


UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO ESCOLA POLITÉCNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

Nota final  
9,9 (com e sem)



PROJETO DE ELETROCARDIÓGRAFO PORTÁTIL BASEADO EM  
COMPUTADOR PESSOAL

Trabalho de formatura apresentado à Escola  
Politécnica da Universidade de São Paulo para  
obtenção do título de Graduação em Engenharia

Mayra Bittencourt Villalpando

Orientador: Lucas Antonio Moscato

Área de Concentração:  
Engenharia Mecatrônica

São Paulo  
2005

**UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO ESCOLA POLITÉCNICA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA**

**PROJETO DE ELETROCARDIOGRAMA PORTÁTIL BASEADO EM  
COMPUTADOR PESSOAL**

Trabalho de formatura apresentado à Escola  
Politécnica da Universidade de São Paulo para  
obtenção do título de Graduação em Engenharia

Mayra Bittencourt Villalpando

Orientador: Lucas Antonio Moscato

Área de Concentração:  
Engenharia Mecatrônica

São Paulo  
2005

DEDALUS - Acervo - EPMN



31600011838

1493968

FICHA CATALOGRÁFICA

**Villalpando , Mayra Bittencourt**

**Projeto de eletrocardiógrafo portátil baseado em  
computador pessoal / M.B.V. -- São Paulo, 2005.**

**80 p.**

**Trabalho de Formatura - Escola Politécnica da Universidade  
de São Paulo. Departamento de Engenharia Mecatrônica e  
Sistemas Mecânicos.**

**1.Sinais biomédicos 2.Eletrocardiografia 3.Inovações  
tecnológicas 4.Projeto mecânico(protótipo)  
I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento  
de Engenharia Mecatrônica e Sistemas Mecânicos II.t.**

## AGRADECIMENTOS

Se neste momento posso escrever esta seção, é porque com muita satisfação concluo o trabalho que segue. Sem dúvida, não teria sido possível chegar até aqui se não fosse pelo apoio direto ou indireto de muitas pessoas.

Agradeço ao meu professor e orientador Lucas Moscato, pelo constante direcionamento e suporte neste trabalho de pesquisa, e ao Laboratório de Microeletrônica da Escola Politécnica (LME) pela infra-estrutura disponibilizada.

Não poderia deixar de lembrar dos meus colegas, amigos e namorado pelas conversas e apoio mútuo nos momentos mais difíceis, e pela diversão em todos os outros! Pelos conhecimentos impagáveis sobre comunicação serial, não poderia esquecer do grande amigo Luís Sakata, que me economizou muitas horas de sono...

Por fim, já não tenho palavras para agradecer à minha família. Aos meus pais, grandes responsáveis pela pessoa que sou hoje, por terem aberto todas as portas antes que eu chegasse onde estou. Em especial à minha mãe, que como se não bastasse ser mãe, teve que participar! Sem seus conhecimentos sobre cardiologia, livros e contatos, esta jornada teria sido muito mais árdua: obrigada, mãe! Ao meu padrinho e engenheiro eletrônico, Luiz Henrique, por todo o material fornecido nesta empreitada.

Mais uma vez obrigada a todos, por alimentarem este sonho de tornar-me Engenheira Politécnica! Finalmente, posso dizer que não foi fácil. Mas valeu a pena! Sempre...

Mayra Bittencourt Villalpando

## **“Projeto de Eletrocardiógrafo Portátil baseado em Computador Pessoal”**

Mayra Bittencourt Villalpando  
Lucas Antonio Moscato, Prof. Orientador

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo

Departamento de Engenharia Mecatrônica e Sistemas Mecânicos

Palavras-chave: Biomedical signals, Electrocardiograph, ECG, Heart monitoring.

### **RESUMO**

O presente trabalho visa o desenvolvimento de um eletrocardiógrafo portátil e compacto, capaz de realizar a filtragem, amplificação e conversão analógico-digital do sinal proveniente de uma derivação eletrocardiográfica bipolar, em seguida, enviá-lo para um computador pessoal via porta de comunicação serial, e, finalmente, apresentá-lo na tela de um computador pessoal ou notebook. A aquisição de sinais será feita por meio de eletrodos apropriadamente conectados ao paciente e a uma placa de circuito impresso com sistema de filtragem e amplificação, sendo em seguida digitalizados e enviados ao computador pessoal. A visualização de imagens será realizada em interface gráfica baseada em ambiente Windows, mais especificamente um instrumento virtual desenvolvido com o software *Labview 7.1* da National Instruments. Desta forma, o conjunto de estilete e papel térmicos presentes nos eletrocardiógrafos de uso corrente podem ser dispensados, reduzindo consideravelmente as dimensões do aparelho. A documentação, a seguir, evidenciará as decisões de projeto e soluções estudadas ao longo do desenvolvimento deste trabalho, assim como as fases da concepção do protótipo inicial, com os fundamentos teóricos relevantes para a compreensão das necessidades e objetivos do projeto.

*Apresentado na disciplina PMR 2550 Trabalho de Conclusão de Curso II  
Agosto a Dezembro de 2005.*

Coordenadores Prof. Lucas A. Moscato e Prof. Edson Gomes

## ABSTRACT

The present study evidences the development of a compact and portable electrocardiograph (ECG) device, which is able to make the filtering, amplification and analogical-digital conversion of the recorded signal acquired from two bipolar electrocardiographic deviations. After that, this converted signal is sent to a personal computer via a serial port. The input signal to be used is the recorded cardiac cells action voltage potential acquired by electrodes connected to a patient in a Holter examination. This signal is sent to the printed circuit board, that performs the filtering and amplifying circuits functions. Subsequently, the amplified signal is digitalized and serialized with an 8-bits microcontroller and sent to the personal computer. A Windows based graphical interface, more specifically, a virtual instrument developed with *Labview 7.1*, will provide the graphic images. As a result, both thermal pen and paper, usually present in commercialized devices, can be avoided, reducing considerably the external dimensions of the device. The following documentation presents the main project decisions, as well as the prototype construction phases.

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
<b>2. OBJETIVOS.....</b>	<b>2</b>
<b>3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....</b>	<b>3</b>
3.1. NOÇÕES DE ELETROFISIOLOGIA CELULAR.....	3
3.1.1. Potencial de repouso da célula cardíaca .....	4
3.1.2. Potencial de ação da célula cardíaca .....	5
3.1.3. Potencial de ação de resposta lenta .....	6
3.1.4. O Registro .....	7
3.2. ELETROCARDIÓGRAFO .....	10
3.2.1. Histórico .....	10
3.2.2. Eletrocardiógrafo de amplificação ótica .....	11
3.2.3. Eletrocardiógrafo de amplificação eletrônica .....	12
<b>4. PROJETO.....</b>	<b>14</b>
4.1. PLANO DE TRABALHO.....	14
4.1.1. Estudo do problema e análise de viabilidade.....	15
4.1.2. Coleta de material de estudo e trabalho.....	15
<b>5. ESPECIFICAÇÕES DE HARDWARE.....</b>	<b>17</b>
5.1. O MICROCONTROLADOR (MCU) .....	18
5.1.1. Estrutura do microcontrolador .....	20
5.2. PROCESSAMENTO DE SINAIS .....	22
5.2.1. Aquisição de dados.....	22
5.2.2. Filtragem e amplificação .....	24
5.2.3. Conversão analógico-digital.....	31

<b>5.2.4. Conversão CMOS/RS-232</b> .....	35
<b>5.2.5. Comunicação Serial</b> .....	36
<b>6. ESPECIFICAÇÕES DE SOFTWARE</b> .....	40
6.1. PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR .....	40
6.2. INTERFACE GRÁFICA .....	51
<b>7. RESULTADOS</b> .....	53
7.1. FILTRAGEM E AMPLIFICAÇÃO .....	53
7.2. INTERFACE GRÁFICA .....	56
7.3. CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL E COMUNICAÇÃO SERIAL .....	57
<b>8. CONCLUSÕES</b> .....	61
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	63
<b>ANEXOS</b> .....	67

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO POTENCIAL DE AÇÃO TRANSMEMBRANA.....	6
FIGURA 2 – SEQÜÊNCIA DE EXCITAÇÃO E O ELETROCARDIOGRAMA.....	8
FIGURA 3 – O ELETROCARDIOGRAMA NORMAL ESQUEMÁTICO .....	9
FIGURA 4 – RETRATO DE WILHELM EINTHOVEN .....	10
FIGURA 5 – ELETROCARDIOGRAFO DE AMPLIFICAÇÃO ÓTICA .....	11
FIGURA 6 – DIAGRAMA DE FUNCIONALIDADES DO PROTÓTIPO.....	17
FIGURA 7 – KIT DE DESENVOLVIMENTO DEMO908QB8 DA FREESCALE .....	20
FIGURA 8 – ESTRUTURA DO MICROCONTROLADOR FREESCALE MC68HC90QB8.....	21
FIGURA 9 – PINOS DE ENTRADA E SAÍDA DISPONÍVEIS NO MCU E NO CONECTOR J1 .....	21
FIGURA 10 – SISTEMAS DE DERIVAÇÕES CLÁSSICAS .....	23
FIGURA 11 – SINAL GRAVADO EM EXAME HOLTER.....	24
FIGURA 12 – ESQUEMA ELÉTRICO DA PLACA DE FILTRAGEM E AMPLIFICAÇÃO .....	27
FIGURA 13 - PLACA DE CIRCUITO PROTÓTIPO PARA FILTRAGEM E AMPLIFICAÇÃO .....	30
FIGURA 14 – ESTRUTURA DO MÓDULO DE CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL ADC10 .....	32
FIGURA 15 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO MÓDULO ADC10 .....	33
FIGURA 16 – CONECTORES DO CABO DE COMUNICAÇÃO SERIAL.....	36
FIGURA 17 - INTERFACE GRÁFICA EM LABVIEW 7.1 .....	51
FIGURA 18 - INSTRUMENTO VIRTUAL DESENVOLVIDO PARA INTERFACE GRÁFICA.....	52
FIGURA 19 - PROTÓTIPO FUNCIONAL .....	53
FIGURA 22 - ONDA SENOIDAL PROVENIENTE DO GERADOR DE FUNÇÕES.....	58
FIGURA 23 - ONDA QUADRADA PROVENIENTE DO GERADOR DE FUNÇÕES.....	58
FIGURA 24 - LINHA DE BASE .....	59
FIGURA 25 - SINAL DE HOLTER AMPLIFICADO .....	59

FIGURA 26 - SINAL DE HOLTER AMPLIFICADO .....	60
FIGURA 27 - SINAL DE HOLTER AMPLIFICADO .....	60

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - CONCENTRAÇÕES IÔNICAS NOS MEIOS EXTRA E INTRACELULARES DO MÚSCULO CARDÍACO .....	3
TABELA 2 - PINAGEM NA EXTREMIDADE DO COMPUTADOR .....	37

## 1. INTRODUÇÃO

A concepção do eletrocardiograma clínico (ECG), pelo médico holandês Wilhelm Einthoven, remonta ao ano de 1903 (RANGAYYAN, 2002), tratando-se de um marco histórico que iniciou uma nova era na área de diagnósticos clínicos. Trata-se de aparelho capaz fornecer dados clínicos e patológicos de forma rápida e simples, além de constituir uma forma de exame não-invasiva.

Desde então, aparelhos eletrônicos tornaram-se cada vez mais presentes e indispensáveis nos ambientes hospitalares e laboratoriais, servindo aos médicos como poderosas ferramentas de trabalho.

Mais recentemente, com o rápido avanço da informática e dos sistemas computacionais, a aquisição e processamento de sinais biológicos e fisiológicos resultaram em exames médicos de maior qualidade e fidelidade, permitindo maior embasamento científico aos profissionais da área, documentação detalhada dos casos clínicos e aprimoramento das técnicas diagnósticas.

Avanços tecnológicos desta magnitude criam novas possibilidades para as comunidades científicas internacionais, sendo fundamentais para o maior conhecimento e compreensão da natureza humana.

## 2. OBJETIVOS

Este projeto foi conduzido com o objetivo de desenvolver uma primeira versão de protótipo funcional de eletrocardiógrafo portátil baseado em computador pessoal de mesa ou portátil (notebook).

O protótipo será constituído por uma placa amplificadora de sinal baseada nos eletrocardiógrafos comercializados atualmente, adaptada de forma a fornecer um sinal digitalizado ao computador. O sinal de entrada utilizado será a gravação do potencial de ação do músculo cardíaco, adquirido a partir de um par de eletrodos adequadamente posicionados no corpo do paciente.

Além disso, um computador pessoal contendo o software instalado para leitura, reconstrução e visualização gráfica, estará conectado à placa amplificadora.

### 3. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

O intuito deste capítulo é fornecer embasamento teórico sobre os principais conceitos eletrofisiológicos envolvidos no ciclo de despolarização do músculo cardíaco, permitindo condução adequada do projeto do aparelho a ser desenvolvido. Os fundamentos teóricos, além de situarem o tema desenvolvido neste trabalho, fornecem informações indispensáveis para que, posteriormente, possam ser definidas as especificações de projeto e a condução de testes.

#### 3.1. NOÇÕES DE ELETROFISIOLOGIA CELULAR

Segundo Moffa e Sanches (2001), a atividade elétrica do coração deve-se às diferentes concentrações dos íons nos meios extra e intracelulares das células cardíacas. O fluxo de íons, água, proteínas e outras substâncias entre os meios extra e intracelular é regulado pela membrana celular, estrutura lipoprotéica altamente organizada e seletiva.

A tabela 1 indica as concentrações iônicas dos meios intra e extracelulares quando a célula está em repouso (diástole). Verifica-se que o íon  $K^+$  (potássio) possui concentração relativa 30 vezes maior no meio intracelular, sendo o íon mais importante neste meio. Além do potássio, são importantes para a atividade elétrica do músculo cardíaco alguns outros íons difusíveis como cálcio, magnésio, cloro e principalmente o sódio, além de alguns ânions não-difusíveis.

<i>Íon</i>	<i>Extracelular (mM)</i>	<i>Intracelular (mM)</i>	<i><math>E_x</math> (mV)</i>
$Na^+$	145	20	+52
$K^+$	4	135	-92
$Ca^{2+}$	2	$10^{-4}$	+129
$Cl^-$	120	10	-64

Tabela 1 - Concentrações iônicas nos meios extra e intracelulares do músculo cardíaco

As diferentes concentrações dos íons geram diferença de potencial entre os meios, a qual é possível de ser medida por instrumentos especializados. Esta diferença de potencial varia ao longo do ciclo do batimento cardíaco, sendo controlada pela variação na permeabilidade da membrana celular.

É importante notar que o movimento iônico depende da diferença em sua concentração, da diferença de potencial elétrico e ainda da permeabilidade entre os dois meios, ou seja, o fenômeno da difusão dos íons por transporte passivo é regido: a) pela força elétrica que tende a neutralizar o potencial elétrico migrando os íons da região com potencial positivo para a região com potencial negativo; b) pela força química que tende a igualar a concentração dos meios, migrando os íons da região com maior concentração para a região com menor concentração; c) pela permeabilidade seletiva da membrana celular, a qual pode impedir o trânsito de determinadas substâncias de acordo com o estado da célula.

A difusão de íons também pode ocorrer por transporte ativo (depreendendo consumo de energia) e opondo-se aos gradientes químico e/ou elétrico. As conhecidas bombas de sódio e potássio são exemplos deste fenômeno.

A seguir, serão apresentados os aspectos físicos principais que caracterizam o potencial de repouso (diástole) e o potencial de ação (sístole) transmembrana das células cardíacas em geral e das células cardíacas especializadas (resposta lenta).

### **3.1.1. Potencial de repouso da célula cardíaca**

Moffa e Sanches (2001) destacam que anteriormente acreditava-se ser a distribuição desigual dos íons  $\text{Na}^+$  e  $\text{K}^+$  o principal responsável pelo potencial de repouso transmembrana. Atualmente atribui-se à concentração de  $\text{K}^+$  a significância deste potencial, devido à sua maior

permeabilidade através da membrana (aproximadamente 50 vezes maior que a do sódio) enquanto a mesma encontra-se em repouso.

Ao atingir o equilíbrio, o potencial elétrico entre os dois lados da membrana pode ser deduzido através da equação de Nernst (SILVA FILHO, 2004):

$$E = \frac{RT}{zF} \cdot \ln\left(\frac{C_e}{C_i}\right)$$

Na equação acima, R é a constante universal dos gases (8,314 J/K.mol), T é a temperatura absoluta [° K], z é a valência do íon (adimensional), F a constante de Faraday (96487 C/mol),  $C_i$  a concentração iônica no interior da célula [mM] e  $C_e$  a concentração iônica no exterior da célula [mM].

Para o  $K^+$ , utilizando-se valores experimentais obtidos para o coração humano à temperatura de 37° C conforme tabela 1, obtemos:

$$E_{K^+} = \frac{RT}{F} \cdot \ln\left(\frac{C_e}{C_i}\right) = 2,67 \times 10^{-2} \cdot \ln\left(\frac{4}{135}\right) = -94mV$$

Este potencial está de acordo com o valor do potencial de repouso da maioria das células dos mamíferos, que permanece entre -90 e -100mV.

Ao longo deste estudo, será considerado o valor típico de -90mV para o potencial de repouso da célula cardíaca. Nesta situação, diz-se que a célula está polarizada.

### 3.1.2. Potencial de ação da célula cardíaca

Ao receber um estímulo físico qualquer, a célula cardíaca altera sua permeabilidade subitamente, permitindo o fluxo livre de íons  $Na^+$  e  $K^+$  na direção da diminuição de seus gradientes eletroquímicos (MOFFA; SANCHES, 2001). Conseqüentemente, ocorre a despolarização da célula. O registro elétrico deste fenômeno é conhecido como potencial de

ação transmembrana, e pode ser esquematicamente representado por 4 fases, as quais estão representadas no gráfico abaixo e serão definidas a seguir.

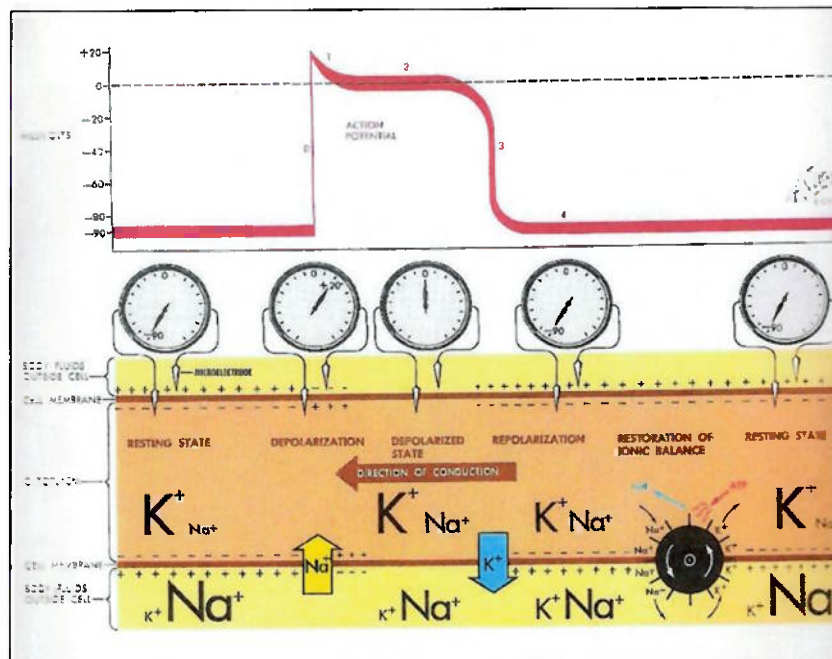


Figura 1 – Representação esquemática do potencial de ação transmembrana

- Fase 0 = despolarização: entrada rápida de Na<sup>+</sup>
- Fases 1, 2 e 3 = repolarização: saída contínua de K<sup>+</sup>
  - Fase 1: saída de K<sup>+</sup> e entrada de Cl<sup>-</sup>, além e ter cessado a entrada de Na<sup>+</sup>.
  - Fase 2: saída de K<sup>+</sup> e entrada de Ca<sup>2+</sup>.
  - Fase 3: somente saída de K<sup>+</sup>.
- Fase 4 = repouso ou fase diastólica: troca de íons = saída de Na<sup>+</sup> e entrada de K<sup>+</sup> através de bomba Na<sup>+</sup>/K<sup>+</sup>, com gasto energético (transporte ativo). Também há saída de Ca<sup>2+</sup>.

