

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA

TÍTULO : SISTEMA PARA EXTRAÇÃO NÃO-INVASIVA E ANÁLISE DE POTENCIAIS TARDIOS VENTRICULARES.

AUTOR : PAULO ROBERTO CARUSO ALCOCER *W*

ORIENTADOR : JOSÉ WILSON MAGALHÃES BASSANI *W*

*Este trabalho corresponde à
relatório final de fase de projeto para
Paulo Roberto Caruso Alcocer e aprovado pelo
Comitê Julgadora em 24/6/90.*

Tese apresentada ao Departamento de Engenharia Biomédica da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas, São Paulo, 1990

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Dedico este trabalho
a minha esposa Maria
Helena pelo carinho e
incentivo; e

para meu irmão João,
pela sua presença em
todos os dias.

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer à minha família, em especial à minha mãe pela dedicação e carinho durante estes anos.

Agradeço ao Prof.Dr.Bassani por todos os ensinamentos, orientação e amizade, e em especial pelas inúmeras sugestões para correções deste trabalho que foram decisivas para sua realização.

Agradeço ao Dr.Claudio Pinho pela especial colaboração e sugestões na escolha e acompanhamento dos pacientes, pela sua amizade e pelas discussões teóricas em cardiologia.

Agradeço ao Prof.Dr.Eduardo Tavares Costa pelas sugestões técnicas no software desenvolvido e pelas suas detalhadas indicações para correções do trabalho final.

Agradeço aos professores do Departamento de Engenharia Biomédica que contribuíram para minha formação nestes últimos três anos, aos técnicos dos laboratórios e aos amigos do Centro de Engenharia Biomédica, pelo apoio e amizade.

Agradecimentos ao CNPq pela concessão da bolsa de estudo, e ao Hospital das Clínicas - UNICAMP pelo local cedido aos exames.

RESUMO

O estudo mais aprofundado da atividade elétrica do tecido cardíaco ventricular levou à observação de potenciais de baixa amplitude (1-40 μV) e alta frequência (60-150 Hz) durante a fase inicial do segmento S-T e final do complexo QRS do Eletrocardiograma (ECG). A ocorrência destes potenciais, chamados de Potenciais Tardios Ventriculares (PTV), parece estar fortemente correlacionada a uma grande incidência de arritmias ventriculares complexas e de modo particular à condição de alto risco, inclusive de morte súbita. No presente trabalho foi desenvolvido um sistema para a extração dos PTVs baseado na técnica de promediação do complexo QRS e segmento S-T do ECG. Foram desenvolvidos um amplificador de três canais (ganho de 650-4000, CMRR > 90 dB, banda de passagem de 0,5-250 Hz) e o software para monitoração, aquisição digital, processamento e armazenamento de dados. Dois grupos de indivíduos foram escolhidos para uma análise do sinal promediado. Um grupo, denominado grupo I, foi constituído de indivíduos com comprometimento cardíaco e o outro grupo, denominado grupo II, foi constituído de indivíduos clinicamente "normais". Após a análise temporal pelo método de Simson, três parâmetros foram obtidos de cada grupo: duração de QRS (ms); duração dos sinais de baixa amplitude (ms); e tensão RMS nos últimos 40 ms do QRS (μV). Os três parâmetros, após um teste de média, foram estatisticamente diferentes entre os dois grupos ($p < 0.001$). Esta parametrização do PTV possibilita o estabelecimento de critérios de positividade para uso clínico. O sistema permite ainda a realização de análise espectral do sinal promediado por meio da Transformada Rápida de Fourier (FFT). Com o sistema desenvolvido foi identificada alta incidência de PTVs nos indivíduos do grupo I (70%) e nenhuma incidência no grupo II.

O sistema encontra-se em uso no Hospital das Clínicas da Universidade Estadual de Campinas.

ABSTRACT

The study of the electrical activity of the cardiac tissue revealed the existence of low amplitude (1-40 μ V), high frequency potentials (60-150Hz) in the end of the QRS complex and beginning of the S-T segment of the electrocardiogram (ECG). The presence of these potentials, called Ventricular Late Potentials (VLP), is correlated with the incidence of complex ventricular arrhythmias and sudden death. This thesis describes a system for non-invasive extraction and analysis of VLP based upon the synchronous signal-averaging of the QRS complex and S-T segment of the ECG. A 3-channel instrumentation amplifier was developed for this purpose (gain = 650 to 4000, CMRR > 90 dB, frequency response = 0.5 to 250 Hz) and also the software for monitoring, processing and storing the data. Two groups of volunteers was selected for analysis of the averaged signal. The first group, called group I, consisted of 10 individuals with known cardiac problems. The second group consisted of 10 "normal" individuals. After an analysis with the Simson method, 3 parameters have been extracted for each group: QRS duration (ms); low amplitude signal duration (ms) and the RMS voltage from the last 40 ms of the QRS complex (μ V). The parameters were considered statistically different between the two groups ($p < 0.001$). The temporal analysis allows the determination of the positivity criteria for clinical usage. The system may also analyze the averaged segment using Fast Fourier Transform. Clinical results allowed the identification of high incidence of VLP (70%) in group I and no incidence at all in group II.

The system is currently in use at the University Hospital - (HC-UNICAMP)- Campinas - Brazil.

ÍNDICE

RESUMO	i
ABSTRACT.....	ii
ÍNDICE.....	iii
1.0 INTRODUÇÃO	
O coração.....	01
O Potencial Tardio.....	05
Amplificação analógica sincronizada.....	07
Amplificação espacial.....	09
Método de Simson.....	10
Análise por FFT.....	11
2.0 OBJETIVOS.....	14
3.0 MATERIAIS E MÉTODOS	
Equipamentos.....	15
Descrição geral do sistema.....	18
Testes em bancada.....	20
Testes em pacientes.....	25
Processamento.....	27
4.0 RESULTADOS	
Sistema desenvolvido.....	44
Análise temporal.....	45
Análise espectral.....	52
5.0 DISCUSSÃO	58
6.0 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	61
APÊNDICE A1- AMPLIFICADOR E PLACA DE CONVERSÃO A/D.....	67
APÊNDICE A2- TÉCNICA DE PROJETO DE FILTROS DIGITAIS.....	78
APÊNDICE A3- MÉTODO COMPUTACIONAL PARA CÁLCULO DA FFT..	87

1.0 - INTRODUÇÃO

" Pois é pelas propriedades e pela pulsação do coração que o sangue é movimentado, aperfeiçoado, tornado apto a nutrir e preservado de corrupção e coagulação...ele é na verdade a fonte da vida, a origem de toda a ação " - William Harvey, 1628

O CORAÇÃO

A função do coração é manter a circulação para que um suprimento adequado de sangue sob pressão suficiente seja distribuído a todos os tecidos do corpo. A eficiência do coração, como bomba, requer que o padrão sequencial de excitação e contração se produza de maneira coordenada dos átrios para os ventrículos (Marshall, 1980).

A atividade elétrica do coração sincroniza a sua atividade mecânica. Iniciando-se no chamado nódulo sinuatrial (Figura 1.1) a atividade elétrica se propaga até o nódulo átrio-ventricular (NAV) que constitui o único ponto de ligação elétrica normal entre os átrios e os ventrículos. Atingindo o NAV, a ativação se espalha rapidamente para os ventrículos através do feixe de His e fibras de Purkinje de modo sincronizado e coordenado.

No entanto, em condições patológicas, a atividade elétrica do coração pode ser perturbada em graus variados. Perturbações que levam à alteração no ritmo natural ou na propagação normal da ativação são chamadas arritmias cardíacas (Marshall, 1980). Dentre os inúmeros tipos de arritmias, as ventriculares são as mais severas, uma vez que podem afetar gravemente a função bombadora do coração, podendo inclusive degenerar para a descoordenação total da atividade elétrica ventricular (fibrilação ventricular), onde a função bombadora é praticamente inexistente, o que leva o indivíduo rapidamente à morte (Burton, 1977; Vlay, 1988).

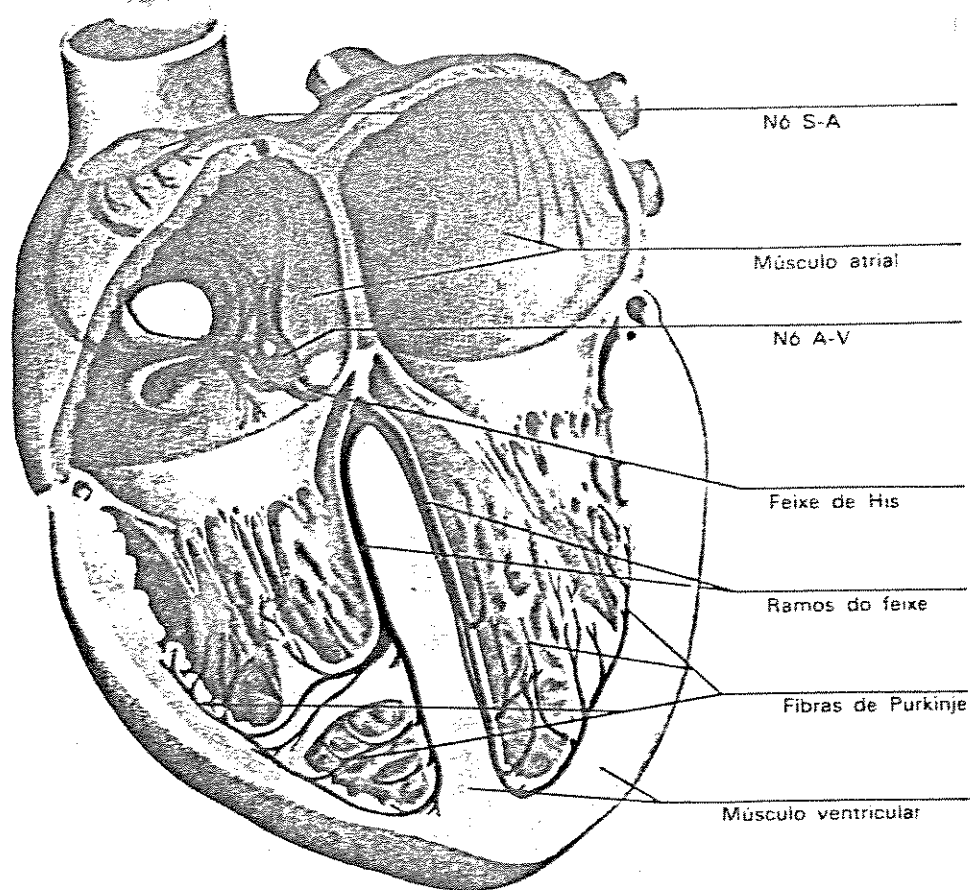


Figura 1.1 - Diagrama do coração humano. Observa-se o nódulo sino-atrial (Nó S-A), o nódulo atrio-ventricular (Nó A-V), o feixe de His, com os ramos direito e esquerdo, as fibras de Purkinje e o músculo ventricular. (modificado de Netter, 1969, "CIBA Collection of medical illustrations").

Aparentemente, existem condições que favorecem a ocorrência de arritmias ventriculares. Entre as possíveis condições destaca-se a existência de substrato anatômico para a ocorrência de condução anormal da atividade elétrica. Já foi demonstrado que uma onda excitatória ventricular pode progredir em uma única direção, em trajetória circular, excitando o mesmo tecido por um longo período. Este tipo de comportamento excitatório é denominado "reentrada" e neste caso a ativação se processa por "movimentos" circulares em regiões do ventrículo (Brooks e Hoffman, 1955) provocando as chamadas arritmias ventriculares por reentradas.

A figura 1.2 ilustra um modelo para as reentradas. Na condição normal a atividade elétrica (ponto A) se propaga por ambas as vias, na bifurcação anatômica representada na figura 1.2-A. Se, por outro lado, houver em uma das vias um bloqueio unidirecional (figura 1.2-B pontos c e D) a atividade elétrica (ponto A) será conduzida apenas pela via não bloqueada (ponto B) até o caminho comum distal, sendo conduzido retrogradamente pela região de bloqueio até a região proximal onde se localiza a bifurcação (sentido D - c). Se o tecido proximal não estiver no período refratário poderá ocorrer a despolarização por meio da ativação retrógrada. Em certas condições, incluindo tempo, tamanho do circuito, velocidade de condução, refratariedade do tecido e bloqueio unidirecional, um "movimento" circular pode ser sustentado, conforme ilustra a figura 1.2-B. (Vlay, 1988).

