}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ |
| 001 | $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ |
| 010 | $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ |
| 011 | $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = AV_{SS}$ |
| 100 | $V_{R+} = AV_{CC}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{REF+}$ |
| 101 | $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{REF+}$ |
| 110 | $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{REF+}$ |
| 111 | $V_{R+} = V_{REF+}$ and $V_{R-} = V_{REF-} / V_{REF+}$ |

- INCHx: Define qual será o canal associado a ADC12MEMx

Tabela 2.5: escolha dos canais para o A/D.

| | |
|------|---------------------------|
| 0000 | A0 |
| 0001 | A1 |
| 0010 | A2 |
| 0011 | A3 |
| 0100 | A4 |
| 0101 | A5 |
| 0110 | A6 |
| 0111 | A7 |
| 1000 | V_{REF+} |
| 1001 | V_{REF-} / V_{REF+} |
| 1010 | Temperature diode |
| 1011 | $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ |
| 1100 | $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ |
| 1101 | $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ |
| 1110 | $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ |
| 1111 | $(AV_{CC} - AV_{SS}) / 2$ |

O ADC12 pode operar de quatro formas diferentes. O modo de conversão pode ser selecionado através dos bits CONSEQ, presentes no registrador ADC12CTL1, vide figura 2.28. Os modos de conversão e os valores de CONSEQ correspondentes podem ser vistos na lista a seguir:

1. CONSEQ 00 - Conversão de um canal somente uma vez.
2. CONSEQ 01 - Conversão de uma seqüência de canais uma vez.
3. CONSEQ 10 - Conversão de um canal repetidas vezes.
4. CONSEQ 11 - Conversão de uma seqüência de canais repetidas vezes.

Para o correto funcionamento nos modos 2 e 4 é necessário definir qual é a primeira memória de conversão a ser escrita, o que é feito através dos bits CSTARTADDx, presentes no registrador ADC12CTL1, vide figura 2.28. É necessário também definir qual será a última memória de conversão escrita na seqüência e isto é feito através do bit EOS do respectivo ADC12MCTL.

Para o correto funcionamento nos modos 3 e 4 é necessário setar o bit MSC do registrador ADC12CTL0, figura 2.28. Tal bit indica que o ADC12 irá converter múltiplas amostras automaticamente, sem a necessidade de intervenção da CPU.

Para o projeto em questão utiliza-se o 4º modo de conversão: Conversão de uma seqüência de canais repetidas vezes. O diagrama de estados do ADC12 operando desta forma pode ser visto na figura 2.31.

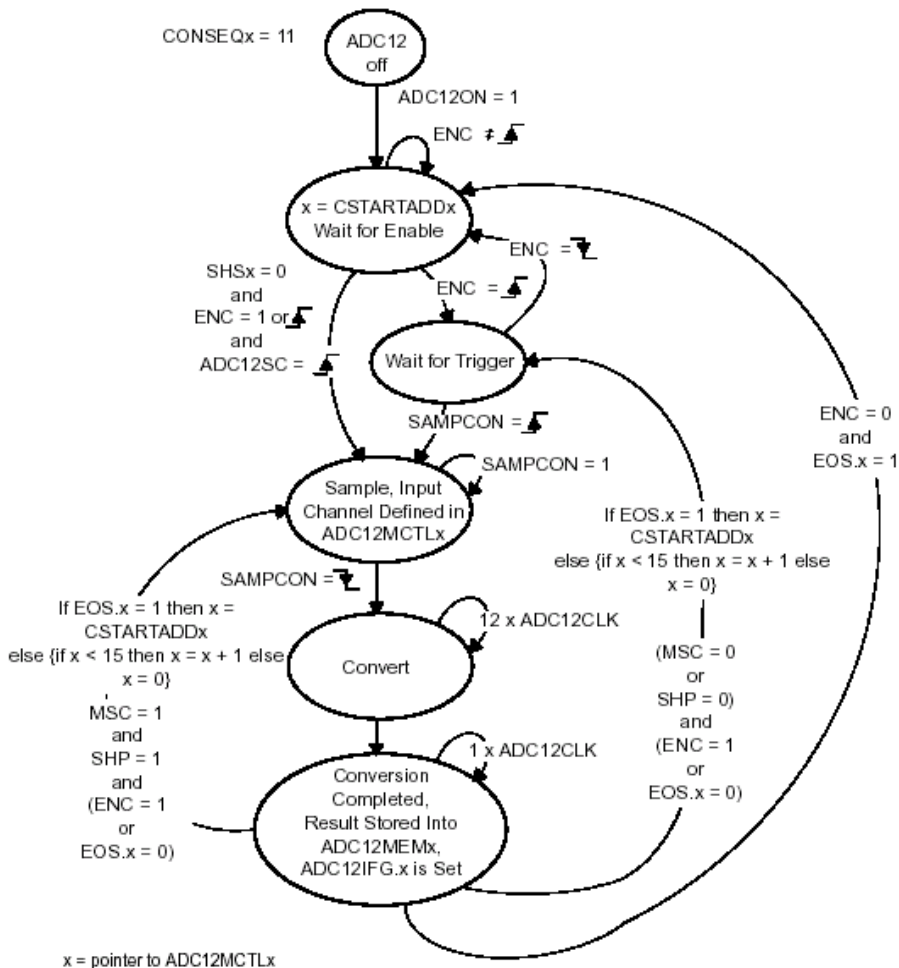


Figura 2.31: módulo de A/D funcionando no modo 4.

O ADC12 possui 18 fontes de interrupções:

- ADC12IFG0 a ADC12IFG15: São as interrupções geradas quando as memórias de conversão ADC12MEM0 a ADC12MEM15 são escritas com valores recém convertidos.
- AD12OV: Indica a ocorrência de overflow, o qual indica que uma memória de conversão foi escrita antes de ser lida, levando à perda de uma amostra.
- ADC12TOV: Indica a ocorrência de um overflow no tempo de conversão. Indica que um pedido de conversão foi iniciado antes da conversão anterior ter terminado.

Para habilitar as interrupções geradas pela escrita na memória ADC12MEMx é necessário setar o bit ADC12IEx presente no registrador ADC12IE. Para habilitar as interrupções geradas por overflow é necessário setar os bits ADC12OVIE e ADC12TOVIE presentes no registrador ADC12CTL0, vide figura 2.28. Para que o MSP430 atenda ao pedido de interrupção gerado pelo ADC12 é necessário setar o bit GIE, presente no registrador de status, SR.

Apesar de possuir 18 tipos diferentes de interrupção, o ADC12 possui somente 1 linha de interrupção na CPU. A distinção entre as fontes de interrupção é feita através da leitura do valor armazenado no registrador ADC12IV. A qual deve ser feita pela rotina de interrupção. Os possíveis valores de ADC12IV são:

Tabela 2.6: interrupções do A/D

| ADC12IV Contents | Interrupt Source | Interrupt Flag | Interrupt Priority |
|------------------|---------------------------|----------------|--------------------|
| 000h | No interrupt pending | - | |
| 002h | ADC12MEMx overflow | - | Highest |
| 004h | Conversion time overflow | - | |
| 006h | ADC12MEM0 interrupt flag | ADC12IFG0 | |
| 008h | ADC12MEM1 interrupt flag | ADC12IFG1 | |
| 00Ah | ADC12MEM2 interrupt flag | ADC12IFG2 | |
| 00Ch | ADC12MEM3 interrupt flag | ADC12IFG3 | |
| 00Eh | ADC12MEM4 interrupt flag | ADC12IFG4 | |
| 010h | ADC12MEM5 interrupt flag | ADC12IFG5 | |
| 012h | ADC12MEM6 interrupt flag | ADC12IFG6 | |
| 014h | ADC12MEM7 interrupt flag | ADC12IFG7 | |
| 016h | ADC12MEM8 interrupt flag | ADC12IFG8 | |
| 018h | ADC12MEM9 interrupt flag | ADC12IFG9 | |
| 01Ah | ADC12MEM10 interrupt flag | ADC12IFG10 | |
| 01Ch | ADC12MEM11 interrupt flag | ADC12IFG11 | |
| 01Eh | ADC12MEM12 interrupt flag | ADC12IFG12 | |
| 020h | ADC12MEM13 interrupt flag | ADC12IFG13 | |
| 022h | ADC12MEM14 interrupt flag | ADC12IFG14 | |
| 024h | ADC12MEM15 interrupt flag | ADC12IFG15 | Lowest |

2.3.3) Módulo de Comunicação Serial (USART)

No modo assíncrono, a USART, chamada neste caso de UART, conecta o MSP430 a um sistema externo através de 2 pinos externos, URXD e UTXD. O modo de operação assíncrono é selecionado quando o bit SYNC é zerado. Este bit encontra-se no registrador UxCTL, mostrado na figura 2.32.

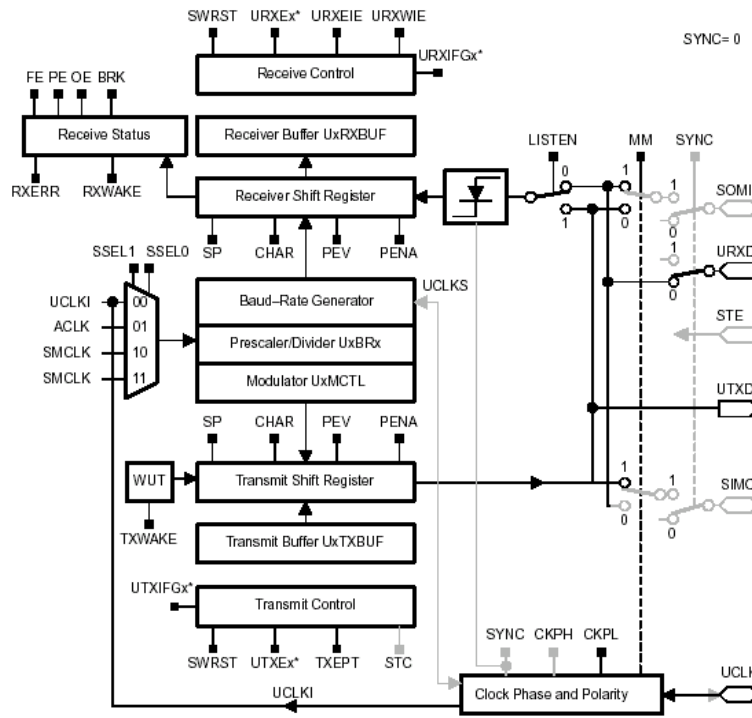


Figura 2.32: registrador de controle da USART.

Algumas características da UART são:

- Blocos de dados de 7 ou 8 bits, com paridade ímpar, par ou nenhuma.
- Registradores independentes para a transmissão e recepção.
- Buffers separados para a transmissão e recepção.
- Recepção e transmissão com o bit menos significativo primeiro.
- Baud-rate programável com modulação para a parte fracionária.
- Interrupções separadas para a recepção e transmissão.

Na figura 2.33 é possível ver o módulo USART quando configurado para operar no modo assíncrono.



* Refer to the device-specific datasheet for SFR locations

Figura 2.33: diagrama do modo assíncrono da USART.

A UART 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 freqüência de um sinal de forma a obter uma taxa desejada. O diagrama do gerador pode ser visto na figura 2.34.

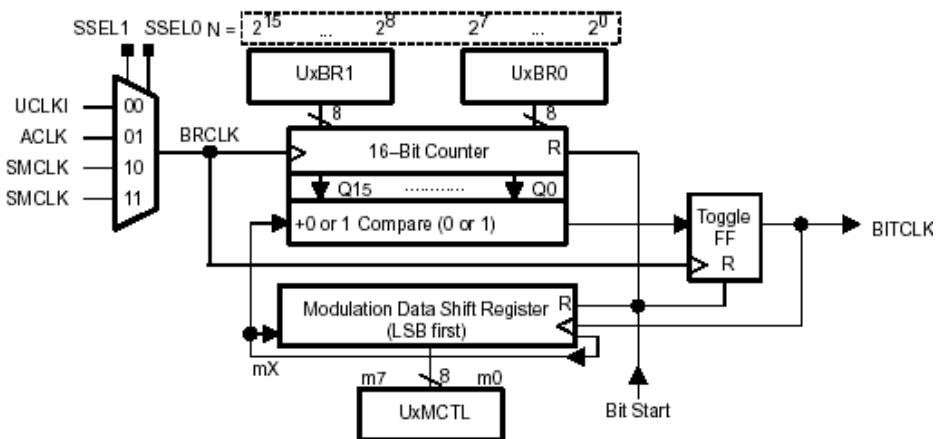


Figura 2.34: gerador de baud-rate.

São utilizados 3 registradores para configurar o gerador: UxBR0, UxBR1 e UxMCTL. A obtenção do sinal de baud-rate é feito através da divisão do sinal BRCLK por um valor composto, aqui chamado de N. O cálculo de N é feito de forma a permitir

uma divisão fracionária do sinal BRCLK. O Cálculo exato pode ser visto abaixo na equação 2.15:

$$\text{baudrate} = \frac{\text{BRCLK}}{N} \quad (2.15)$$

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

onde:

N: Fator de divisão desejado

UxBR: Junção dos registradores UxBR0 e UxBR1 - 16 bits

n = Número de bits no quadro serial

i = Posição dos bits no quadro serial

m_i = Valor do i bit do registrador UxMCTL

2.3.4) O Firmware

Para o desenvolvimento do firmware, vários dos parâmetros explicados anteriormente foram configurados de acordo com as necessidades encontradas e cada uma das configurações utilizadas será explicada a seguir. O código resultante se encontra no anexo E.

a) Configurando o Clock

Como o MSP430 atuará basicamente como um coletor de dados, digitalizando e transmitindo informações para um PC, há a necessidade de se ter um sinal de clock de boa precisão. Para a obtenção deste utilizou-se um cristal externo ao MSP430 de 3575611 Hz (O valor não comercial do cristal se deve ao fato deste ter sido obtido em sucata, entretanto isso não afetou a implementação do sistema).

Para permitir uma boa taxa de amostragem e o correto funcionamento da UART configurou-se os sinais de clock como mostrado na tabela 2.7:

Tabela 2.7: sinais de clock

| Sinal de clock | Valor em HZ |
|----------------|------------------------|
| MCLK | 3575611/8 = 446951,375 |

| | |
|-------|---------|
| SMCLK | 3575611 |
|-------|---------|

O sinal MCLK será utilizado pelo ADC12 e o sinal SMCLK será utilizado pela UART. Os bits utilizados para obter tal configuração com os seus respectivos valores podem ser vistos na tabela 2.8.

Tabela 2.8: bits para clocks desejados.

| Registrador→bit(s) | Valor (Binário) | Efeito |
|--------------------|-----------------|---|
| BCSCTL1→XT2OFF | 0 | Seleciona o Cristal externo como fonte de Clock |
| BCSCTL2→SELS | 1 | Faz SMCLK = Cristal |
| BCSCTL2→SELMx | 10 | Faz *MCLK = Cristal |
| BCSCTL2→DIVM | 11 | Divide MCLK por 8 |

* O sinal ainda será dividido por 8, desta forma no final MCLK = Cristal/8

b) Configurando o A/D

Na configuração do conversor A/D é necessário escolher o modo de conversão e a taxa de amostragem, como será mostrado a seguir.

- modo de conversão:

Para o projeto utiliza-se o modo de conversão “seqüência de canais repetidas vezes”, pois há necessidade de se amostrar repetidas vezes uma seqüência de 4 canais. Os bits utilizados para obter tal configuração com os seus respectivos valores podem ser vistos na tabela 2.9.

Tabela 2.9: bits para modo de conversão desejado.

| Registrador→bit(s) | Valor (Binário) | Efeito |
|---------------------|-----------------|--|
| ADC12CTL0→MSC | 1 | Múltiplas Conversões Seguidas |
| ADC12CTL1→SHP | 1 | Usa Timer do A/D para gerar clock de amostragem |
| ADC12CTL1→CONSEQ | 11 | Converte uma seqüência de canais |
| ADC12CTL1→CSTARTADD | 0000 | Memória de Conversão 0 é a primeira na seqüência |
| ADC12MCTL3→EOS | 1 | Memória de Conversão 3 é a última da seqüência |

- taxa de amostragem

A taxa de amostragem do ADC12 é configurável através dos bits mostrados na tabela 2.10:

Tabela 2.10: bits usados para configurar a taxa de amostragem.

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

Além de configurar tais bits é necessário definir a frequência do sinal de clock que irá alimentar o ADC12. Como dito anteriormente, o sinal MCLK será utilizado para este fim. Assim a frequência do clock do ADC12 será de 446951,375 HZ.