### 3.1.3. Potencial de ação de resposta lenta

De acordo com Moffa e Sanches (2001), a descrição acima se aplica às células cardíacas, em geral, conhecidas como miócitos His-Purkinje. Entretanto, algumas células

especializadas apresentam comportamento diferente, o qual é importante para a compreensão do início e da dispersão do estímulo cardíaco normal.

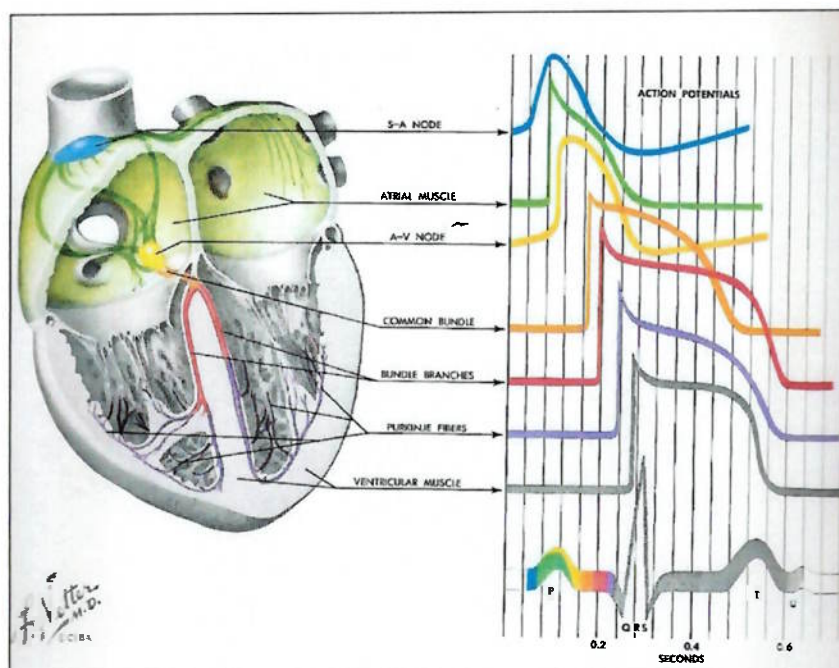
As células de potencial de resposta lenta são o nó sinusal e o nó atrioventricular, nas quais não é observada a fase de despolarização, ou fase 0, devido à ausência dos canais de  $\text{Na}^+$ . A despolarização destas células ocorre de forma gradual, conforme ocorre influxo de  $\text{Ca}^{2+}$ .

#### **3.1.4. O Registro**

Os movimentos de contração e descontração do músculo cardíaco podem ser estudados através de seus registros elétricos obtidos a partir de exames eletrocardiográficos. O traçado resultante permite que profissionais da área médica identifiquem rapidamente anomalias ou alterações patológicas no paciente, além de evidenciar informações mais simples como a frequência dos batimentos cardíacos, em um exame simples e não-invasivo.

A ilustração abaixo identifica o complexo QRS, assim como tempos típicos de um traçado para uma pessoa saudável.

A figura 2 ilustra didaticamente a composição de um registro eletrocardiográfico observado.



**Figura 2 – Seqüência de excitação e o eletrocardiograma**

Segundo Netter (1978), os sete traçados do potencial de ação transmembrana indicam a seqüência normal da ativação cardíaca, comparando-a com o eletrocardiograma esquemático mostrado abaixo deles. As cores do traçado do ECG sugerem a relação temporal e influência de cada tipo de potencial de ação no eletrocardiograma normal e também a contribuição da atividade elétrica de cada tipo de célula para o ECG gravado da superfície corpórea.

A partir destes traçados fica claro que, embora a seqüência normal de ativação cardíaca resulte da distribuição anatômica e das propriedades únicas de células cardíacas especializadas, não há sinal gravado no eletrocardiograma que corresponda a cada um desses eventos. Desta forma, a seqüência de excitação dos tecidos especializados pode ser determinada apenas indiretamente, observando-se as características temporais dos complexos P e QRS e suas relações.

A figura 3 mostra mais claramente as formas presentes em um registro de eletrocardiograma genérico. O eletrocardiograma é somente um gráfico da variação de tensões ao longo do tempo. O papel de impressão padrão é milimetrado, onde a menor divisão do eixo horizontal representa 0,04s e a menor divisão no eixo vertical representa 0,1mV.

A onda P é o resultado da despolarização atrial. O intervalo P-R, o qual inclui a onda P mais o segmento P-R, é uma medida do intervalo de tempo entre o começo da despolarização atrial até o começo da despolarização ventricular. A onda Q é a primeira deflexão para baixo do complexo QRS e, normalmente, deve-se à despolarização do ventrículo esquerdo. A onda S é a primeira deflexão negativa seguindo a onda R, e deve-se à despolarização da região basal posterior do ventrículo esquerdo. O intervalo Q-T é medido do início do complexo QRS até o final da onda T, incluindo o complexo QRS, segmento S-T e intervalos da onda T. O intervalo QRS total não deve exceder 0,1s (NETTER, 1978).

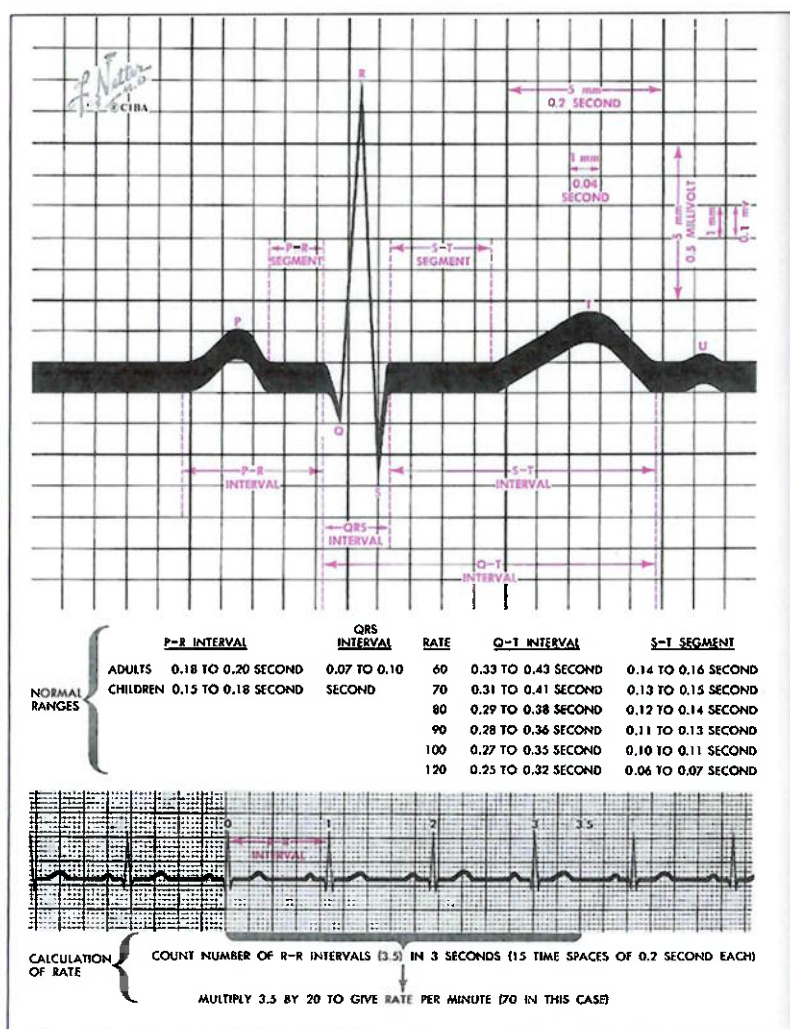


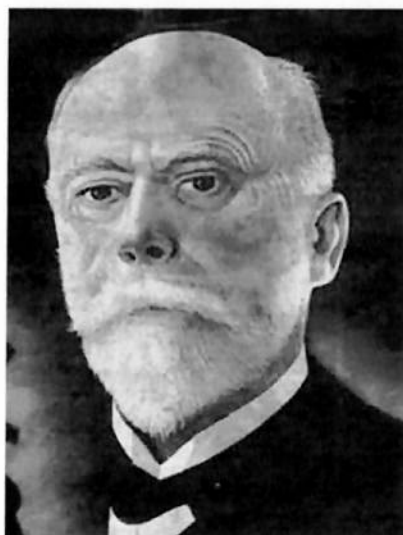
Figura 3 – O eletrocardiograma normal esquemático

## 3.2. ELETROCARDIÓGRAFO

A presente seção dedica-se a localizar historicamente as fases do desenvolvimento tecnológico do eletrocardiógrafo, desde sua invenção por Wilhelm Einthoven até o início do século XXI.

Serão apresentados os conceitos de amplificação ótica e amplificação eletrônica.

### 3.2.1. Histórico



**Figura 4 – Retrato de Wilhelm Einthoven**

A invenção do eletrocardiógrafo pelo médico holandês Wilhelm Einthoven (\*1860, †1927) em 1903, instaurou uma nova era na medicina diagnóstica, rendendo-lhe o prêmio Nobel da Medicina em 1924 (RANGAYYAN, 2002).

O aparelho desenvolvido por Einthoven fundamentou-se nos resultados obtidos previamente por Waller, em 1888. Waller realizou estudos experimentais em cães, posicionando dois eletrodos diretamente sobre a superfície cardíaca. Concluiu que havia uma

diferença de potencial, a qual era máxima quando um eletrodo encontrava-se na base e outro na ponta do coração, comparável a uma pilha com os pólos nestes dois pontos.

O desafio de Einthoven foi realizar esta medição sobre a superfície corpórea, onde a intensidade da onda elétrica é muito menor (da ordem de milivolts) devido à resistência dos tecidos ósseo e adiposos que se encontram entre o coração e esta superfície externa do corpo. A solução encontrada foi o eletrocardiógrafo de amplificação ótica, utilizando um galvanômetro de corda, capaz de amplificar o sinal obtido pelos eletrodos.

Além disso, Einthoven estabeleceu o sistema das derivações clássicas, também conhecido como “triângulo de Einthoven”, o qual define as configurações de posicionamento dos eletrodos para realizar o registro do sinal, atribuindo ao coração o ponto de potencial nulo.

### 3.2.2. Eletrocardiógrafo de amplificação ótica

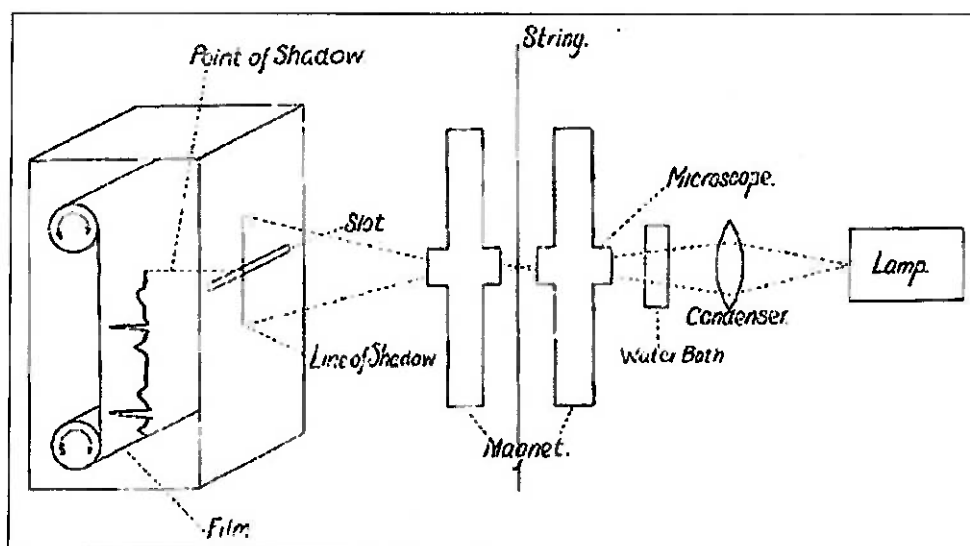


Figura 5 – Eletrocardiógrafo de amplificação ótica

A concepção inicial do aparelho eletrocardiógrafo indicada por Moffa e Sanches (2001), a qual se baseia em galvanômetro de corda, consiste em um fino fio de quartzo coberto por uma camada de prata para refletir um feixe de luz, o qual se movimenta (deflete)

com a passagem de corrente variável captada pelos eletrodos em um forte campo magnético de um ímã permanente.

Conforme a figura 5, o registro é desenhado pelo ponto escuro que marca o papel fotográfico em movimento contínuo.

Um dos inconvenientes do sistema é a relativa fragilidade da corda, a qual pode se romper ou colar às paredes do ímã. Além disso, o traçado obtido em papel fotográfico exige revelação e secagem, retardando a leitura do traçado. A resistência da pele do paciente é um fator importante neste tipo de aparelho, razão pela qual a pele precisa ser cuidadosamente preparada antes da tomada do traçado e a tensão da corda (sensibilidade do aparelho) deve ser reajustada em cada derivação.

### **3.2.3. Eletrocardiógrafo de amplificação eletrônica**

Para Moffa e Sanches (2001), esta é atualmente a tecnologia normalmente empregada. O sinal proveniente do paciente é filtrado e amplificado através de amplificadores operacionais e de instrumentação e, após este tratamento, o sinal elétrico resultante é convertido no movimento mecânico capaz de efetuar o registro. Existem três tipos fundamentais deste grupo, identificados a seguir.

O primeiro é o galvanômetro de espelho, que consiste em uma bobina de fio finíssimo, suspensa no campo magnético de um ímã permanente. Ao passar corrente pela bobina, esta sofre rotações no campo magnético. Preso à bobina está um espelho que irá refletir a luz de uma lâmpada apropriada, projetando-se sobre um filme fotográfico. Sendo a sensibilidade deste galvanômetro inferior à do aparelho de corda, a tensão gerada pelo coração precisa da amplificação eletrônica citada anteriormente.

O segundo tipo é o galvanômetro de bobina. Este é muito utilizado atualmente e será um objeto de estudo e observação ao longo deste trabalho. A bobina possui um estilete preso a ela, permitindo a inscrição direta, por meio de tinta ou aquecimento. A massa do sistema é elevada e sua inércia limita a resposta às frequências mais elevadas. Isso torna tais aparelhos, embora excelentes para uso clínico, inapropriados para experimentação em pequenos animais ou para a tomada de traçados com eletrodos diretamente em contato com o coração. A vantagem dos aparelhos que empregam inscrição por tinta é que, em lugar do filme, usam papel comum, com as coordenadas já impressas, de baixo custo e fácil obtenção. O emprego de papéis termossensíveis e de estiletos aquecidos, associados a um mecanismo de correção tangencial, permite o registro de um traçado semelhante ao obtido por sistemas fotográficos, razão pela qual tem grande aceitação na prática diária.

O terceiro tipo é o que emprega o uso de tubos catódicos. Nesses aparelhos, o feixe de elétrons emitido pelo “canhão” de um tubo de raios catódicos, exige grande amplificação para ser movimentado. Esse mesmo feixe, ao chocar-se com uma tela revestida por emulsão especial, provoca fluorescência que, persistindo durante algum tempo, permite a leitura visual do traçado, bem como seu registro fotográfico ou diretamente em papel. É utilizado durante cirurgias, cateterismo intracardíaco e para monitoramento contínuo em unidades de tratamento intensivo.

Recentemente, com a evolução da tecnologia digital, surgiu uma nova possibilidade de processamento dos sinais biológicos e do desenvolvimento de canais de registro digitais. No canal de registro digital, os elementos fundamentais do eletrocardiógrafo eletrônico permanecem os mesmos do canal analógico, mas o registrador é substituído por um monitor ou tela de cristal líquido, exigindo que o sinal passe por conversão analógico-digital.

## 4. PROJETO

Observados os fundamentos teóricos previamente fornecidos, torna-se possível um melhor detalhamento do projeto a ser desenvolvido e o protótipo correspondente.

A proposta deste trabalho é desenvolver o circuito de um eletrocardiógrafo de amplificação eletrônica baseado em aparelhos disponíveis no mercado, de forma a utilizar a gravação do sinal captado diretamente através de eletrodos do corpo do paciente. Após a amplificação do sinal, o mesmo será digitalizado e enviado para um computador pessoal via comunicação serial.

Para tanto, será necessário realizar a conversão analógico-digital do sinal analógico amplificado, seguida do armazenamento em “buffer”, com posterior envio na forma serial para o computador pessoal.

Inclui-se no âmbito deste projeto a concepção do software capaz de interpretar o sinal digitalizado recebido e exibi-lo no monitor do computador pessoal. Este software, no caso, é um instrumento virtual desenvolvido em *Labview 7.1* da National Instruments (versão Windows).

### 4.1. PLANO DE TRABALHO

O bom desenvolvimento do trabalho depende fundamentalmente da definição adequada das atividades a serem desenvolvidas, ou seja, da estruturação de um plano de trabalho.

#### **4.1.1. Estudo do problema e análise de viabilidade**

Esta fase foi extremamente importante para a organização do trabalho. Dado o tema escolhido para presente estudo, tratou-se de um período reservado para pesquisa de trabalhos relacionados à instrumentação e aquisição de sinais fisiológicos, ambientação com relação às tecnologias e protocolos de comunicação disponíveis e plataformas para desenvolvimento de software, assim como a detecção de possíveis riscos à vida humana.

Desta forma, minimizaram-se as chances de atraso, interrupção ou mesmo interrupção do projeto devido a restrições de segurança, tempo, incompatibilidade tecnológica ou custo. Ao fim desta etapa, tornou-se possível a visualização mais clara do fluxo de atividades a ser seguido.

#### **4.1.2. Coleta de material de estudo e trabalho**

Iniciou-se com revisão bibliográfica focada em anatomia do sistema cardiovascular, fisiologia dos sinais cardiovasculares, instrumentação clínica para aquisição de sinais biológicos, e protocolos de comunicação.

Além disso, tornou-se essencial o contato com profissionais da área médica em busca de opiniões e críticas quanto ao mercado atual e ao estudo em desenvolvimento. O presente projeto pode resultar em um produto comercializável e sua concepção envolverá a combinação de soluções existentes com o resultado de pesquisas a serem realizadas. Por este motivo, torna-se primordial a opinião dos possíveis usuários com relação à interface visual e plataforma de desenvolvimento do software. O ambiente a ser utilizado (Windows, Linux, Unix, etc.) deve ser definido criteriosamente, levando-se em consideração tanto o impacto em desempenho e programação, quanto as preferências e restrições dos usuários.

Aparelhos eletrocardiógrafos disponíveis no mercado foram analisados com relação às soluções de engenharia que os viabilizaram e a condução de uma breve análise de valor também se mostrou conveniente.

## 5. ESPECIFICAÇÕES DE HARDWARE

De posse das informações obtidas, seguindo-se as orientações descritas anteriormente, o escopo do projeto pode ser melhor definido.

O protótipo a ser construído será capaz de realizar o processo ilustrado no diagrama abaixo:

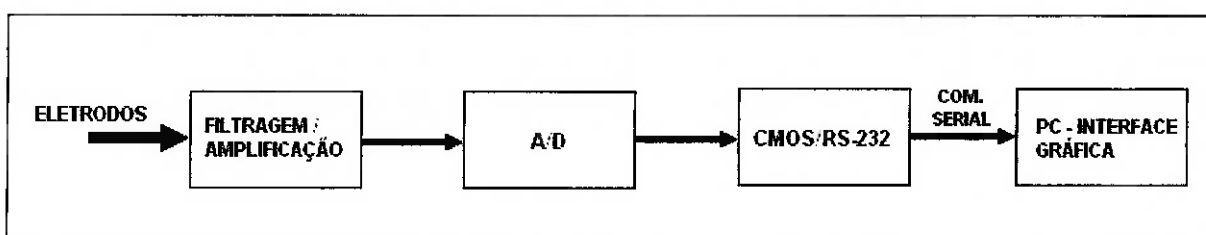


Figura 6 – Diagrama de funcionalidades do protótipo

O diagrama esquematiza os processos de aquisição de dados, filtragem e amplificação, conversão analógico-digital, conversão de nível CMOS para RS-232, transmissão de dados por comunicação serial e visualização de imagens.