De modo geral, o tecido cardíaco não-homogêneo ou anisotrópico (diferença de velocidade de condução entre feixes) pode levar ao aparecimento de reentradas com laços pequenos (micro-reentradas) ou muito longos tomando grandes extensões do ventrículo (macro-reentradas). Os padrões de reentradas podem ser variados incluindo desde a reentrada circular proposta por Mines (1913) como mostrado na figura 1.2 por Narula (1979), até padrões mais complexos (Lewis, 1920; Clerc, 1976, Alessie, 1977; Moe, 1980)

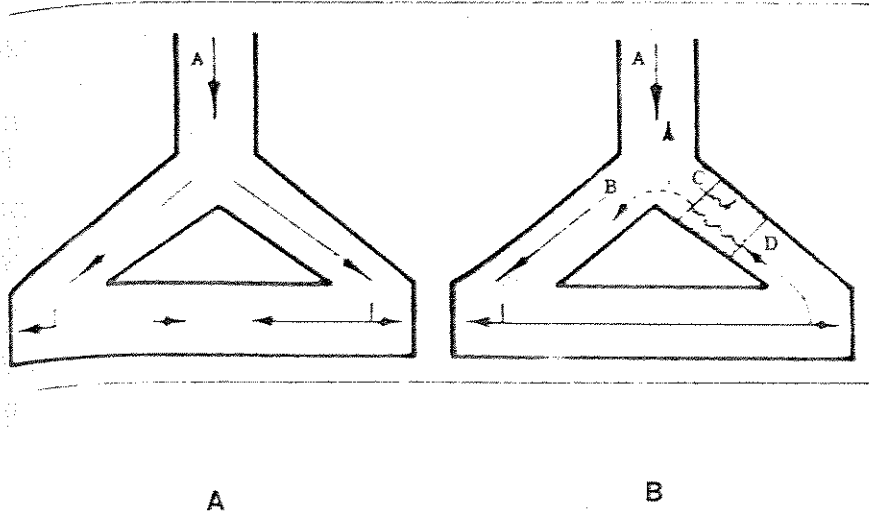


Figura 1.2 - Diagrama esquemático da condução da atividade elétrica. Em (A) a atividade elétrica é conduzida por uma única via ("A") até a bifurcação onde propaga-se por dois caminhos simultaneamente até encontrar um caminho comum mais distal à bifurcação. Em (B) a atividade elétrica divide-se por um caminho de condução normal ("B") e por outro com bloqueio unidirecional ("C" e "D"), podendo originar em condições específicas o "movimento circular" (modificado de Narula, O.S., (1979) em "Cardiac arrhythmias: electrophysiology, diagnosis and management, Baltimore, Willians e Wilkins Co.).

Ao lado da existência de substratos anatômicos (e.g., regiões lesadas com fibrosamento do tecido) ou funcionais (e.g., regiões de lentificação da condução) para o aparecimento das arritmias por reentradas, a ocorrência de extra-sístoles (batimentos prematuros do coração) tanto de origem sinusal quanto geradas por atividade elétrica ectópica (fora do local natural de ativação), parece constituir um fator de grande importância no desencadeamento destas arritmias.

Outros fatores são também considerados importantes no desencadeamento das "reentradas". Entre eles destacam-se o desequilíbrio iônico, a hipóxia, e em determinadas condições após a produção de um potencial de ação, grupos de células ventriculares podem exibir oscilações do potencial de membrana capazes de disparar assincronamente novos potenciais de ação em células adjacentes, tornando regiões do ventrículo refratárias para a condução normal. Isto equivale ao surgimento de regiões de anisotropia e, com isso, de condições para as "reentradas" (Cranefield, 1973).

Como os fatores desencadeantes (e.g., extra-sístoles) podem estar presentes inclusive em indivíduos considerados normais (Bjerregaard, 1984), a identificação dos substratos anatômicos torna-se de grande importância no estabelecimento de grupos de risco, nos quais os indivíduos teriam maior vulnerabilidade às arritmias ventriculares.

O POTENCIAL TARDIO

Estudos experimentais e clínicos mostraram que o infarto do miocárdio pode deixar zonas de atividade elétrica anormal no miocárdio ventricular, que podem ser o local de origem das taquicardias ventriculares. Essas zonas são caracterizadas por ilhas de tecido excitável, alternando-se com áreas de necrose ou fibrose, normalmente localizadas nas regiões de borda do tecido infartado (Breithardt & Borggrefe, 1987). No infarto miocárdico experimental, já pôde ser identificada atividade elétrica irregular durante todo o intervalo diastólico compreendido entre

um batimento sinusal e um batimento ectópico (figura 1.3). Esta atividade elétrica irregular pode ser observada tanto após batimento de origem sinusal quanto batimento de origem ectópica (El-Sherif et al, 1977). O potencial composto da atividade elétrica irregular gerada em uma ou mais regiões do miocárdio pode ser registrado na superfície do tórax (El-Sherif, 1977; Simson, 1981; Gomes, 1988; Breithardt, 1988). Neste caso o potencial captado, ocorrendo "tardiamente" no final da despolarização ventricular, é denominado de "Potencial Tardio Ventricular" -PTV (Fontaine, 1978).

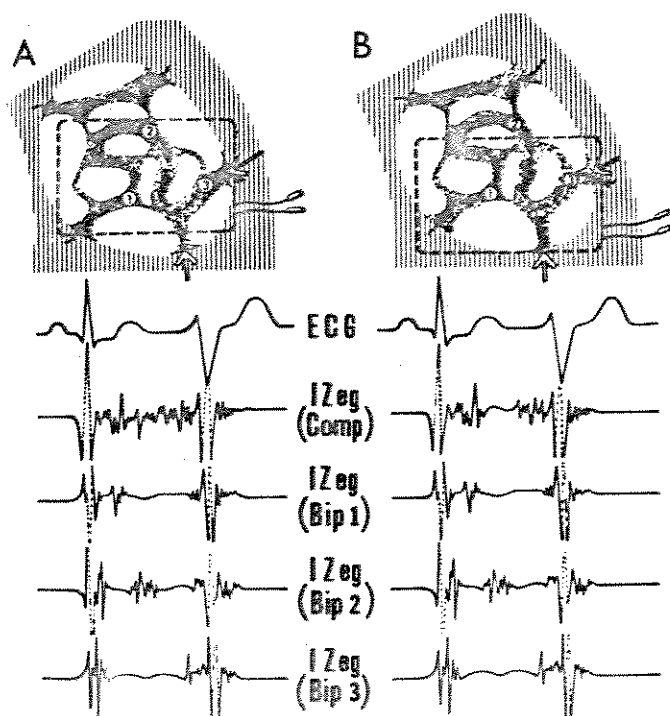


Figura 1.3 - Registro da atividade elétrica fragmentada entre um batimento sinusal e um batimento ectópico em miocárdio ventricular de cão. Em (A), 1, 2 e 3 indicam a localização dos eletrodos bipolares (Bip 1, 2 e 3). O retângulo tracejado indica um eletrodo composto (Comp). Em (B) Comp foi deslocado, de modo a não registrar a atividade elétrica observada em Bip 2 (modificado de El-Sherif et al., 1977).

Devido à baixa amplitude dos potenciais tardios ventriculares ($1 - 10\mu V$), o seu registro não pode ser obtido pelos métodos convencionais de eletrocardiografia, necessitando de técnicas especiais de amplificação e filtragem para a sua discriminação e parametrização (Fontaine et al, 1977; Barbari et al., 1978). A baixa amplitude do PTVs resulta da diminuição do número de fibras efetivamente excitáveis na região de ocorrência da atividade elétrica irregular devido à grande quantidade de tecido conjuntivo que se observa após uma lesão ventricular (Breithardt and Borggreffe, 1987).

Atualmente, os PTVs têm sido considerados como indicadores de substratos anátomo-funcionais para as arritmias por reentradas (Gomes, 1987; Kurchar, 1987; Nalos, 1987). Desse modo, técnicas diferentes têm sido empregadas para identificação de PTVs, visando diagnosticar precocemente as causas das taquiarritmias ventriculares, ou mesmo fazer predições de sua ocorrência (Breithardt and Borggreffe, 1987; Breithardt et al., 1990). Descreve-se a seguir as principais técnicas para extração de PTVs.

AMPLIFICAÇÃO ANALÓGICA SINCRONIZADA

A técnica de amplificação analógica sincronizada para a captação dos PTVs foi descrita pela primeira vez por Barbari et al., (1978). O método consiste em amplificar o sinal em até 25.000 vezes e aliar a alta amplificação a um método de supressão do ruído elétrico gerado por diversas fontes (e.g. sinais eletromiográficos, instrumentação e interface eletrodo-pele que no processo de captação são amplificados juntamente com o sinal de interesse). Além dos cuidados como blindagem de equipamentos e cabos e uso de pre-amplificadores com altíssimo CMRR ("Common Mode Rejection Ratio"), utilizou-se da técnica de média síncrona ou promediação para eliminar o ruído aleatório remanescente (Breithardt et al., 1981).

A figura 1.4 ilustra um trecho do final do complexo QRS e início do segmento ST do eletrocardiograma, registrado em um paciente com taquicardia ventricular. O primeiro quadro mostra o

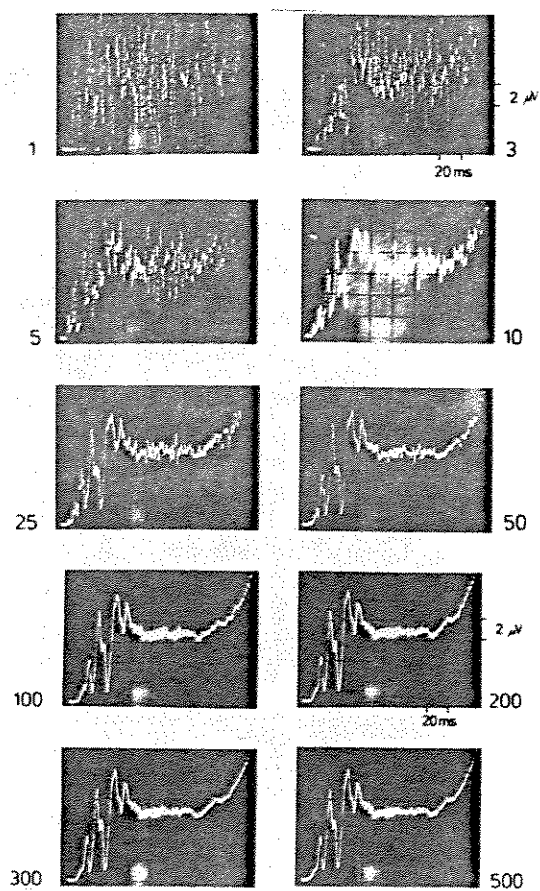


Figura 1.4 - Exemplo de aplicação de Amplificação Analógica Sincronizada a um trecho do ECG. Amplificação : 25.000 vezes. O número de ciclos promediados está indicado na figura (3 a 500) (modificado de Breithardt et al., 1981).

trecho do sinal captado, completamente contaminado por ruído, que após a somatória síncrona (aproximadamente 500 ciclos) é quase totalmente suprimido, restando apenas o sinal de interesse (último quadro).

Esta técnica é aplicada somente a sinais repetitivos não detectando mudanças dinâmicas instantâneas no sinal (Breithardt et al, 1987).

Neste caso, um problema inerente à alta amplificação e filtragem de sinais biológicos é a oscilação amortecida ou "ringing" que ocorre após o término da filtragem quando os filtros utilizados são projetados com um decaimento muito agudo próximo das frequências de corte (Graene et al, 1971).

AMPLIFICAÇÃO ESPACIAL

Como visto na amplificação analógica, a técnica temporal de promediação é aplicada somente a sinais repetitivos não podendo detectar mudanças dinâmicas instantâneas do sinal, em particular entre cada batimento cardíaco.

Para esta última condição, El-Sheriff et al. (1983) descreveram uma técnica de média síncrona espacial. Nesta técnica é realizada a somatória eletrônica (via circuitos somadores) de potenciais registrados em múltiplos pares de eletrodos fixados em uma malha volumétrica em torno do tórax (até 80 pares). É assumido que o sinal eletrocardiográfico entre qualquer par de eletrodos é quase idêntico, enquanto os ruídos das várias fontes não são completamente correlacionados. No entanto o sinal eletromiográfico não pode ser considerado independente em qualquer posição da malha volumétrica (Santipietro, 1977). Assim, quanto maior a distância entre os eletrodos, menor será a função de coerência do sinal eletrocardiográfico, reduzindo a relação sinal-ruído.

Embora em condições favoráveis a técnica de amplificação espacial possa detectar e registrar o PTV (Hayashi, 1988; Lacroix, 1990), a sua utilização requer uma malha com eletrodos bem fixados em todos os pontos da superfície do tórax com a menor distância inter-eletrodos possível, o que eleva drasticamente a

complexidade de construção.

MÉTODO DE SIMSON - ANÁLISE TEMPORAL

Recentemente, Simson (1981) descreveu um processo para a detecção e parametrização do PTV utilizando-se da técnica temporal de média síncrona com altas taxas de amostragem do ECG (tipicamente 1KHz).

Por meio de três derivações bipolares e aproximadamente ortogonais chamadas X,Y e Z, o sinal do ECG é captado na superfície do tórax por eletrodos comuns, dispostos nos planos transversal, longitudinal e frontal e amplificado (1000 - 5000 vezes, faixa de filtro de 0,05 - 300 Hz)

O ganho do amplificador é menor em relação aos outros métodos já descritos, diminuindo o provável problema de "ringing" após a utilização do filtro na etapa de preamplificação e a taxa de amostragem (1000 amostras/s) é suficiente para a digitalização de sinais eletrocardiográficos (Pizzuti et al., 1985). É necessária a promediação de aproximadamente 200 a 300 ciclos cardíacos para a melhoria da relação sinal-ruído. Em seguida, o complexo QRS e segmento ST de cada derivação promediada é filtrado por meio de filtros digitais bidirecionais (25 - 250 Hz, 4 polos, Butterworth). O processo bidirecional é utilizado para eliminar o "ringing" digital que também pode ocorrer como nos filtros analógicos (Simson, 1981).