O período de tempo que o ADC12 perde para amostrar um canal é:

$$T_{canal} = T_{sample-hold} + T_{conversao} \quad (2.16)$$

O período de *sample-hold* é configurável a partir dos bits SHT, sendo definido como um múltiplo do período de clock do ADC12 (ADC12CLK):

$$T_{sample-hold} = SHT \times T_{ADC12CLK} \quad (2.17)$$

O período de conversão é fixo, o ADC12 leva 13 ciclos de clock para converter uma amostra:

$$T_{conversao} = 13 \times T_{ADC12CLK} \quad (2.18)$$

Assim, para somente um canal, o período de amostragem é:

$$T_{canal} = (SHT + 13) \times T_{ADC12CLK} \quad (2.19)$$

O ADC12 irá digitalizar 4 canais em série ciclicamente e neste modo de funcionamento o período de amostragem de um canal não é dado pela equação anterior. A forma correta de se determinar o período para este caso é através do cálculo do tempo gasto pelo ADC12 para converter o conjunto de canais, ou seja, para finalizar um ciclo. Este é simples de ser obtido, sendo a soma do tempo gasto em cada canal, assim:

$$T_{canal} = 4 \times (SHT + 13) \times T_{ADC12CLK} \quad (2.20)$$

Falta agora calcular o período de clock do ADC12 em função do sinal de clock que o alimenta, neste caso MCLK. A relação é:

$$T_{ADC12CLK} = \frac{ADC12DIV}{MCLK} \quad (2.21)$$

Assim a taxa de amostragem é dada pela equação 2.22:

$$Taxa = \frac{1}{4 \left(\frac{(SHT + 13) \times ADC12DIV}{MCLK} \right)} \quad (2.22)$$

onde os valores de SHT não são os valores dos bits em si, mas os valores que estes representam. Para converter os valores usa-se a tabela 2.11:

Tabela 2.11: valores de SHT.

| Bits SHT | Valor |
|----------|-------|
| 0000 | 4 |
| 0001 | 8 |
| 0010 | 16 |
| 0011 | 32 |
| 0100 | 64 |
| 0101 | 96 |
| 0110 | 128 |
| 0111 | 192 |
| 1000 | 256 |
| 1001 | 384 |
| 1010 | 512 |
| 1011 | 768 |
| 1100 | 1024 |
| 1101 | 1024 |
| 1110 | 1024 |
| 1111 | 1024 |

A configuração utilizada no ADC12 foi calculada de forma que a taxa de amostragem permitisse uma frequência de corte superior a 150Hz em cada canal escolhendo os valores da tabela 2.12.

Tabela 2.12: configurações do A/D desejadas.

| Registrador→bit(s) | Valor (Bits) | Efeito |
|---------------------|----------------|----------------------------|
| ADC12CTL0→SHT | 0011(32) | Valor de SHT de 32 |
| ADC12CTL1→ADC12SSEL | 10(MCLK) | MCLK é o clock selecionado |
| ADC12CTL1→ADC12DIV | 1111(8) | Divisor igual a 8 |

Com os valores acima a taxa de amostragem por canal é de 310.38 Hz, o que permite uma frequência de corte de 155,19 Hz. Vale ressaltar que a taxa de amostragem foi mantida a menor possível, reduzindo assim a quantidade de dados a serem transmitidos para o PC através da interface serial.

c) Configurando a UART

A UART foi configurada de forma a permitir uma taxa de transmissão de 57600 Bauds, paridade ímpar, 1 stop bit e 8 bits de dados. Os bits utilizados para obter tal configuração com os seus respectivos valores podem ser vistos na tabela 2.13.

Tabela 2.13: bits para a UART a 57600 / 1 / 8 / ímpar.

| Registrador→bit(s) | Valor (Binário) | Efeito |
|--------------------|-----------------|--|
| UCTL1→PEN | 1 | Habilita o controle de erro por paridade |
| UCTL1→CHAR | 1 | Define que o quadro de dados terá 8 bits |
| UTCTL1→SSEL1 | 1 | Seleciona o sinal SMCLK como fonte de clock |
| UTCTL1→SSEL0 | 1 | |
| UBR01 | 00111110 | Divide o sinal SMCLK por 62 |
| UBR11 | 00000000 | |
| UMCTL1 | 00000000 | Realiza a modulação, gera parte fracionária da divisão |

d) Protocolo para Comunicação Serial

Para efetuar a transmissão dos dados do MSP430 para o PC, criou-se um protocolo de comunicação que permitisse multiplexar os dados oriundos dos 4 canais em um fluxo serial de dados.

O funcionamento do protocolo é extremamente simples. Ele pega uma amostra de 12 bits a ser transmitida, insere um cabeçalho de 4 bits com o número do canal que a gerou, formando assim uma mensagem de 16 bits, a qual é transmitida em dois blocos seriais de 8 bits através da UART. A figura 2.35 ilustra o funcionamento do protocolo.

O byte inicial tem no nibble mais significativo o número do canal que está sendo transmitido e os 12 bits restantes formam o valor da amostra, admitindo-se que a ordem de significância dos bytes é a mostrada.

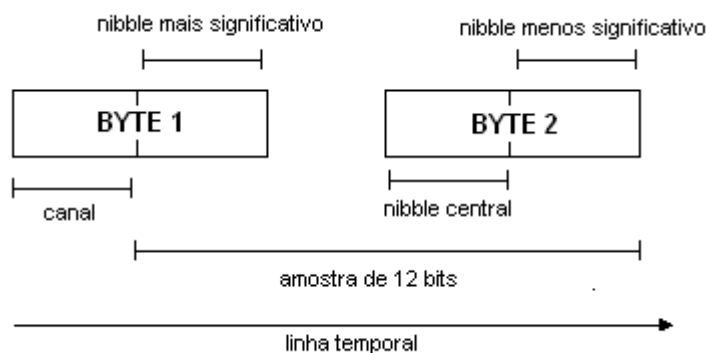


Figura 2.35: protocolo para envio de amostras do MSP430 para o PC.

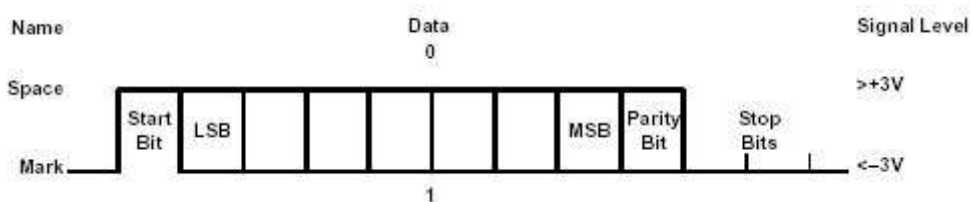
2.4) A Interface Serial

Antes de realizar a transferência das amostras do MSP430 para o computador foi necessário realizar a conversão para o padrão RS232 que a porta serial do PC trabalha.

Isso foi necessário porque, como pode ser visto na figura 2.36, a saída do MSP430 tem, além de valores de tensão diferentes, o estado inverso quando comparado com a entrada do computador.



a) saída da interface serial do MSP430.



b) entrada da porta serial do computador.

Figura 2.36: diferença entre os formatos de dados seriais entre o MSP430 e o PC.

Para realizar esta conversão foi utilizado o CI MAX232 montado na configuração mostrada na figura 2.37, onde o valor de alimentação do CI é de 5V proveniente da rede elétrica.

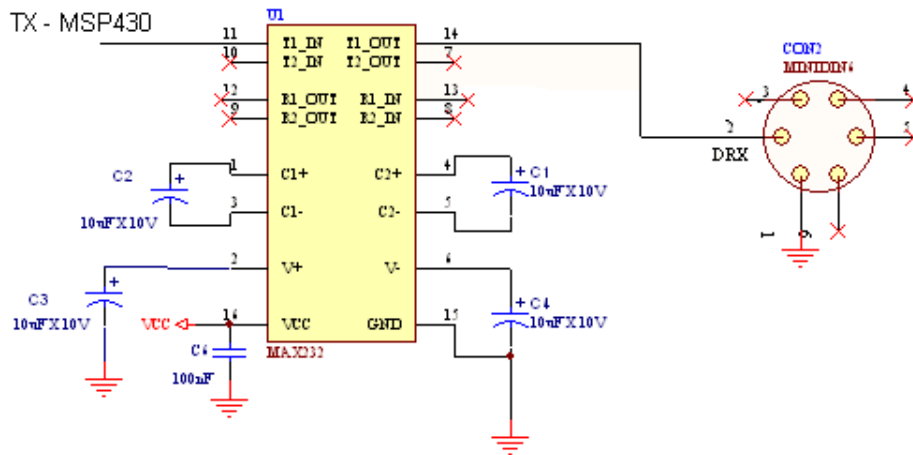


Figura 2.37: circuito utilizando o MAX232 para conversão dos padrões de comunicação serial.

2.5) A Alimentação

Para alimentar o circuito foi utilizada uma fonte de 5V e três tipos de CI's que são capazes de realizar a conversão DC/DC.

Para o circuito de aquisição de ECG, que precisa de uma fonte de alimentação simétrica de +/- 15V foi necessário utilizar o CI DCV010515DP. Este CI recebe como entrada 5V e gera a saída simétrica desejada. Uma de suas grandes vantagens é que ele é um conversor isolado, de maneira que a alimentação do circuito que fica em contato com o paciente está totalmente isolada da rede elétrica, o que é muito importante, como será explicado no próximo tópico.

O circuito usado para este CI pode ser visto na figura 2.38.

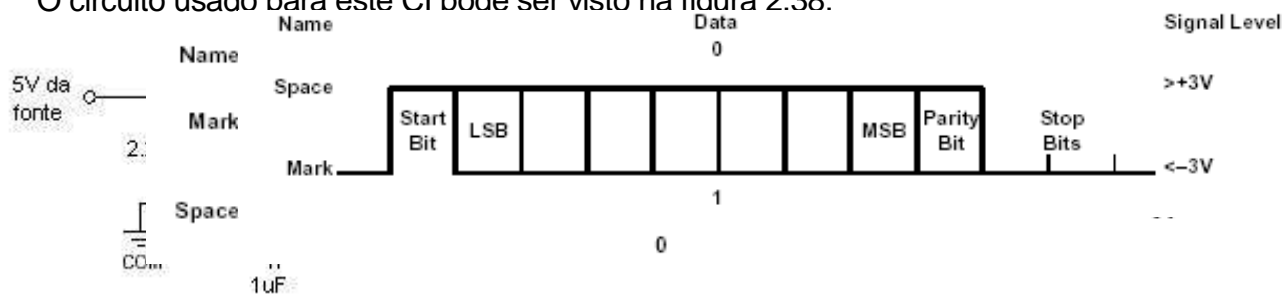


Figura 2.38: alimentação gerada pelo DCV.

Como pode ser observado, ele requer um mínimo de componentes externos para funcionar o que o torna bem prático.

Já para os outros circuitos de aquisição, o de resistência galvânica e de temperatura, é necessária uma alimentação de 5V que foi produzida pelo CI DCR010515P, que recebe 5V na entrada e produz 5V na saída. Como o DCV, ele

também realiza o isolamento elétrico do paciente e ainda tem a vantagem de ser regulado, gerando um erro menor na saída. Para o circuito da resistência galvânica esta é uma característica muito desejada, uma vez que o valor fornecido na saída do circuito é diretamente proporcional à tensão de alimentação, uma vez que ela é utilizada no divisor de tensão na entrada como foi explicado anteriormente.

Na figura 2.39 está o circuito necessário para fazer o funcionamento do DCR e, assim como o DCV, observa-se a pequena quantidade de componentes externos necessários.

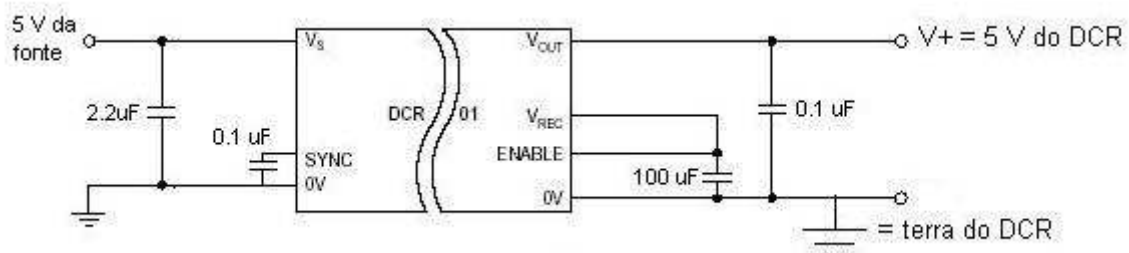


Figura 2.39: alimentação gerada pelo DCR.

Já o MSP430 é alimentado com 3.3V e por isso foi necessário utilizar o CI LM3940IT3.3 que é alimentado com 5 V originado na saída do DCR e produz uma saída de 3.3 V também isolada, como mostra a figura 2.40.

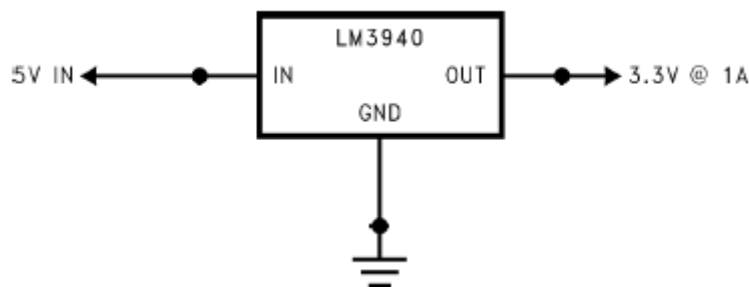


Figura 2.40: alimentação gerada para o MSP430.

Com o intuito de reduzir o ruído introduzido na alimentação pelos CI's citados anteriormente, foram inseridos capacitores em paralelo, chamados de capacitores de *shunt*. Assim foram introduzidos capacitores de 1 µF no pino de alimentação de todos os CI's utilizados no projeto.

2.6) O Isolamento Elétrico

Além de fazer o isolamento elétrico do circuito por meio dos CI's de conversão de tensão DC, é necessário fazer o acoplamento do sinal entre as duas partes isoladas, a parte responsável pela aquisição e digitalização do sinal e a parte responsável pela comunicação serial.

Assim, entre essas duas partes foi colocado um isolador digital que faz o isolamento a partir do sinal que sai do MSP430 e chega ao MAX232. O CI utilizado foi o ADuM1100, um isolador que suporta taxas de até 25Mbps e tem como característica ser de baixo consumo, sendo alimentado com uma tensão de 5V.

O esquemático do CI pode ser visto na figura 2.41 e como pode ser observado, não há a necessidade de nenhum componente externo para fazer o CI funcionar.

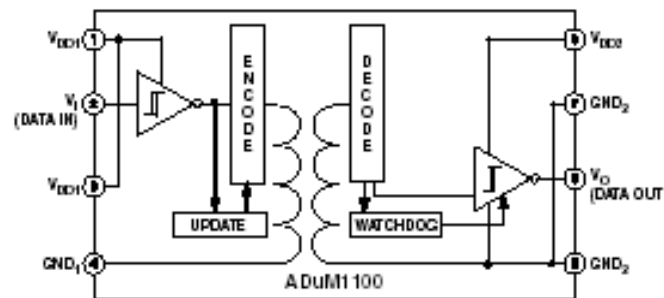


Figura 2.41: isolador digital utilizado.

O lado esquerdo é alimentado com a saída do CI DCR explicado anteriormente e o lado direito com a fonte de alimentação, fazendo assim o isolamento.

Com esse esquema é possível isolar o paciente totalmente da rede elétrica evitando assim possíveis choques em virtude de descargas elétricas, o que coloca o sistema condizente com as normas de segurança.

2.7) O Hardware Final

Unindo todos os módulos de hardware, tem-se o sistema final mostrado na figura 2.42.

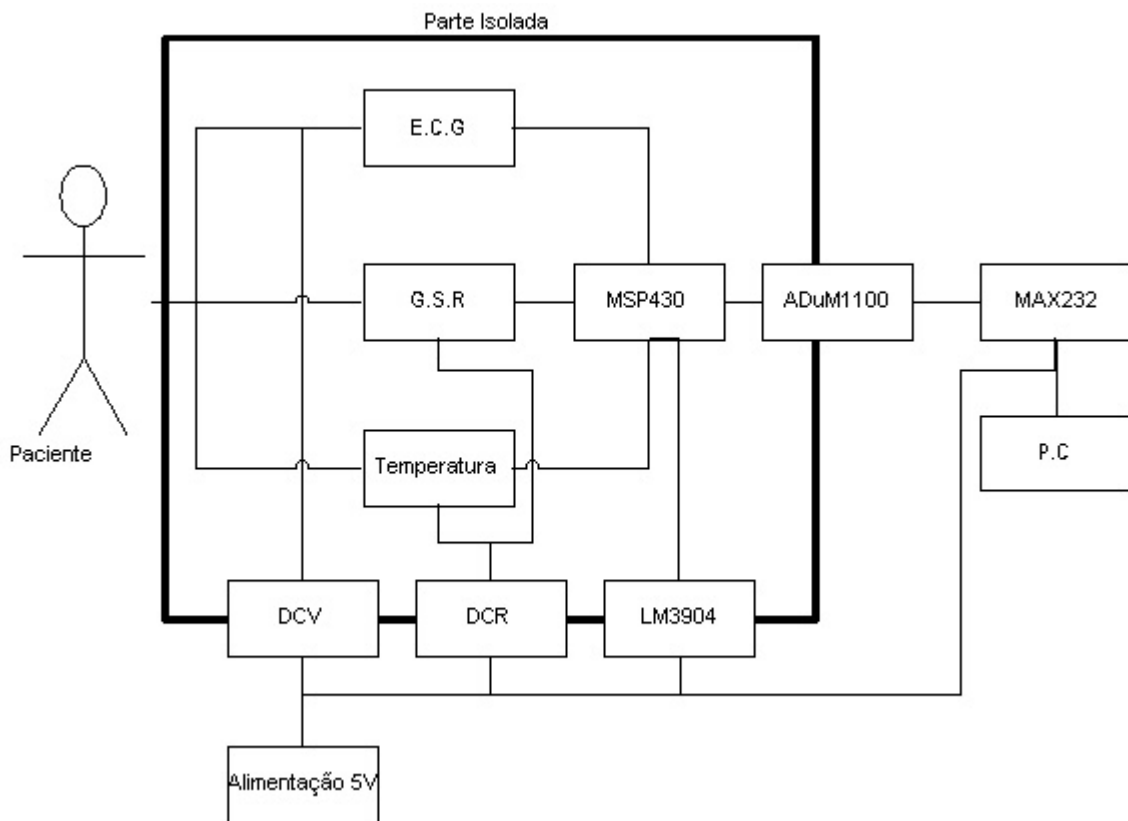


Figura 2.42: esquema do hardware analógico e digital com todos os módulos.