As principais partes constituintes do protótipo são:

- a) Aparelho reproduzidor de fitas cassete (walkman) com gravação de exame Holter;
- b) Placa protótipo com circuito de amplificação e filtragem;
- c) Placa de circuito (Kit DEMO908QB8) com microcontrolador programado para realizar conversão analógico-digital e comunicação serial com computador pessoal;
- d) Computador pessoal ou notebook baseado em sistema operacional Windows XP, software de visualização gráfica desenvolvido em *Labview 7.1* e porta de comunicação serial instalados;
- e) Cabos e conectores necessários para conexão das partes: um cabo miniplugue estéreo, um cabo de comunicação serial com conectores tipo DB9 macho e fêmea, um cabo com

conectores latch para conexão das placas de circuito e um cabo USB para alimentação do circuito através da porta USB do PC.

Ao longo deste capítulo serão detalhados os principais componentes e processos envolvidos no projeto.

### 5.1. O MICROCONTROLADOR (MCU)

O microcontrolador é o componente fundamental no projeto eletrônico, sendo responsável pelas funções lógicas digitais e controle da comunicação entre os circuitos. Sua escolha deve ser criteriosa, dado que existem diversos tipos e marcas disponíveis no mercado, cada qual com diferentes características como número de bits, capacidade de memória, pinos de entrada e saída de sinais.

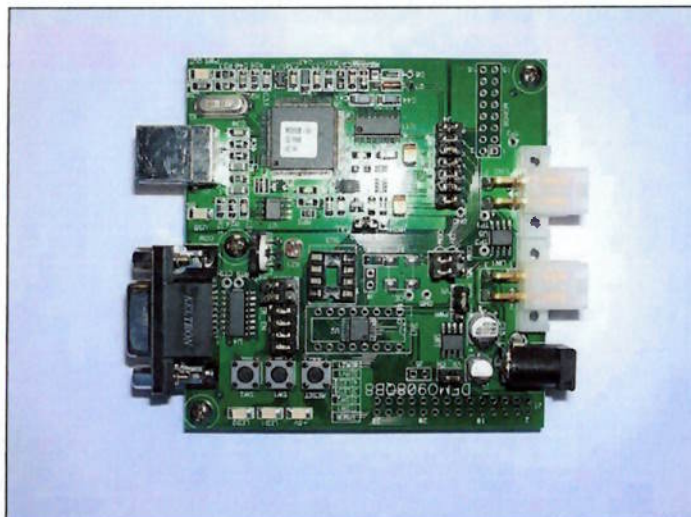
Neste caso, os principais critérios de escolha são: necessidade de um canal de conversão analógico-digital de no mínimo 10 bits, comunicação serial assíncrona e baixa voltagem de operação e baixo custo.

O componente escolhido foi o microcontrolador MC68HC908QB8 de 8-bits que integra a família HC08, produzido pela Freescale/Motorola. O fabricante distribui também um kit de desenvolvimento denominado DEMO908QB8 para que programação e testes de novos projetos sejam mais fáceis. O kit de desenvolvimento será mantido na estrutura do protótipo, mas poderia ser integrado na placa de filtragem e amplificação após inserção do programa em sua memória “flash”.

Os principais recursos utilizados do kit de desenvolvimento DEMO908QB8 e as características relevantes do microcontrolador MC68HC908QB8 estão citados abaixo (FREESCALE, 2005):

- MC68HC908QB8 CPU

- 8K Byte Flash Memory;
- 256 Bytes RAM
- Oscilador interno
- Até 13 linhas de E/S, apenas 1 entrada;
- Portas de comunicação serial ESCI e SPI
- Comparador Analógico-Digital (ATD)
- Bus interno de 1MHz (default)
  
- Cabo para programação USB-MON08 integrado
- Conector DB9 para porta de comunicação serial RS-232
- 10 canais, conversor analógico-digital de 10 bits (ATD);
- Jumper de seleção de fonte de alimentação
  - Fonte +5V regulada
  - Entrada opcional por conector de E/S (J1)
  - Saída opcional por conector J1 E/S (J1)
- Itens para interface com usuário
  - 3 Push Switches: 2 Usuário, 1 Reset;
  - 3 Leds indicadores: 2 Usuário, 1 da tensão de +5V



**Figura 7 – Kit de desenvolvimento DEMO908QB8 da Freescale**

Além disso, o kit de desenvolvimento é fornecido em conjunto com a ferramenta Metrowerks CodeWarrior Development Studio. Trata-se de um ambiente integrado de desenvolvimento especialmente criado para facilitar a programação, compilação e gravação de código nos microcontroladores pertencentes às famílias HC08 e HC12 (FREESCALE, 2005). O código pode ser gerado em linguagem C/C++, utilizando bibliotecas e funções específicas para o MC68HC908QB8.

### **5.1.1. Estrutura do microcontrolador**

O diagrama de blocos a seguir ilustra a estrutura do microcontrolador MC68HC908QB8.

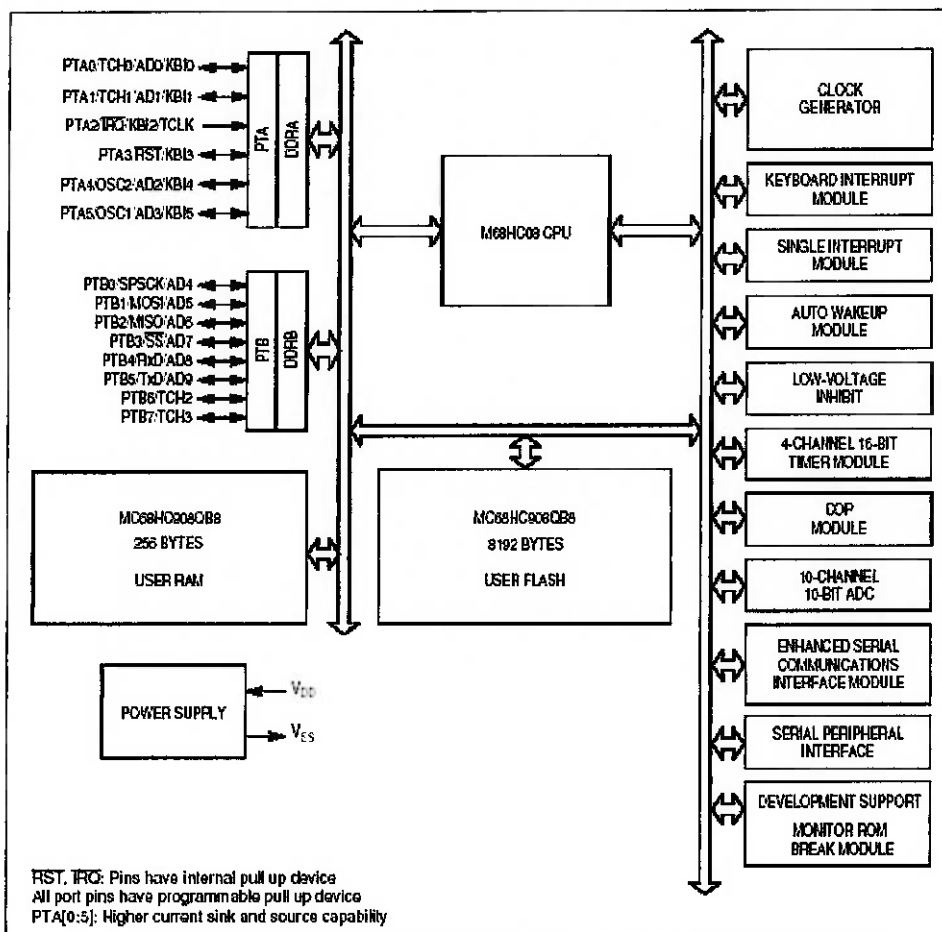


Figura 8 – Estrutura do microcontrolador Freescale MC68HC909QB8

O encapsulamento utilizado é de 16 pinos tipo TSSOP, já soldado no kit de desenvolvimento. Todos os pinos encontram-se disponíveis no conector J1 de E/S, conforme esquema a seguir:

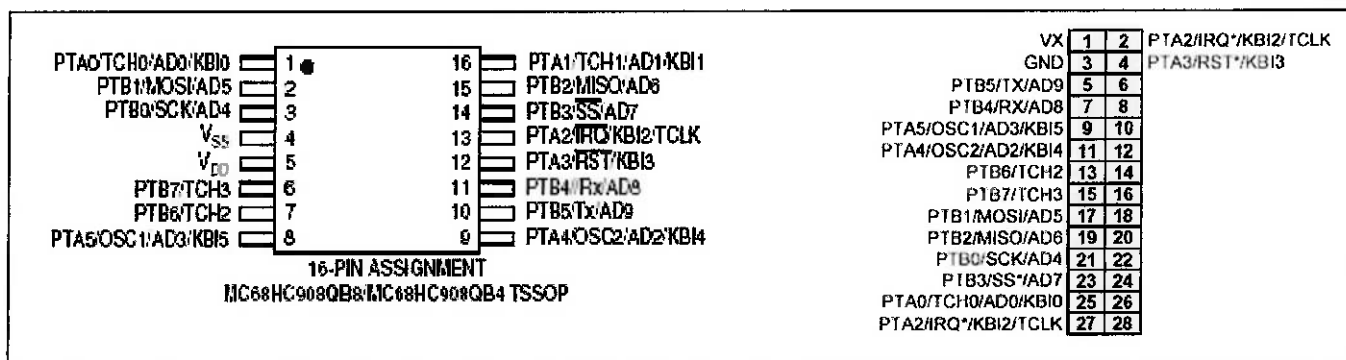


Figura 9 – Pinos de entrada e saída disponíveis no MCU e no conector J1

Os pinos utilizados para conexão com a placa de filtragem e amplificação serão acessados a partir do conector J1. Já os pinos utilizados para comunicação serial com o

computador pessoal serão acessados a partir do conector COM tipo DB9 instalado na placa, visando melhor disposição e organização dos cabos e conexões.

A fonte de alimentação do kit de desenvolvimento e do microcontrolador será implementada via porta USB do computador pessoal, utilizando o cabo USB-MON08 integrado. Trata-se da mesma via para programação in-circuit, sendo capaz de prover +5 Volts e corrente de até 500mA para o kit de desenvolvimento e circuitos agregados, como é o caso da placa de filtragem e alimentação.

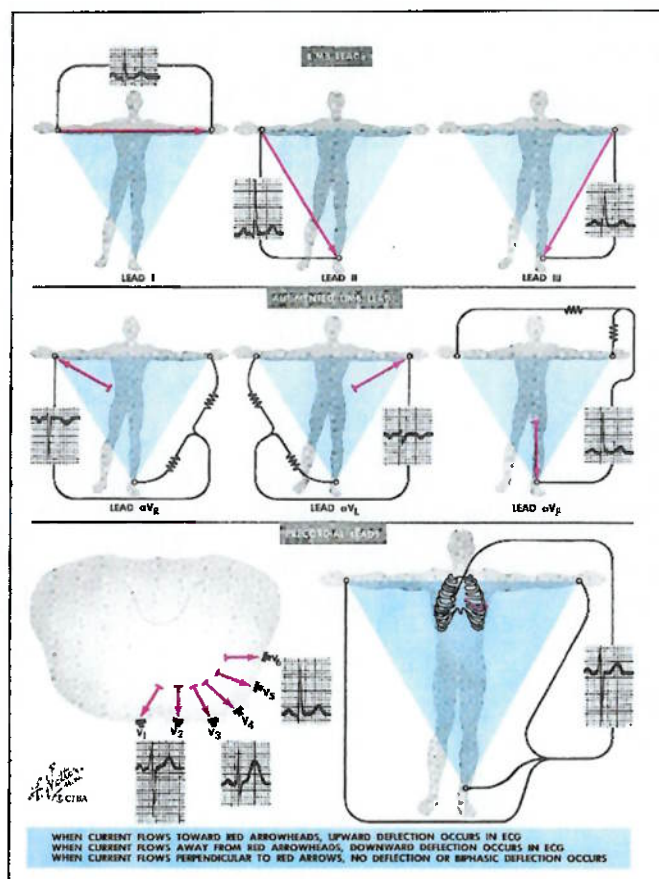
## 5.2. PROCESSAMENTO DE SINAIS

O processamento de sinais é a parte mais delicada para obtenção de medições satisfatórias de sinais biomédicos. Isto se deve aos baixos níveis de tensão destes sinais, fato ainda mais importante em se tratando de técnicas não-invasivas, onde os órgãos e tecidos interferem na intensidade do sinal medido. Além disso, fontes externas e internas de ruído, como frequência de rede, respiração e tremores musculares, podem tornar-se intensas e apresentar ruídos tão intensos quanto o próprio sinal a ser medido.

### 5.2.1. Aquisição de dados

A aquisição do potencial de ação das células cardíacas requer o uso de três eletrodos metálicos cobertos com pasta condutora específica, os quais são os sensores capazes de conduzir o sinal captado sobre a pele para a placa de circuito.

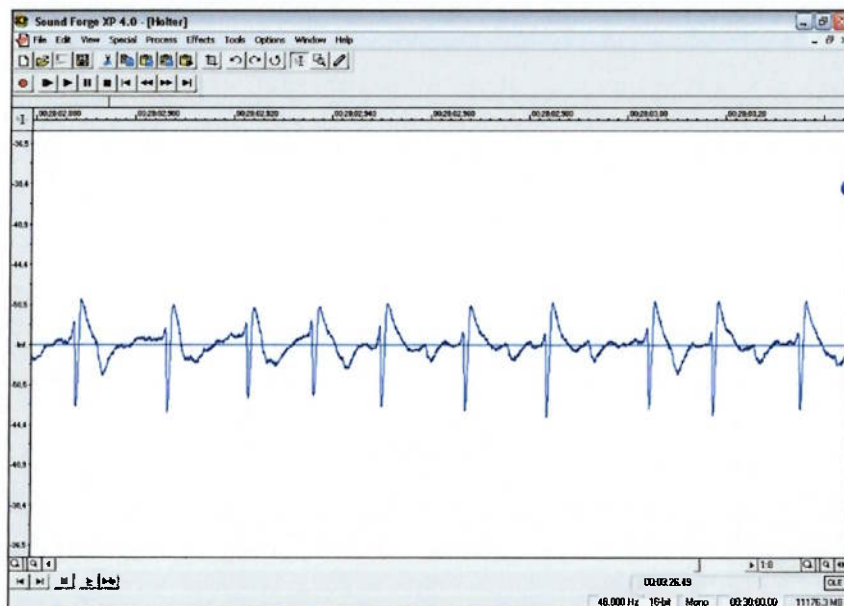
A figura abaixo ilustra as configurações de eletrodos correspondentes a cada derivação bipolar padrão, cada qual com sua forma característica:



**Figura 10 – Sistemas de derivações clássicas**

Ao longo do desenvolvimento do protótipo, será utilizado um reproduzidor de CDs e/ou fitas cassete com a gravação de um exame Holter, visando maior facilidade na realização de testes, redução de ruídos por fatores externos e segurança.

A figura abaixo ilustra o sinal gravado a partir de uma fita de exame Holter, a qual foi digitalizado através de um aparelho reproduzidor de fita cassete conectado a uma placa de áudio do computador pessoal. A ferramenta utilizada foi o software Soundforge 6.0:



**Figura 11 – Sinal gravado em exame Holter**

A conexão com a placa de circuito amplificadora é realizada através de cabo mini-plugue, adaptado a partir de fones de ouvido comuns.

### 5.2.2. Filtragem e amplificação

O potencial de ação gerado pela contração do músculo cardíaco é um sinal AC com largura de banda 0,05 Hz a 100 Hz, chegando por vezes a 1 kHz. O valor pico a pico fica em torno de 1mV com a presença de ruídos de alta frequência muito maiores, interferência de 50/60Hz de modo normal, potenciais DC dos eletrodos, além das tensões de modo-comum que são comuns ao sinal em todos os eletrodos (TEXAS INSTRUMENTS, 2005).

O modo-comum compreende duas partes: (1) interferência de 50 Hz ou 60 Hz e (2) offset DC no potencial do eletrodo, comuns aos eletrodos. Sabemos que o circuito amplificador atua de forma diferencial e, em um amplificador ideal, a tensão de saída é:

$$v_{out} = A_0(v_2 - v_1) \quad , \text{ onde } v_1 \text{ e } v_2 \text{ são as tensões aplicadas diretamente nos terminais e } A_0 \text{ é o}$$

ganho (SIMPSON, 1987).

Desta forma, conforme assinala Simpson (1987), o ganho diferencial é elevado, mas o ganho é zero para tensões de entrada iguais em ambos os terminais. Entretanto, em um amplificador real, tensões iguais nos dois terminais de entrada  $v_1 = v_2$  (uma entrada de modo-comum), produzem uma pequena tensão de saída. O ganho nesta situação é denominado *ganho de modo comum*,  $A_{cm}$ , o qual é igual a zero em um amplificador ideal. A razão de rejeição de modo-comum (CMRR) de um circuito amplificador é definida como a razão do ganho diferencial sobre o ganho de modo comum:

$$CMMR = \frac{A_{dif}}{A_{cm}}$$

Segundo Simpson (1987), o CMMR é infinito para um amplificador ideal e está tipicamente entre 70 e 100 dB em amplificadores reais de uso geral para baixas frequências e tende a decrescer com o aumento da frequência numa taxa de 20 dB/década. Assim, o CMRR pode resultar reduzido a 30 dB em centenas de kilohertz. Um CMRR elevado é importante onde há muita interferência (normalmente 60 Hz) induzida nos terminais de entrada, o que pode ser especialmente problemático em circuitos com alta impedância de entrada.

Outros ruídos ou altas frequências presentes na largura de banda do sinal biofísico provêm de movimentos que alteram a interface pele-eletrodo, contrações musculares ou tremores, respiração (a qual pode ser rítmica ou esporádica), interferência eletromagnética (EMI) ou ruídos provenientes de outros aparelhos eletrônicos.

Alguns ruídos podem ser cancelados com um amplificador operacional de alta-impedância de entrada, o qual remove a linha de ruído AC comum às entradas (inputs) e amplifica os sinais restantes presentes nas entradas e diferentes entre si, pois são sinais originados de diferentes pontos do corpo (braço direito e braço esquerdo).

Para rejeitar a interferência de 50/60 Hz, um amplificador operacional derivando a voltagem de modo-comum é utilizado para inverter este sinal de modo-comum e conduzi-lo de volta para o paciente através da perna direita (TEXAS INSTRUMENTS, 2005).

Resumidamente, o circuito de filtragem e amplificação de eletrocardiógrafos convencionais deve atender aos seguintes requisitos, conforme sugerido por Rangayyan (2002):

- Amplificação com ganho em torno de 1000;
- Baixo ruído em ganho elevado;
- Estabilidade em baixo ganho;
- Alta rejeição de modo-comum (CMRR);
- Offset reduzido;
- Filtro passa-banda 0,05 – 100 Hz com taxa de amostragem de 500 Hz;
- Para ECG de alta resolução, é necessário um filtro de banda maior: 0,05 – 500 Hz;
- Para ECG de monitoramento pode ser usado filtro de banda reduzida: 0,05 – 50 Hz (as frequências mais importantes na forma de onda do ECG são baixas).

A solução para obter o sinal desejado, consiste em eliminar as interferências e tensões de modo-comum com filtros de banda e amplificador operacional integrador, restringindo a amplificação apenas para as frequências características do sinal gerado pelo músculo cardíaco, ou seja, entre 0,05 Hz e 500 Hz e eliminando os potenciais DC. Para tanto, foi utilizado um amplificador de instrumentação de precisão conhecido como INA128, e um amplificador operacional de entrada FET conhecido como OPA131, ambos do fabricante Texas Instruments. O resultado é o circuito de amplificação e filtragem ilustrado no esquema abaixo, onde o sinal passa por três estágios: filtro passa-baixa com frequência de corte igual 500 Hz, amplificação com ganho igual a 10 e circuito integrador, que é também filtro passa-alta, com frequência de corte igual a 0,05 Hz.