Os sinais filtrados de cada derivação são combinados em uma resultante espacial das três derivações filtradas, chamada pelo autor de Vetor Magnitude (VM). Com o VM calculado, pode-se obter vários parâmetros relativos ao PTV. Entre eles estão a duração do complexo QRS, a duração dos sinais com amplitude abaixo de 40 μ V, e a área em valor RMS ("Root Mean Square") dos últimos 40 ms do complexo QRS. Estes parâmetros caracterizam a existência do PTV segundo critérios prospectivos obtidos por outros autores (Simson, 1983; Breithardt et al., 1983; Gomes, 1985).

ANÁLISE POR FFT

A partir de 1987, foram propostos novos métodos para a avaliação de positividade de PTV, utilizando-se da Transformada Rápida de Fourier ("Fast Fourier Transform" - FFT)(Nakamura, 1988; Harberl et al., 1988; Pierce et al., 1989)

A FFT é um método analítico para processamento de sinais no domínio das frequências que permite evitar algumas das limitações inerentes da alta-amplificação e filtragem de sinal descritas anteriormente (Oppenheim, 1975; Cain, 1984).

Qualquer sinal periódico, como é o ECG, pode ser representado por uma somatória de uma série de ondas senoidais de diferentes frequências e amplitudes. Recentemente demonstrou-se que a análise espectral de trechos do complexo QRS e segmento ST é particularmente útil para a caracterização das componentes de frequência do PTV, independente de processos de filtragem, duração de QRS e patologias que possam restringir a análise temporal (Cain, 1984; Harberl, 1988).

De acordo com Golden et al.(1973), o espectro do ECG normal possui componentes de frequência entre 1.22 a 300 Hz principalmente. Assumindo-se que as componentes de frequência dos PTVs situam-se entre 60 e 120 Hz (Harberl, 1988; Cain, 1987) pode-se, por meio de técnicas de processamento de sinais, extrair informações do segmento ST do ECG, visando a caracterização dos PTVs no domínio das frequências.

A técnica requer a promediação de 200 a 300 ciclos para em seguida realizar a marcação do final de QRS. Os últimos 40 a 120 ms do complexo QRS promediado de cada derivação, são multiplicados por uma função matemática cosenoidal (Janela de Blackmam) para evitar a descontinuidade das bordas do trecho a ser estudado. Esta função cosenoidal tem seu pico máximo com o valor 1 e decaimento suave em direção às caudas até atingir o valor zero nas extremidades. De acordo com a teoria da amostragem, a multiplicação temporal pela Janela de Blackmam-Harris evita a descontinuidade do sinal em estudo, mantendo a condição de periodicidade (Oppenheim & Schafer, 1975). Nesta técnica são calculados alguns parâmetros de interesse, como

as áreas espectrais compreendidas entre 0 - 20 Hz, 20 - 50 Hz (Cain et al, 1984), ou 0 - 30 Hz, 60 - 120 Hz (Harberl, 1988) ou a área compreendida entre a máxima magnitude (0 dB) e a magnitude de -60 dB (Cain et al, 1987).

Embora esta técnica não tenha ainda trazido uma vantagem significativa sobre o método de análise temporal (Machac, 1988) já foi possível discriminar pacientes propensos a taquicardia ventricular após infarto agudo do miocárdio. A análise no domínio das frequências continua em amplo estudo (Kelen et al., 1987; Cain et al., 1987; Nakamura et al., 1988; Harberl et al, 1988) e deverá no futuro ser usada mais efetivamente, apoiando o diagnóstico do PTV.

Atualmente além da grande importância do estudo dos PTVs como indicadores da existência de substratos para os mecanismos geradores das arritmias ventriculares, tem sido demonstrada a existência de forte correlação entre a presença de PTVs e o aparecimento de complicações arrítmicas futuras em pacientes com diferentes patologias (e.g. aneurismas no ventrículo, infarto do miocárdio, doenças das artérias coronárias)(Rozanski et al, 1981; Breithardt et al, 1982; Breithardt et al., 1986; Gomes et al., 1985; Simson et al., 1987).

Esses achados têm motivado a pesquisa e a utilização clínica das informações sobre ocorrência de PTVs obtidas por métodos não invasivos (Garan e Ruskin, 1982; Simson et al., 1983; Poll et al., 1985; Ozawa et al., 1987; Mandel, 1988; Pierce et al., 1989; Breithardt et al., 1990).

Estudos retrospectivos indicam os métodos de análise temporal e análise espectral como os de maior possibilidade de utilização clínica, devido à possibilidade de parametrização do PTV, o que não ocorre com os métodos de amplificação analógica e espacial.

Visando a pesquisa em geral e o apoio diagnóstico não invasivo, principalmente em pacientes acometidos de infarto do miocárdio, foi desenvolvido no presente trabalho um sistema de instrumentação para extração e parametrização dos PTVs do ECG convencional, com base no método de Simson (1981). A

instrumentação inclui a possibilidade de análise do PTV no domínio da frequência, para possibilitar a exploração futura da real aplicação clínica da técnica.

2.0 - OBJETIVO

- A) - PROJETAR E CONSTRUIR UM SISTEMA PARA A EXTRAÇÃO NÃO-INVASIVA E ANÁLISE DE POTENCIAIS TARDIOS VENTRICULARES OBTIDOS NO SEGMENTO S-T DO ELETROCARDIOGRAMA CONVENCIONAL;
- B) - ESTUDAR A INCIDÊNCIA DO PTV EM INDIVÍDUOS "NORMAIS" E CARDIOPATAS.

3.0 - MATERIAL E MÉTODOS

EQUIPAMENTOS

Eletrodos : utilizou-se eletrodos não descartáveis (Ag-AgCl, $Z_{nom} < 2 \text{ K}\Omega$, fab. Cardiosinal) fixados ao paciente com fita cirúrgica (fab. 3M, micropore) e umedecidas com gel condutor (fab. Siemens, art. Nr. 4504213EH014). A conexão dos eletrodos ao cabo de paciente é do tipo botão de pressão.

Cabo de paciente : neste caso utilizou-se o cabo de paciente padrão Siemens (mod. 4504080E9027, 2.5 m, 10 pontas, $Z_{nom} = 47 \Omega$, blindagem elétrica por malha metálica até 1.5 m, conector de saída DB-15, conector de eletrodos adaptados para conexão por pressão).

Amplificador : (vide apêndice A1, circuito e detalhes de construção), desenvolvido no presente trabalho (construído no Centro de Engenharia Biomédica - CEB - UNICAMP), composto por 3 canais diferenciais independentes, ganho variável (650 - 4000), desvio de zero ("offset") ajustável no estágio de saída, isolação óptica na saída, alimentação por baterias (tamanho "AA", 8 x 1.5 V na entrada e 1 x 9 V na saída). Este amplificador possui alta impedância de entrada ($10^{12} \Omega$) e alto CMRR ($> 90 \text{ dB}$), faixa de passagem de 0.5 a 250 Hz, incluindo-se um filtro "notch" de 60Hz.

Osciloscópio : (fab. Tektronix, mod 2215 A) com duplo traço, impedância de entrada 1 M Ω , frequência máxima de operação de 60 Mhz.

Gravador : (fab. Hewlett Packward, mod 3968 A) de instrumentação, 8 canais, gravação por FM em 6 canais e AM em 2 canais. Velocidades de gravação selecionáveis (11/32 a 15 polegadas / segundo). Faixa de operação de 0 a 10 KHz. Sinal interno de calibração para todos os canais (500 Hz, amplitude

selecionável). Opera com fitas magnéticas de $\frac{1}{4}$ de polegada por 800m de comprimento, de cromo ou normal com equalização padrão.

Cabos de conexão : a) entre o gravador e o amplificador : blindados por malha metálica, com conectores tipo BNC nas duas extremidades. Comprimento 1.0 m.

b) entre o amplificador e a placa de conversão analógica-digital : 6 fios, blindados por malha metálica, com conectores do tipo DB-9 (amplificador) e DB-25 (placa conversora). Comprimento 1.2 m.

Placa de conversão Analógica-Digital : (fab. Lynx Tecnologia Eletrônica Ltda., mod. CAD 10/26) com 16 canais de conversão, 10 bits, frequência máxima de aquisição de 40 KHz / canal. Opera por DMA (Direct Memory Access), por interrupção do microcomputador ou por escrita no seletor de canal interno à placa (vide Apêndice A1).

Microcomputador : (fab. Scopus, mod. Nexus 2600) compatível com o IBM-PC-XT, "clock" de 8 MHz, memória volátil (RAM - Random Access Memory) de 640 Kbytes, monitor de fósforo verde com placa controladora de monitor tipo CGA ("Color Graphics Adapter"). Disco rígido de 32 Mbytes e 2 acionadores de disco flexível. Visando aumento na velocidade de processamento numérico foi instalado um co-processador aritmético (fab. Intel, mod. 8087). O sistema possui ainda interfaces para saída paralela e serial.

Impressora : (fab. Elebra, mod. 8135 - Emilia) compatível com o padrão Epson, velocidade horizontal de 250 caracteres/segundo, 132 colunas de impressão, possibilidade de modo gráfico, interfaces para entrada serial e paralela, cabeça de impressão com 9 agulhas.

Atenuador escalonado : (fab. Hewlett Packward, mod. 3750A) impedância nominal de entrada $Z_{in} = 75 \Omega$, potência máxima de carga de 250 mW, faixa de passagem de 0 a 100 MHz, escalas por

"push-buttons" selecionáveis de 0 a 99 dB, entrada e saída por conector tipo BNC.

Gerador de funções : (fab. Simpson, mod. 420) com funções selecionáveis (senoidal, triangular e quadrada), faixa de frequência de 0,1 a 1 MHz, amplitude e desvio de zero ajustáveis, impedância nominal de saída $Z_{out} = 600 \Omega$, saída opcional para nível TTL.

DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA

A fig. 3.1 ilustra o sistema para captação e processamento de potenciais tardios utilizado neste trabalho. Os blocos hachurados (blocos B e D) correspondem à parte projetada e desenvolvida no presente trabalho de tese.

Os eletrodos foram conectados ao paciente (bloco A) conforme as derivações ortogonais X, Y e Z (X = quarto espaço intercostal nas linhas médio axilares direita e esquerda (X +), Y = primeiro e quinto (Y +) espaço intercostal na linha médio clavicular esquerda, Z = terceiro espaço intercostal anterior (Z +) e posterior). O sinal captado foi conduzido através do cabo de paciente (bloco A) para o amplificador desenvolvido (bloco B) e por meio de ganho e desvio de zero ajustáveis foi amplificado até o nível compatível com a entrada da placa de conversão Analógico-Digital. As saídas do amplificador foram conectadas ao gravador de instrumentação (bloco C) para registro dos sinais eletrocardiográficos dos pacientes. Os sinais registrados foram posteriormente transferidos para o computador (bloco F), por meio da placa de conversão A/D (bloco E), controlada pelo software desenvolvido (bloco D). Este software, além do controle do processo de captação e apresentação dos sinais em tela (monitoração), possibilita o armazenamento dos arquivos em disco (bloco G) e a impressão de resultados dos exames em impressora paralela produzindo dois tipos principais de relatórios: análise temporal (bloco H) e a análise espectral (bloco I) dos Potenciais Tardios Ventriculares.

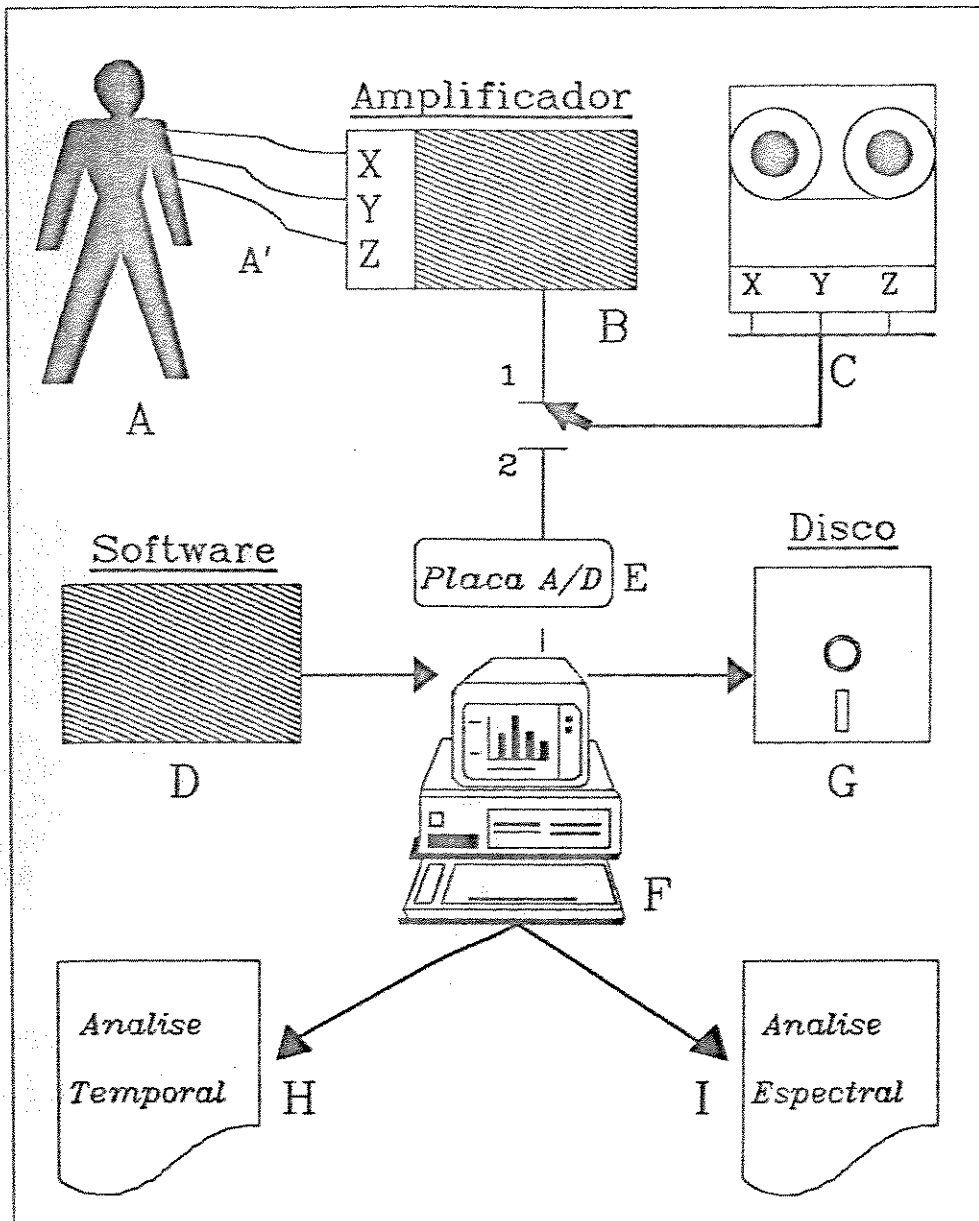


Figura 3.1 - Sistema para captação do Potencial Tardio Ventricular do segmento S-T do Eletrocardiograma. A posição (1) da chave entre os blocos B e E corresponde à etapa de gravação, e a posição (2) à etapa de reprodução.