Observe como o paciente se encontra isolado da rede elétrica, evitando assim qualquer risco de choque elétrico.

Capítulo III: O Software

3.1) Visão Geral

Com a aquisição dos sinais pelo hardware analógico e a amostragem e transmissão feitas pelo hardware digital, todos os dados para realizar a análise do sistema nervoso autônomo já estão prontos para serem usados, mas necessita-se de uma maneira prática de se poder visualizar os resultados. Essa é a função básica do software desenvolvido: permitir que os dados coletados possam ser analisados.

Para o desenvolvimento do software foi utilizada a linguagem de programação orientada a objetos C.

Esse software é responsável por realizar a aquisição das amostras enviadas pelo hardware através da porta serial, montar as amostras relacionadas a cada canal de entrada e plotá-las, em tempo real, nos espaços gráficos correspondentes. Além dessa função primordial, existem outras funcionalidades que serão explicadas ao longo deste capítulo. No anexo B está um roteiro para a instalação do software.

3.2) A Interface Gráfica

A tela principal do software Sistema de Monitoramento Biomédico pode ser vista na figura 3.1.

Como pode ser visto, a interface gráfica é bastante simples e intuitiva. Existem os quatro campos gráficos onde os sinais serão plotados, dependendo do canal de entrada, e cada um deles possui um controle de zoom e um de offset independentes, que podem ser ajustados através das respectivas caixas (note que o sistema está pronto para receber os sinais do circuito de aquisição de respiração que ainda não foi implementado). Na parte superior existe uma barra de estado que fornece informações gerais sobre o que o usuário pode fazer além de uma barra de menus e na parte inferior estão todos os controles necessários para fazer o aplicativo funcionar.

Na caixa de opções no canto inferior esquerdo o usuário pode escolher o que deseja fazer, dentre duas opções possíveis, que serão mais bem explicadas posteriormente:

- capturar os sinais via porta serial;
- rever um sinal capturado anteriormente e gravado em disco.

Por meio do menu, o usuário pode sair do programa, controlar a porta serial usada para a comunicação, ajustar as configurações de cores dos gráficos, criar prontuários para cada um dos pacientes e acessar um documento de ajuda do aplicativo.

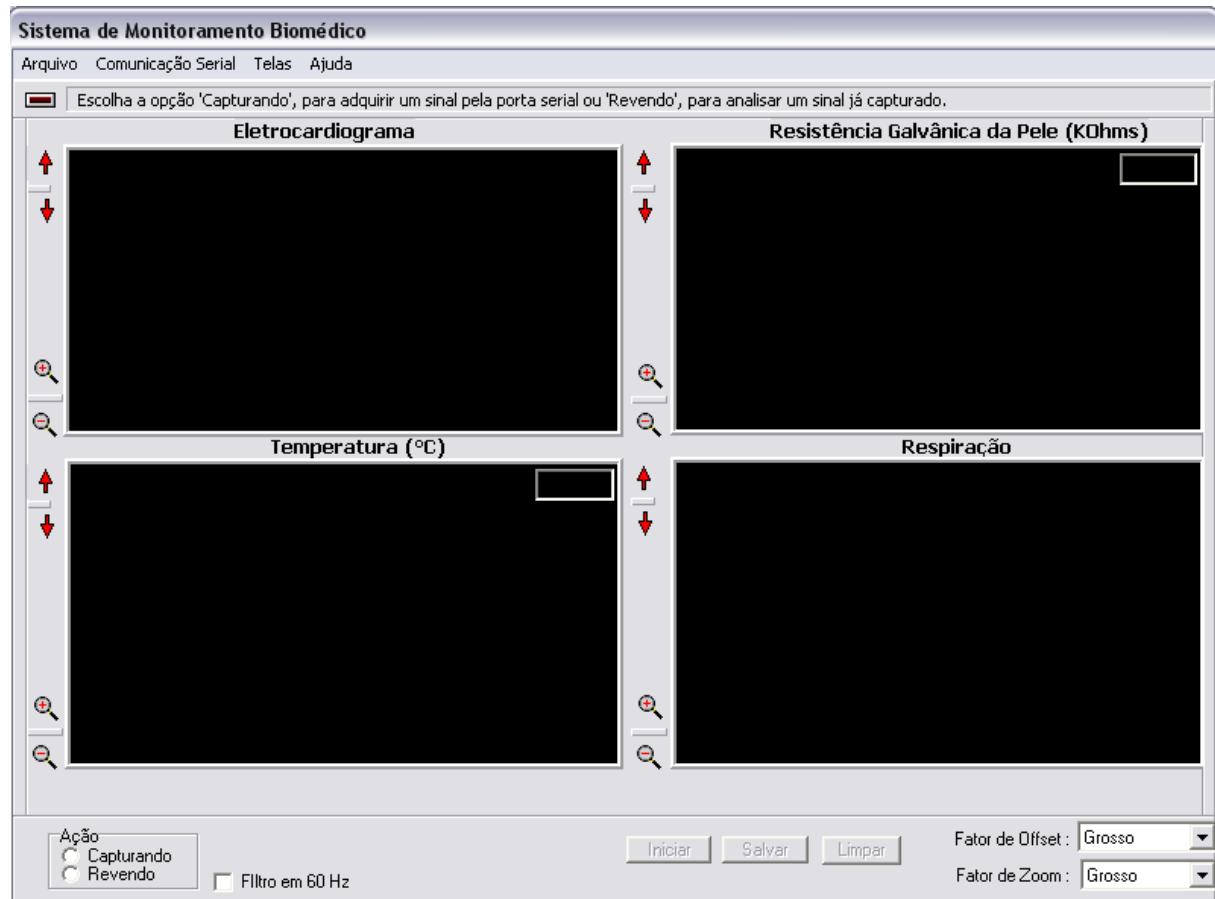


Figura 3.1: tela inicial do programa de monitoramento biomédico.

3.3) A Aquisição Serial dos Dados

Ao selecionar a opção para capturar os sinais recebidos na porta serial, automaticamente a porta é aberta e a aquisição pode ser iniciada pelo botão “*iniciar*”. Os dados são capturados baseando-se no protocolo de envio explicado anteriormente no capítulo 2.

Relembrando, sabe-se que cada amostra está codificada em uma palavra digital de 12 bits, e, portanto, a cada dois bytes recebidos na porta serial tem-se uma amostra válida que segue o seguinte formato dado pela figura 3.2.

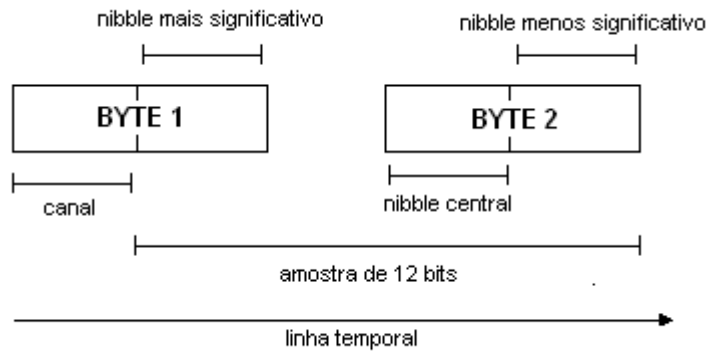


Figura 3.2: protocolo para envio de amostras do MSP430 para o PC.

O byte inicial tem no nibble mais significativo o número do canal que está sendo transmitido; os 12 bits restantes formam o valor da amostra, admitindo-se que a ordem de significância dos bytes é a mostrada na figura acima. Utilizando esse protocolo, foi definido o algoritmo para a montagem das amostras mostrado na figura 3.3.

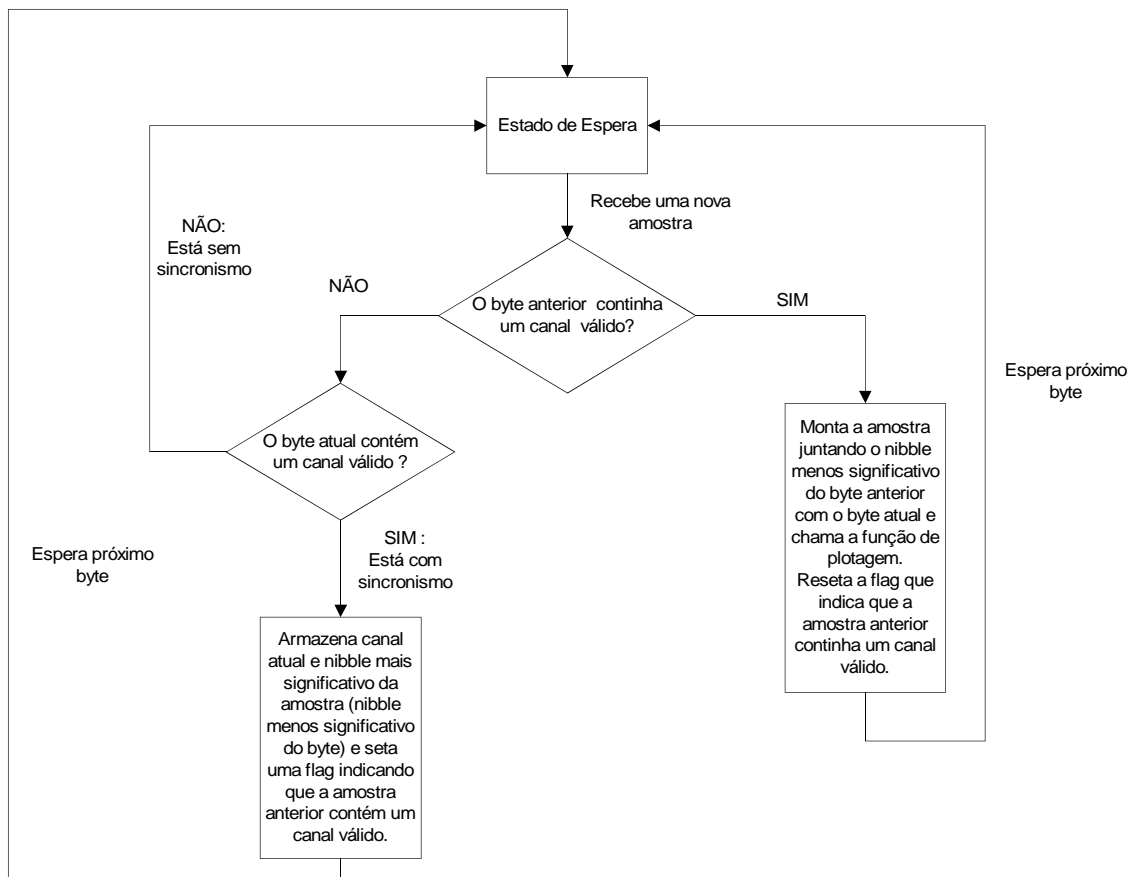


Figura 3.3: fluxograma da função de leitura dos bytes para montagem das amostras.

O primeiro passo é verificar se o byte recebido corresponde a um byte com informação a cerca do canal ou não e isso é feito utilizando-se uma máscara como mostrado na equação 3.1:

$$canal = (byte_recebido_agora \gg 4) \& 0x0F \quad (3.1)$$

O byte sofre um deslocamento de 4 bits para a direita colocando o nibble mais significativo na posição do menos e depois é feita a máscara para zerar os 4 bits mais significativos e manter os outros inalterados, armazenando o valor do canal em uma variável correspondente.

Se o valor da expressão acima for 0, 1, 2 ou 3 se admite que é um byte com informação sobre o canal. Uma flag então é setada, indicando que o próximo byte não traz informações sobre o canal, de modo que o valor da amostra então é montado a partir da equação 3.2:

$$amostra = (byte_recebido_antes \ll 8) \& 0x0F00 + byte_recebido_agora \quad (3.2)$$

A amostra equivale à soma do byte atual com o nibble menos significativo do byte anterior deslocado 8 bits para a direita, gerando um valor em 12 bits.

Observe que se por algum motivo houver uma perda de sincronia, caracterizada pelo recebimento de um byte sem informação de canal no momento que se esperava um canal válido, o sistema consegue recuperar o sincronismo rapidamente, porque o algoritmo procura pelo próximo byte com informação de canal válido e começa a montar as amostras a partir daí.

Para realizar a comunicação serial foi utilizado um componente específico do Builder 5 chamado TComPort, que pode ser conseguido gratuitamente na internet. Esse componente controla a porta serial, ajustando todas as suas configurações e possui um evento associado que indica sempre que um novo byte é recebido na porta serial.

O usuário do software pode definir o tempo de captura dos sinais por meio da caixa localizada na parte inferior da tela. Os tempos permitidos são de 1, 3 ou 5 min, além do tempo default, que realiza a captura até que o processo seja manualmente interrompido pelo usuário.

Existem também os botões que realizam as ações de pausar ou reiniciar a plotagem, além de limpar a tela.

3.4) Os Componentes Gráficos

Com as amostras de cada canal devidamente montadas, o aplicativo deve mostrá-las nos espaços gráficos correspondentes a partir de uma rotina de plotagem bastante simples. Ela recebe como parâmetros o valor do canal e o valor a ser plotado, ou seja, a amostra. Basta então identificar o canal, associá-lo a um espaço gráfico e plotar o ponto correspondente à amostra.

Um exemplo dos resultados adquiridos com o programa pode ser vista na figura 3.4.

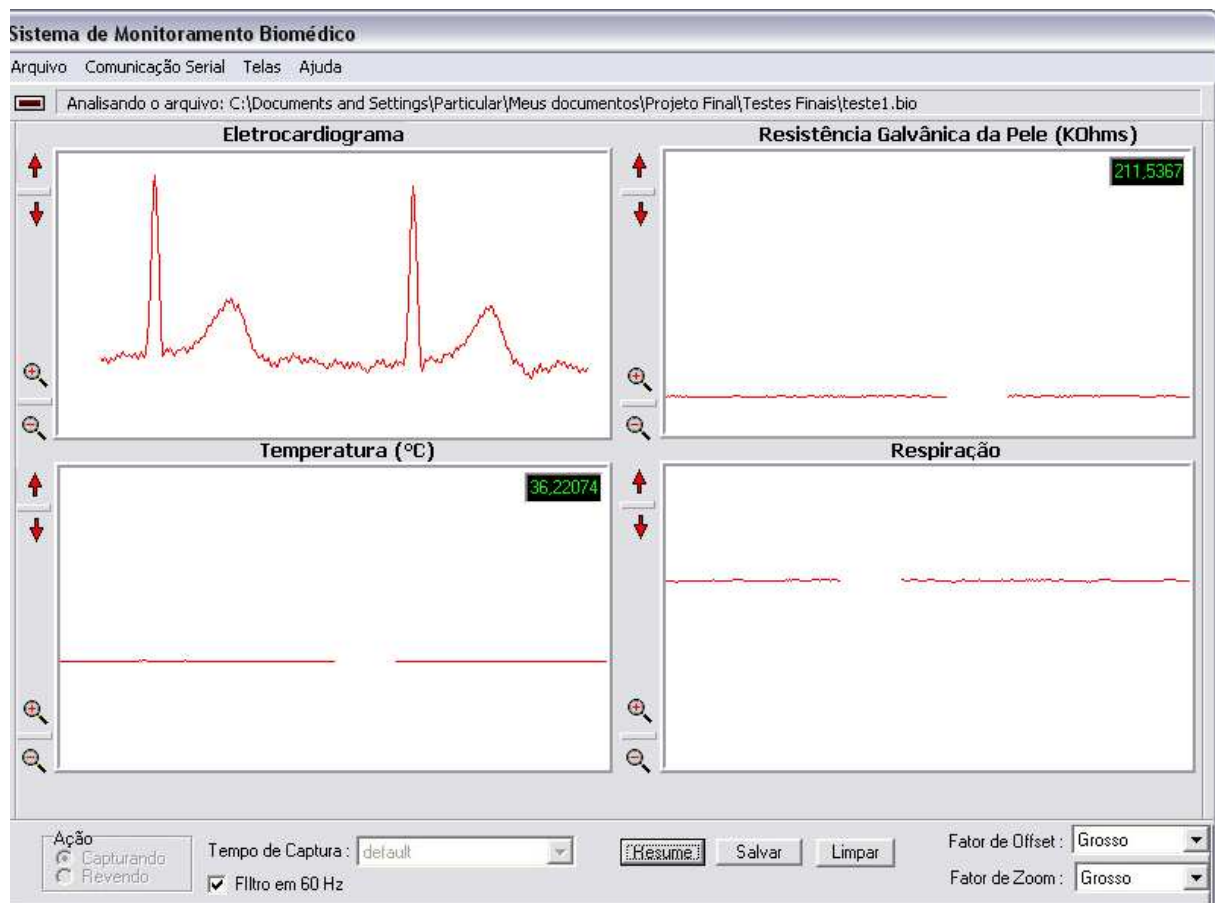


Figura 3.4: exemplo de sinais adquiridos com o programa e os circuitos desenvolvidos.