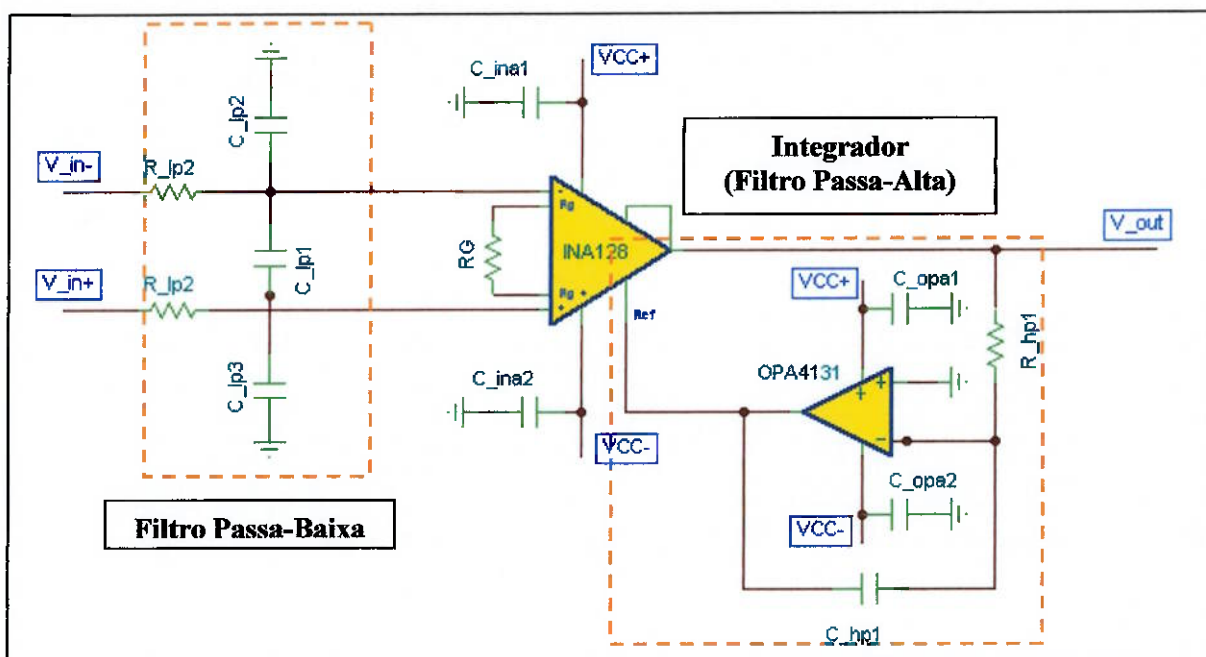


Figura 12 – Esquema elétrico da placa de filtragem e amplificação

Ao lado dos amplificadores, os filtros são provavelmente os elementos mais comuns em um circuito analógico comum. Trata-se basicamente de um circuito com entrada e saída, onde o ganho depende da frequência. Por exemplo, um filtro passa-baixa permite a passagem de baixas frequências e atenua altas frequências (SIMPSON, 1987).

Há duas classes gerais de filtros: passivos, os quais são formados por componentes passivos (resistores, capacitores e indutores); e ativos, os que contêm elementos ativos como amplificadores ao lado dos componentes passivos usuais. A disponibilidade de amplificadores de alta qualidade e baixo custo revolucionou o projeto de filtros ativos há alguns anos, sendo estes amplamente utilizados, como é o caso neste protótipo. Filtros ativos com amplificadores são capazes de amplificar e filtrar o sinal, eliminando completamente a necessidade de utilizar um indutor real com todos os seus problemas associados de tamanho, peso, campos magnéticos intensos, tendência a vibrar, custo, fragilidade, entre outros. Além disso, o ajuste destes filtros ativos depende basicamente da troca do valor da resistência. Em frequências abaixo de 100 Hz, a utilização de filtros passivos é impraticável, pois exigem grandes capacitores e indutores,

enquanto filtros ativos são práticos. A única aplicação onde filtros passivos são superiores é na filtragem de altas frequências acima de aproximadamente 500 kHz, que não é o caso deste trabalho. Além disso, filtros ativos com amplificadores podem ser feitos com impedância de entrada muito elevada e impedância de saída muito reduzida, de forma que problemas de associação de impedâncias entre fontes e cargas são praticamente eliminados.

O dimensionamento do filtro passa-baixa baseia-se nas relações:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{4\pi R_{ib1} (C_{ib1} + C_{ib2}/2)};$$

$$C_{ib1} \geq 10C_{ib2};$$

$$C_{ib2} = C_{ib3}.$$

Observando-se as especificações recomendadas pelo fabricante, são selecionados os valores disponíveis comercialmente e define-se  $C_{ib2} = C_{ib3} = 39$  pF. Conseqüentemente,  $C_{ib1} = 442$  pF. Como se deseja  $f_{-3dB} \cong 500$  Hz,  $R_{ib1} \cong 345$  k $\Omega$  (TEXAS INSTRUMENTS, 2005).

O amplificador integrador e filtro passa-alta desempenha as funções de eliminar os potenciais DC (offsets) diferentes entre si e indesejados presentes nos eletrodos e de limitar as frequências abaixo de 0,05 Hz, através de acoplamento AC. Como o potencial dos eletrodos pode chegar a  $\pm 500$  mV, é necessário que seja eliminado para medições precisas. Por exemplo, se o eletrodo do braço direito possui offset DC de +300 mV e o eletrodo do braço esquerdo está em 0 V DC, a entrada diferencial é de 300 mV. Como o amplificador de instrumentação está configurado para ganho igual a 10, 3 V aparecem em sua saída. Com um ganho igual a 50, a saída tentaria chegar a 150 V, mas isso não acontece porque o circuito integrador aplica uma tensão negativa de mesma intensidade no pino de referência do amplificador de instrumentação. Utilizando este efeito somatório, os 3 V positivos causados

pelo offset DC são cancelados pela tensão corretiva, ou seja, o amplificador possui acoplamento AC. Como este offset foi removido, a amplificação do sinal AC do músculo cardíaco pode ser maximizada, sem que a saída atinja a saturação.

O dimensionamento do filtro passa-alta, é fundamentado na seguinte equação:

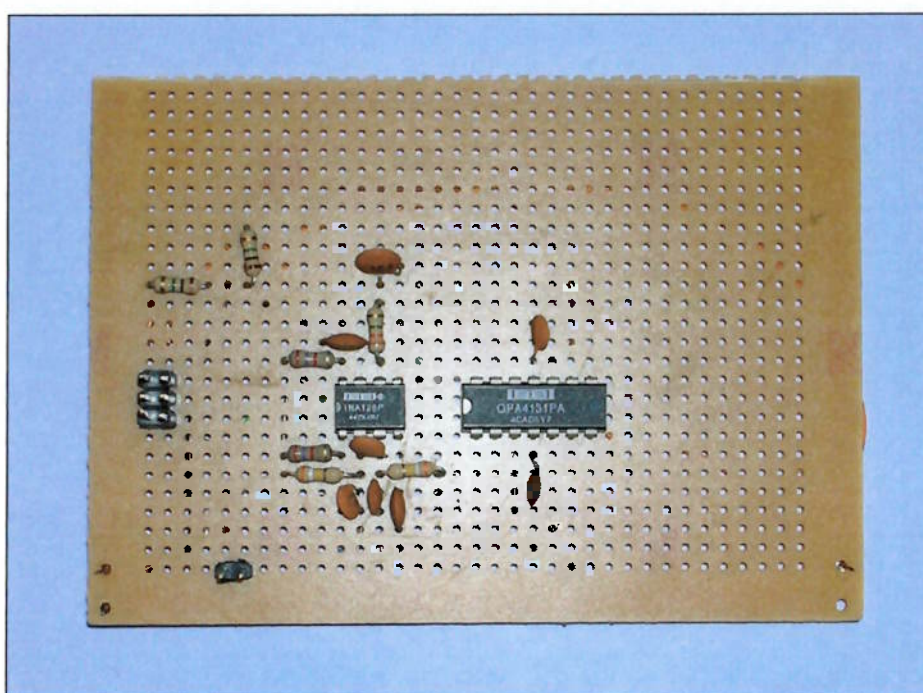
$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_{hb1} C_{hb1}}$$

Seguindo a mesma lógica anterior, seleciona-se  $C_{hb1} = 1 \mu\text{F}$ . Como se deseja  $f_{-3dB} \cong 0,05 \text{ Hz}$ ,  $R_{hb1} \cong 3,2 \text{ M}\Omega$ .

Resta ainda definir o valor de  $R_g$ , o qual é responsável pelo ganho do amplificador de instrumentação. Conforme indicado anteriormente, o sinal analisado possui amplitude da ordem de 1 mV. Além disso, o kit de desenvolvimento fornece alimentação de 5 Volts, retirada da porta USB. Como o circuito projetado possui alimentação bipolar, é utilizado um divisor de tensão de forma que  $V_{cc+} = -V_{cc-} = 2,5 \text{ Volts}$ . Conclui-se que o sinal necessita de ganho em torno de 1000 para que o sinal da ordem de milivolts seja adequadamente amplificado para a ordem de Volts. Entretanto, o amplificador de instrumentação possui estabilidade em baixo ganho, não sendo recomendável um ganho igual a 1000 diretamente sobre ele, ou seja, em apenas um estágio. Como o protótipo requer o uso de aparelho reproduzidor de fitas cassete, será aproveitado o controle de volume para ajustar o primeiro estágio de amplificação em torno de 200. Assim, o amplificador de instrumentação fará o segundo estágio de amplificação com ganho em torno de 5, com  $R_g = 12,5 \text{ k}\Omega$ , de acordo com a especificação do fabricante. O amplificador INA128 possui alta rejeição de modo-comum, com CMRR máximo igual a 100 dB para baixas frequências e ganho em torno de 5.

Caso não houvesse a disponibilidade de amplificação do reproduutor de fitas cassete, seria utilizado mais um amplificador operacional do tipo OPA131 após o amplificador de instrumentação para realizar o estágio de amplificação em torno de 200 da mesma forma que o controle e volume, invertendo, porém, a ordem dos estágios.

Os demais capacitores e resistores presentes no circuito seguem as recomendações especificadas pelo fabricante dos componentes, as quais se encontram em anexo.



**Figura 13 - Placa de circuito protótipo para filtragem e amplificação**

### 5.2.3. Conversão analógico-digital

Assim como a maioria das grandezas físicas que mensuramos, o potencial de ação das células cardíacas é uma grandeza intrinsecamente analógica. Para que seja possível realizar a comunicação com o computador pessoal e o processamento digital, torna-se necessário converter o sinal de sua forma analógica para a forma digital). Uma vez que o sinal foi digitalizado, ele pode ser manipulado por um processador ou computador de várias maneiras, com a vantagem de que as técnicas usadas são baseadas em softwares e não em hardwares, o que torna muito mais fáceis, baratas e rápidas as eventuais modificações e correções necessárias (SIMPSON, 1987).

No circuito projetado, será implantado um microcontrolador com conversor A/D de 10 bits embutido (Módulo ADC10). O microcontrolador utilizado foi o M68HC908QB8, da família HC08 (Motorola), e sua programação será realizada através do kit de desenvolvimento DEMO908QB8 específico para a gravação do firmware e fornecido pela própria Motorola/Freescale.

O módulo ADC10 do microcontrolador partilha seus pinos de acesso com outras entradas e saídas (E/S), conforme ilustra a figura 13.

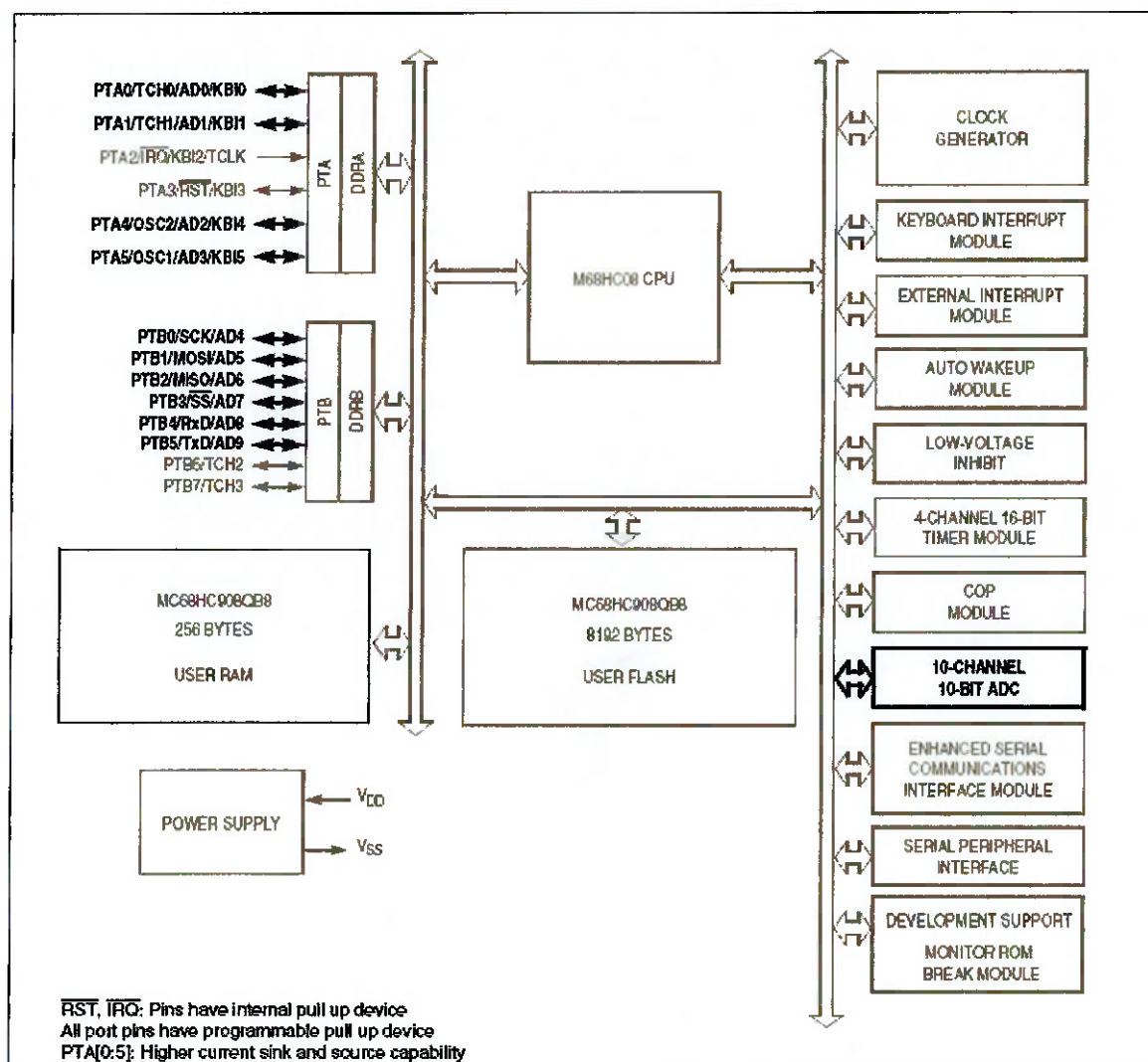


Figura 14 – Estrutura do módulo de conversão analógico-digital ADC10

Algumas das principais características do módulo ADC10 são:

- Algoritmo de aproximação linear sucessiva com resolução de 10 bits;
- Saída formatada em 10 ou 8 bits;
- Conversão única ou contínua (single conversion ou continuous conversion);
- Tempo de amostragem e tempo de conversão configuráveis;
- Flag e interrupção de conversão completa;
- Clock de entrada seleccionável entre até três fontes;
- Operação em modos "wait" e "stop" para operações de baixo consumo;

- "Asynchronous hardware conversion trigger" selecionável.

O ADC10 utiliza aproximações sucessivas para converter o sinal amostrado em sua entrada ADVIN em uma representação digital. Depois de encontrada a melhor aproximação, a mesma é arredondada para o valor de 10 ou 8 bits mais próximo, de forma a permitir maior acurácia e um mecanismo mais robusto para na transição de tensões envolvida.

A figura abaixo ilustra o diagrama de blocos referente ao módulo ADC10:

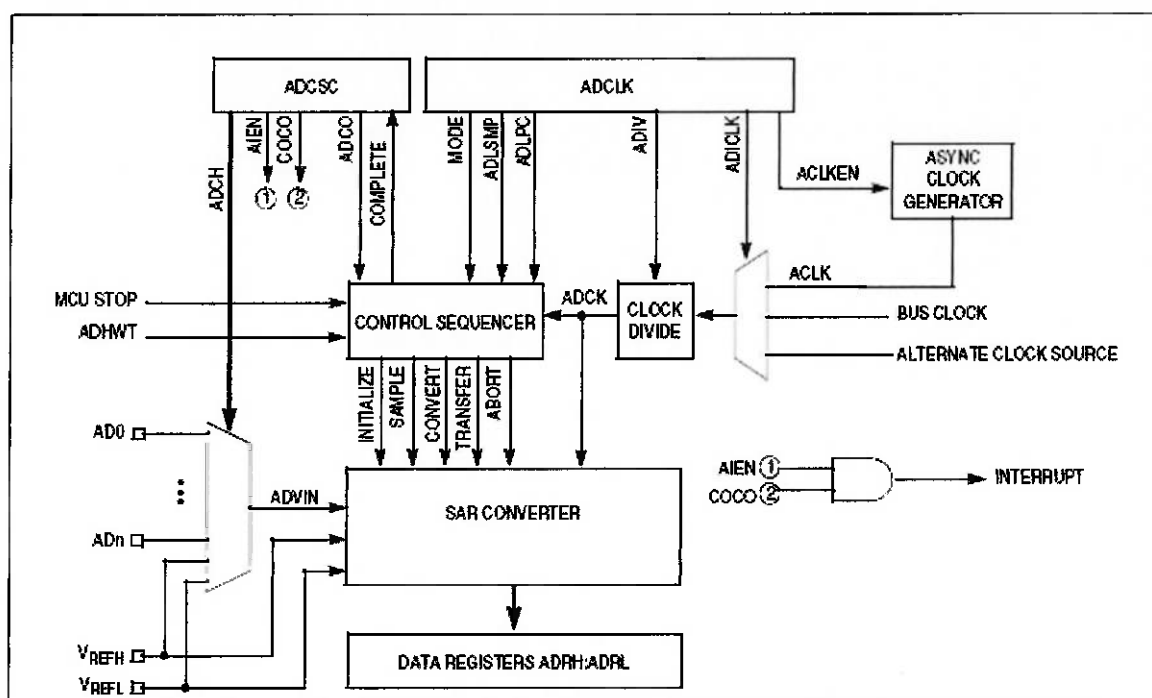


Figura 15 – Diagrama de blocos do módulo ADC10

Para que conversão de níveis de tensão do sinal analógico em sua representação digital ocorra de forma adequada, o nível de tensão do sinal de entrada no pino ADVIN deve estar entre os valores de  $V_{REFH}$  (Voltage Reference High Pin) e  $V_{REFL}$  (Voltage Reference Low Pin). Neste caso, os valores de  $V_{REFH}$  e  $V_{REFL}$  são idênticos aos respectivos valores de alimentação do microcontrolador  $V_{DD}$  e  $V_{SS}$ . Desta forma, consideramos os seguintes valores típicos:

$$V_{REFH} = 5 \text{ Volts}$$

$$V_{REFL} = 0 \text{ Volts}$$

Depois de terminada a conversão, o resultado é colocado nos registradores ADRH e ADRL (no modo 8-bits, o resultado do arredondamento é colocado no registrador ADRL).