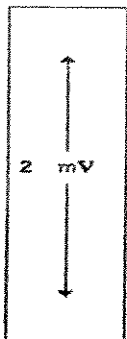
TESTES EM BANCADA

Para a calibração dos equipamentos envolvidos e comprovação dos cálculos teóricos, foram realizados testes específicos que serão descritos a seguir.

Amplificação

A fig. 3.2 ilustra o esquema de teste dos 3 canais do amplificador construído (vide Apêndice A1). Um sinal senoidal de 2 Vpp foi aplicado ao atenuador escalonado, ajustado para atenuação de 60 dB (1000 vezes). O sinal atenuado foi aplicado ao canal 1 do osciloscópio para visualização e correção de amplitude, caso necessário. O mesmo sinal foi aplicado às entradas do amplificador, cujo ganho foi variado entre o mínimo (650) e o máximo (4000). A tabela 3.1 ilustra o valor das saídas X, Y e Z do amplificador em função do ganho selecionado. A mesma montagem foi usada para levantamento da resposta em frequência dos canais X, Y e Z. Manteve-se o ganho na posição 5 ($G = 3200$) para os 3 canais, enquanto a frequência do oscilador foi variada entre 0.1 e 500 Hz (apêndice A1).

Tabela 3.1 - Ganho dos canais X, Y, Z do amplificador construído com frequência de teste de 25 Hz. As posições da tabela referem-se ao painel do amplificador. A amplitude pico-a-pico da forma de onda da entrada foi mantida em 2 mV para todos os canais.

Posição	Entrada 	Saída (V)			Ganho		
		X	Y	Z	X	Y	Z
1		1.3	1.3	1.3	650	650	650
2		2.6	2.6	2.6	1300	1300	1300
3		3.9	3.9	3.9	1950	1950	1950
4		5.2	5.2	5.2	2600	2600	2600
5		6.4	6.4	6.4	3200	3200	3200
6		7.8	8.0	7.8	3900	4000	3900

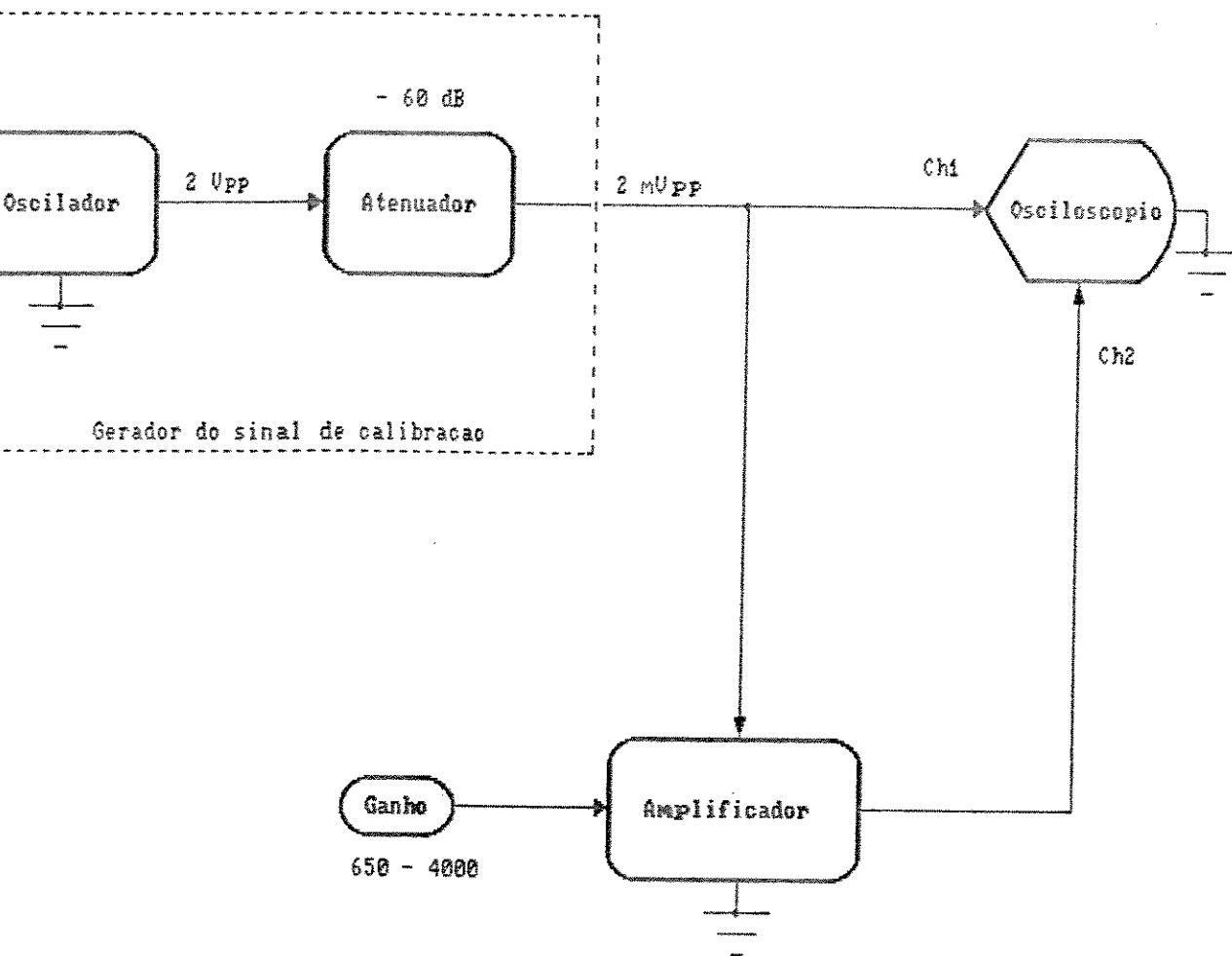


Figura 3.2 - Diagrama de testes para cada canal do amplificador de instrumentação

Gravação

O gravador de instrumentação utilizado possui ajustes de amplitude de entrada e saída para cada canal independentemente. Com o auxílio do gerador de funções e do osciloscópio, foram calibrados os 6 canais de FM, tanto para a gravação como para a reprodução. Um sinal conhecido (100 Hz, 1Vpp) ajustado previamente no osciloscópio foi aplicado em cada canal do gravador separadamente. Com a monitoração da saída do sinal durante a gravação (uma característica do HP 3968), foram feitas as correções em cada canal por meio de "trimpots", ajustando-se uniformemente o sinal de entrada. Em seguida foi reproduzido o trecho gravado e feito o ajuste de amplitude de saída também por meio de "trimpots" do painel frontal. Para comprovação dos ajustes foi aplicado em cada canal um sinal de calibração do próprio gravador (500 Hz, 5 Vpp) e novamente monitorado todo o processo. Foram escolhidos para a elaboração deste trabalho os canais 3, 5 e 6 do gravador. O canal X do amplificador de instrumentação foi ligado ao canal 3 do gravador, o Y ao canal 5 e o Z ao canal 6.

Digitalização

A placa para conversão Analógica-Digital (A/D) (vide apêndice A1) instalada em um dos conectores de expansão do microcomputador, foi configurada para trabalhar em modo DMA ("Direct Memory Access"), com conversão de 10 bits (byte A, e byte B) e início de conversão controlada pelo software desenvolvido (vide Apêndice A1). O conversor A/D foi configurado para operar na faixa de +5 V (03FF em hexadecimal) a -5 V (0000 em hexadecimal). Um pulso de onda quadrada bipolar com amplitude de +4 V e de frequência conhecida (25 Hz) foi escolhido para calibrar o circuito de conversão A/D. Como o tempo de conversão depende diretamente do período dos pulsos de sincronismo do microcomputador ("clock"), utilizou-se a equação fornecida pelo fabricante para encontrar um número a ser enviado para os contadores internos do circuito de conversão para determinar a frequência de digitalização. A equação é :

$$\text{Contador} = \frac{\text{Clocksys}}{4} * \text{Período de amostragem}$$

onde : -*ClockSys* : é a frequência de operação do microcomputador fornecida pelo fabricante, normalmente em MHz;

-*Período de amostragem* : o período de tempo desejado entre cada conversão em μs .

Assim, para o período de amostragem desejado de 1 ms (1000 μs) e sabendo-se que o ClockSys fornecido pelo fabricante é de 4.77 MHz no conector de expansão, temos:

$$\text{Contador} = \frac{4.77 \text{ MHz}}{4} * 1000 \cong 1.193 \quad (3.1)$$

Após a contagem, é disparada a amostragem e conversão do canal que foi especificado em um registrador denominado "seletor de canal". É possível realizar a conversão dos 16 canais em modo multiplexado, mas devido ao modo de operação da placa digitalizadora a contagem é reinicializada entre as conversões de cada canal. A contagem acima (1193) forneceria um tempo de 1 ms para apenas um canal de conversão. No presente trabalho, opera-se com 3 canais simultaneamente (0,1 e 2), portanto o valor do contador deve ser dividido por 3 para que o tempo total após as contagens não ultrapasse 1 ms, garantindo assim que as conversões sejam realizadas na frequência de 1000 Hz para cada canal:

$$\text{Contador} = \frac{1.193}{3} \cong 398 = 18\text{E (hexadecimal)} \quad (3.2)$$

O contador interno da placa A/D foi carregado com o número 18E (hexa), e os canais 0,1 e 2 foram selecionados por escrita de palavra de controle no seletor de canais, obtendo-se a frequência de digitalização de 1000 Hz, em cada um dos canais.

Para a comprovação destes cálculos, um sinal de onda quadrada (bipolar, amplitude = ± 4 V, frequência = 25 Hz) foi digitalizado. Utilizou-se o gerador de funções acoplado

simultaneamente ao osciloscópio e à placa digitalizadora. Os resultados numéricos foram impressos para cinco ciclos consecutivos do sinal de entrada. A tabela 3.2 ilustra os resultados obtidos.

Tabela 3.2 - Número de vezes em que os valores digitalizados (+4 ou -4v) foram encontrados nos canais 0,1 e 2 da placa de conversão Analógica-Digital. As medidas foram realizadas em cinco ciclos completos do sinal de calibração (período = 40 ms, onda quadrada bipolar). O total de cada medida por canal foi de 40 vezes em 40 ms, obtendo-se 1 amostra / ms.

Ciclos	+4 V Canal			-4 V Canal		
	0	1	2	0	1	2
1	19	20	20	21	20	20
2	20	20	19	20	20	21
3	19	19	20	21	21	20
4	20	19	20	20	21	20
5	20	19	20	20	21	20
MEDIA	19.6	19.4	19.8	20.4	20.6	20.2

A resolução efetiva (Re) para um sinal qualquer captado pelos eletrodos é uma função do ganho do amplificador e da resolução máxima da conversão Analógica - Digital:

$$Re = \frac{T_{max}}{R_{max} * G} \quad (3.3)$$

onde : T_{max} : tensão máxima de digitalização = 10 V_{pp}
 R_{max} : resolução máxima do conversor A/D = 1024 níveis
 G : ganho do amplificador

Por exemplo, para o ganho do amplificador colocado na posição 5 ($G = 3200$) tem-se:

$$R_e = 3,9 \mu V$$

significando que o sinal amplificado foi digitalizado em múltiplos de $3,9 \mu V$, referenciando-se ao ponto de contato entre os eletrodos e a pele do tórax.