Para plotar os sinais na tela, foram utilizados componentes do Builder 5 específicos para essa função chamados de TGraphic Panel. Para plotar o sinal nesses componentes basta chamar uma função encapsulada que recebe como parâmetro o valor a ser plotado. Ele então associa o valor recebido com as dimensões do gráfico e plota o ponto. Para permitir uma melhor visualização, deve-se fazer um mapeamento entre o valor recebido e as dimensões do gráfico através de uma escala e é esse o raciocínio utilizado pelos recursos de zoom e deslocamento de offset.

O valor passado como parâmetro para a rotina de plotagem é o representado pela equação 3.3:

$$\frac{amostra \times altura}{range} - \left(\frac{altura}{2} + offset \right) \quad (3.3)$$

onde *amostra* é o valor recebido pela serial.

O recurso de zoom simplesmente altera o valor da constante “*range*” e o de deslocamento de offset altera a “*offset*”. Inicialmente elas começam com os valores de 4095 e 0, respectivamente. Com isso, no início a escala do gráfico vai de 0 4095 (faixa dinâmica máxima conseguida com o conversor A/D de 12 bits) e o ponto central é exatamente a metade da escala porque não existe nenhum offset.

3.5) Processamento dos Sinais

3.5.1) Filtro Digital

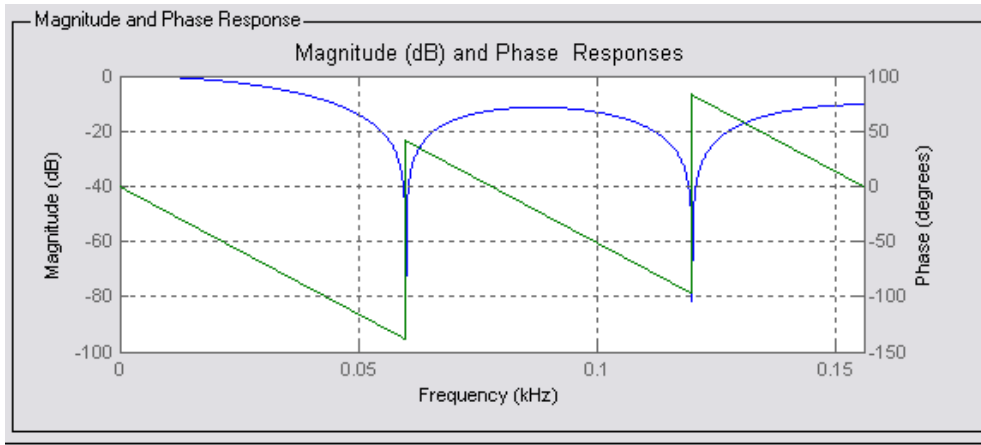
No funcionamento básico do programa, as amostras capturadas não recebem nenhum processamento adicional e o valor recebido é mostrado na tela. Entretanto, como a influência da rede elétrica é muito grande em projetos de instrumentação biomédica, uma vez que a amplitude dos sinais de entrada é naturalmente pequena, observa-se a presença indesejada do ruído de 60 Hz nos sinais adquiridos mesmo com os filtros analógicos implementados.

Com o intuito de permitir ao usuário que ele trate esse tipo de ruído, foi implementado um filtro digital com as características mostradas na figura 3.5.

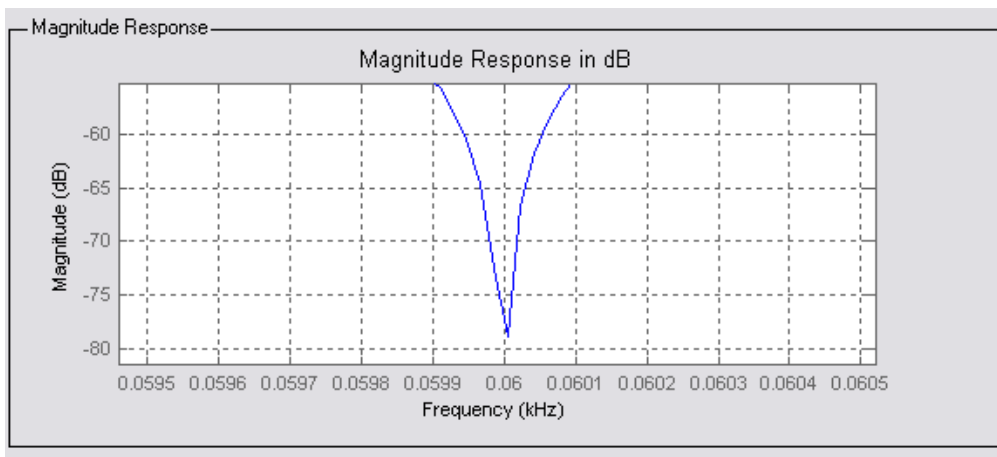
Como pode ser observado nessa figura, este filtro causa uma atenuação nas componentes de frequência do sinal de 60Hz e em sua harmônica de 120 Hz (zeros exatamente nesse dois pontos), deixando as outras componentes de interesse praticamente inalteradas.

Marcando a caixa que indica o filtro, os dados de entrada estarão sendo filtrados à medida que as amostras vão sendo colhidas. Caso o usuário não deseje a interferência do filtro, basta que a caixa não esteja selecionada. Recomenda-se que os sinais sejam adquiridos sem a utilização do filtro, sejam gravados e, posteriormente, sejam analisados a partir da leitura do arquivo com a utilização do filtro. Assim é possível preservar o sinal de entrada original.

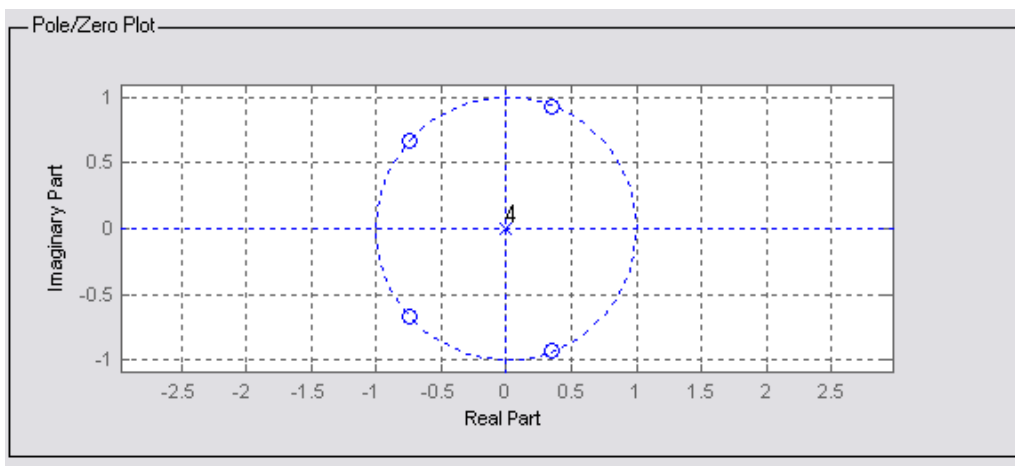
Observe na figura 3.6 um sinal que teve suas amostras filtradas pelo processamento digital.



a) resposta em magnitude e fase do filtro digital implementado.

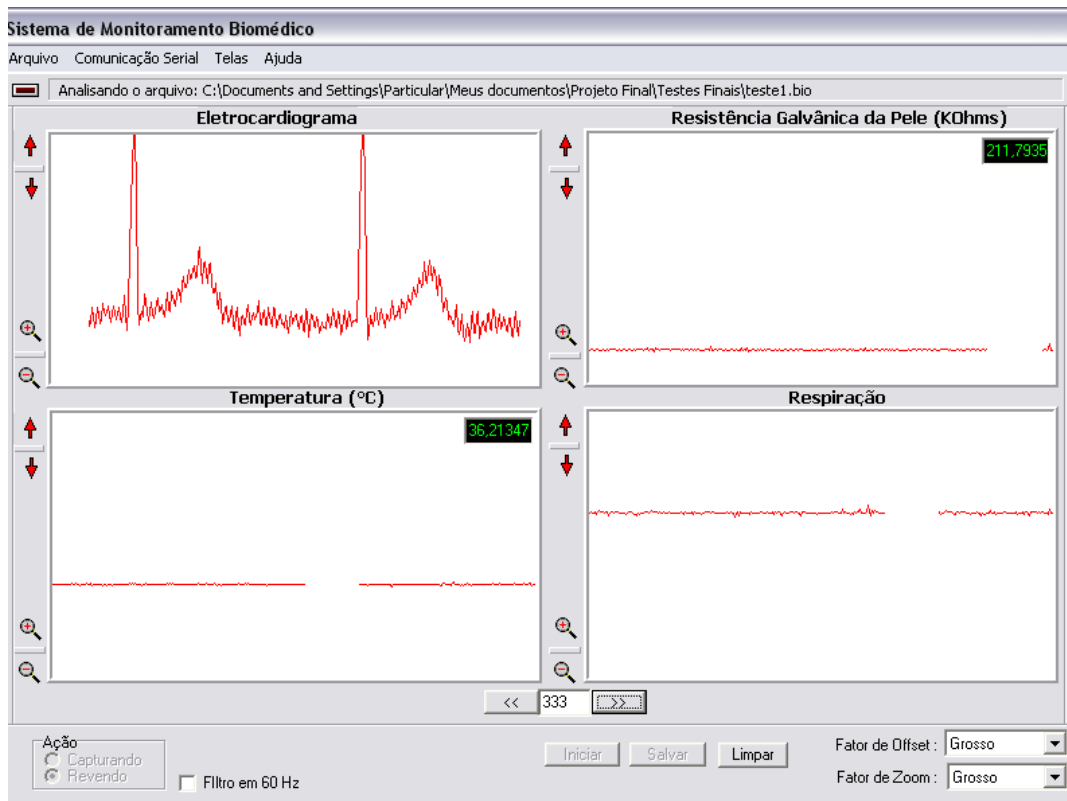


b) detalhe do comportamento do filtro na frequência de 60 Hz.

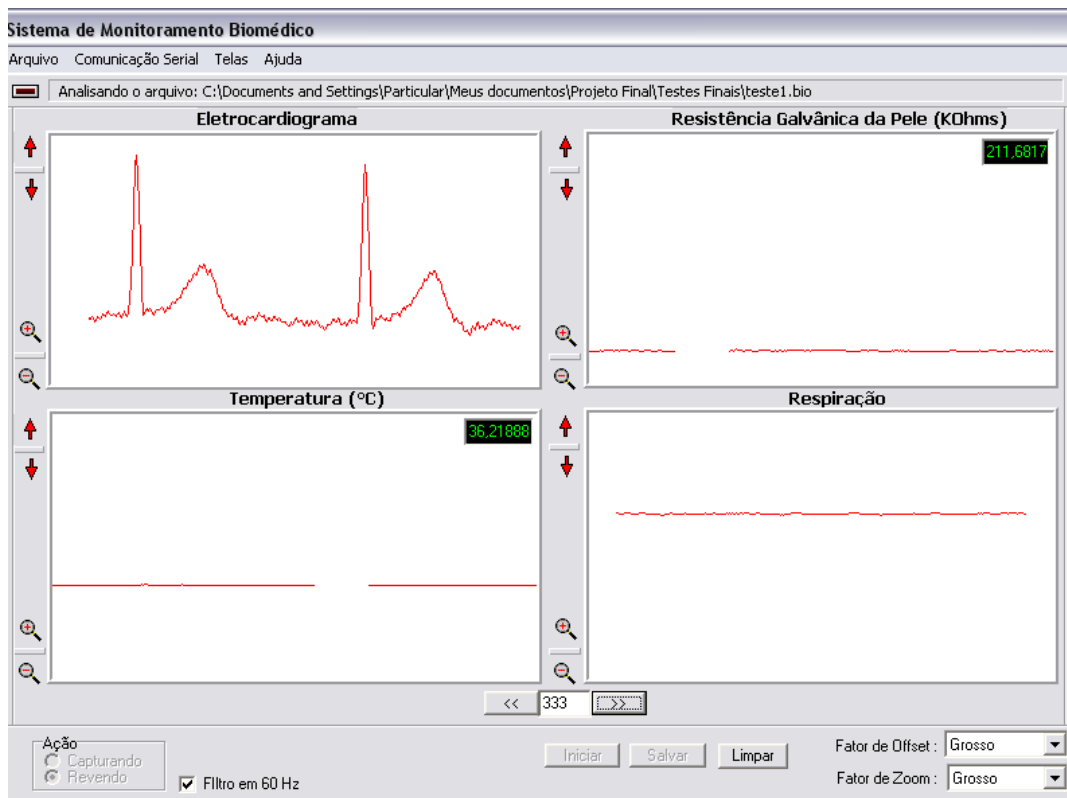


c) diagrama de pólos e zeros do filtro digital.

Figura 3.5: filtro digital implementado para diminuir o ruído de 60 Hz.



a) sinal sem utilizar o filtro digital.



b) sinal com o filtro digital.

Figura 3.6: utilização do filtro digital para reduzir o ruído de 60 Hz.

3.5.2) Calculando Valores Absolutos

Observe que para os sinais de temperatura e resistência galvânica existem pequenos displays ao lado dos gráficos nos quais são mostrados os valores médios de temperatura e resistência adquiridos. Isso foi feito porque como o sinal possui uma inércia muito grande, sendo quase uma constante, é possível estimar os valores instantâneos através de uma média.

Assim, a cada 311 amostras, o display é atualizado com a média aritmética que foi sendo calculada ao longo do tempo. Esse número de amostras equivale a aproximadamente 1 s de amostragem, uma vez que a taxa de amostragem é de 310.38 Hz, como explicado no capítulo 2.

No caso da resistência galvânica, para converter a média das amostras em um valor válido de resistência, o primeiro passo é converter o valor da amostra em um valor de tensão correspondente a partir da equação 3.4.

$$tensão = \frac{amostra \times 2.5}{4095} \quad (3.4)$$

Depois basta converter o valor de tensão em resistência utilizando a equação 3.5 que já havia sido deduzida no capítulo 2.

$$GSR = \frac{2700 \times tensão}{5 - tensão} \quad (3.5)$$

Já para o caso da temperatura, para realizar a conversão da média das amostras recebidas na entrada para um valor de temperatura, novamente é necessário achar o valor de tensão correspondente à amostra usando também a equação 3.4. Assim pode-se encontrar o valor correspondente de resistência e de temperatura pelo conjunto de equações 3.6, que também foram deduzidas no capítulo 2.

$$R = a \times tensão + b \quad (3.6)$$

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

Relembrando, a primeira relação é uma função linear que descreve a resposta do circuito de aquisição da temperatura, relacionando a tensão de saída com a resistência correspondente. Os coeficientes a e b foram calculados experimentalmente, como foi descrito no capítulo 2.

Já a segunda relação é a equação de Steinhart-Hart e seus parâmetros foram encontrados a partir da obtenção da curva de resposta do termistor que relaciona a temperatura com a resistência, como também foi explicado no capítulo 2.

3.6) Funcionalidades Adicionais

Além da função primordial de capturar os sinais provenientes dos circuitos analógicos e digitais, o aplicativo possui outras funcionalidades agregadas, que serão explicadas nos próximos tópicos.

3.6.1) Salvando e Revendo Arquivos

Como já foi citado anteriormente, quando o aplicativo está executando a captura de um sinal, é possível que essas amostras sejam gravadas para uma posterior análise e arquivamento. Todos os bytes recebidos são, a princípio, gravados em um arquivo temporário chamado “*amostras.bio*” e quando o usuário apertar o botão “*salvar*” aparecerá uma caixa de diálogo como a mostrada na figura 3.7

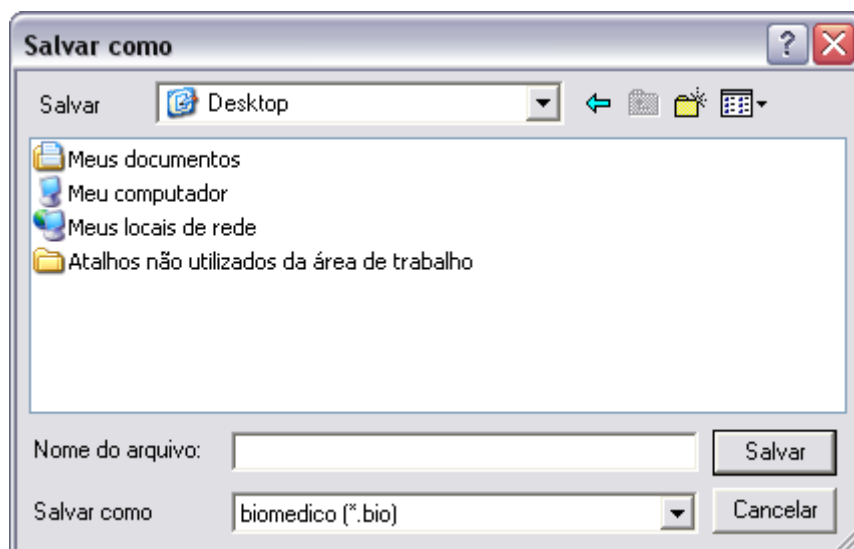


Figura 3.7: caixa de diálogo para salvar um sinal adquirido.