Por fim, a flag indicador de conversão completa é setado e uma interrupção é gerada, caso esta função esteja habilitada. A resolução  $r$  do conversor é dada por:

$$V_{REFH} - V_{REFL} \cdot \left( \frac{1}{2^N - 1} \right), \text{ onde } N \text{ é o número de bits do conversor.}$$

Desta forma, a resolução do conversor de 10 bits é de 4,9 mV, mas o valor é aproximado para um número de 8 bits antes de ser enviado para a porta serial, resultando em uma resolução de 19,6 mV na interface gráfica.

O conversor de aproximações sucessivas é provavelmente o tipo mais útil, pois combina alta acurácia com velocidade razoavelmente elevada e preço moderado. O tempo de conversão típico fica entre 1 e 100  $\mu$ s. Neste caso, o tempo de uma conversão é de 10,625  $\mu$ s. O conceito de operação é bastante simples. Um registrador de controle ou registrador de aproximações sucessivas prepara um número digital (a ser comparado com a entrada) que é convertido em um valor analógico por um conversor digital-analógico rápido cuja saída é então comparada com a entrada analógica por um comparador. Dependendo se o número digital (convertido para analógico) é maior ou menor que a entrada, o registrador de controle prepara um segundo número digital e repete o processo de comparação até que a melhor aproximação digital da entrada analógica seja obtida. A entrada digital final do conversor D/A é torna-se saída do conversor A/D e apresenta-se na forma paralela. Um amplificador do tipo sample-and-hold na entrada mantém a entrada do comparador constante enquanto o registrador de controle opera.

Especificando melhor, considere-se um conversor A/D de aproximações sucessivas de oito bits. Com a entrada analógica amostrada e mantida e os oito bits do registrador de controle em 0, o primeiro passo é alterar a saída de oito bits do registrador para a metade do valor máximo de sua saída, ou seja, 1000000 em número binário. Em seguida, o conversor D/A converte este número digital para a forma analógica  $v_a$  e compara-a com a entrada analógica  $v_m$ . Se

$v_a < v_m$ , o segundo passo é alterar o sinal de saída para três quartos do valor máximo de saída, ou seja, 11000000 e compara-lo novamente da mesma forma que a descrita anteriormente. Se  $v_a > v_m$ , o passo seguinte é testar o valor de um quarto da saída máxima, e assim sucessivamente. A busca é binária e cada aproximação situa-se no centro do intervalo onde se sabe que a entrada se encontra. Quando todos os oito bits estão definidos de forma a conseguir a melhor aproximação possível para a entrada, a conversão está completa e a entrada digital final do conversor D/A é torna-se saída do conversor A/D. O tempo de conversão independe da magnitude do sinal da entrada analógica, diferentemente de outras técnicas de como a de escada ou de integração, onde quanto maior o valor da entrada, maior o tempo de conversão.

#### **5.2.4. Conversão CMOS/RS-232**

O sinal digital enviado ao computador deve estar em níveis de tensão compatíveis com a entrada serial, ou seja, no padrão RS-232 (EIA-232).

Esta conversão pode ser facilmente realizada através de um circuito integrado conversor de lógica CMOS ou TTL para RS-232, conhecido como MAX232. Este componente converte um sinal com níveis CMOS ou TTL (entre 0 Volts e 5 Volts) para os níveis RS-232 (entre -12 e 12 Volts).

No caso deste projeto, o componente responsável por esta conversão está instalado no kit de desenvolvimento DEMO908QB8, entre o microcontrolador e o conector para comunicação serial tipo DB9 (fêmea).

### 5.2.5. Comunicação Serial

Considerando as componentes principais de frequência e a taxa de amostragem recomendada, verifica-se que a porta de comunicação serial atende às necessidades de taxa de transferência de dados. Outra opção considerada foi a porta USB, cada vez mais utilizada para a conexão de periféricos. Possui as vantagens de permitir conexão hot-wired (detecção automática de driver sem necessidade de reiniciar ou desligar o computador), fornecer alimentação de até aproximadamente 5 Volts em um de seus pinos e atingir taxas de transferência de dados mais elevadas que a serial. Por outro lado, sua implementação demanda maior tempo e complexidade, exigindo diversos protocolos para a detecção e instalação automática de drivers. Visto que a porta serial atende as necessidades do projeto, esta se torna uma solução viável no tempo disponível, sendo ainda possível a construção de um pequeno conversor RS232-USB de baixo custo (utilizando o chip FT232BM da FTDI), o qual cria uma porta COM virtual e permite a programação como para porta de comunicação serial.

A comunicação serial será estabelecida através de um conector tipo DB9 (fêmea) instalado no kit de desenvolvimento, cabo de comunicação serial e conector tipo DB9 (macho) instalado no computador pessoal.

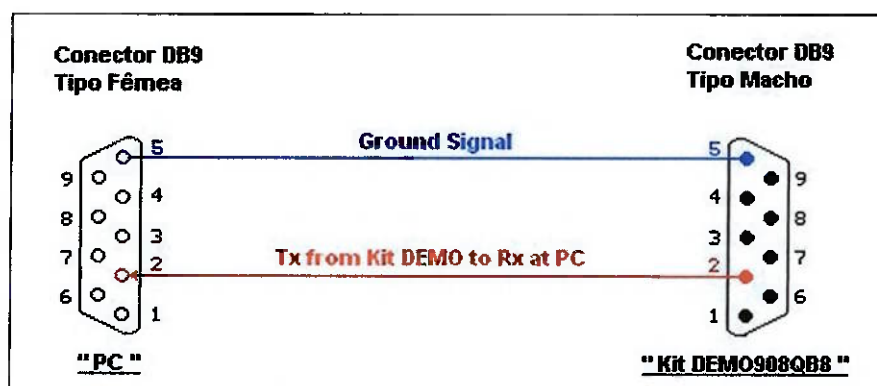


Figura 16 – Conectores do cabo de comunicação serial

Pin 1	Received Line Signal Detector (Data Carrier Detect)
Pin 2	Received Data
Pin 3	Transmit Data
Pin 4	Data Terminal Ready
Pin 5	Signal Ground
Pin 6	Data Set Ready
Pin 7	Request To Send
Pin 8	Clear To Send
Pin 9	Ring Indicator

**Tabela 2 - Pinagem na extremidade do computador**

Uma interface serial transforma byte (armazenados internamente de forma paralela na memória ou em registradores) em uma seqüência de bits, que são transmitidos em uma única linha de comunicação (saída serial). Transforma também uma seqüência de bits recebidos (entrada serial) em bytes armazenados de forma paralela na memória ou em registradores.

Existem basicamente dois métodos de transmissão serial de dados:

- Comunicação síncrona: dados são transmitidos em intervalos rígidos de tempo, e o clock é transmitido junto com dados para que o receptor possa sincronizar-se.
- Comunicação assíncrona: dados são transmitidos sem controle rígido de temporização. Cada byte é transmitido ou recebido como um pacote. Pacotes são colocados na linha de comunicação sem um intervalo fixo de tempo previamente definido entre eles. A recepção é sincronizada no início de cada novo pacote (mais precisamente no bit de start de cada byte) e segue amostrando os bits seriais na taxa e transmissão (bit rate). Este é o tipo de comunicação comumente utilizado nos computadores pessoais.

Para que dois computadores e/ou dispositivos periféricos possam trocar dados entre si, os dois equipamentos (transmissor e receptor) devem operar com os mesmos parâmetros de comunicação, ou seja, mesma taxa de transferência (baud rate), mesmo tamanho de caractere, mesmo tipo de bit de paridade e mesma quantidade mínima de stop bits, ou seja, aqueles bits

que separam um pacote de bits do outro. Para evitar uma gama muito vasta de possibilidade de ajuste de parâmetros, a maioria das comunicações segue alguns padrões universalmente aceitos. Assim não é comumente usado todo e qualquer possível valor de taxa de transferência de dados, mas apenas algumas poucas taxas discretas, bem estabelecidas, como por exemplo, 2400, 7200, 9600, 115200 bps.

A comunicação serial envolvida no projeto ocorre entre o kit DEMO908QB8 e o computador pessoal. O controle e configuração do computador serão feitos através do software (Virtual Instrument) desenvolvido em *Labview 7.1*. Desta forma, as configurações do Virtual Instrument e do microcontrolador devem ser as mesmas, para que a comunicação seja bem sucedida.

Os parâmetros de projeto são:

- Comunicação assíncrona
- Bits de dados: 8
- Taxa de transferência (baud rate): 19200 bps
- Paridade: par
- Stop bits: 1
- Porta de comunicação COM1 do PC

Quanto à taxa de transferência selecionada, vale ressaltar que a mesma é limitada pelo clock interno do microcontrolador, tendo sido aproximada para o máximo valor padrão possível entre os comumente utilizados, ou seja, 19200 bps. Taxas de transferência maiores (até 115200 bps) poderiam ser obtidas com a instalação adequada de cristal de quartzo externo ao microcontrolador e respectiva configuração e programação do mesmo para este fim. Infelizmente, o kit de desenvolvimento utilizado não permite que esta adaptação seja realizada facilmente devido ao seu layout e, optou-se por não realizar esta instalação nesta fase do trabalho.

De acordo com o teorema de amostragem, sabemos que a frequência de amostragem deve ser maior que o dobro da frequência máxima do sinal sendo medido, segundo o critério de Nyquist. Conforme os dados fisiológicos teóricos, o sinal do músculo cardíaco é composto por frequências de até 30 Hz. Entretanto, o protótipo utiliza uma fita de exame Holter com velocidade acelerada em 48 vezes, levando esta frequência para aproximadamente 1500 Hz. Logo, de acordo com o critério Nyquist, a frequência de amostragem mínima deveria ser de 3000 Hz. Como a comunicação serial transmite bits em seqüência, utilizando-se 8 bits de dados necessários para formar uma “palavra” mais 3 bits de controle (1 start bit, 1 stop bit e um bit de paridade), para formar um ponto no gráfico são necessários 11 bits. A velocidade de transmissão necessária para o protótipo é então de no mínimo 33000 bps. No caso de medição direta por eletrodos ligados ao paciente, ou seja, sinal com velocidade não acelerada, a taxa de transmissão mínima seria de apenas 660 bps.

## 6. ESPECIFICAÇÕES DE SOFTWARE

Optou-se pela utilização dois softwares para o presente projeto. O primeiro deles destina-se à programação e configuração do microprocessador em seu kit de desenvolvimento. O segundo software é responsável pela interface gráfica de visualização do sinal. Ambos os softwares devem respeitar as mesmas configurações de comunicação serial, para que os de sinais enviados pelo microcontrolador sejam corretamente recebidos e visualizados.

Nas subseções abaixo será feita uma breve explanação sobre os requisitos e funcionalidades dos softwares desenvolvidos.

### 6.1. PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

O objetivo da programação do microcontrolador é gravar informações nos endereços de memória de seus registradores, configurando as funções a serem utilizadas e a lógica que os pinos de entrada e saída deverão seguir. Após esta gravação, o microcontrolador torna-se independente do seu compilador, executando o software gravado em sua memória cada vez que é alimentado.

O compilador utilizado é o software Code Warrior Development Studio para microcontroladores da família HC08 e fornecido pelo próprio fabricante do microcontrolador.

Neste projeto, as configurações do microcontrolador envolvem a definição de clock interno ou externo (cristal de quartzo ou ressonador), assim como a frequência de oscilação deste clock, configuração da comunicação serial, configuração do conversor analógico-digital, assim como definição dos pinos de entrada e saída (E/S) utilizados.

A escolha do tipo de clock ideal seria o cristal de quartzo externo, devido à necessidade de elevada taxa de transferência na comunicação serial para que não ocorra

descaracterização do sinal. O clock interno possui frequência de oscilação de no máximo 12,8 MHz, resultando em taxa de transferência de no máximo 19200 bps. Com esta taxa é possível visualizar o sinal, mas detalhes são perdidos, ou seja, a resolução não é a ideal. A solução seria selecionar fonte de clock externa do tipo cristal de quartzo com frequência de oscilação de 32 MHz, permitindo taxa de transferência de dados de até 115200 bps, mas a forma como o microcontrolador está instalado no kit de desenvolvimento não permite que esta solução seja facilmente implementada.

Portanto, o protótipo apresenta taxa de transferência de 19200 bps, com modo de oscilação por clock interno.

O código abaixo realiza a transmissão do sinal digital resultante da conversão analógico-digital pela porta de comunicação serial. A seguir, encontram-se os trechos de código referentes à configuração do microcontrolador e da comunicação serial, respectivamente. Não se trata do código completo, mas apenas das partes mais importantes do ponto de vista da lógica e configurações diretamente relacionadas ao projeto.

```
#####
**  Filename : ATD_PE.C
**  Project  : ATD_PE
**  Processor : MC68HC908QB8MDT
**  Version  : Driver 01.08
**  Compiler  : Metrowerks HC08 C Compiler
**  Date/Time : 6/9/2005, 09:48
**  Abstract  :
**    Main module.
**  Contents  :
**    No public methods
#####*/
/* MODULE ATD_PE */
/* Including used modules for compiling procedure */
#include "Cpu.h"
```

```

#include "Events.h"
#include "AS1.h"
#include "Bit1.h"
/* Including shared modules, which are used for whole project */
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"

void main(void)
{
int j, k;
/** Processor Expert internal initialization. ***/
PE_low_level_init();
/** End of Processor Expert internal initialization.          ***/

// A/D Channel 1 is on for PTA0 (pin1-con25) input
ADSCR = 0xA0;
// program initialization
for(j=0;j<5;j++){
    AS1_SendChar('y');
    for(k=0;k<4000;k++);
    Bit1_NegVal();
    AS1_SendChar('!');
    for(k=0;k<4000;k++);

for (;;) {
    __RESET_WATCHDOG(); // Kicks the dog

    while (ADSCR_COCO == 1) // ATD Finished
    {
        // if ATD Output>0x7f
        if (ADRL > 0x7f)
        {

```

```

        AS1_SendChar(ADRL);    //send to serial port
        Bit1_SetVal();         //turns LED on
    }
    else // ATD Output <= 0x7F
    {
        AS1_SendChar(ADRL); //send to serial port
        Bit1_ClrVal();       //turns LED off
    }
} // End While
} // Loop forever
}

#ifdef PE_OS_OSEK_SUPPORT
    for(;;){}
#else
    StartOS(Mode);           /* Jump to OSEKturbo OS startup */
#endif PE_OS_OSEK_SUPPORT
}
/* END ATD_PE */
/*
** #####
**  Filename : Cpu.C
**  Project  : ATD_PE
**  Processor : MC68HC908QB8MDT
**  Beantype : MC68HC908QB8_DT
**  Version  : Bean 01.004, Driver 01.26.01, CPU db: 2.87.101
**  Datasheet : MC68HC908QB8/D Rev 0 10/2003
**  Compiler  : Metrowerks HC08 C Compiler
**  Date/Time : 30/10/2005, 15:42
**  Abstract  :
**    This bean "MC68HC908QB8_DT" implements properties, methods, and events of the
**  CPU.
**  Settings  :
**    Clock setting

```

```

**      Internal clock    : 12800 kHz
**      Initialization interrupt priority : 1
**      Oscillator Enable In Stop Mode : no
**      LVI module       : no
**      Speed modes
**      High speed clock  : Internal Clock
**      Internal bus clock : 3.2 MHz
**      Low speed mode    : Disabled
**      Slow speed mode   : Disabled
**      Contents :
**      GetSpeedMode - byte Cpu_GetSpeedMode(void);
**      EnableInt   - void Cpu_EnableInt(void);
**      DisableInt  - void Cpu_DisableInt(void);
**
#####*/
/* MODULE Cpu. */

#include "AS1.h"
#include "Bit1.h"
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"
#include "Events.h"
#include "Cpu.h"

/* Global variables */
volatile byte CCR_reg;          /* Current CCR register */
byte CpuMode = HIGH_SPEED;     /* Current speed mode */
/*
**      Method    : Cpu_GetSpeedMode (bean MC68HC908QB8_DT)
**      Description :
**      Get current speed mode
**      Parameters : None

```

```

** Returns   :
**      ---   - Speed mode (HIGH_SPEED, LOW_SPEED, SLOW_SPEED)
=====
*/
byte Cpu_GetSpeedMode(void)
{
    return CpuMode;          /* Result the actual cpu mode */
}

extern void _Startup(void);  /* Forward declaration of external startup function declared
in file Start12.c */
#pragma NO_FRAME
#pragma NO_EXIT
void _EntryPoint(void)
{
    /*** ### MC68HC908QB8_DT "Cpu" init code ... ***/
    /*** PE initialization code after reset ***/
    /* System clock initialization */
    /*CONFIG1: COPRS=0, LVISTOP=0, LVIRSTD=0, LVIPWRD=1, LVITRIP=0,
SSREC=0, STOP=0, COPD=1 */
    CONFIG1 = 17;           /* Set the CONFIG1 register */
    /* CONFIG2: IRQPUD=0, IRQEN=0, ESCIBDSRC=1, OSCENINSTOP=0, RSTEN=0 */
    CONFIG2 = 4;           /* Set the CONFIG2 register */
    OSCSC = 32;           /* Disable the external oscillator, set frequency of the internal
oscillator */
    /*** End of PE initialization code after reset ***/

    __asm jmp _Startup;    /* Jump to C startup code */
}
/*
*/
void PE_low_level_init(void)
{
    /* Common initialization of the CPU registers */
    /* PTB: PTB6=0 */

```

```

clrReg8Bits(PTB, 64);
/* PTBPUE: PTBPUE6=0 */
clrReg8Bits(PTBPUE, 64);
/* DDRB: DDRB6=1 */
setReg8Bits(DDRB, 64);
/* ### MC68HC908QB8_DT "Cpu" init code ... */
/* ### Asynchro serial "AS1" init code ... */
/* PTB: PTB5=1 */
PTB |= 32;
/* DDRB: DDRB5=1 */
DDRB |= 32;
AS1_Init();
/* ### BitIO "Bit1" init code ... */
__EI();          /* Enable interrupts */
}
/* END Cpu. */
/*
/** #####
**  Filename : AS1.C
**  Project  : ATD_PE
**  Processor : MC68HC908QB8MDT
**  Beantype  : AsynchroSerial
**  Version  : Bean 02.254, Driver 01.61.01, CPU db: 2.87.101
**  Compiler : Metrowerks HC08 C Compiler
**  Date/Time : 30/10/2005, 15:42
**  Abstract :
**      This bean "AsynchroSerial" implements an asynchronous serial communication. The
** bean supports different settings of parity, word width, stop-bit and communication speed,
** user can select interrupt or polling handler. Communication speed can be changed also in
** runtime. The bean requires one on-chip asynchronous serial channel.
**  Settings :
**      Serial channel      : ESCI
**
**      Protocol:

```

```

**      Init baud rate      : 19200baud
**      Width              : 8 bits
**      Stop bits          : 1
**      Parity              : even
**      Breaks             : Disabled
**
**      Registers
**      Input buffer       : SCDR   [21]
**      Output buffer     : SCDR   [21]
**      Control register   : SCC1   [16]
**      Mode register     : SCC2   [17]
**      Baud setting reg.  : SCBR   [22]
**      Special register   : SCS1   [19]
**
**      Used pins          :
**
**      -----
**      Function | On package | Name
**      -----
**      Output  | 10    | PTB5_TX_AD9
**      -----
**
**      Contents :
**      SendChar    - byte AS1_SendChar(AS1_TComData Chr);
**      GetCharsInTxBuf - word AS1_GetCharsInTxBuf(void);
**      SetBreak    - byte AS1_SetBreak(void);
**      #####*/

/* MODULE AS1. */

#include "AS1.h"

#define OVERRUN_ERR    1      /* Overrun error flag bit */
#define FRAMING_ERR    2      /* Framing error flag bit */
#define PARITY_ERR     4      /* Parity error flag bit */
#define CHAR_IN_RX     8      /* Char is in RX buffer */

```

```

#define FULL_TX      16      /* Full transmit buffer */
#define RUNINT_FROM_TX 32    /* Interrupt is in progress */
#define FULL_RX      64      /* Full receive buffer */
#define NOISE_ERR    128     /* Noise error flag bit */
#define IDLE_ERR     256     /* Idle character flag bit */
#define BREAK_ERR    512     /* Break detect */

```

```

static word SerFlag;          /* Flags for serial communication */

```

```

    /* Bits: 0 - OverRun error */
    /* 1 - Framing error */
    /* 2 - Parity error */
    /* 3 - Char in RX buffer */
    /* 4 - Full TX buffer */
    /* 5 - Unused */
    /* 6 - Full RX buffer */
    /* 7 - Noise error */
    /* 8 - Idle character */
    /* 9 - Break detected */
    /* 10 - Unused */

```

```

/*

```

---

```

** Method   : HWEnDi (bean AsynchroSerial)
**
** Description :
**   This method is internal. It is used by Processor Expert
**   only.