TESTES EM PACIENTES

Seleção dos pacientes

Para a realização dos exames foram selecionados 20 indivíduos de acordo com os registros do Hospital das Clínicas da UNICAMP (Departamento de Clínicas Médicas - Setor de Arritmias Cardíacas). Todos foram voluntários e informados previamente do caráter experimental do exame.

Os indivíduos foram divididos em 2 grupos aleatorizados por sexo e idade, grupo I e grupo II. O grupo I constituiu-se de 10 pacientes com comprometimento cardíaco. Destes, 7 possuíam diagnóstico confirmado de cardiopatia isquêmica (3 em fase aguda de infarto do miocárdio (IAM) da parede anterior, 3 em fase aguda de IAM inferior e 1 com síndrome intermediária), 2 possuíam hipertensão arterial com hipertrofia ventricular esquerda e sem comprovação de cardiopatia isquêmica e 1 indivíduo possuía diagnóstico de taquicardia ventricular. A média de idade deste grupo foi de $55,4 \pm 13,2$ anos, sendo 3 do sexo feminino e 7 do sexo masculino.

O grupo II constituiu-se de indivíduos cujo exame clínico e exames subsidiários não evidenciaram alteração ou comprometimento do aparelho cardiovascular. Este foi considerado o grupo controle. A média de idade deste grupo foi de $51,6 \pm 15,5$ anos sendo 3 do sexo feminino e 7 do sexo masculino.

Procedimentos para a gravação

Cada indivíduo encaminhado para exame foi mantido em decúbito dorsal para a devida captação do eletrocardiograma. Inicialmente foram fixados os eletrodos com fita cirúrgica nas

posições das derivações X,Y,Z. Em seguida, após ajustes no amplificador, foram visualizados os sinais de cada derivação com o auxílio do osciloscópio. Durante aproximadamente 15 minutos foram registrados simultaneamente os sinais das três derivações no gravador de instrumentação.

Transferência de dados para o microcomputador

Após o registro completo de um grupo de indivíduos, os sinais captados foram reproduzidos e digitalizados em outra sala, para início do processamento.

O procedimento inicial foi conectar o gravador de instrumentação à placa de conversão A/D instalada no microcomputador. Para esta finalidade foram instaladas entradas auxiliares de sinais no amplificador construído para cada canal do gravador. A conexão foi feita usando-se cabos blindados com conectores tipo BNC em ambas as pontas, interligando o gravador ao amplificador. A saída do amplificador (DB-9) foi então conectada à placa de conversão A/D, também por meio de cabos blindados construídos para essa finalidade. A figura 3.3 ilustra a interligação descrita.

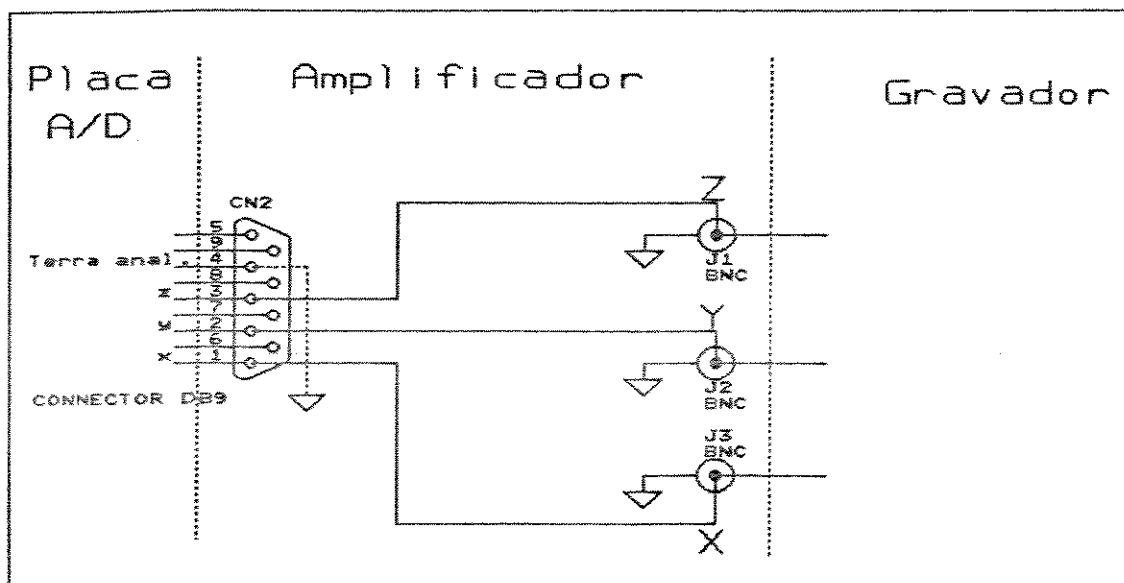


Figura 3.3 - Interligação do gravador de instrumentação e da placa de conversão Analógica-Digital.

PROCESSAMENTO

Algoritmo

O algoritmo completo foi implementado utilizando interação da linguagem BASIC compilado de alto-nível e da linguagem de montagem "assembly" do processador 8088. A estrutura do algoritmo baseia-se em um "Menu Principal" composto por quatro blocos de rotinas, ilustrados na figura 3.4. Cada bloco será descrito a seguir :

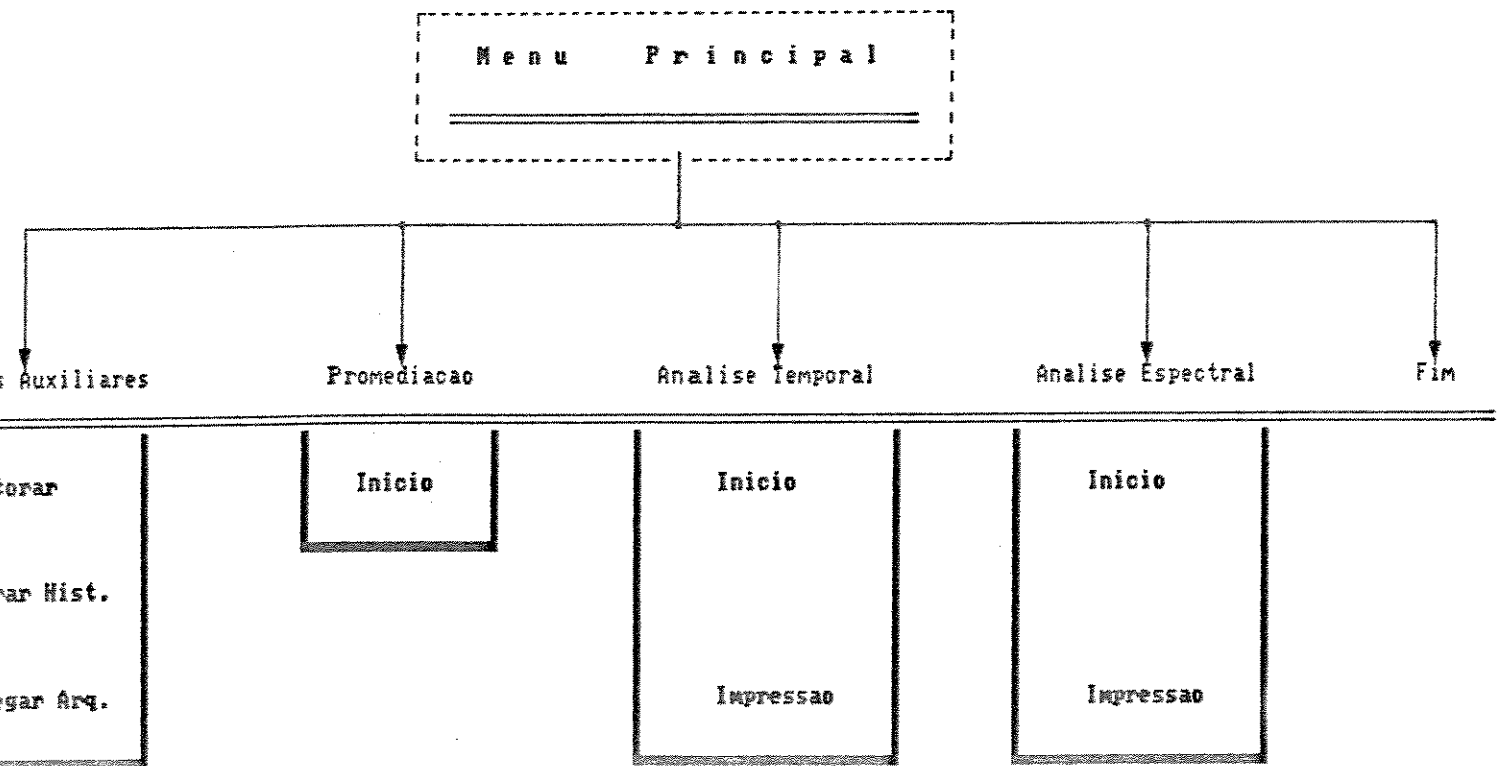


Figura 3.4 - Rotinas que podem ser executadas a partir do Menu Principal.

Bloco (1) - Funções auxiliares :

Este bloco é composto por 3 tarefas : "Monitorar", "Mostrar Histórico", "Carregar Arquivo". A tarefa "Monitorar" trata da visualização dos canais X,Y,Z toda vez que é iniciado o exame. No presente trabalho, esta rotina foi utilizada para monitorar o sinal eletrocardiográfico do paciente previamente registrado no gravador de instrumentação (figura 3.1-bloco C). A figura 3.5 ilustra o sinal eletrocardiográfico das 3 derivações X,Y,Z como são visualizadas na tela do monitor, com os limites de amplificação representados pelas molduras tracejadas.

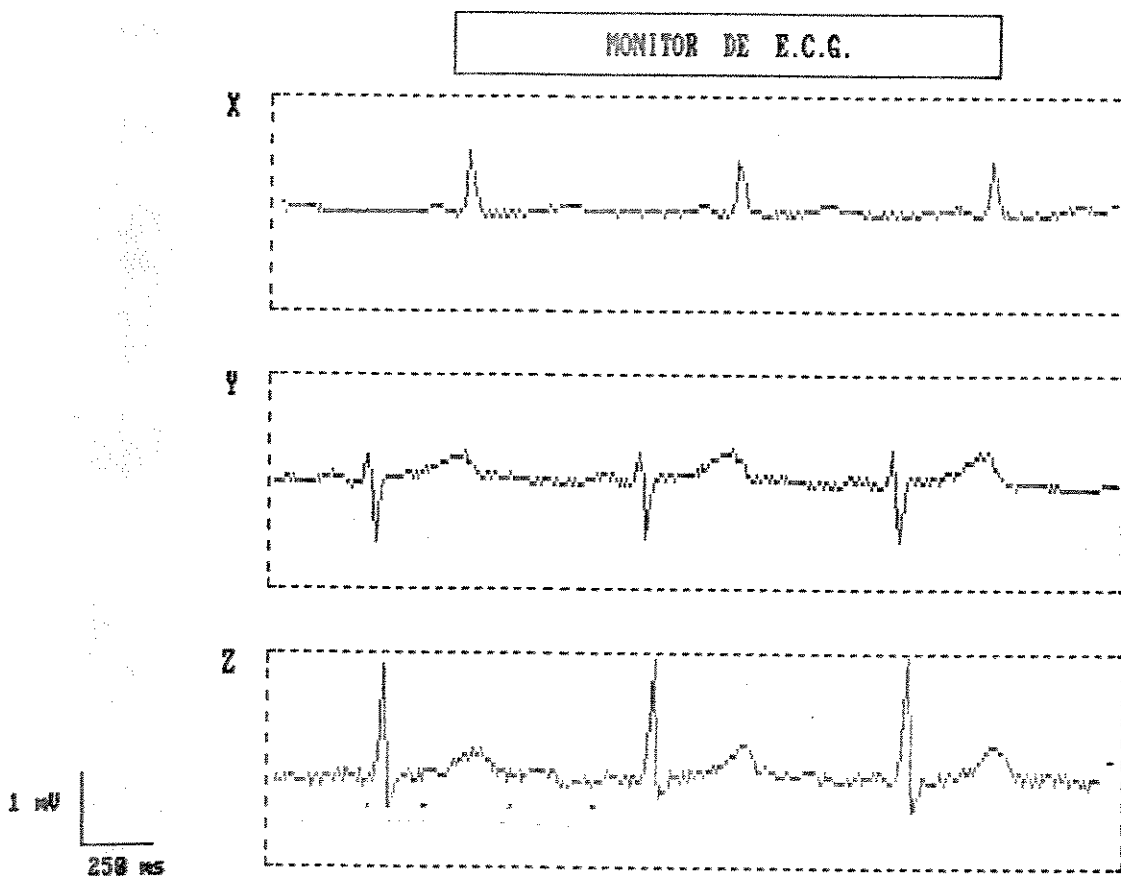


Figura 3.5 - Representação das três derivações X,Y,Z como observadas na tela do microcomputador.

A tarefa "Mostrar Histórico" permite visualizar, em forma de quadro explicativo, as características do paciente, tais como nome, identificação nos registros do hospital, idade, sexo, peso, altura, medicamentos usados e pressão sistólica e diastólica, conforme ilustra a figura 3.6.