Nesse momento o usuário pode escolher um local e um nome adequado para o arquivo onde vai gravar todas as amostras recebidas até então. Sempre que uma nova aquisição é iniciada, o arquivo “*amostras.bio*” é apagado e criado um novo, a fim de não misturar amostras de momentos diferentes. Utilizando esse algoritmo de criar um arquivo temporário, até mesmo se o usuário decidir salvar as amostras depois de terminada a

coleta é possível porque o arquivo fica intacto até que seja iniciada uma nova coleta ou que o programa seja fechado.

Para rever um arquivo gravado em memória, basta escolher o item adequado na caixa de opções explicada no item 3.2 e selecionar o arquivo “*.bio” desejado através da caixa de diálogo mostrada na figura 3.8.

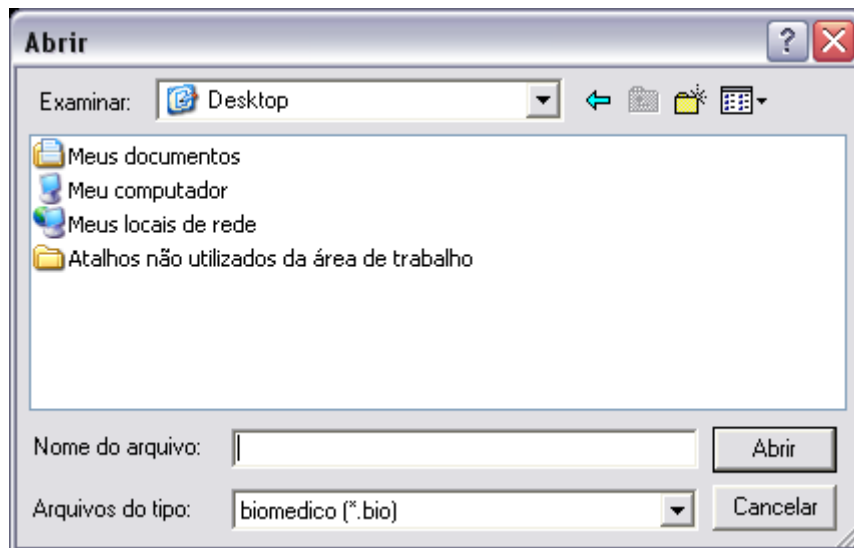


Figura 3.8: caixa de diálogo para abrir um sinal gravado anteriormente.

Antes o usuário pode escolher como ele deseja rever o sinal, podendo ser amostra por amostra ou janela por janela, como mostra a figura 3.9. No primeiro caso, cada amostra é plotada como se estivesse sendo recebida naquele exato momento a uma taxa de 1ms e no segundo caso, toda a janela gráfica é preenchida e o usuário pode percorrer todas as janelas através das setas localizadas no centro da tela. Observe que, neste caso, na caixa de texto entre as setas é mostrado o número da janela atual, como pode ser percebido na figura 3.6.

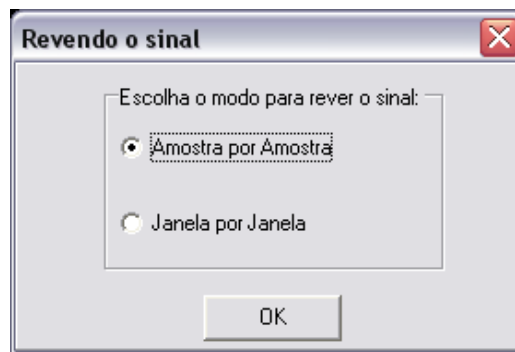


Figura 3.9: modo como o usuário deseja rever o sinal gravado.

Utilizando o mesmo algoritmo para a separação das amostras de cada canal que foi explicado no item 3.3, os sinais são mostrados na tela.

3.6.2) A Porta Serial

Por meio do menu é possível controlar a porta serial utilizada para a comunicação dos dados, além de abrir e fechar a conexão a qualquer momento. Sempre que a conexão é aberta, um indicador luminoso vermelho irá acender e quando ela estiver fechada, ele estará apagado.

Como a comunicação serial é utilizada sempre para a captura de novos dados, a porta serial é automaticamente aberta quando o usuário clica no botão “*iniciar*” e na barra de estado são indicados os parâmetros de configuração da porta. Da mesma forma, quando o usuário clicar em “*limpar*”, o processo de captura é interrompido e a porta serial é fechada (o que pode ser comprovado pelo apagamento do led).

No menu é possível alterar todas as configurações da porta serial, tais como a porta usada, a taxa de comunicação, o número de bits de dados, bits de parada e o tipo de paridade, como mostrado na figura 3.10. Entretanto não se aconselha alterar essas configurações, com exceção da porta, porque elas estão de acordo com o firmware programado no hardware digital no MSP430 e se forem alteradas sem a modificação simultânea do firmware, o sistema não irá funcionar. Sempre que o programa é iniciado, as configurações já estão de acordo com o especificado para o bom funcionamento do sistema.

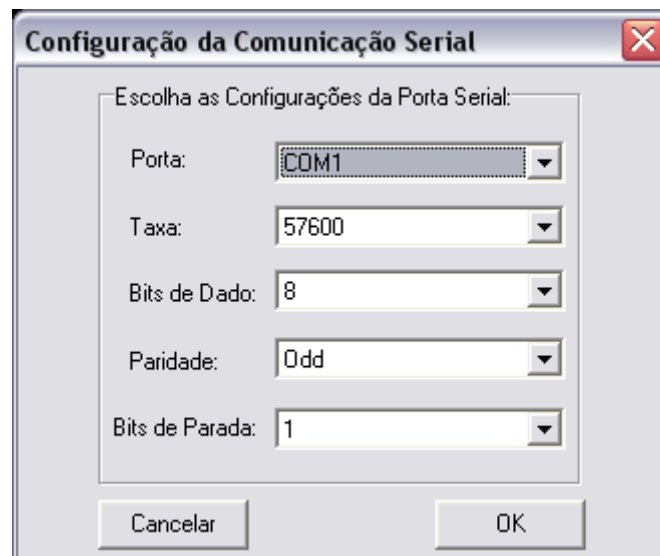


Figura 3.10: caixa de diálogo para configurar a porta serial.

Essa funcionalidade foi adicionada ao software para permitir que uma futura mudança no hardware com relação à comunicação serial se tornasse transparente para o usuário do aplicativo, que necessitaria apenas alterar as configurações da porta por meio do menu.

3.6.3) Configuração de Cores

Através do menu, algumas configurações referentes às telas de plotagem podem ser alteradas, dependendo das necessidades do usuário. Assim, a cor das linhas plotadas, do fundo das telas, do fundo e da fonte nos displays pode ser alterada, de forma independente, por meio da tela mostrada na figura 3.11.

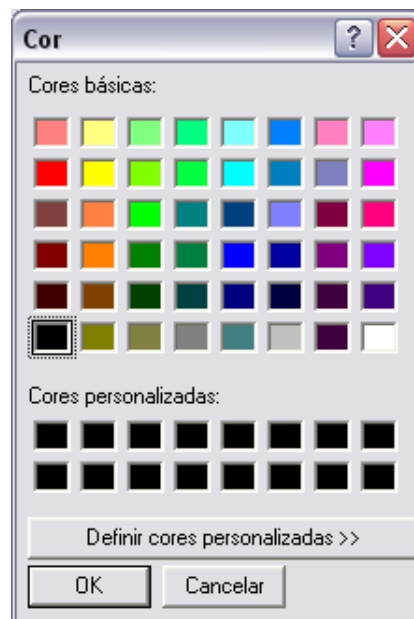


Figura 3.11: alterando as cores de todos os componentes gráficos.

Esse artifício pode ser muito útil no caso de se desejar imprimir a tela, uma vez que o fundo preto, além de gastar muita tinta, pode atrapalhar a visualização do sinal.

3.6.4) Arquivando Informações do Paciente

Sempre que desejado, as informações referentes ao paciente podem ser arquivadas através de um prontuário como o mostrado na figura 3.12.

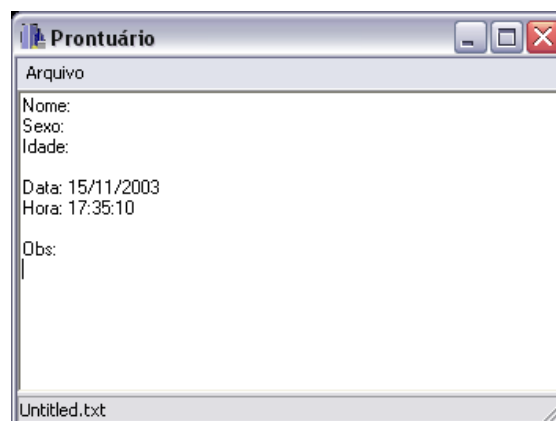


Figura 3.12: prontuário para arquivar informações do paciente.

Os campos de nome, sexo e idade aparecem no cabeçalho e podem ser completados de acordo com cada indivíduo. Depois é colocada a data e a hora que o exame está sendo feito e por fim está reservado um campo para realizar anotações relevantes. Os prontuários são salvos com o formato de texto (*.txt) e podem ser revistos em qualquer momento, sendo que sempre que ele for reaberto, a data e a hora do novo

acesso ficam registradas, permitindo o arquivamento de diferentes exames de um mesmo paciente em um único arquivo formando uma espécie de log, o que facilita a comparação entre as diversas ocasiões, como é ilustrado pela figura 3.13.

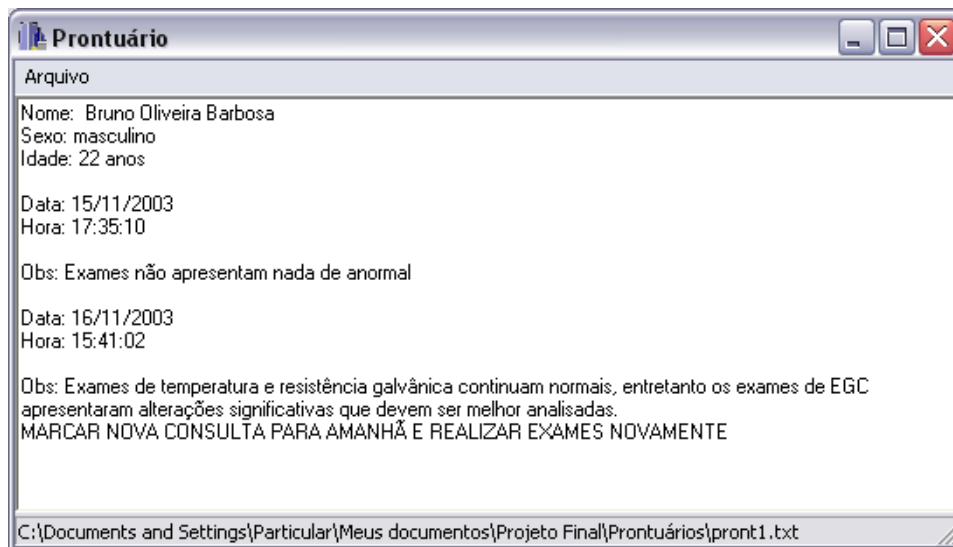


Figura 3.13: prontuário com dois exames em dias diferentes mostrando uma comparação.

3.6.5) Ajuda

Por meio da ajuda, o usuário do aplicativo pode ter acesso à explicação de todas as funções do programa, que são minuciosamente detalhadas no arquivo que acompanha o software.

Além disso, é possível obter informações sobre os desenvolvedores do projeto e sobre a versão do programa, como mostrado na figura 3.14.



Figura 3.14: janela com informações sobre o aplicativo.

Capítulo IV: Dificuldades no Projeto

Durante todo o desenvolvimento do projeto foram encontradas algumas dificuldades que serão colocadas aqui de forma resumida a fim de orientar outros possíveis estudantes que venham a estudar essa área de instrumentação biomédica.

A primeira grande dificuldade foi conseguir alguns componentes, entretanto foi descoberto que existe uma grande quantidade de empresas que, por meio de seus sites, fornecem amostras grátis de vários componentes, que são entregues em até quatro dias úteis. Dessa maneira, a grande maioria dos CI utilizados durante o projeto foram conseguidos a partir da Texas Instruments e da Analog Devices – referências bibliográficas [23] e [24], respectivamente. Entretanto existem muitas outras empresas que podem ser consultadas a partir da referência [25]. Além disso, sempre é possível recorrer aos componentes existentes no laboratório de eletrônica.

Com relação aos sensores utilizados para a aquisição dos sinais, a maior dificuldade foi encontrar um termistor com alto valor de resistência. Se fosse colocado um de baixa resistência, como os existentes no laboratório, haveria o risco de que eles se esquentassem muito com a passagem de corrente, dissipando muita energia pelo efeito Joule e queimando o paciente, além de interferir na leitura correta de temperatura. Dessa forma foi necessário comprar um termistor porque não foram encontradas empresas que fornecessem amostras grátis. De posse do termistor, o mais complicado foi realizar a sua calibragem e determinar sua curva de resposta a fim de fazer a conversão de resistência para temperatura, como foi explicado no capítulo 2.

Os demais sensores foram mais simples de trabalhar porque o de ECG pode ser comprado em qualquer casa de equipamentos hospitalares da cidade e o de GSR foi construído pelos próprios desenvolvedores porque ele tem um princípio de funcionamento bastante simples, como explicado no capítulo 2.

Uma outra dificuldade encontrada foi para o teste do circuito desenvolvido porque, principalmente no começo do projeto, são necessários alguns equipamentos como geradores de função, osciloscópios e fontes de alimentação, presentes somente nos laboratórios de Engenharia Elétrica. Assim, os horários das reuniões para o desenvolvimento do projeto tiveram que ser adequados aos horários vagos nos laboratórios. Vale ressaltar, entretanto, a grande paciência e boa vontade dos técnicos do GAT (Grupo de Apoio Técnico) que sempre fizeram o máximo possível para facilitar a seqüência do projeto.

Uma grande dificuldade encontrada para a montagem do circuito foi a utilização de CI's do tipo SMD para a construção do protótipo como as fontes de corrente e o isolador digital, uma vez que não foram encontrados CI's correspondentes com encapsulamento DIP. Apesar desse tipo de componente ser ideal para a construção de placas de circuito impresso devido o tamanho, eles não encaixam naturalmente no protoboard. Para testá-los foi necessário criar uma interface através de soldagem. O procedimento foi realizado colando-se os componentes em uma simples fita durex e em seguida soldando-se fios longos aos terminais.

No desenvolvimento do software o grande desafio foi a realização da comunicação serial e a plotagem dos sinais em tempo real. Vários componentes de interfaceamento serial e outros componentes gráficos foram testados até que se encontrasse um que fornecesse os resultados esperados para esse projeto. Na verdade, essa parte do projeto é considerada como sendo o gargalo, ou seja, ela é quem define o sucesso ou fracasso do trabalho porque realmente ela consiste na parte mais trabalhosa.

Capítulo V: Propostas para Melhoria e Seqüência do Projeto

Algumas propostas podem ser feitas para melhorar o projeto já desenvolvido e outras propostas podem sugerir como ele poderia ter seqüência.

Pensando no circuito de aquisição da resistência galvânica, seria possível comprar sensores profissionais que fornecessem uma leitura melhor e para o circuito de aquisição de temperatura poderia ser conseguido um termistor que fornecesse uma resposta mais rápida e que já tivesse sua curva de resposta da temperatura em função da resistência dada pelo próprio fabricante, diminuindo o erro no processo de obtenção da curva e reduzindo o trabalho no desenvolvimento.

A fim de melhorar o projeto como um todo, pode-se pensar em criar uma placa de circuito impresso que abranja todo o circuito, já prevendo também a colocação do MSP430, com o desenvolvimento da interface de programação via JTAG, o que tornaria o sistema independente dos kits de desenvolvimento fornecidos pela Texas Instruments além de tornar o sistema mais robusto a ruídos de todas as naturezas.

Na criação da placa de circuito impresso final, todos os componentes convencionais como resistores e capacitores poderiam ser trocados por componentes SMD. Como foi explicado no tópico anterior, esse tipo de componente tem um tamanho bastante reduzido além de fornecerem uma maior precisão.

No que diz respeito ao software, seria possível primeiramente utilizar componentes gráficos mais poderosos que permitissem o zoom também no eixo do tempo o que o tornaria ainda mais funcional. Outra proposta seria implementar uma comunicação serial full duplex com o MSP430 de modo que o usuário possa determinar a taxa de amostragem que deseja e configurar a porta serial da maneira que melhor lhe convier através do programa. Além disso, seria possível aumentar ou diminuir o número de canais de entrada possibilitando o monitoramento de outros tipos de sinais biomédicos como pressão sanguínea, por exemplo.