```

---

```

*/

```

```

static void HWEnDi(void)

```

```

{
    SCC1_ENSCI = 1;          /* Enable device */
    SCC2_TE = 1;            /* Enable transmitter */
    SCC2_RE = 0;            /* Disable receiver */
}

```

```
/*
```

---

```
** Method   : AS1_SendChar (bean AsynchroSerial)
```

```
**
```

```
** Description :
```

```
**   Send one character to the channel. This method is available only if the transmitter **
    property is enabled.
```

```
** Parameters :
```

```
**   NAME      - DESCRIPTION
```

```
**   Chr       - Character to send
```

```
** Returns   :
```

```
**   ---      - Error code, possible codes:
```

```
**           ERR_OK - OK
```

```
**           ERR_SPEED - This device does not work in
    the active speed mode
```

```
**           ERR_TXFULL - Transmitter is full
```

---

```
*/
```

```
byte AS1_SendChar(AS1_TComData Chr)
```

```
{
```

```
    if(!SCS1_SCTE)           /* Is the transmitter empty? */
```

```
        return ERR_TXFULL;   /* If no then error */
```

```
    SCDR = (byte)Chr;
```

```
    return ERR_OK;           /* OK */
```

```
}
```

```
/*
```

---

```
** Method   : AS1_GetCharsInTxBuf (bean AsynchroSerial)
```

```
**
```

```
** Description :
```

```
**   Return number of characters in the output buffer.
```

```
** Parameters : None
```

```
** Returns   :
```

```
**   ---      - Number of characters in the output buffer.
```

---

```

*/
word AS1_GetCharsInTxBuf(void)
{
    return (!SCS1_SCTE);          /* Return number of chars in the transmitter buffer */
}

```

```

byte AS1_SetBreak(void)
{
    if(!SCS1_SCTE)               /* Is the transmitter empty? */
        return ERR_TXFULL;      /* If yes then error */
    SCC2_SBK = 1;                /* Send break signal */
    SCC2_SBK = 0;                /* Send break signal */
    while(SCS1_TC);              /* Wait for finish transmitting */
    return ERR_OK;               /* OK */
}
/*

```

---

```

** Method    : AS1_Init (bean AsynchroSerial)
**
** Description :
**     This method is internal. It is used by Processor Expert
**     only.

```

---

```

*/
void AS1_Init(void)
{
    SerFlag = 0;                 /* Reset flags */
    SCC1 = 0;
    /* SCC3: R8=0,T8=0,??=0,??=0,ORIE=0,NEIE=0,FEIE=0,PEIE=0 */
    SCC3 = 0;                    /* Disable error interrupts */
    SCBR_SCP = 0;                /* Set prescaler bits */
    SCBR_SCR = 0;                /* Set divisor bits */
    /* SCPCSC: PDS2=0,PDS1=0,PDS0=1,PSSB4=1,PSSB3=0,PSSB2=0,PSSB1=1,PSSB0=1 */
    SCPCSC = 51;                /* Set precaler divisor bits */
}

```

```

HWEnDi();          /* Enable/disable device according to status flags */
SCBR_LINR = 0;     /* Break character length 10/11 bits */
SCBR_LINT = 0;     /* Break character length 10/11 bits */
SCICTL_ACLK = 0;   /* Clock source is one half of the bus clock */
SCICTL_AM1 = 0;   /* Idle mode of the ESCI arbiter */
SCICTL_AM0 = 0;
}
/* END AS1. */

```

## 6.2. INTERFACE GRÁFICA

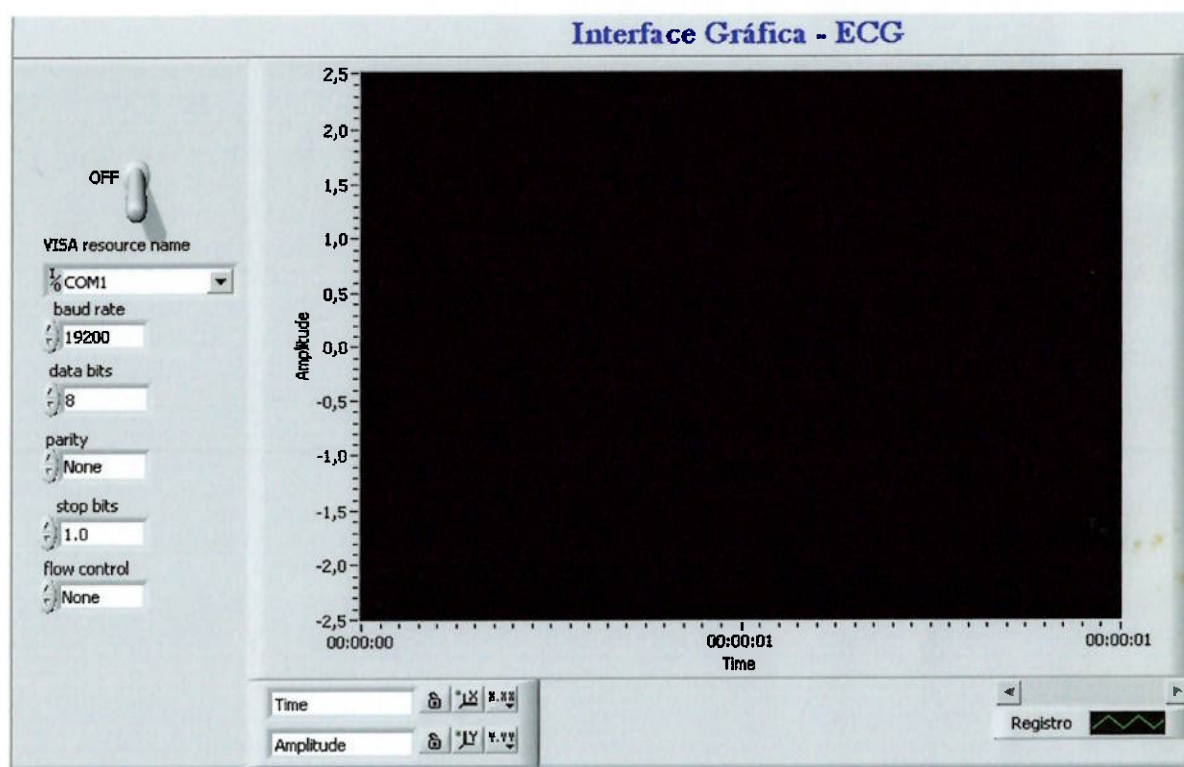


Figura 17 - Interface gráfica em Labview 7.1

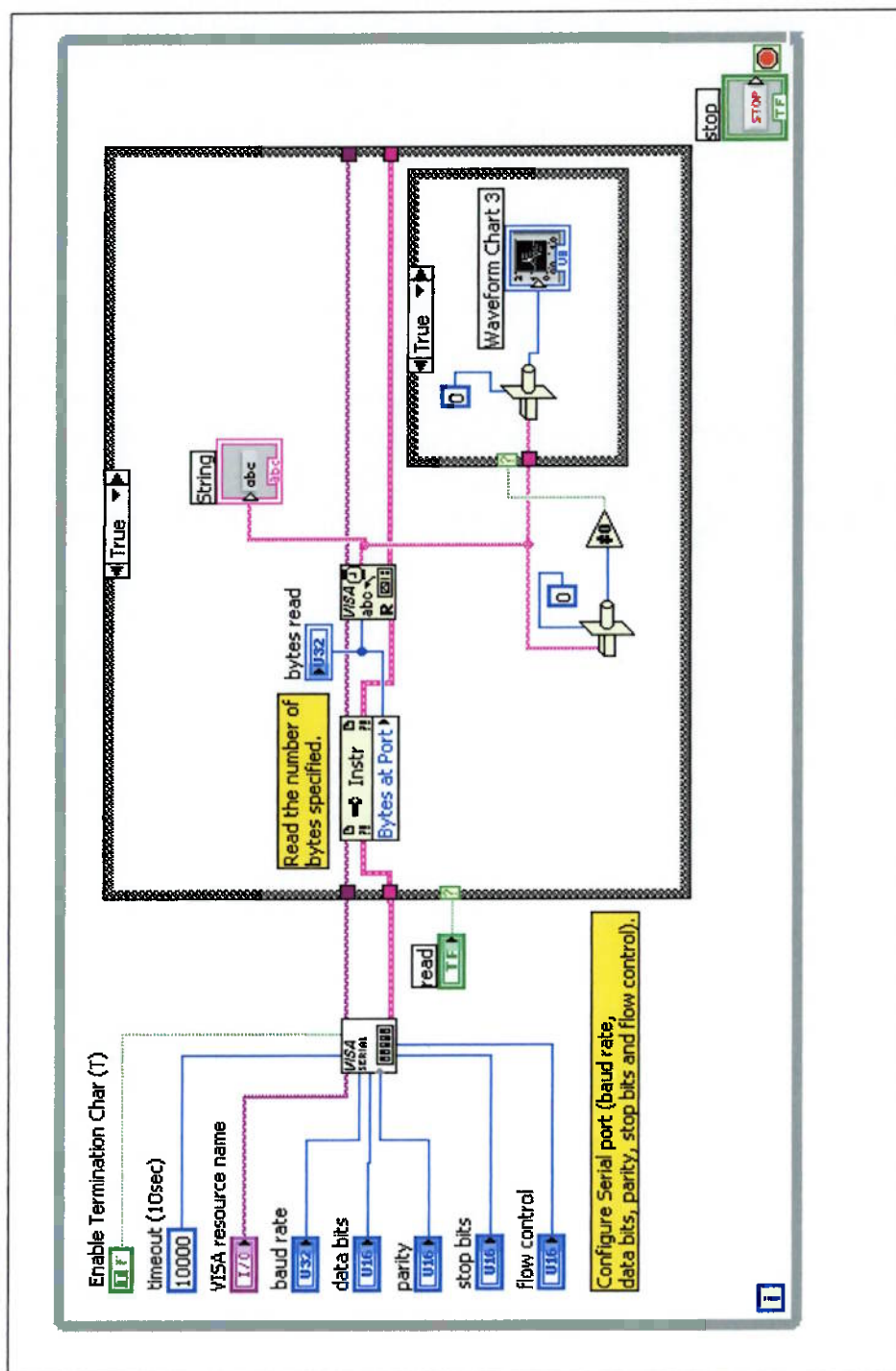
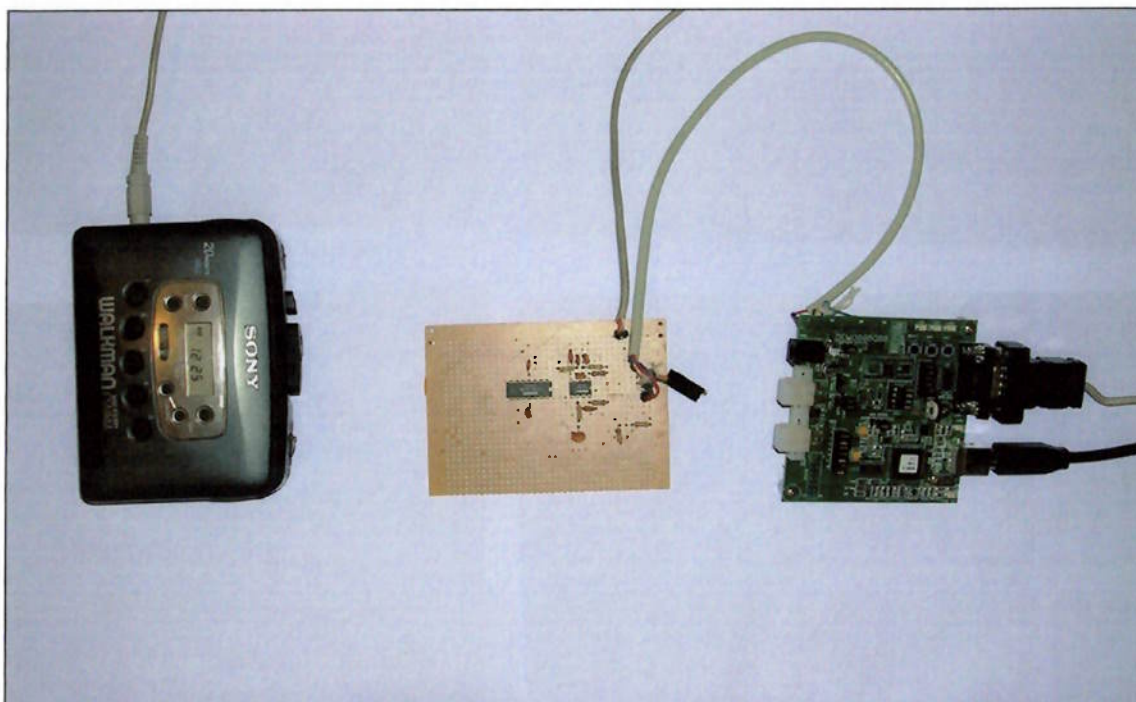


Figura 18 - Instrumento Virtual desenvolvido para interface gráfica

## 7. RESULTADOS



**Figura 19 - Protótipo funcional**

Os resultados obtidos estão divididos em três seções: 1) resultados da filtragem e amplificação do sinal, 2) interface gráfica e 3) resultados da conversão analógico-digital e comunicação serial.

Ambos serão expostos e analisados nas subseções que seguem abaixo.

### 7.1. FILTRAGEM E AMPLIFICAÇÃO

A placa de circuito para filtragem e amplificação do sinal desenvolvida para o protótipo, foi submetida a diversos testes e modificações dos componentes dos filtros de sinal durante o desenvolvimento.

Alterações foram realizadas até que fosse encontrado o melhor dimensionamento que proporcionasse filtragem e amplificação com maior rejeição de ruído e menor descaracterização do sinal.

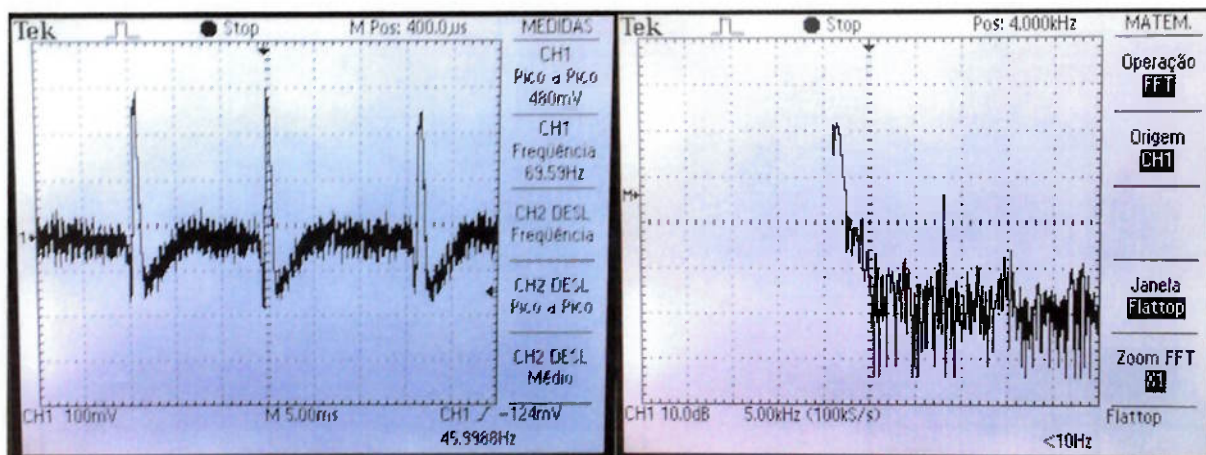


Figura 21 - Imagem em osciloscópio do sinal A e respectiva transformada rápida de Fourier

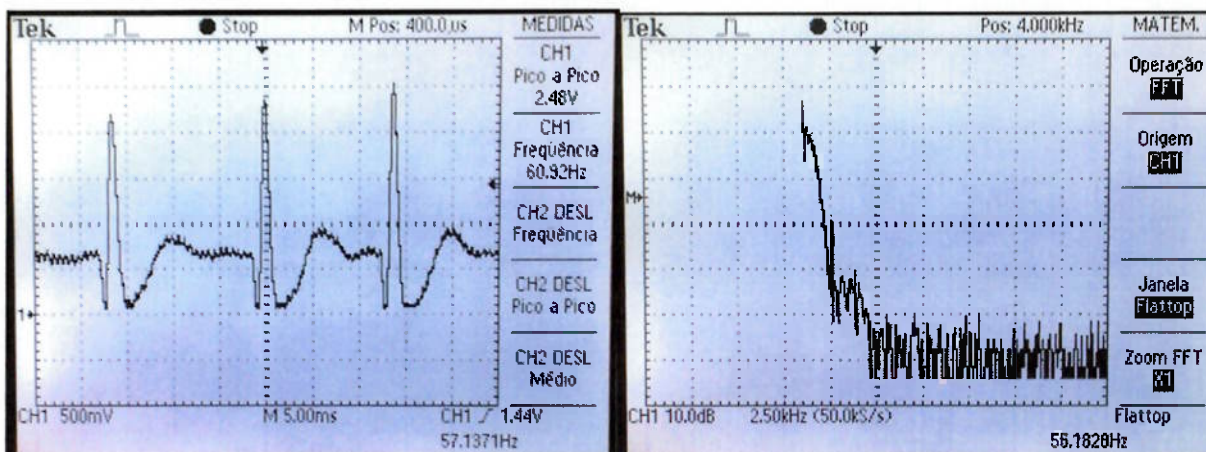


Figura 20 - Imagem em osciloscópio do sinal B e respectiva transformada rápida de Fourier

Os testes foram realizados no laboratório de microeletrônica da Escola Politécnica da USP. O equipamento utilizado foi o osciloscópio digital *Tektronix* de dois canais, modelo *TDS 1002*.

As fotografias abaixo foram tiradas a partir do osciloscópio digital. A primeira representa o sinal de entrada A, com a ponta de prova na entrada positivo e referência (terra) na entrada negativa. Este sinal é a gravação do exame Holter após a primeira amplificação em torno de 200 do aparelho reproduzidor de fitas cassete. Verifica-se que o sinal A possui valor

pico a pico entre 400 mV e 480 mV, ou seja, o sinal original possuía aproximadamente 2 mV de valor pico a pico. É possível distinguir os batimentos cardíacos através do complexo QRS, porém o registro está nitidamente com excesso de ruídos. Fica muito difícil a distinção das curvas de P e T, já que possuem pequena amplitude e encontram-se difusas em ruídos de alta frequência e amplitude relativamente altas, de forma que as curvas ficam visualmente linearizadas. O período  $\tau_1$  entre os batimentos é de aproximadamente 15 ms, com frequência

$$f_A = \frac{1}{\tau_A} \cong 67 \text{ Hz} .$$

Esta frequência coincide com o valor de pico detectado no espectro de

freqüências ilustrado na figura seguinte, o qual corresponde à transformada rápida de Fourier do sinal A. Como o exame Holter é uma gravação acelerada em 48 vezes, devemos realizar a seguinte conversão para encontrar a frequência cardíaca real do paciente em batimentos por minuto (bpm):

$$FC_A = \frac{f_A}{48} \cdot 60 \cong 83 \text{ bpm}$$

O espectro de freqüências do sinal A também mostra que há uma queda significativa no ganho das componentes com frequência acima de 2 kHz, mas há componentes de alta frequência com amplitude significativa, como é o esperado devido ao excesso de ruídos encontrado.

A imagem seguinte, mostra o sinal B, medido na saída do circuito de filtragem e amplificação, ou seja, o sinal que passou por filtros para atenuar componentes de frequência abaixo de 0,05 Hz e acima de 500 Hz, além de dois estágios de amplificação, resultando em ganho total em torno de 1000.