P.R.C.A	SISTEMA PARA EXTRAÇÃO DE P.T.V.	DEB / CEB														
AUXILIO	PROMEDIAÇÃO	AN. TEMPORAL														
AN. ESPECTRAL	FIN															
Monitorar Mostrar Hist. ← Carregar Arq.																
<table style="width: 100%; border: 1px solid black;"> <tr> <td style="width: 50%;">Nome : M.J.R.A.</td> <td style="width: 50%;">HC : 261345-9</td> </tr> <tr> <td>Idade: 53 (anos)</td> <td>Sexo : F</td> </tr> <tr> <td>Peso : 65 (Kg)</td> <td>Altura : 1.68 (m)</td> </tr> <tr> <td>Medicacao 1 : Capoten</td> <td>P.sist. : 140 (mmHg)</td> </tr> <tr> <td>Medicacao 2 : Adalat</td> <td>P.diast.: 90 (mmHg)</td> </tr> <tr> <td colspan="2">Outros : Num. batimentos = 266 (ciclos)</td> </tr> <tr> <td colspan="2">Canal de sincronismo = 2 (X = 1, Y = 2, Z = 3)</td> </tr> </table>			Nome : M.J.R.A.	HC : 261345-9	Idade: 53 (anos)	Sexo : F	Peso : 65 (Kg)	Altura : 1.68 (m)	Medicacao 1 : Capoten	P.sist. : 140 (mmHg)	Medicacao 2 : Adalat	P.diast.: 90 (mmHg)	Outros : Num. batimentos = 266 (ciclos)		Canal de sincronismo = 2 (X = 1, Y = 2, Z = 3)	
Nome : M.J.R.A.	HC : 261345-9															
Idade: 53 (anos)	Sexo : F															
Peso : 65 (Kg)	Altura : 1.68 (m)															
Medicacao 1 : Capoten	P.sist. : 140 (mmHg)															
Medicacao 2 : Adalat	P.diast.: 90 (mmHg)															
Outros : Num. batimentos = 266 (ciclos)																
Canal de sincronismo = 2 (X = 1, Y = 2, Z = 3)																

Figura 3.6 - Exemplo de histórico de paciente mostrando os dados mais importantes para futuras referências

A tarefa "Carregar Arquivo" mostra em tela uma lista dos arquivos de pacientes contidos no disco de dados. Com a escolha de um destes arquivos são lidas todas as informações previamente gravadas sobre aquele paciente tais como: idade, identificação no hospital, sexo, peso, altura, medicamentos utilizados, pressão sistólica e diastólica, além dos dados de cada derivação X,Y,Z.

Bloco (2) - Promediação:

Este bloco é composto por apenas uma rotina que foi desenvolvida para sincronizar um número pré-definido de batimentos cardíacos, somar ponto a ponto e extrair a média coerente do trecho em estudo do eletrocardiograma. Essa técnica é amplamente utilizada por aumentar a relação sinal / ruído sem a utilização de cálculos complexos. Utiliza-se da somatória síncrona dos trechos de interesse a cada evento que podem ser, por exemplo, uma série periódica de números representativos de fenômenos físicos e/ou biológicos. No presente trabalho os sinais eletrocardiográficos captados, amplificados e digitalizados representam tal evento, conforme ilustra a figura 3.7.

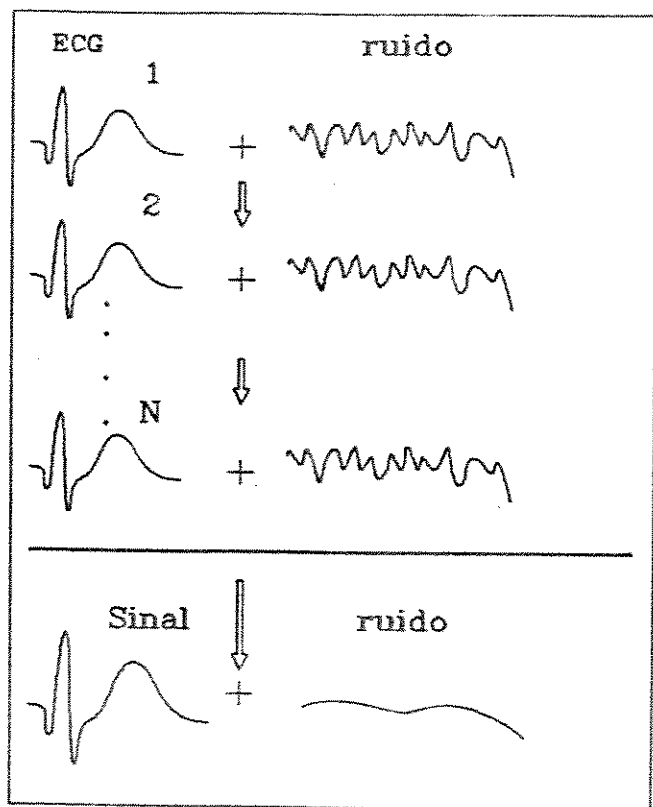


Figura 3.7 - Exemplo de promediação de sinais Eletrocardiográficos de N batimentos cardíacos.

Para utilização da promediação assumiu-se que :

- a) o sinal de interesse tem periodicidade regular;
- b) o ruído de contaminação é independente do sinal de interesse;
- c) o ruído de contaminação é aleatório;
- d) os ruídos de contaminação dos segmentos a serem promediados são independentes

Considerando-se o sinal de interesse $P(t)$ como um sinal periódico $S(t)$ contaminado por ruído $R(t)$, e sabendo-se que a duração total T do sinal é de K segmentos com intervalo T_s ($T = K.T_s$)(figura 3.7), este sinal pode ser representado por :

$$P(n, \Delta t) = S(n, \Delta t) + R(n, \Delta t) \quad n = 0, 1, \dots, T_n - 1 \quad (3.4)$$

onde T_n = total de pontos digitalizados nos K segmentos
 Δt = intervalo de amostragem entre cada ponto

O método de promediação consiste em tomar a média de todos os segmentos a partir de um determinado ponto (i) de sincronismo como mostra a seguinte equação:

$$\bar{P}(i, \Delta t) = \sum_{p=0}^{K-1} P((i + p.N_s), \Delta t) / K \quad i = 0, 1, \dots, N_s \quad (3.5)$$

onde N_s = número de amostras em um intervalo T_s

Demonstra-se que o número K de segmentos promediados é diretamente proporcional ao aumento da relação sinal-ruído (Nakamura et al., 1988).

Substituindo-se a equação (3.4) em (3.5) obtém-se :

$$\bar{P}(i, \Delta t) = S(i, \Delta t) + \frac{K-1}{\sum_{p=0}^{K-1} R((i+p.N_s), \Delta t)} / K \quad (3.6)$$

O resultado final será o sinal periódico $S(t)$ mais a média do ruído $R(t)$ em K promediações.

A relação sinal-ruído é definida como sendo o módulo do sinal periódico dividido pelo valor eficaz do ruído, como mostra a equação (3.7) :

$$\text{SNR} = \frac{| S(i, \Delta t) |}{R(i, \Delta t)_{\text{RMS}}} \quad (3.7)$$

onde SNR = "Signal to Noise Ratio"

RMS = "Root Mean Square"

e o valor eficaz é definido como a raiz do valor médio quadrático, ou seja :

$$R(i, \Delta t)_{\text{RMS}} = \sqrt{E\{ R(i, \Delta t)^2 \}} \quad (3.8)$$

substituindo-se (3.8) em (3.7),

$$\text{SNR} = \frac{| S(i, \Delta t) |}{\sqrt{E\{ R(i, \Delta t)^2 \}}} \quad (3.9)$$

Assumindo-se que o ruído $R(i, \Delta t)$ seja independente do sinal periódico e também que o ruído seja aleatório, considera-se sua média igual a zero ($E\{ R(i, \Delta t) \} = 0$) (Nakamura et al., 1988).

A variância é definida por :

$$\sigma^2 = E\{ R(i, \Delta t)^2 \} - E^2\{ R(i, \Delta t) \} \quad (3.10)$$

Se $E^2 \{ R(i, \Delta t) \} = 0$ tem-se:

$$E \{ R(i, \Delta t)^2 \} = \sigma^2$$

Portanto para K segmentos promediados tem-se :

$$\text{SNR} = \frac{| S(i, \Delta t) |}{\sqrt{\sigma^2 / K}} \quad (3.11)$$

$$\text{SNR} \Big|_K = \frac{| S(i, \Delta t) |}{\sigma} \times \sqrt{K} \quad (3.12)$$

Em (3.12) demonstra-se que a relação sinal-ruído aumenta proporcionalmente à raiz quadrada do número de ciclos promediados (Berbari et al., 1986; Nakamura et al., 1988).

O sincronismo para cada ciclo cardíaco é conseguido por meio de um algoritmo de detecção de QRS em tempo real (Yapu Pan, 1985) modificado para este trabalho. Ao algoritmo, que se baseia em cálculo diferencial, foi associado o cálculo de máximos de uma função.

O primeiro ciclo do sinal digitalizado é derivado em relação ao tempo ($\partial V / \partial T$), ajustando-se uma variável chamada "Limiar" acima do nível máximo de variações da derivada, até que esta variável atinja um valor estável a 90 % do valor máximo encontrado em todo o ciclo, i.e., nenhum valor durante o ciclo a ser sincronizado será maior que o "Limiar" com exceção do pico do complexo QRS. O valor do "Limiar" encontrado será então, a referência de amplitude para todos os ciclos subsequentes. Estes ciclos são digitalizados e derivados no tempo e seus valores, ponto a ponto, são comparados com o valor do "Limiar". A segunda derivada somente é calculada ($\partial^2 V / \partial T^2$) se os valores absolutos dos pontos do sinal ultrapassarem o "Limiar", calculando-se o instante em que a segunda derivada é zero, onde então tem-se um ponto de máximo. Este instante é marcado por meio de um índice gravado em uma variável vetorial. A seguir os 150 pontos

anteriores e os 650 pontos posteriores ao índice são somados em uma região de memória RAM ("Random Access Memory") e novamente o processo se repete para o próximo ciclo cardíaco.

Ao término da promediação a região de memória RAM é armazenada em disco rígido (32 MBytes) na forma de arquivo binário, juntamente com os dados do paciente para posterior recuperação e processamento.

Bloco (3) - Análise Temporal:

Adotou-se, neste trabalho, o método de Simson (Simson, 1981) para análise temporal. Neste método é feita uma transformação não-linear no sinal eletrocardiográfico das três derivações ortogonais X,Y,Z, chamada "Vetor Magnitude" (VM). O método consiste nas seguintes etapas :

- a) registro do ECG na superfície do tórax (X,Y,Z);*
- b) processamento analógico do sinal (amplificação e filtro);*
- c) promediação de vários ciclos do ECG;*
- d) filtragem digital bidirecional;*
- e) transformação não linear (Vetor Magnitude);*
- f) análise de parâmetros (amplitude e duração).*

Os itens (a), (b) e (c) foram discutidos anteriormente, e os itens (d), (e) e (f) serão analisados a seguir.

Assume-se que a característica temporal do PTV seja periódica e com presença constante para ciclos cardíacos também periódicos e com presença constante. A figura 3.8 ilustra a sequência de eventos realizados para o processamento da análise temporal. Após a promediação (figura 3.8-bloco 1) cada derivação do ECG promediado é filtrada digitalmente por filtro passa-banda para a eliminação de componentes de baixa frequência contidas no complexo QRS e no segmento S-T e para a amplificação das frequências de interesse. As bandas-passantes escolhidas foram 25-250 Hz, 40-250 Hz, 80-250 Hz (figura 3.8-bloco 2) (Gomes et al, 1987).

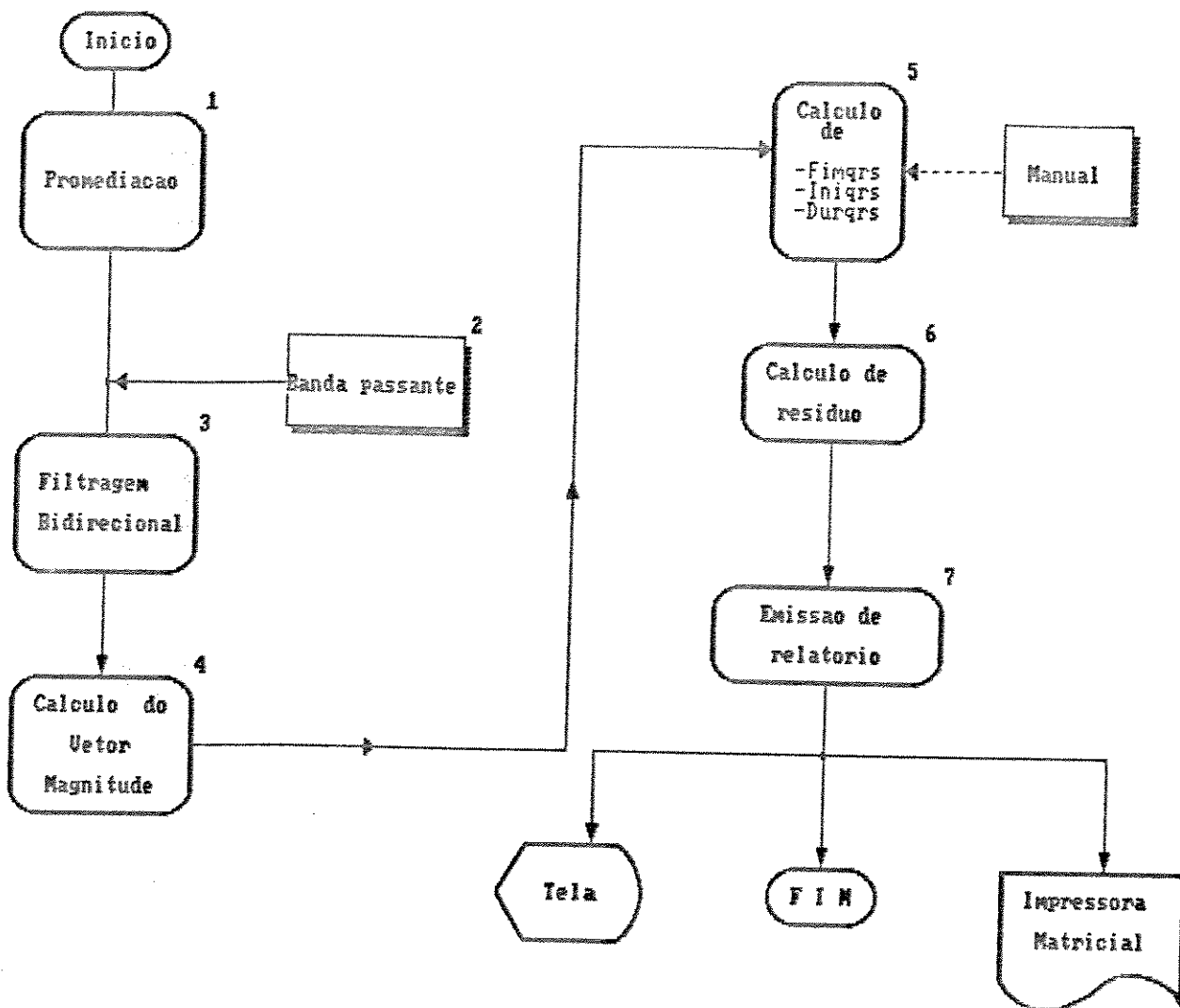


Figura 3.8 - Fluxograma das tarefas a serem realizadas para o processamento da análise temporal utilizando o método de Simson.