Seria possível ainda utilizar um protocolo de compressão para a transmissão das amostras via porta serial a fim de diminuir a banda passante do sinal, uma vez que estão sendo monitorados até quatro canais de entrada, o que viabilizaria o monitoramento de um número maior de canais.

Para a seqüência do projeto seria possível pensar em uma infinidade de aplicações que poderiam dar origem a outros trabalhos de graduação ou até mesmo de mestrado. Por exemplo, o sistema poderia ser utilizado para iniciar um estudo da correlação entre os diversos sinais biomédicos capturados, o que poderia ser muito útil para estudar o sistema nervoso.

De imediato poderia ser acoplado ao sistema mais um circuito de aquisição de sinais biomédicos, pois tudo foi desenvolvido já com um canal a mais. Assim, o hardware, o firmware e o software já forma implementados com quatro canais. A princípio, o outro sinal coletado seria o de freqüência respiratória fornecendo assim dados importantes para o estudo mais aprofundado do sistema nervoso periférico.

Outra aplicação poderia ser a criação de uma espécie de banco de dados com sinais padrão de diversos indivíduos, como atletas, sedentários, pessoas com diferentes doenças, de modo que a cada novo sinal adquirido pelo sistema, fosse possível comparar com os sinais existentes e fornecer um diagnóstico a respeito do paciente, gerando um sistema semelhante ao implementado na Alemanha.

Pode-se ainda utilizar o kit de transmissão RF do MSP430 para permitir a criação de um coletor de dados sem fio, dando aos pacientes uma maior liberdade.

Muitas outras pesquisas de iniciação científica, projetos de graduação ou até mesmo de mestrado poderiam utilizar o Sistema de Monitoramento Biomédico o que o torna uma ferramenta muito útil no meio acadêmico. De fato, a possibilidade de integrar este sistema ao projeto de graduação e mestrado do engenheiro João Luiz Azevedo de Carvalho, chamado ECGLab, já vem sendo analisada e o objetivo seria criar um sistema bastante completo para a análise do sistema nervoso periférico a partir de sinais biomédicos.

O Sistema de Monitoramento Biomédico poderia ser ainda facilmente adaptado para estudos de biofeedback utilizando os sinais de ECG, GSR e TMP. Esse tipo de monitoramento do organismo humano utiliza equipamentos eletrônicos para monitorar alterações fisiológicas no organismo que são apresentadas dinamicamente ao paciente em tempo real. A partir deste estímulo externo o paciente pode tentar controlar esses processos orgânicos de forma consciente.

Capítulo VI: Conclusões

Usando os conhecimentos adquiridos durante o curso de Engenharia de Redes de Comunicação foi desenvolvido um projeto na área de instrumentação biomédica seguindo os passos de várias outras pesquisas neste âmbito já realizadas pelo Departamento de Engenharia Elétrica.

O projeto consistiu em um sistema para a aquisição de três sinais biomédicos – frequência cardíaca, a resistência galvânica da pele e a temperatura cutânea – com o intuito de estudar o comportamento do sistema nervoso periférico, mais precisamente o ramo simpático e o parassimpático.

Para a implementação desse projeto vários assuntos estudados durante o curso foram fundamentais e entre eles estão:

- eletrônica para a implementação dos amplificadores e filtros analógicos, para a melhor aquisição dos sinais e para a escolha dos sensores.
- arquitetura de processadores digitais e programação em C e assembler para a implementação do firmware do microcontrolador MSP430.
- estudo do protocolo serial RS232 para a implementação da comunicação com o computador através da porta serial.
- teoria das comunicações para a amostragem, digitalização e transferência dos dados digitalizados.
- linguagem de programação orientada a objetos para a implementação de um software que fosse capaz de receber as amostras digitalizadas, formatá-las e plotá-las em componentes gráficos, mostrando o sinal adquirido em uma interface amigável para o usuário.
- processamento digital de sinais para a implementação do filtro digital a fim de retirar o ruído de 60 Hz proveniente da rede elétrica.

Além disso, foi necessário um estudo sobre a fisiologia dos sinais adquiridos a fim de se conhecer melhor suas características e saber como explorá-las, o que resultou em uma grande interdisciplinaridade com tópicos relacionados com a área de saúde.

O resultado foi um sistema que adquire os sinais citados anteriormente, amplifica e digitaliza, transmitindo-os ao computador por meio da porta serial, onde um aplicativo é o responsável por receber as amostras e montar os sinais, mostrando-os na tela e fornecendo a opção de gravá-los em arquivo para análises posteriores, o que cria a possibilidade de se fazer banco de dados com informações de sinais de pacientes nas mais diversas ocasiões e estados clínicos.

Este documento procurou mostrar todas as dificuldades e os resultados conseguidos no projeto de modo facilitar o estudo de futuros pesquisadores na área de aquisição de sinais biomédicos, além de propor algumas possibilidades de melhoria do projeto para o futuro.

Vale observar que a partir do Sistema de Monitoramento Biomédico poderá ser possível realizar outras pesquisas na área de instrumentação como foi explicado no capítulo 5, o que poderia gerar muitos outros trabalhos no meio acadêmico e, até mesmo, projetos de caráter comercial.

Referências Bibliográficas

Livros de Engenharia

- [1] A. Sedra e K. Smith, *Microeletrônica*, 4ª edição, Makron Books, São Paulo, 2000.
- [2] S. Derenzo, *Interfacing – A laboratory approach using the microcomputer for instrumentation, data analysis, and control*, 2ª edição, Prentice Hall, Berkeley – EUA, 1995.
- [3] A. Oppenheim, R. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*, 1ª edição, Prentice Hall, New Jersey – EUA, 1989.

Programação

- [4] C. Mateus, *C++ Builder 5 – Guia Prático*, Érica, São Paulo, 2001.
- [5] H. Deitel, M. Deitel, *C++ - Como Programar*, 3ª edição, Bookman, Porto Alegre, 2001.

Livros de Biologia e Medicina

- [6] J. Amabis e G. Martho, *Biologia dos Organismos 2*, 1ª edição, Editora Moderna, São Paulo, 1994.
- [7] A. Guyton e J. Hall, *Tratado de Fisiologia Médica*, 10ª edição, Guanabara Koogan, Rio de Janeiro, 2002.
- [8] F. Netter, *Atlas de Anatomia Humana*, 2ª edição, ARTMED, 2003.

Papers

- [9] 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.
- [10] J. Bishop, *Thermistor temperature transducer to ADC application*, Analog Applications Journal, Novembro de 2000.

Projetos Finais

- [11] Projeto Final de Graduação de João Luiz Azevedo de Carvalho: *Sistema para Análise da Variabilidade da Frequência Cardíaca*, UnB, 2002.
- [12] Projeto Final de Graduação de Frank Amorim e Júlio César Gonçalves: *Monitor Digital de Estresse*, UnB.
- [13] Projeto Final de Graduação de Lucas Paes Moreira e Mateus Campos Puttini: *Eletroencefalograma Microprocessado*, UnB.

Data Sheets

- [14] *MSP430x3xx Family – User’s Guide*, Texas Instrument Inc, Dallas - EUA, 2000.
- [15] *MSP430 Family – Applications Reports*, Texas Instrument Inc, Dallas - EUA, 2000.
- [16] *INA101 Instrumentation Amplifier Data Sheet*.
- [17] *TL06X Low-Power JFET Input Operational Amplifiers Data Sheet* (revised in 05/02).
- [18] *TLV247X Rail-to Rail Input-Output High Drive Operational Amplifiers with Shutdown Data Sheet* (revised in 03/00).
- [19] *REF200 Dual Current Source Data Sheet*.
- [20] *DCV01 Series Data Sheet*.
- [21] *DCR01 Series Data Sheet* (revised in 05/03).
- [22] *ADuM110 iCoupler Digital Isolator Data Sheet* (rev. D).

Sites: Empresas

- [23] Texas Instruments : www.ti.com
- [24] Analog Devices: www.analogdevices.com
- [25] Semiconductors: www.semichips.org.

Sites: Biofeedback

- [26] *Affective Computing: Sensing Human Affect* :
http://affect.media.mit.edu/AC_research/sensing.html
- [27] *Biofeedback* : <http://www.clinicadonner.com.br/info/folheto3.htm>
- [28] *Clinica de Biofeedback - Tereza C_Pita*
<http://www.clinicadebiofeedback.com.br/page8.html>
- [29] *Galvanic Skin Resistance and Vertebral Subluxation by Dr. Christopher Kent*
<http://www.worldchiropracticalliance.org/tcj/1999/oct/oct1999kent.htm>
- [30] *Sensors* : <http://www.thoughttechnology.com/sensors.htm>

Anexos

Anexo A: Lista dos componentes utilizados no projeto

Na tabela A1 está a lista de materiais gerada pelo software DXP da Protel com todos os componentes necessários para o projeto.

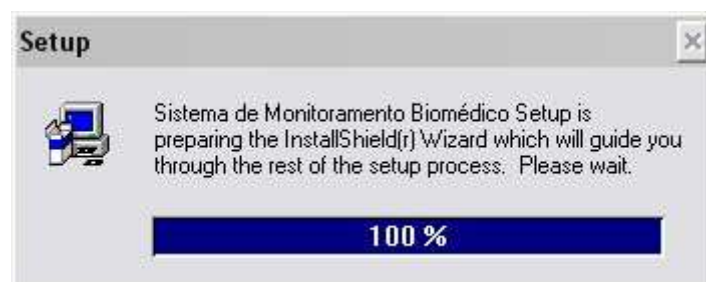
tabela A1: lista de materiais utilizados no projeto.

| Bill of Material for ProjetoFinal.PrjPCB | | | | |
|--|--------------|----------|------------------------------------|---|
| Comment | Pattern | Quantity | Components | Observation |
| 0.1uF | RAD-0.1 | 3 | C10, C11, C23 | Capacitor |
| 0.33uF | RAD-0.2 | 2 | C2, C7 | Capacitor |
| 1.1uF | RAD-0.2 | 1 | C8 | Capacitor |
| 100 | AXIAL-0.3 | 3 | R6, R15, R20 | Resistor |
| 100K | 805 | 2 | R14, Rfa1 | Resistor |
| 100nF | 1206 | 3 | C3, C4, C17 | Capacitor |
| 100uF | RB.1/2 | 1 | C16 | Capacitor |
| 10K | AXIAL-0.3 | 4 | R5, R16, R21, Rfb1 | Resistor |
| 10uF | RB.1/2 | 4 | C18, C19, C20, C21 | Capacitor |
| 1K | AXIAL-0.3 | 2 | R1, R2 | Resistor |
| 1M | AXIAL-0.3 | 4 | R3, R7, R10, R11 | Resistor |
| 1uF | RAD-0.1 | 3 | C9, C13, C14 | Capacitor |
| 2.2uF | RAD-0.2 | 4 | C1, C12, C15, C22 | Capacitor |
| 2.7M | AXIAL-0.3 | 1 | R22 | Resistor |
| 22K | AXIAL-0.3 | 2 | R8, R9 | Resistor |
| 22pF | 805 | 2 | C5, C6 | Capacitor |
| 27K | AXIAL-0.3 | 1 | RG1 | Resistor |
| 3K | AXIAL-0.3 | 1 | R18 | Resistor |
| 470 | AXIAL-0.3 | 1 | R17 | Resistor |
| 4K | AXIAL-0.3 | 1 | R4 | Resistor |
| 6.8K | AXIAL-0.3 | 1 | R19 | Resistor |
| ADUM1100 | SO-G8 | 1 | U9 | Digital Coupler |
| Crystal 3MHz | XTAL1 | 1 | Y1 | Crystal |
| D Zener_3.3 | DIODE-0.4 | 3 | D1, D2, D3 | Zener Diode |
| DCR0505P | DIP-18 | 1 | DCR | DC/DC converter isolated unregulated |
| DCV0515DP | DIP-14 | 1 | DCV1 | DC/DC converter isolated regulated |
| INA101AG | DIP-14/D19.7 | 1 | U2 | High-Accuracy Instrumentation Amplifier |
| LM3940IT3.3 | SFM-T3/A4.7V | 1 | U6 | DC/DC converter regulated |
| MAX232 | dip-16 | 1 | U7 | Dual E/A Priver/Receiver - MAX232 |
| MINIDIN6 | MINIDIN6S | 1 | CON1 | MINIDIN6 |
| MSP430F169 | MSP430F149 | 1 | U3 | Microcontroler |
| Plug | PIN1 | 9 | P1, P2, P3, P4, P5, P6, P7, P8, P9 | Plug |
| Pot_100K | VR5 | 2 | R12, R13 | Potentiometer |
| REF200AU | SO-G8 | 1 | U5 | Dual Current Source/Current Sink |
| SW-SPDT | SPDT-3 | 3 | S1, S2, S3 | Single-Pole, Double-Throw Switch |
| TL064D | SO-G14/G3.3 | 1 | U1 | Low-Power JFET-Input OpAmp |
| tlv2472 | DIP-8 | 2 | U4, U8 | Rail-to-Rail In-Out High Drive OpAmp |

Anexo B: Guia de instalação do software

Para instalar o software Sistema de Monitoramento Biomédico - versão 1.0, basta clicar no ícone de *setup.exe* que está dentro do disco de instalação e seguir os passos determinados pelo assistente.

Primeiramente será mostrada uma tela de apresentação do assistente, explicando o que será feito e realizando algumas recomendações ao usuário, como mostrado na figura B1.



a) inicialização do assistente.



b) apresentação do assistente.

Figura B1: início do processo de instalação do software.

Em seguida, é requisitado que o usuário entre com seus dados, como o nome e a empresa onde o software está sendo instalado, através da tela mostrada na figura B2.

A screenshot of a Windows-style dialog box titled "User Information". The dialog has a standard title bar with a close button (X) in the top right corner. On the left side, there is a vertical panel with a teal background containing an illustration of a computer monitor, keyboard, mouse, and a globe. Below the illustration, the text "InstallShield" is visible. To the right of the illustration, the text reads: "Type your name below. You must also type the name of the company you work for." Below this text are two text input fields. The first field is labeled "Name:" and contains the text "Bruno". The second field is labeled "Company:" and contains the text "Universidade de Brasília". At the bottom of the dialog, there are three buttons: "< Back", "Next >", and "Cancel".

Figura B2: requisição dos dados do usuário.

Um diretório de instalação é sugerido pelo assistente na tela representada na figura B3 e se desejado o usuário pode escolher um outro lugar para instalar o software.



Figura B3: escolha do diretório de instalação do software.

Por fim, o usuário deve escolher a pasta em que o ícone do programa será instalado. Observe que novamente o assistente sugere o nome de uma pasta que pode ser alterado, como indicado na figura B4.

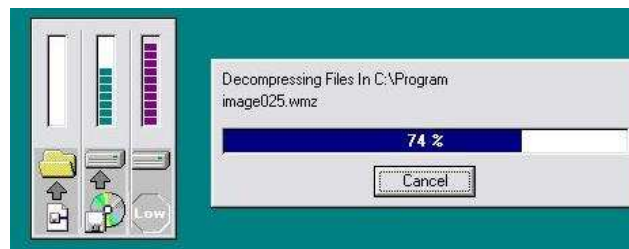


Figura B4: escolha da pasta de destino do software.

Uma tela mostrando todas as configurações escolhidas pelo usuário é mostrada e após a confirmação, o processo de instalação é iniciado. Quando a instalação é completada, o usuário pode fechar o assistente e abrir o programa automaticamente se desejar. Todo esse procedimento final está ilustrado na figura B5.



a) confirmação das configurações escolhidas para instalação



b) estado do processo de instalação.

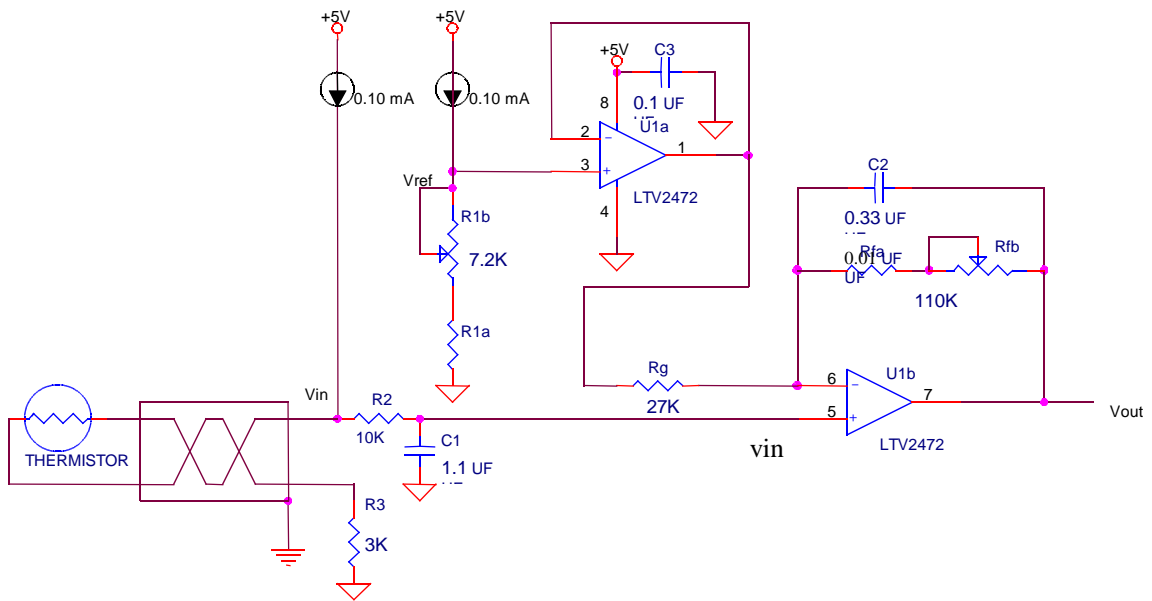


c) término do processo de instalação.