Verifica-se que o circuito de filtragem e amplificação atuou corretamente. A amplitude máxima é de 2,48 V, indicando que o sinal original era de aproximadamente 2,5 mV, o que está de acordo com os valores indicados na literatura que indicam a faixa de 1 a 3 mV.

Observa-se ainda que o ganho teórico  $A_{teo_{A,B}}$  do sinal A para o sinal B é igual a cinco, já que o sinal A foi medido após o primeiro estágio de amplificação em torno de 200. O valor de ganho experimental  $A_{exp_{A,B}}$  encontrado é:

$$A_{exp_{A,B}} \cong \frac{V_{ppB}}{V_{ppA}} = 5,17$$

Os valores de ganho teórico e experimental estão próximos, mas deve ser notado que este valor de ganho experimental é apenas uma referência, já que os picos de cada sinal não foram mensurados ao mesmo tempo, ou seja, a comparação ocorre entre batimentos que ocorreram em momentos diferentes, porém próximos, e é válida por se tratar de batimentos da mesma pessoa que ocorreram em um intervalo curto de defasagem.

Quanto à filtragem, o espectro do sinal B torna nítida a atenuação ocorrida para sinais de alta frequência que se inicia em torno de 500 Hz. O efeito desta atenuação no sinal B é notório, pois o registro torna-se realmente legível, tornando possível a correta visualização das curvas do registro.

Este resultado é essencial, pois o sinal enviado para o conversor A/D precisa ser estar devidamente filtrado e amplificado, como condição inicial para que a visualização gráfica seja adequada. Como este protótipo não possui filtros desenvolvidos em software, esta função recai totalmente na placa de circuito de filtragem e amplificação.

## 7.2. INTERFACE GRÁFICA

A interface gráfica foi desenvolvida com o *Labview 7.1* da National Instruments, o qual é uma ferramenta própria para sistemas da aquisição de sinais envolvendo computador. Realiza as funções do conjunto de estilete e papel térmicos, eliminando a necessidade deste conjunto eletro-mecânico.

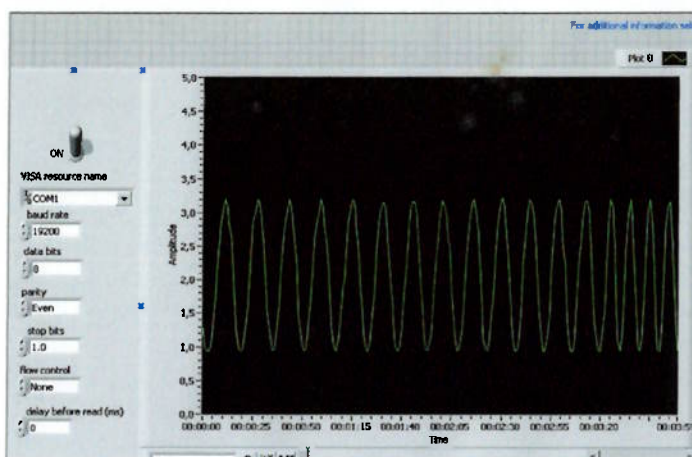
Como ilustrado abaixo, a interface permite a configuração dos parâmetros de comunicação serial mencionados na seção 5.2.5 como taxa de transferência de dados, paridade, controle de fluxo, entre outras. Ao iniciar o programa, estas configurações aparecem na forma padrão determinada para o correto funcionamento do protótipo, ou seja:

- Porta COM1
- 19200 bps
- 8 bits de dados
- Paridade par
- 1 bit de parada
- Sem controle de fluxo
- Sem atraso antes da leitura

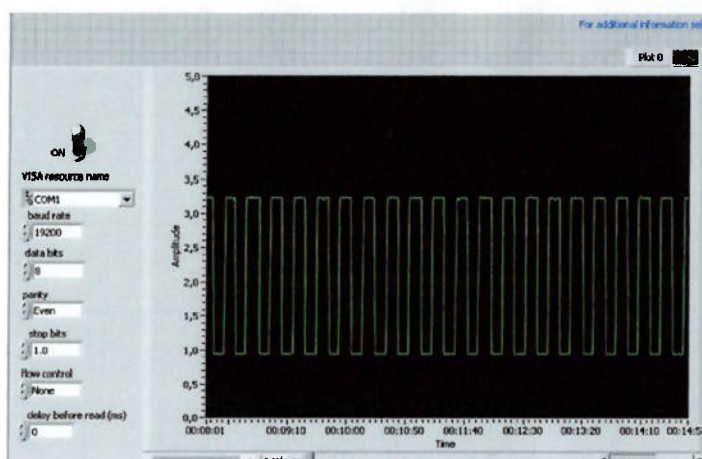
A interface foi testada inicialmente com métodos de troca de dados pela porta serial utilizando o software Hyperterminal e a própria placa de aquisição programada para este fim. Depois de confirmado seu correto funcionamento, foi conectada ao sistema eletrônico do protótipo.

### 7.3. CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL E COMUNICAÇÃO SERIAL

A conversão analógico-digital pode ser constatada através de um teste simples, o qual consiste em conectar um gerador de funções à entrada do conversor analógico digital e observar o resultado na interface gráfica. Este teste foi realizado tanto para uma função de onda senoidal quanto para função de onda quadrada, ambas com offset de 2 V, frequência de 4,4 Hz e amplitude de 2,4 V. O resultado foi satisfatório e pode ser observado nas figuras 22 e 23. As ondas foram corretamente reproduzidas na interface gráfica, indicando que a conversão analógico-digital ocorre corretamente, assim como a comunicação serial.



**Figura 22 - Onda senoidal proveniente do gerador de funções**

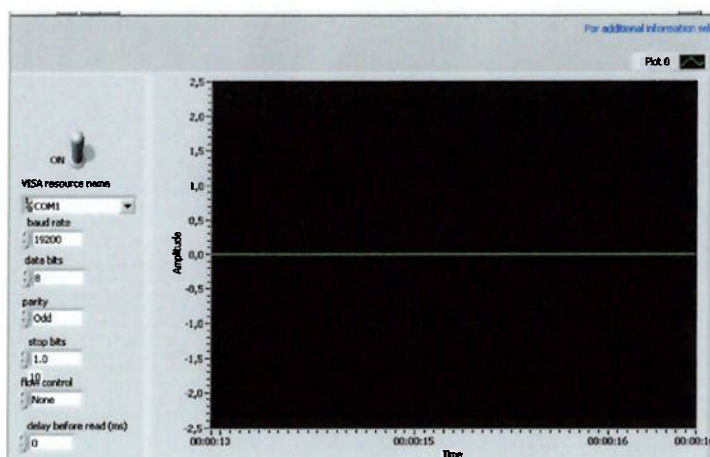


**Figura 23 - Onda quadrada proveniente do gerador de funções**

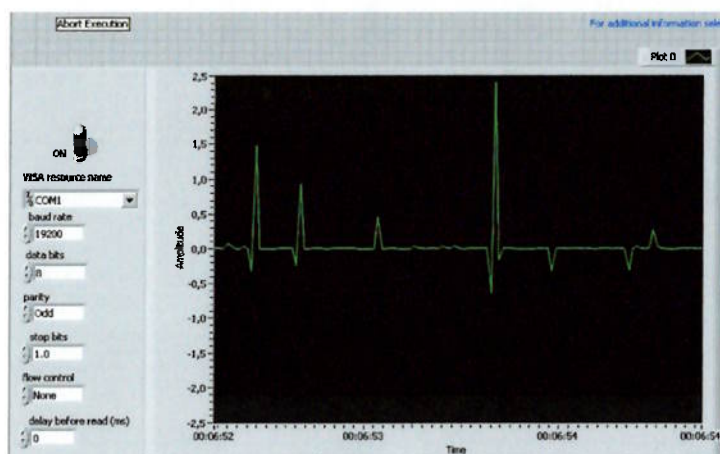
Os resultados acima foram obtidos com sinais de baixa frequência. Porém, a taxa de transmissão mínima calculada para o protótipo com exame Holter acelerado em 48 vezes, considerando-se o critério de Nyquist e forma de transmissão serial assíncrona de dados, deveria ser de 33000 bps. Como não foi viável a instalação de cristal de quartzo externo no kit de desenvolvimento, embora o microprocessador tenha capacidade para utilizar tal cristal, a taxa de transmissão máxima obtida nesta fase do projeto foi de 19200 bps, levando a perda de informações importantes na formação do sinal.

Verificou-se que o sinal pode ser visualizado na tela, mas com definição insatisfatória. Tal fato era, porém, para o sinal acelerado proveniente de Holter, dado que não foi possível configurar a comunicação serial em altas velocidades, devido a restrições do kit de desenvolvimento utilizado, o qual é um sistema pré-montado.

Outra observação relevante é de que o fator limitante para o critério de Nyquist neste projeto é apenas a comunicação serial, dado que a conversão analógico-digital possui tempo máximo de conversão muito menor (em torno de  $8\mu\text{s}$ ), ou seja, sendo capaz de realizar conversões em uma frequência mínima de 125000 Hz.



**Figura 24 - Linha de base**



**Figura 25 - Sinal de Holter amplificado**

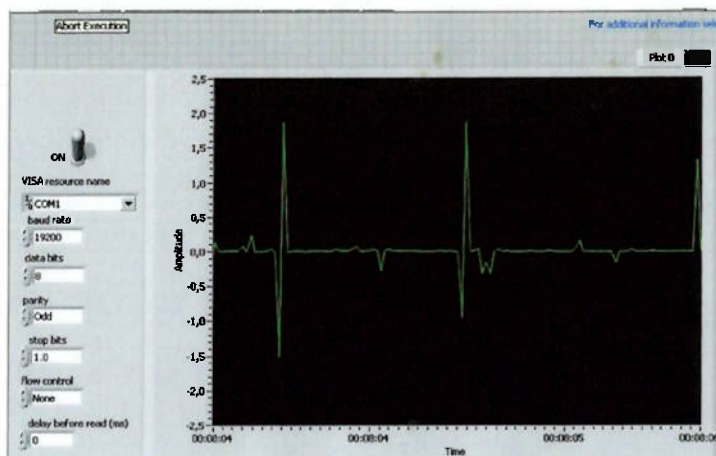


Figura 26 - Sinal de Holter amplificado

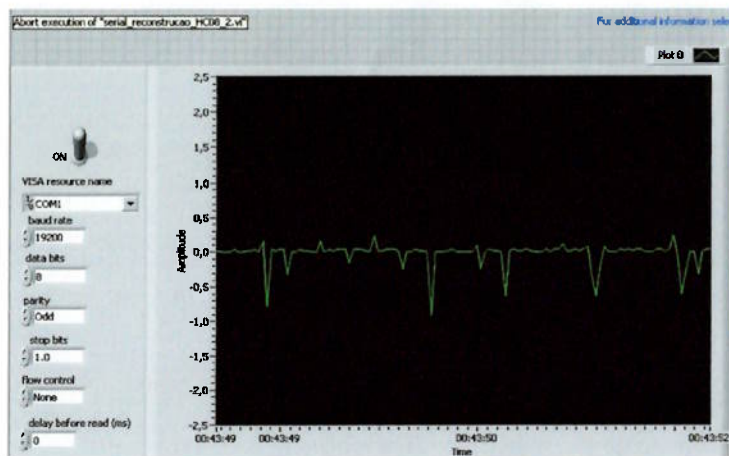


Figura 27 - Sinal de Holter amplificado

## 8. CONCLUSÕES

O protótipo idealizado foi construído a partir dos conhecimentos teóricos de eletrofisiologia celular e cardiologia que resultaram em especificações técnicas concretas de hardware e software. Além disso, foram consideradas as restrições de tempo e recursos para esta etapa do projeto.

Desta forma, o conceito básico contido no diagrama da figura 6 reflete-se na estrutura do protótipo, o qual é capaz de:

- ✓ Receber o sinal físico gerado pelo ciclo de diástoles e sístoles do músculo cardíaco, gravado por razões de segurança e conveniência em fita cassete através de exame Holter com velocidade 48 vezes maior que a original;
- ✓ Tratar o sinal recebido, o qual é caracterizado por sua baixa amplitude e frequência, com excesso de ruídos de alta frequência e tensões de modo comum. O tratamento consiste em filtragem e amplificação por meio de filtros adequados projetados de acordo com o amplificador de instrumentação utilizado e características do sinal;
- ✓ Realizar conversão analógico-digital do sinal tratado em microprocessador de 8-bits;
- ✓ Realizar conversão de nível lógico de tensão CMOS para RS-232 através de circuito integrado especializado;
- ✓ Estabelecer comunicação serial de acordo com o protocolo de comunicação RS-232, transmitindo os dados digitais resultantes da conversão analógico-digital para o computador pessoal ou notebook;
- ✓ Exibir os dados em interface gráfica desenvolvida para plataforma Windows XP.

Desta forma, os testes realizados comprovam que o protótipo é capaz de realizar cada etapa prevista no diagrama idealizado. Porém, para que o projeto consolide-se como um todo, algumas melhorias são necessárias. Entre elas destacam-se:

- ✓ Desenvolvimento de placa de circuito única integrando as funcionalidades do kit de desenvolvimento e placa de circuito e amplificação de acordo com as necessidades do projeto, eliminando componentes desnecessários e possibilitando utilização de cristal de quartzo externo ligado ao microcontrolador;
- ✓ Aumento da taxa de transferência da comunicação serial para até 115200 bps utilizando cristal de quartzo externo ou taxas ainda maiores através de protocolo USB;
- ✓ Realização de testes a partir de sinais reproduzidos em velocidade real;
- ✓ Realização de testes a partir de sinais com menor presença de ruídos;
- ✓ Realização de testes em cobaias, observando as condições de segurança necessárias.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

**AXIOM**, DEMO908QB8 Demonstration board for Freescale MC68HC908QB8. **Disponível**

**em:**

**<[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user\\_guide/DEMO908QB8UG.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/DEMO908QB8UG.pdf)**

**>. Acesso em 04/06/05.**

Ertas, Atila; Jones, Jesse C. **The engineering design processes** 2ª Ed. - Ed. John Wiley, 1993.

**FREESCALE**, HC08 Products.

**Disponível em:**

**<<http://www.freescale.com/webapp/sps/site/overview.jsp?nodeId=016246362255423553>**

**Acesso em 04/06/05.**

**FREESCALE**, MC68HC908QB8 Data Sheet. **Revisado em setembro de 2005**

**Disponível em:**

**<[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/data\\_sheet/MC68HC908QB8.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/data_sheet/MC68HC908QB8.pdf)**

**g>. Acesso em: 11/09/05.**

Keener, J; Sneyd, J. **Mathematical Physiology**. Springer-Verlag, 1998. 780p.

Moffa, Paulo J.; Sanches, Paulo C. R. **TRANCHESI – Eletrocardiograma Normal e Patológico**. 7ª ed. – São Paulo- Ed. Roca, 2001. 911p.

ISBN 85-7241-323-5.

Malvino, Albert P. **Eletrônica**. – vol. I. 4ª ed., 1995. Ed. Makron Books.

Malvino, Albert P. **Eletrônica**. – vol. II. 4ª ed., 1995. Ed. Makron Books. 558p.

ISBN85-346-0455-X

Netter, Frank H. **The CIBA collection of medical illustrations: Heart**. Special edition.

New York: CIBA Pharmaceutical Company, 1978. 295p.

ISBN 0-914168-07-X

Rangayyan, Rangaraj M. **Biomedical signal analysis: a case-study approach**. [Piscataway, NJ]; New York, N.Y: IEEE Press: Wiley-Interscience, c2002. 516p.

ISBN 04-7120-811-6.

Silva Filho, Antonio C. R. **A membrana neuronal, o potencial de membrana e o potencial de ação**. SisNe – Laboratório de Sistemas Neurais.

Disponível em: <<http://neuron.ffclrp.usp.br/2004-I-NC-aula2.pdf>>. Acesso em: 22/03/2005.

Simpson, Robert E. **Introductory Electronics for Scientists and Engineers**. Second Edition, 1987. Ed. Prentice Hall. 938p.

ISBN 0-205-08377-3

Tan, Wooi M. **Developing USB PC peripherals**. San Diego: Annabooks, 1997. 189p.

ISBN 0-929392-38-8

**TEXAS INSTRUMENTS, Medical Overview. Disponível em:**

**<[http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/overview/overview.jhtml?templateId=6030&path=templatedata/cm/level1/data/medical\\_ovw&DCMP=TIHomeTracking&HQS=Other+OT+home\\_a\\_medical](http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/overview/overview.jhtml?templateId=6030&path=templatedata/cm/level1/data/medical_ovw&DCMP=TIHomeTracking&HQS=Other+OT+home_a_medical)>. Acesso em: 07/05/05.**

**TEXAS INSTRUMENTS, Biophysical Monitoring: Electrocardiogram (ECG) Front End.**

**Disponível em:**

**<[http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/general/applications.jhtml?templateId=6032&path=templatedata/cm/general/data/medical\\_biophysical\\_ecg](http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/general/applications.jhtml?templateId=6032&path=templatedata/cm/general/data/medical_biophysical_ecg)>. Acesso em: 07/05/05.**

**TEXAS INSTRUMENTS, Biophysical Monitoring Overview.**

**Disponível em:**

**<[http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/overview/overview.jhtml?templateId=6032&path=templatedata/cm/level1/data/medical\\_biophysical\\_ovw](http://focus.ti.com/docs/apps/catalog/overview/overview.jhtml?templateId=6032&path=templatedata/cm/level1/data/medical_biophysical_ovw)>. Acesso em: 07/05/05.**

**TEXAS INSTRUMENTS, General Purpose FET-Input operational amplifiers – Datasheet for OPA131, OPA2131 and OPA4131.**

**Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa131.pdf>>. Acesso em: 07/05/05.**

**TEXAS INSTRUMENTS, Precision, low power instrumentation amplifiers – Datasheet for INA128 and INA129.**

**Disponível em: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf>>. Acesso em: 07/05/05.**

**THE NOBEL PRIZE IN PHYSIOLOGY AND MEDICINE 1924.**

**Disponível em:** <<http://www.nobelpreis.org/english/medizin/einthetaen.htm>>.

**Acesso em:** 23/03/05.

Weber, Raul F. **Arquitetura de computadores pessoais**. 2ª ed. Porto Alegre: Instituto de informática da UFRGS: Editora Sagra Luzzatto, 2001. 272p.

ISBN 85-241-0624-7

# ANEXOS



## INA128 INA129

INA128  
INA129



SEPTEMBER 1996 - OCTOBER 1996 - REVISED FEBRUARY 2006

UPDATED - OCTOBER 1996 - TO LEGAL FEBRUARY 2006

### Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIERS

#### FEATURES

- LOW OFFSET VOLTAGE: 50µV max
- LOW DRIFT: 0.0µV/°C max
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 6nA max
- HIGH CMR: 120dB min
- INPUTS PROTECTED TO ±40V
- WIDE SUPPLY RANGE: ±2.25V to ±18V
- LOW QUIESCENT CURRENT: 700µA
- 8-PIN PLASTIC DIP, SO-8

#### APPLICATIONS

- BRIDGE AMPLIFIER
- THERMOCOUPLE AMPLIFIER
- RTD SENSOR AMPLIFIER
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

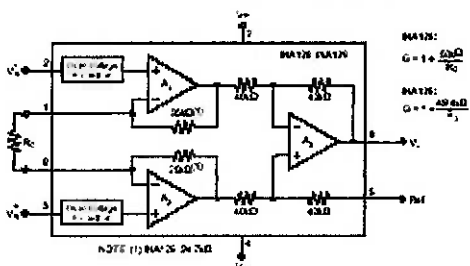
#### DESCRIPTION

The INA128 and INA129 are low power, general purpose instrumentation amplifiers offering excellent accuracy. The versatile 3-op amp design and small size make them ideal for a wide range of applications. Current-feedback input circuitry provides wide bandwidth even at high gain (200kHz at G = 100).