O processo de filtragem foi chamado de filtragem digital bidirecional (figura 3.8-bloco 3) e foi desenvolvido para eliminar a oscilação amortecida ou "ringing" em resposta a um impulso (Simson, 1981).

Por estarem digitalizados, todos os pontos de um determinado sinal podem ser acessados como se estivessem parados no tempo. Assim, ao contrário dos filtros analógicos que filtram o sinal que está sendo apresentado temporalmente na entrada do circuito, os filtros digitais atuam "fixando o sinal em uma determinada região de acesso (memória RAM)" para em seguida calcular, por meio de equações de transferência, o sinal resultante do processo. Este cálculo pode ser realizado desde o início até o final da região de acesso, ou vice-versa. O processo bidirecional significa que o cálculo é realizado em ambas as direções, i.e., do início para o fim, e do fim para o início simultaneamente, até o ponto central da região de acesso.

No presente trabalho, o sinal para filtragem foi o sinal eletrocardiográfico já promediado. Processou-se ponto a ponto em ordem crescente da região de acesso até um instante médio dentro do complexo QRS. O processamento foi então reinicializado em ordem decrescente do final da região de acesso até o mesmo instante ser alcançado. Por esta técnica, a oscilação amortecida do filtro após o complexo QRS foi eliminada.

Os filtros digitais que foram utilizados são de 4 pólos, tipo Butterworth, obtidos por meio de cálculos computacionais e adaptados para este trabalho (vide Apêndice A2).

Após a filtragem do ECG promediado, agora chamado de ECG filtrado (ECGf), as três derivações são combinadas por transformação numérica no "Vetor Magnitude" (VM) (figura 3.8-bloco 4), calculado pela equação :

$$VM(i) = \sqrt{X_i^2 + Y_i^2 + Z_i^2} \quad i = 0, 1, \dots, N \quad (3.13)$$

onde N = número máximo de amostras de cada derivação do ECGf.

A principal característica do VM, por se tratar da resultante espacial dos três planos ortogonais X, Y e Z (Norma Vetorial), é a detecção de amplitudes de alta frequência em qualquer derivação (Simson, 1981).

Após obter o resultado numérico do VM, a próxima etapa é a marcação do *Final e Início de QRS* (figura 3.8-bloco 5). Segundo Simson, inicialmente calcula-se a média das amplitudes das amostras do sinal em um trecho de 30 ms no final do *Vetor Magnitude* (chamado *resíduo final*) (figura 3.8-bloco 6). A seguir o valor do *resíduo final* é comparado com as médias de trechos de 5 ms calculadas em direção ao QRS. Se o valor encontrado ultrapassar a média do *resíduo final* mais três desvios-padrões, este valor é utilizado para definir o instante de final de QRS. O mesmo procedimento é realizado para a marcação do início de QRS, porém os trechos de 5 ms situam-se no início do VM. Caso a marcação feita automaticamente pelo algoritmo não corresponda exatamente ao observado, o usuário pode fazer sua alteração por meio do teclado do microcomputador.

Os valores de amplitude são todos expressos em valor eficaz (RMS em μV) e os valores de duração são todos expressos em milissegundos (ms). A partir da marcação de *Início e Fim de QRS*, são calculados :

- a) a duração do complexo QRS total.....(*DurQRS*)
- b) o valor RMS dos 40 ms anteriores ao final do QRS. (*RMS-40*)
- c) o valor RMS do resíduo após o final de QRS.....(*Resíduo*)
- d) a duração dos sinais abaixo de 40 μV anteriores
ao final de QRS (*Sinais de Baixa Amplitude*).....(*S.B.A.*)

Todos estes valores são mostrados em tela gráfica e impressos em relatório final, como resultados da análise temporal (figura 3.8-bloco 7)

Os critérios de positividade para PTV estabelecem valores diferentes dos parâmetros para cada banda passante escolhida (Gomes et al., 1987). Quanto mais larga a banda passante maior será a quantidade de componentes de frequência (intrínsecas do

próprio ECG; Golden, 1973) que serão amplificadas e maior será o valor RMS do VM.

Estudos recentes (Breithardt et al., 1981; El-Sherif et al., 1983; Simson et al., 1985; Gomes et al., 1987) mostram que após avaliação de centenas de casos, concorda-se com o uso de dados similares aos da tabela 3.3 para definir a existência (positivo) ou não (negativo) do PTV. Nesta tabela observa-se um limite para cada parâmetro de acordo com o filtro utilizado. Os asteriscos são colocados apenas como marcação fixa da hierarquia dos parâmetros, ou seja, DurQRS é mais importante que o RMS40, que por sua vez é mais importante que S.B.A.

Tabela 3.3 - Valores normais (PTV negativo) para três parâmetros principais : DurQRS, duração do QRS feita através da marcação do início e fim de QRS pelo algoritmo; S.B.A., sinais de baixa amplitude (abaixo de 40 μ V) presentes no VM; RMS-40, valor eficaz em amplitude dos últimos 40 mS do VM anteriores ao fim de QRS.

VALORES NORMAIS - (PTV NEGATIVO)				
Filtro ->	25-250 Hz	40-250 Hz	80-250 Hz	Hierarq.
DurQRS [ms] ->	< 114	< 114	< 107	****
S.B.A [ms] ->	< 32	< 38	< 42	*
RMS-40 [μ V] ->	> 25	> 20	> 17	***

Obs : o critério de asteriscos é empírico e fixo, não variando de exame para exame

Bloco (4) - Análise Espectral:

Inicialmente são promediados de 100 a 200 ciclos do sinal registrado nas três derivações ortogonais X,Y,Z. Em seguida, é efetuada a marcação do *final de QRS* por meio de um algoritmo que monitora a variação de amplitude do ECG promediado nas três derivações, em relação ao tempo (a diferença numérica de amplitude entre um ponto e seu antecessor = $\partial V / \partial T$). O ponto do sinal de ECG cuja variação é menor que 5 mV/s é marcado como *Fim de QRS*.

A partir do *final de QRS*, o segmento compreendido entre os últimos 20 ms e os próximos 100 ms (período total do segmento = 120 ms), é multiplicado ponto por ponto por uma função matemática chamada "*Janela de Blackman-Harris*". Essa função cosenoidal tem por objetivo evitar a descontinuidade das bordas de uma amostra no domínio do tempo, para não influenciar os resultados no domínio da frequência (Oppenheim & Schaffer, 1975). A figura 3.9-(a) ilustra os diversos tipos de *Janelas* e a figura 3.9-(b) ilustra o efeito de cada uma das *Janelas* (no domínio da frequência) na análise do segmento ST.

A "*Janela Retangular*" possui a melhor resolução de frequências, i.e., um pico agudo (leptocúrtico) na frequência fundamental mas uma grande "fuga" espectral (não define bem a fundamental das harmônicas) (fig.3.9-b, curva 1). A "*Janela de Blackman-Harris*" causa picos largos (platocúrticos), mas possui a menor "fuga" espectral (fig.3.9-b, curva 3). Por esta razão optou-se por esta janela para a análise do segmento ST.

Após a multiplicação ponto a ponto pela "*Janela*", o segmento a ser analisado é então processado para a retirada da componente DC, pois em muitos casos o segmento S-T do ECG tem um valor médio diferente de zero. Pela linearidade da FFT, este valor médio adiciona uma componente de 0 Hz no espectro do sinal e algumas vezes a amplitude dessa componente é suficientemente alta, dificultando a análise de outras componentes de frequência. Retirando esse valor DC antes do cálculo pela Transformada de Fourier, a componente de 0 Hz é reduzida, e a frequência fundamental aparece mesmo que esteja próxima a 0 Hz (Harberl et al., 1988).

Em seguida, o sinal é processado por meio da FFT, obtendo-se o gráfico ilustrado na fig.3.10. Um parâmetro que pode ser calculado é a taxa de áreas espectrais que representa a razão entre a área do sinal cujas componentes situam-se entre 0-30 Hz e a área de sinal cujas componentes situam-se entre 60-120 Hz (*Taxa 60-120/0-30 Hz*). Define-se para o critério de positividade um valor como limiar de comparação da *Taxa 60-120/0-30*, i.e., valores acima deste limiar são indicadores da presença de

componentes de frequência na faixa de 60-120 Hz, correlacionando-se com a faixa de frequência do PTV (Harberl et al., 1988).

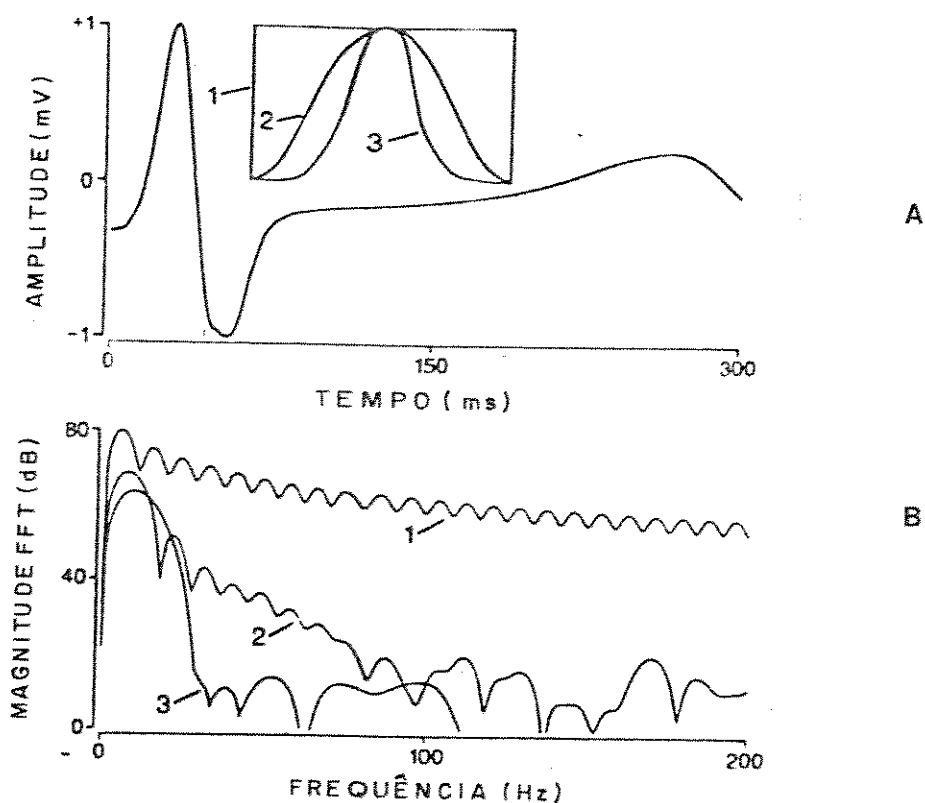


Fig. 3.9 - Influência da função Janela na análise do segmento S-T. Em (a) observa-se 3 tipos de Janela: 1- Janela Retangular, 2- Janela de Hanning, 3- Janela de Blackman-Harris. Em (b), observa-se o efeito de cada janela no domínio da frequência (modificado de Harberl et al, 1988).