Figura B5: finalização do assistente de instalação do software.

Se necessário, o software pode ser desinstalado a qualquer momento através do assistente do próprio Windows de adicionar ou remover programas que fica no painel de controle.

Anexo C: Planilha de cálculo dos componentes do circuito de aquisição de temperatura



| | | | |
|---|--|-------------------------------|---------|
| Rmax = | 7730,0 | Ohm | |
| Rmin = | 3337,0 | Ohm | |
| I _{sensor} = | 100,0 | microA | |
| Vin _{max} = | 1,073 | OUTPUT _{max} = | 2,5 V |
| Vin _{min} = | 0,635 | OUTPUT _{min} = | 0,25 V |
| R ₃ = | 3000 | 1% | |
| V _{R3} = | 0,301 | 3010 | Ohm |
| | | V | |
| m = | $\frac{\text{OUTPUT}_{\text{max}} - \text{OUTPUT}_{\text{min}}}{(R_{0 \text{ deg. C}} - R_{100 \text{ deg. C}})I_{\text{sensor}}}$ | | 5,122 |
| Resistor values: | | | |
| m = | $\frac{R_F}{R_G} + 1$ | | |
| R _F = | $(m-1)R_G$ | | |
| Gain resistor values: | | | |
| R _G = | 27000 | 1% | |
| R _F = | 110051,650 | 26700 | Ohm |
| | | 110000 | Ohm |
| | | Vref = Vin+(Vin-Vout)*Rg/Rf = | 0,729 |
| Para Vin _{min} e Vout _{min} | | | |
| R1 = V _{REF} / I _{sensor} = | 7291 | 1% | |
| | | 7320 | Ohm |
| | C1 = | 1,1 | micro F |
| | C2 = | 0,33 | F |
| | | 14,46 | |
| | F _{IN} = | 1/(2PIR _i C1) = | 9 |
| | Famp = | 1/(2PIR _F C2) = | 4,385 |

Note: Values in black are entered values while values in red are calculated.

A planilha acima foi fornecida no formato Excel juntamente com a referência [10] e foi utilizada para facilitar o cálculo dos componentes presentes no circuito.

Basta informar os valores máximo e mínimo de resistência para o termistor e as tensões de saída desejadas para cada extremo que o restante dos componentes são calculados e atualizados na figura. Fornecendo também o valor dos capacitores usados nos filtros, a frequência de corte já é calculada imediatamente.

Anexo D: Placa de circuito impresso

Para desenvolver o layout da placa de circuito impresso foi utilizado o software Design Explorer DXP da Protel.

A fim de facilitar a implementação e o entendimento, a placa foi dividida em sete módulos que podem ser vistos na figura D1.

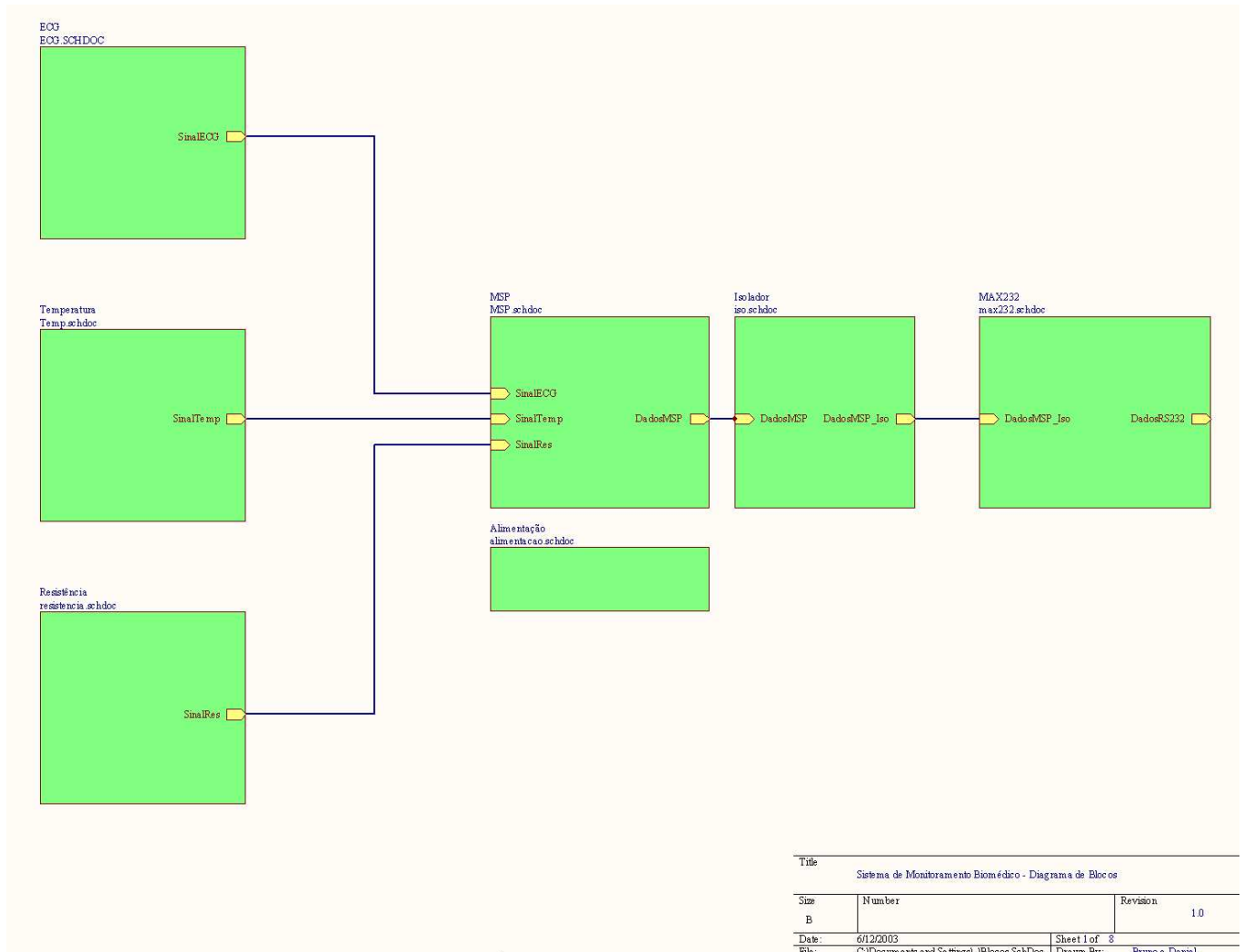
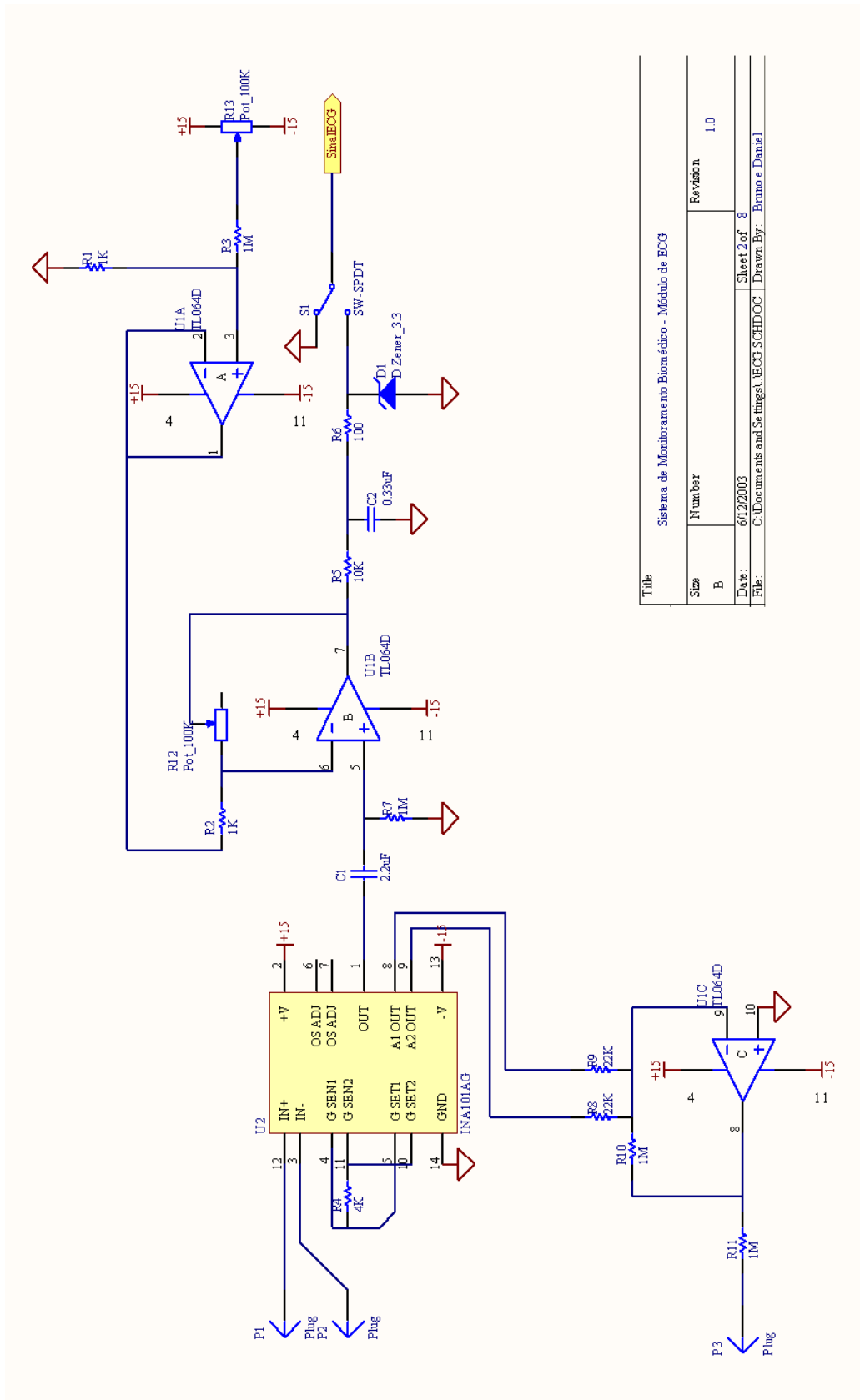


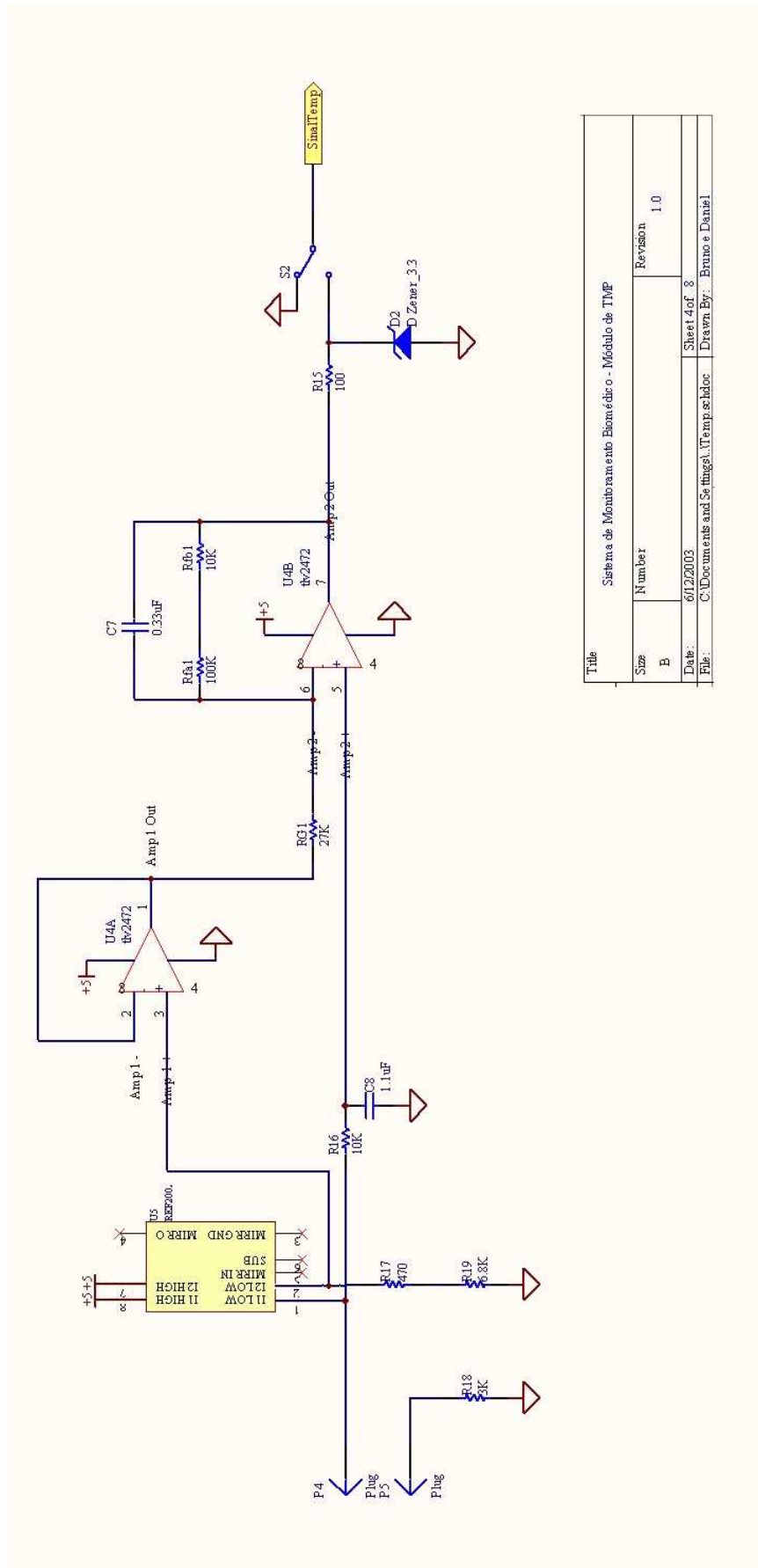
Figura D1: diagrama de blocos da placa.

Cada um dos blocos acima está representado na figura D2, com todos os componentes utilizados no projeto.



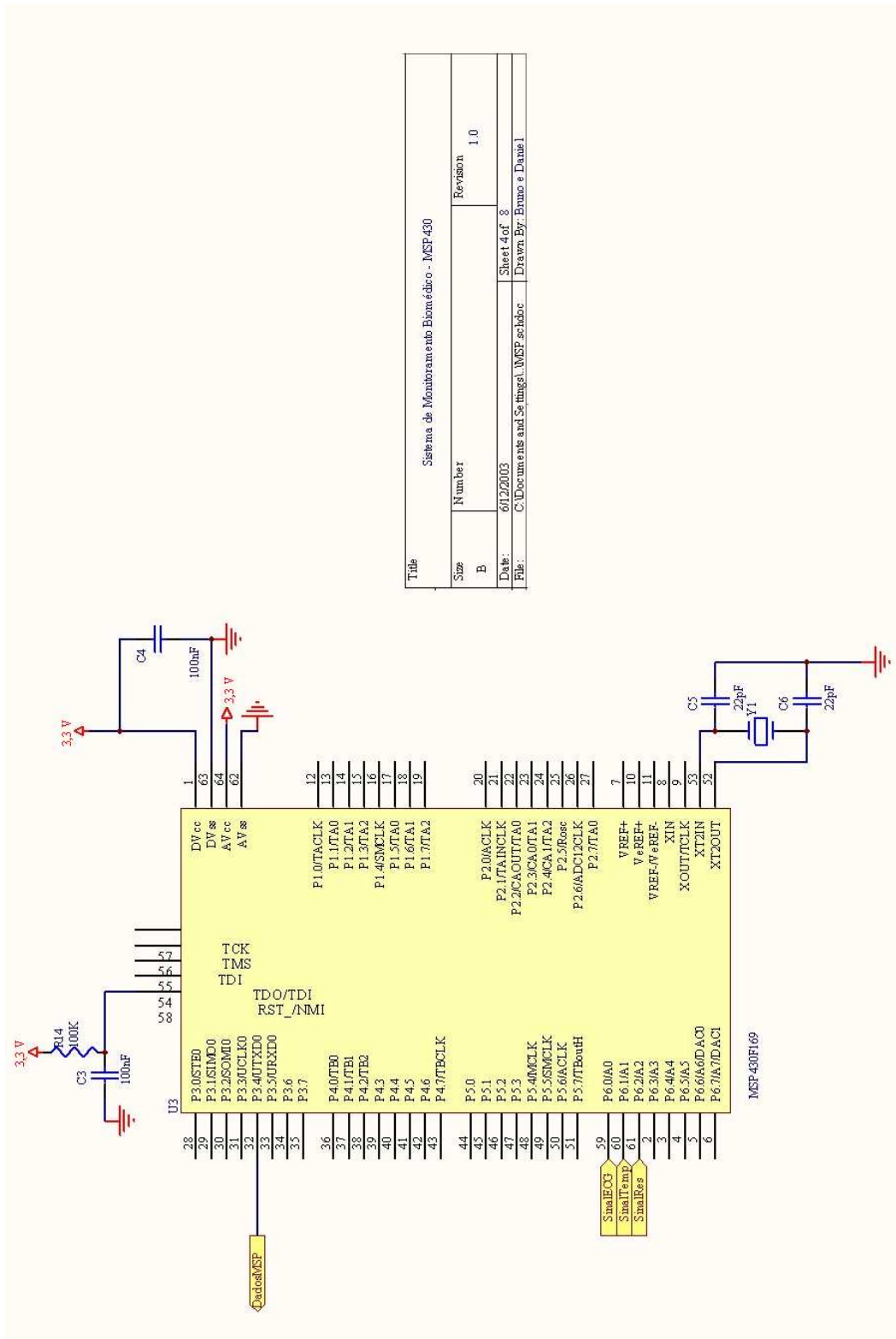
| | | | |
|-------|--|--------------|----------------|
| Title | Sistema de Monitoramento Biomédico - Módulo de ECG | | |
| Size | Number | Revision | |
| B | | 1.0 | |
| Date: | 6/12/2003 | Sheet 2 of 8 | |
| File: | C:\Documents and Settings\LEGG\SCHDOC | Drawn By: | Bruno e Daniel |

a) módulo de ECG.