A single external resistor sets any gain from 1 to 1,000. The INA128 provides an industry-standard gain equation; the INA129 gain equation is compatible with the AD620.

The INA128/INA129 is laser trimmed for very low offset voltage (50µV), drift (0.5µV/°C) and high common-mode rejection (120dB at G ≥ 100). It operates with power supplies as low as ±2.25V, and quiescent current is only 700µA—ideal for battery-operated systems. Internal input protection can withstand up to ±40V without damage.

The INA128/INA129 is available in 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages, specified for the -40°C to +85°C temperature range. The INA128 is also available in a dual configuration, the INA128A.



INA128:  
 $G = 1 + \frac{40k\Omega}{R_G}$

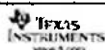
INA129:  
 $G = 1 + \frac{40k\Omega}{R_G}$

NOTE (1): INA128 SHOWN

Read the entire data sheet for important notices concerning standards compliance and use in critical applications of Texas Instruments products. Additional notices and disclaimers are also located at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

© 2006 Texas Instruments. All rights reserved. This document is the property of Texas Instruments. Reproduction in any form without the express written permission of Texas Instruments is prohibited.



Copyright © 1996-2006, Texas Instruments Incorporated

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>(1)</sup>

Supply Voltage	±18V
Analog Input Voltage Range	±40V
Output Short-Circuit to Ground	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

<sup>(1)</sup> Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. These are stress ratings only and for actual operation of the device at these or any other non-rated conditions see specified ratings.

#### ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

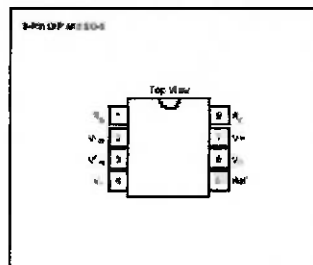
The integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage between very small potential changes could cause the device not to meet its published specifications.

#### ORDERING INFORMATION

For the most current package and order information, see the Package Callout Addendum located at the end of this data sheet.

#### PIN CONFIGURATION





**INA128  
INA129**

SS250519 - OCTOBER 1995 - REVISED FEBRUARY 2005

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $R_L = 10\text{k}\Omega$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA128P, U INA129P, U			INA128PA, UA INA129PA, UA			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>INPUT</b>								
Offset Voltage $V_{OS}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$		$\pm 0.01200$	$\pm 0.01000$		$\pm 0.01700$	$\pm 0.01500$	$\mu\text{V}$
vs Temperature	$T_A = T_{M} \text{ to } T_{MAX}$		$\pm 0.2620$	$\pm 0.2620$		$\pm 0.2620$	$\pm 0.2620$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply	$\Delta V_S = \pm 2.25\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$		$\pm 0.3250$	$\pm 0.3250$		$\pm 0.3250$	$\pm 0.3250$	$\mu\text{V}/\text{V}$
Long-Term Stability			$\pm 0.1250$	$\pm 0.1250$		$\pm 0.1250$	$\pm 0.1250$	$\mu\text{V}/\text{yr}$
Input Bias Current			$\pm 10$	$\pm 10$		$\pm 10$	$\pm 10$	$\mu\text{A}$
Common-Mode Rejection Ratio	$V_S = 0$	$(V_{CM} = 2)$ $(V_{CM} = 2)$	$\pm 1.4$ $(V_{CM} = 1.7)$	$\pm 1.4$	$\pm 1.4$	$\pm 1.4$	$\pm 1.4$	$\text{dB}$
Offset Voltage								
Common-Mode Rejection	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$ , $R_{CM} = 10\text{k}\Omega$		$\pm 80$	$\pm 80$		$\pm 70$	$\pm 70$	$\text{dB}$
	$G = 1$		$\pm 100$	$\pm 100$		$\pm 55$	$\pm 55$	$\text{dB}$
	$G = 10$		$\pm 120$	$\pm 125$		$\pm 80$	$\pm 80$	$\text{dB}$
	$G = 100$		$\pm 130$	$\pm 130$		$\pm 80$	$\pm 80$	$\text{dB}$
<b>BIAS CURRENT</b>								
vs Temperature			$\pm 2$	$\pm 2$		$\pm 2$	$\pm 2$	$\mu\text{A}$
Offset Current			$\pm 1$	$\pm 1$		$\pm 1$	$\pm 1$	$\mu\text{A}$
vs Temperature			$\pm 0.1$	$\pm 0.1$		$\pm 0.1$	$\pm 0.1$	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
<b>NOISE VOLTAGE, RTN</b>	$G = 1000$ , $R_F = 2\text{k}\Omega$							
$f = 1\text{Hz}$			$\pm 12$	$\pm 12$		$\pm 12$	$\pm 12$	$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 10\text{Hz}$			$\pm 5$	$\pm 5$		$\pm 5$	$\pm 5$	$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 1\text{kHz}$			$\pm 3$	$\pm 3$		$\pm 3$	$\pm 3$	$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 0.1\text{Hz to } 1\text{kHz}$			$\pm 0.2$	$\pm 0.2$		$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
<b>NOISE CURRENT</b>								
$f = 1\text{Hz}$			$\pm 0.9$	$\pm 0.9$		$\pm 0.9$	$\pm 0.9$	$\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 1\text{kHz}$			$\pm 0.3$	$\pm 0.3$		$\pm 0.3$	$\pm 0.3$	$\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 0.1\text{Hz to } 1\text{kHz}$			$\pm 0.2$	$\pm 0.2$		$\pm 0.2$	$\pm 0.2$	$\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
<b>GAIN</b>								
Gain Equation: $i_A \times 28$			$1 + (500k/R_F)$	$1 + (500k/R_F)$		$1 + (500k/R_F)$	$1 + (500k/R_F)$	$V/V$
Gain Error			$\pm 0.01$	$\pm 0.01$		$\pm 0.01$	$\pm 0.01$	$\%$
Gain Error	$G = 1$		$\pm 0.02$	$\pm 0.02$		$\pm 0.02$	$\pm 0.02$	$\%$
	$G = 10$		$\pm 0.02$	$\pm 0.02$		$\pm 0.02$	$\pm 0.02$	$\%$
	$G = 100$		$\pm 0.05$	$\pm 0.05$		$\pm 0.07$	$\pm 0.07$	$\%$
	$G = 1000$		$\pm 0.5$	$\pm 0.5$		$\pm 0.5$	$\pm 0.5$	$\%$
Gain vs Temperature <sup>(2)</sup>	$G = 1$		$\pm 1$	$\pm 1$		$\pm 1$	$\pm 1$	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
$50\text{k}\Omega$ or $49.4\text{k}\Omega$ Resistor <sup>(3)</sup>	$G = 1$		$\pm 1$	$\pm 1$		$\pm 1$	$\pm 1$	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
Nonlinearity	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$ , $G = 1$		$\pm 0.001$	$\pm 0.001$		$\pm 0.002$	$\pm 0.002$	$\%$ of FS
	$G = 10$		$\pm 0.003$	$\pm 0.003$		$\pm 0.004$	$\pm 0.004$	$\%$ of FS
	$G = 100$		$\pm 0.001$	$\pm 0.002$		$\pm 0.004$	$\pm 0.004$	$\%$ of FS
	$G = 1000$		$\pm 0.001$	$\pm 0.001$		$\pm 0.001$	$\pm 0.001$	$\%$ of FS

NOTE: \* Specifications is same as INA128P, U or INA129P, U.  
 (1) Input common-mode range varies with output voltage — see typical curves.  
 (2) Based on water test.  
 (3) Temperature coefficient of the  $50\text{k}\Omega$  or  $49.4\text{k}\Omega$  term in the gain equation.  
 (4) Nonlinearity measurements in  $G = 1000$  are dominated by noise. Typical nonlinearity is  $\pm 0.001\%$ .

**INA128  
INA129**

SS250519 - OCTOBER 1995 - REVISED FEBRUARY 2005

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)**

At  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ ,  $R_L = 10\text{k}\Omega$ , unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA128P, U INA129P, U			INA128PA, UA INA129PA, UA			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
<b>OUTPUT</b>								
Voltage Positive	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V_{CM} = 1.4)$	$(V_{CM} = 0.9)$		$\pm 0.05$	$\pm 0.05$	$\pm 0.05$	$\text{V}$
vs Temperature	$R_L = 10\text{k}\Omega$	$(V_{CM} = 1.4)$	$(V_{CM} = 0.9)$		$\pm 0.05$	$\pm 0.05$	$\pm 0.05$	$\text{V}/^\circ\text{C}$
Load Capacitance $50\text{pF}$			$\pm 0.05$		$\pm 0.05$	$\pm 0.05$	$\pm 0.05$	$\text{V}$
Short-Circuit Current			$\pm 100$		$\pm 100$	$\pm 100$	$\pm 100$	$\text{mA}$
<b>FREQUENCY RESPONSE</b>								
Bandwidth -3dB	$G = 1$		$\pm 10$		$\pm 10$	$\pm 10$	$\pm 10$	$\text{kHz}$
	$G = 10$		$\pm 700$		$\pm 700$	$\pm 700$	$\pm 700$	$\text{kHz}$
	$G = 100$		$\pm 200$		$\pm 200$	$\pm 200$	$\pm 200$	$\text{kHz}$
	$G = 1000$		$\pm 20$		$\pm 20$	$\pm 20$	$\pm 20$	$\text{kHz}$
Slew Rate	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$ , $G = 10$		$\pm 4$		$\pm 4$	$\pm 4$	$\pm 4$	$\text{V}/\mu\text{s}$
S settling Time, 0.01%	$G = 1$		$\pm 7$		$\pm 7$	$\pm 7$	$\pm 7$	$\mu\text{s}$
	$G = 10$		$\pm 7$		$\pm 7$	$\pm 7$	$\pm 7$	$\mu\text{s}$
	$G = 100$		$\pm 9$		$\pm 9$	$\pm 9$	$\pm 9$	$\mu\text{s}$
	$G = 1000$		$\pm 80$		$\pm 80$	$\pm 80$	$\pm 80$	$\mu\text{s}$
Overload Recovery	$\pm 10\%$ Overdrive		$\pm 4$		$\pm 4$	$\pm 4$	$\pm 4$	$\mu\text{s}$
<b>POWER SUPPLY</b>								
Supply Range			$\pm 2.25$	$\pm 15$	$\pm 10$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\text{V}$
Currents - Mode	$V_{CM} = 0\text{V}$		$\pm 100$	$\pm 100$		$\pm 100$	$\pm 100$	$\text{mA}$
<b>TEMPERATURE RANGE</b>								
Spec'ification			$-40$	$+85$		$-40$	$+85$	$^\circ\text{C}$
Operating			$-40$	$+125$		$-40$	$+125$	$^\circ\text{C}$
$R_{th}$ 8-Pin DIP			$\pm 80$	$\pm 80$		$\pm 80$	$\pm 80$	$^\circ\text{C}/\text{W}$
SO-8 100C			$\pm 90$	$\pm 90$		$\pm 90$	$\pm 90$	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTE: \* Specifications is same as INA128P, U or INA129P, U.  
 (1) Input common-mode range varies with output voltage — see typical curves.  
 (2) Specified by water test.  
 (3) Temperature coefficient of the  $50\text{k}\Omega$  or  $49.4\text{k}\Omega$  term in the gain equation.  
 (4) Nonlinearity measurements in  $G = 1000$  are dominated by noise. Typical nonlinearity is  $\pm 0.001\%$ .

### 1.3 MCU Block Diagram

Figure 1-1 shows the structure of the MC68HC908QB8.

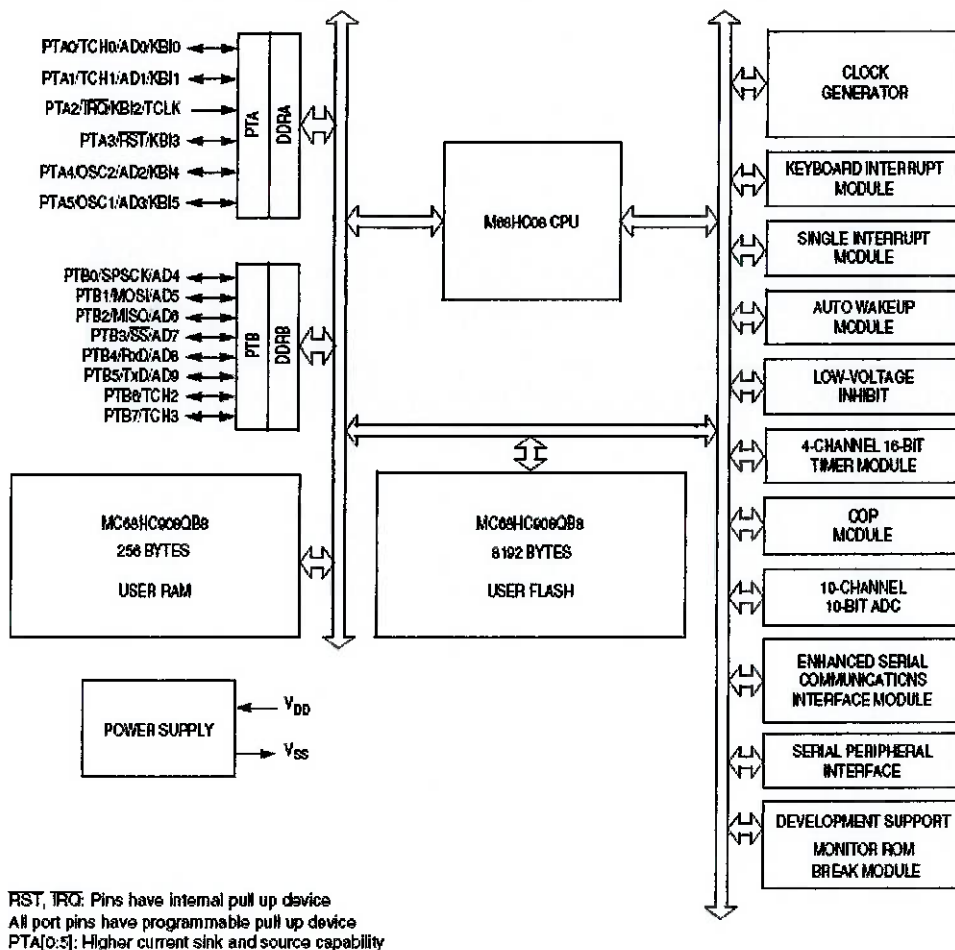


Figure 1-1. Block Diagram

## General Description

### 1.4 Pin Assignments

The MC68HC908QB8, MC68HC908QB4, and MC68HC908QY8 are available in 16-pin packages. Figure 1-2 shows the pin assignment for these packages.

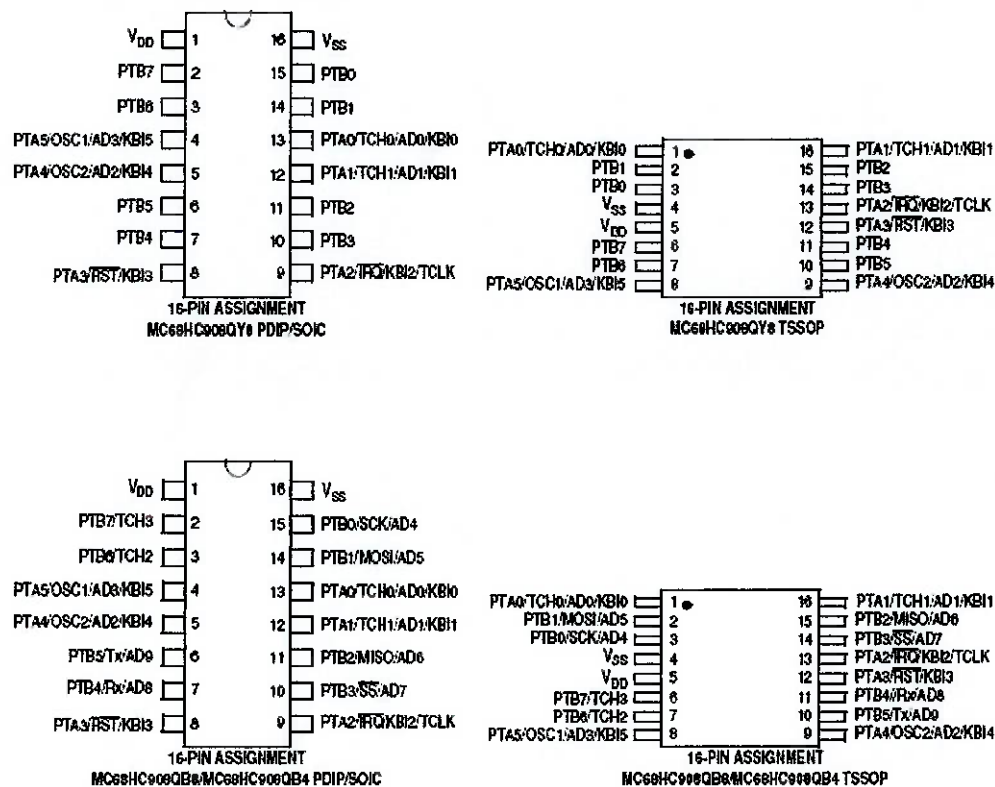


Figure 1-2. MCU Pin Assignments

### 1.5 Pin Functions

Table 1-2 provides a description of the pin functions.

Table 1-2. Pin Functions

Pin Name	Description	Input/Output
V <sub>DD</sub>	Power supply	Power
V <sub>SS</sub>	Power supply ground	Power
PTA0	PTA0 — General purpose I/O port	Input/Output
	TCH0 — Timer Channel 0 I/O	Input/Output
	AD0 — A/D channel 0 input	Input
	KBI0 — Keyboard interrupt input 0	Input
PTA1	PTA1 — General purpose I/O port	Input/Output
	TCH1 — Timer Channel 1 I/O	Input/Output
	AD1 — A/D channel 1 input	Input
	KBI1 — Keyboard interrupt input 1	Input
PTA2	PTA2 — General purpose input-only port	Input
	IRQ — External interrupt with programmable pullup and Schmitt trigger input	Input
	KBI2 — Keyboard interrupt input 2	Input
	TCLK — Timer clock input	Input
PTA3	PTA3 — General purpose I/O port	Input/Output
	RST — Reset input, active low with internal pullup and Schmitt trigger	Input
	KBI3 — Keyboard interrupt input 3	Input
PTA4	PTA4 — General purpose I/O port	Input/Output
	OSC2 — XTAL oscillator output (XTAL option only) RC or internal oscillator output (OSC2EN = 1 in PTAPUE register)	Output Output
	AD2 — A/D channel 2 input	Input
	KBI4 — Keyboard interrupt input 4	Input
PTA5	PTA5 — General purpose I/O port	Input/Output
	OSC1 — XTAL, RC, or external oscillator input	Input
	AD3 — A/D channel 3 input	Input
	KBI5 — Keyboard interrupt input 5	Input
PTB0	PTB0 — General-purpose I/O port	Input/Output
	SPSCK — SPI serial clock	Input/Output
	AD4 — A/D channel 4 input	Input
PTB1	PTB1 — General-purpose I/O port	Input/Output
	MOSI — SPI Master out Slave in	Input/Output
	AD5 — A/D channel 5 input	Input
PTB2	PTB2 — General-purpose I/O port	Input/Output
	MISO — SPI Master in Slave out	Input/Output
	AD6 — A/D channel 6 input	Input
PTB3	PTB3 — General-purpose I/O port	Input/Output
	SS — SPI slave select	Input
	AD7 — A/D channel 7 input	Input

— Continued on next page

## General Description

Table 1-2. Pin Functions (Continued)

Pin Name	Description	Input/Output
PTB4	PTB4 — General-purpose I/O port	Input/Output
	RxD — ESCI receive data I/O	Input/Output
	AD8 — A/D channel 8 input	Input
PTB5	PTB5 — General-purpose I/O port	Input/Output
	TxD — ESCI transmit data I/O	Output
	AD9 — A/D channel 9 input	Input
PTB6	PTB6 — General-purpose I/O port	Input/Output
	TCH2 — Timer channel 2 I/O	Input/Output
PTB7	PTB7 — General-purpose I/O port	Input/Output
	TCH3 — Timer channel 3 I/O	Input/Output