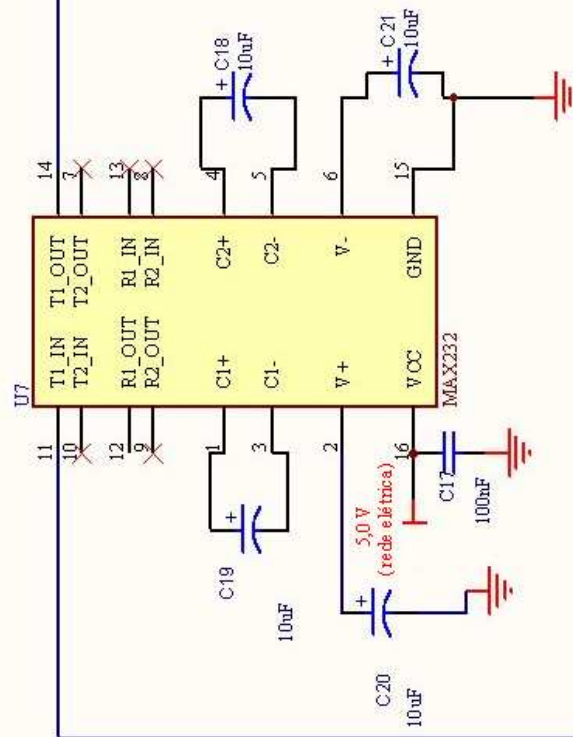
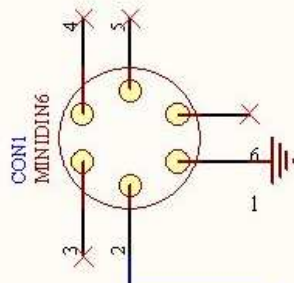


| | | | |
|-------|---|---|---|
| Title | | Sistema de Monitoramento Eletrônico - Módulo de TMP | |
| Size | Number | Revision | |
| B | | 1.0 | |
| Date: | 6/12/2003 | Sheet 4 of | 8 |
| File: | C:\Documents and Settings\Temp\shloc\Drawn By: Bruno e Daniel | | |

c) módulo de temperatura.



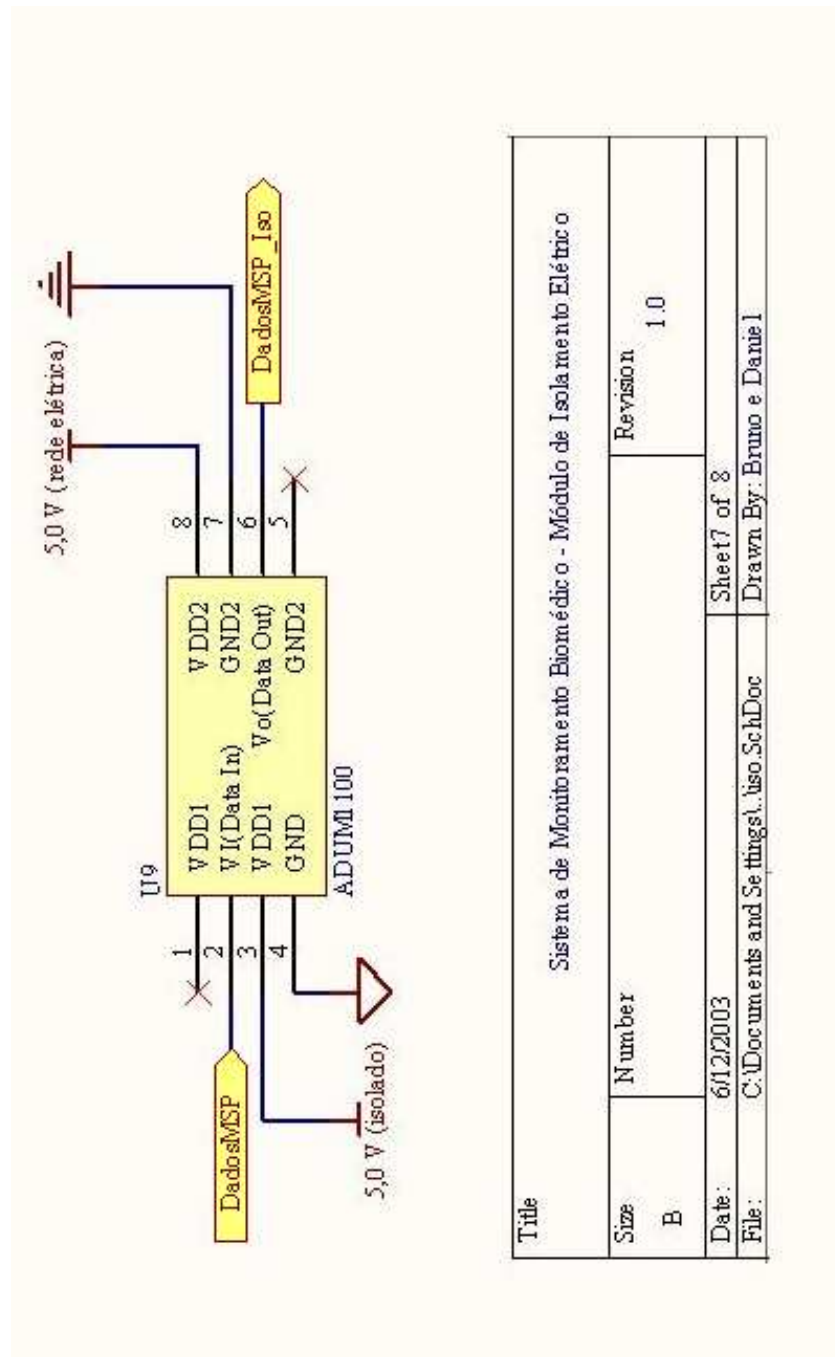
d) módulo do MSP430.



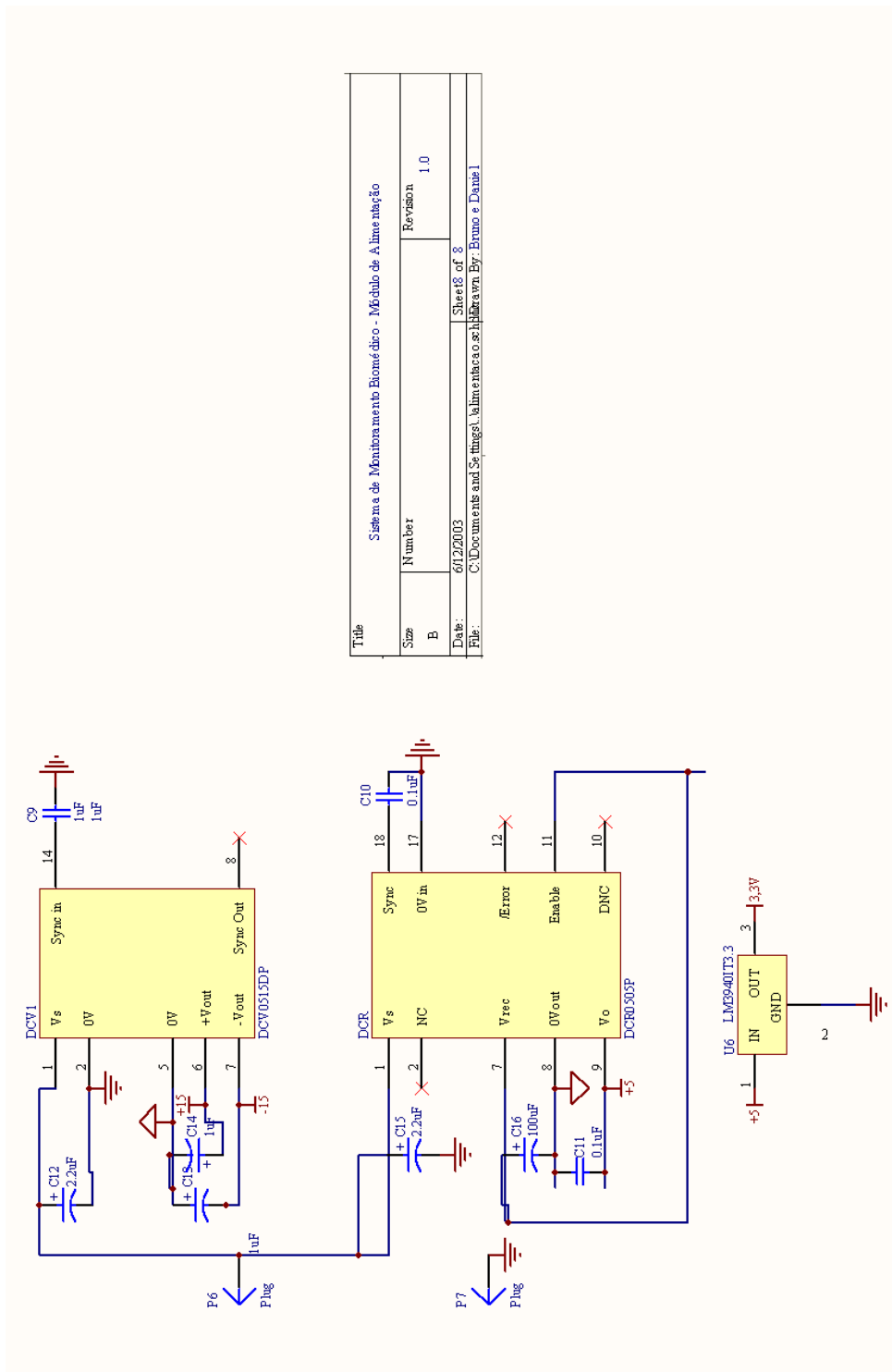
DadosMSP_Iso

| | | | |
|-------|--|---|-------------|
| Title | | Sistema de Monitoramento Biomédico - Módulo de Interface Serial | |
| Size | Number | Revision | |
| B | | 1.0 | |
| Date: | 6/12/2003 | | Sheet5 of 8 |
| File: | C:\Documents and Settings\lmax232\schdoc Drawn By: Bruno e Daniele | | |

e) módulo de interface serial.



f) módulo de isolamento elétrico.



g) módulo de alimentação.

Figura D2: módulos usados no desenvolvimento da placa de circuito impresso.

Anexo E: Código do firmware implementado

```
# include "msp430x14x.h"
//Prototipos das funções
void Clock(int divisor);
void ConfAD(void);
void ConfUART(void);
void Enviar(unsigned int result,int canal);
```

```
void main (void)
{
    Clock(DIVM_3);           // Divide MCLK por 8 e faz SMCLK = XT2
    ConfAD();               // Configura ADC12
    ConfUART();            // Configura UART
    _EINT();               // Habilita Interrupção
    while(1);
}
```

```
void Clock(int divisor)
{
    int i;
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;           // Desabilita watchdog
    BCSCCTL1 &= ~XT2OFF;                // Usará cristal externo 2
    do
    {
        IFG1 &= ~OFIFG;                // Limpa OSCFault flag
        for ( i = 0xFF; i > 0; i--);    // Tempo para o flag Setar
    }
    while ((IFG1 & OFIFG) != 0);        // OSCFault flag continua setado ?
    BCSCCTL2 |= SELS + SELM1;           // Faz SMCLK = XT2
    BCSCCTL2 |= divisor;                // Divide MCLK por divisor
}
```



```
void ConfAD(void)
{
    P6SEL = 0xFF;           // Seleciona a função de AD P6
    ADC12CTL0 = SHT0_3 + MSC + REF2_5V + REFON + ADC12ON;
    /* SHT - Define quantos períodos de clock devem ser utilizados para a amostragem, em múltiplos de
    4, até 1024
    SHT0 - do canal 0 a 7 SHT1 - do canal 8 a 15
    SHT0_3 - Divide por 32, obtendo uma taxa de amostragem de +- 320 Samples/s (156 Hz) em cada
    canal.
    REF2_5 - Define a referência em 2.5 V
    REFON - Liga o Gerador de Referência
    MSC - Múltiplas conversões
    ADC12ON - Liga o conversor
    */
    ADC12CTL1 = CSTARTADD_0 + SHS_0 + SHP + ADC12DIV_7 + ADC12SSEL_0
+ CONSEQ_3;
    /* ADC12SSEL - Seleciona fonte de clock - MCLK ou SMCLK - Usando MCLK -
    SHS_0 - Define como iniciador da converção o bit ADC12SC de ADC12CTL1.
    SHP - Define que o período de amostragem será definido pelo sinal do timer interno.
    ADC12DIV_7 - Divide o clock de entrada, o qual é MCLK, por 8.
    CONSEQ_3 - Define meio de conversão, Múltiplos canais repetidos
    */
    ADC12MCTL0 = INCH_0 + SREF_1;
    ADC12MCTL1 = INCH_1 + SREF_1;
    ADC12MCTL2 = INCH_2 + SREF_1;
    ADC12MCTL3 = EOS + INCH_3 + SREF_1;
    ADC12IE = 0x000F; // Habilita interrupção do canal 0 a 3 (ADC12MCTL0 a ADC12MCTL3)
    ADC12CTL0 |= ENC; // Habilita a conversão
    ADC12CTL0 |= ADC12SC; // Inicia a conversão
}
```

```
void ConfUART(void)
{
    UCTL1 &= 0x00;           // Configuração da porta : 57600bps , 8bits , Paridade Impar, 1 stop
    UCTL1 &= ~ SWRST;       // Desabilita o reset por software
    P3SEL |= 0xFF;         // Seleciona os pinos da porta 3 como UART e como saída
    P3DIR |= 0xFF;
    ME2 |= URXE1 + UTXE1;  // Habilita módulos de recepção e transmissão
    UCTL1 |= PENA + CHAR;  // Com paridade impar e 8 bits de dados
    UTCTL1 = SSEL1 + SSEL0; // Escolhe SMCLK para atuar na UART
    UBR01 = 0x3E;          // Divisor é 62 : conta 3575611/57600 =62.0765798
    UBR11 =0x00;
    UMCTL1 = 0x00;         // Modulação, parte fracionária da divisão. 0000000
    URCTL1 &= 0x00;       // limpa registrador de controle para a recepção(ainda não utilizada)
}
```

```
void Enviar(unsigned int result,int canal)
{
    int aux;
    aux = (result & 0xFF00) >> 8; // Pega o byte mais significativo
    aux = aux | (canal << 4 );    // Coloca o número do canal nos bits não usados
    while((UTXIFG1&IFG2) == 0); // Espera até buffer de transmissão estar VAZIO
    TXBUF1 = aux;                 // Transmite byte mais significativo
    aux = result & 0x00FF;       // Pega byte menos significativo
    while((UTXIFG1&IFG2) == 0); // Espera até buffer de transmissão estar vazio
    TXBUF1 = aux;                 // Transmite byte menos significativo
}
```

```
interrupt[ADC_VECTOR] void ADC12ISR (void)
{
    unsigned int result;
    switch(ADC12IV)                //Determina qual canal gerou a interrupção
    {
        case(0x006):
            ADC12IE&=0x000E;
            result=ADC12MEM0;
            Enviar(result,0);
            break;
        case(0x008):
            ADC12IE&=0x000C;
            result=ADC12MEM1;
            Enviar(result,1);
            break;
        case(0x00A):
            ADC12IE&=0x0008;
            result=ADC12MEM2;
            Enviar(result,2);
            break;
        case(0x00C):
            result=ADC12MEM3;
            Enviar(result,3);
            ADC12IE|=0x000F;
            break;
        default:
            break;
    }
}
```