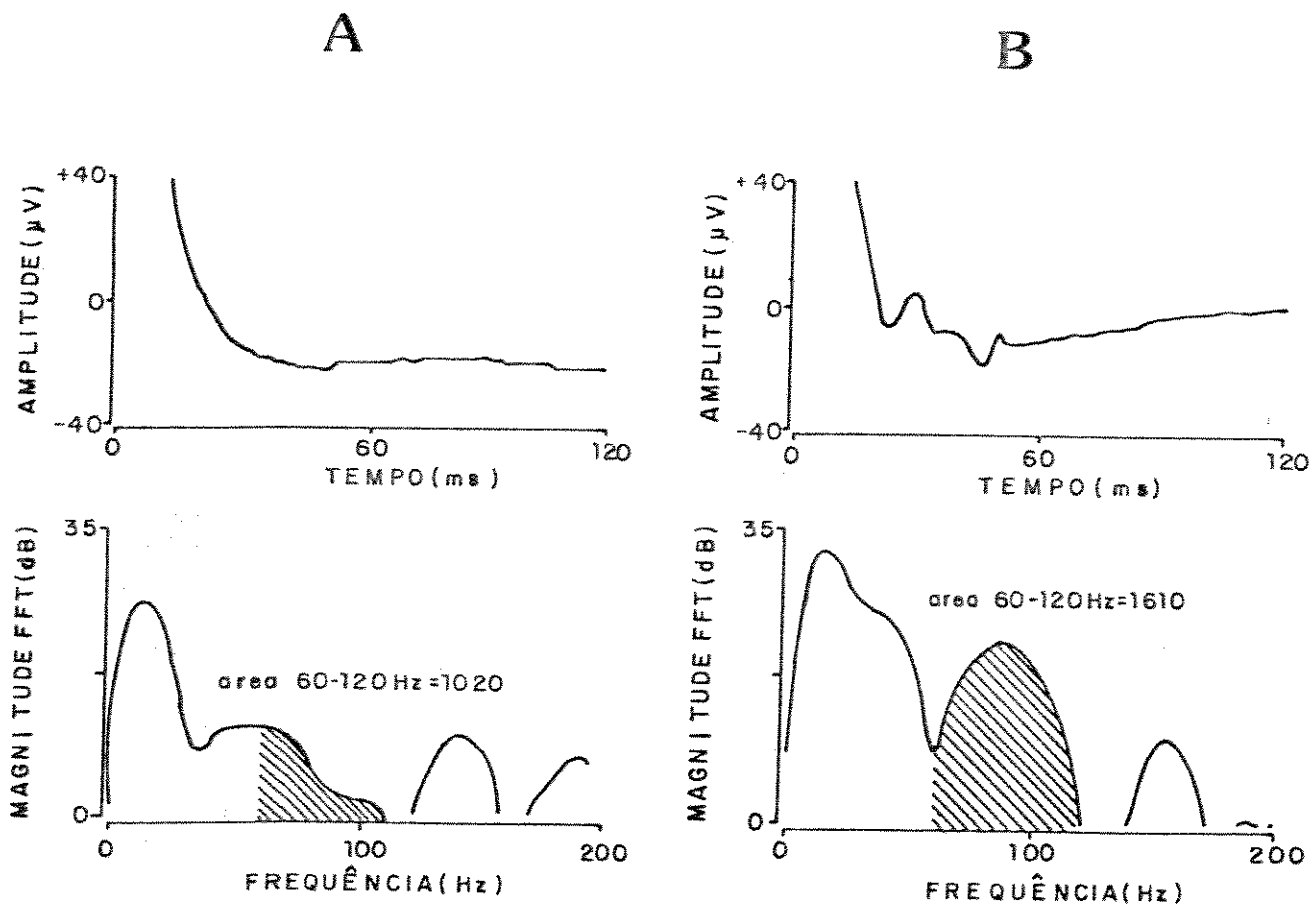
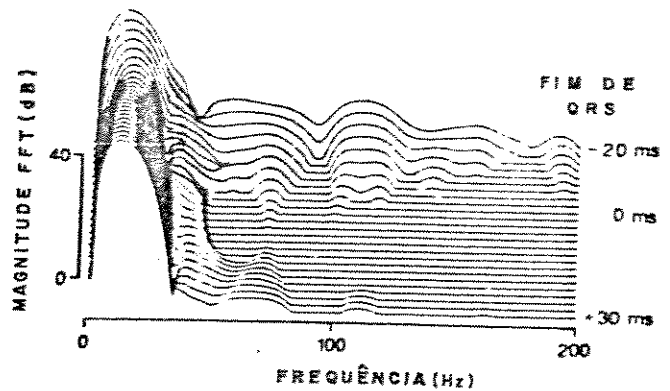
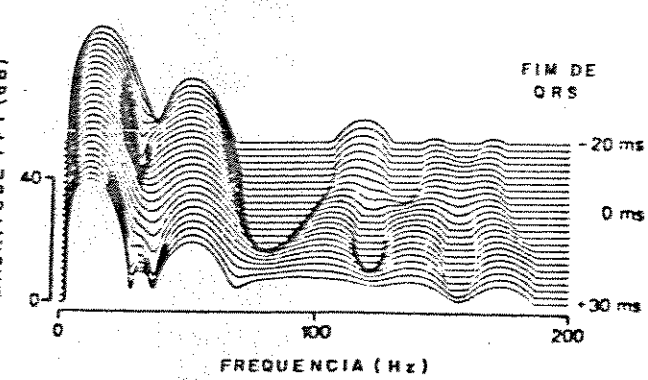
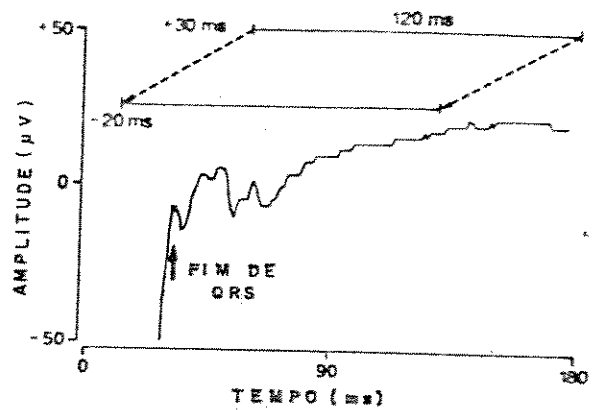
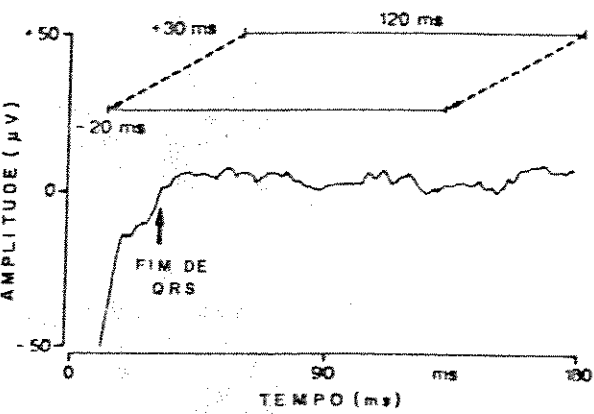


Fig.3.10 - Análise espectral de um trecho do segmento S-T promediado. Observa-se o pico da componente fundamental e o valor calculado da área entre 60 a 120 Hz hachurada na figura. (A) - espectro normal, (B) - espectro com PTV presente na faixa entre 60-120 Hz (modificado de Harberl et al, 1988).

Outro critério de positividade pode ser obtido pela análise visual de um conjunto de espectros. Com o mesmo segmento anterior (-20 ms até +100 ms do *Final de QRS*) obtém-se o primeiro espectro que pode ser impresso em tela gráfica ou impressora. Em seguida desloca-se o segmento em direção ao *final de QRS* em 2 ms, e obtém-se o segundo espectro, que também é impresso com um pequeno deslocamento espacial em relação ao espectro anterior. Após vários deslocamentos (tipicamente 25) o resultado visual é um conjunto espectral ("Spectral Array") de um trecho que se iniciou em -20 ms do *final de QRS* e terminou em +30 ms do *final de QRS* calculados em passos de 2 ms.

Havendo uma concordância visual entre os diversos espectros, i.e., o conjunto é formado por linhas isoespectrais apenas deslocadas umas das outras, o exame é considerado sem ruído aleatório. Procura-se então um grupo de espectros cujas componentes de alta frequência (> 60 Hz) sejam maiores que 10 dB (Harberl et al., 1988). Ocorrendo este grupo de espectros o exame é considerado positivo (presença de PTV). Caso o padrão do conjunto espectral apresente-se com componentes de baixa e alta frequências em quase todos os deslocamentos do segmento em análise, o exame é considerado negativo e com ruído aleatório, conforme ilustra a figura 3.11. O ruído aleatório pode estar presente mesmo após a filtragem e promediação, uma vez que estas técnicas não eliminam completamente o ruído, mas atenuam-no o suficiente para aumentar a relação sinal-ruído a níveis aceitáveis.



1

2

Fig. 3.11 - Resultado da análise espectral de um segmento com ruído (1) e sem ruído (2). Ainda em (2) observa-se no início do conjunto espectral (+30 ms a +22 ms) componentes de alta frequência (110 Hz), caracterizando o Potencial Tardio Ventricular (modificado de Harberl et al., 1988).

4.0 - RESULTADOS

SISTEMA DESENVOLVIDO

As figuras 4.1 e 4.2 ilustram respectivamente o sistema desenvolvido e aspectos da sua utilização em ambiente hospitalar. Além da visualização dos resultados em tela, os dados são armazenados em discos rígido e/ou flexíveis e impressos em papel para documentação (figura 4.1). Apenas o amplificador necessita ficar próximo ao paciente e, sendo um instrumento alimentado a baterias com isolação do computador por acoplamento óptico, torna o procedimento seguro com relação a riscos de choques elétricos. A instrumentação desenvolvida permite a realização de exames de modo totalmente não invasivo, necessitando apenas a conexão de eletrodos externos ao paciente (figura 4.2).

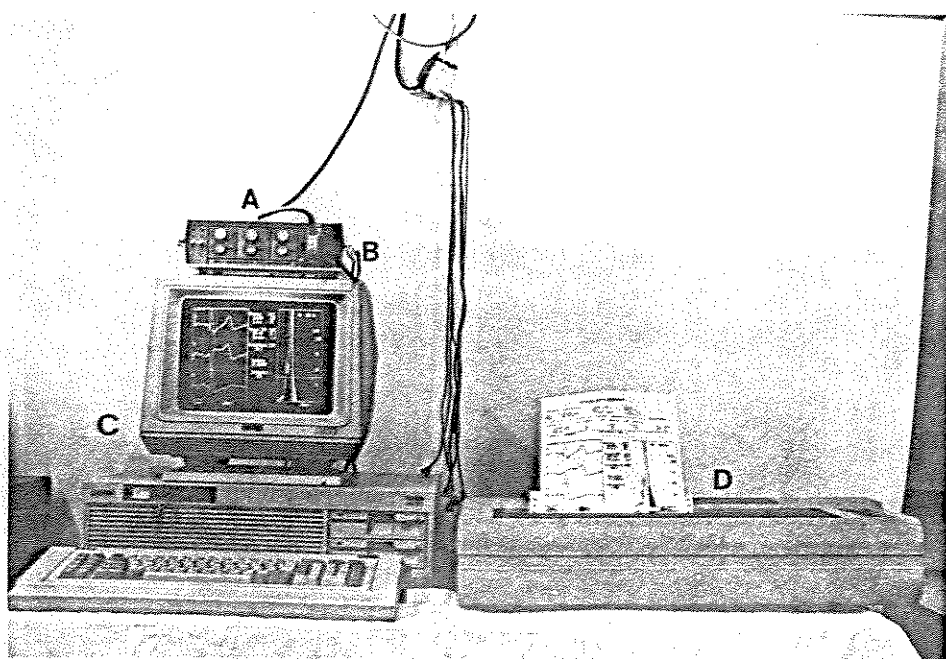


Figura 4.1 - Sistema completo com o amplificador desenvolvido e o cabo de paciente (A), a conexão entre o amplificador e a placa de conversão A/D (B), o microcomputador utilizado (C) e a impressora (D).



Figura 4.2 - Exame realizado em um paciente. Observa-se a posição horizontal do paciente, os eletrodos fixados e o amplificador

ANÁLISE TEMPORAL

A figura 4.3 ilustra o relatório final produzido pelo sistema desenvolvido em um exame clínico de PTV. Além de um histórico com dados do paciente (fig.4.3-A), são apresentados os valores normais e encontrados para cada parâmetro de interesse (fig.4.3-B). São apresentados também o ECG obtido nas derivações X,Y,Z da forma convencional (velocidade de registro = 25 mm/s) e ampliada (velocidade = 100 mm/s) (fig.4.3-C), o VM com as marcações de *inicio e fim de QRS* (linhas verticais tracejadas), a delimitação do valor de 40 μV (linha horizontal pontilhada) e o trecho dos 40 ms anteriores ao final de QRS (hachurado) (fig.4.3-D). A figura 4.4 ilustra o valor médio dos parâmetros DurQRS, SBA e RMS40 para os grupos de pacientes I e II. Os grupos apresentam diferenças significativas ($p < 0,001$) para todos os parâmetros. Os dados numéricos e a identificação do tipo de patologia de cada paciente dos grupos I e II estão apresentados nas tabelas 4.1 e 4.2, respectivamente.

PACIENTE: O.B.

: 283803
 TA : 07-10-1990
 RA : 01:26:13

IDADE : 0
 SEXO :
 PESO : 0
 ALTURA: 0.00

MEDIC.1;
 MEDIC.2;
 P.Sis : 0
 P.Dias : 0

A

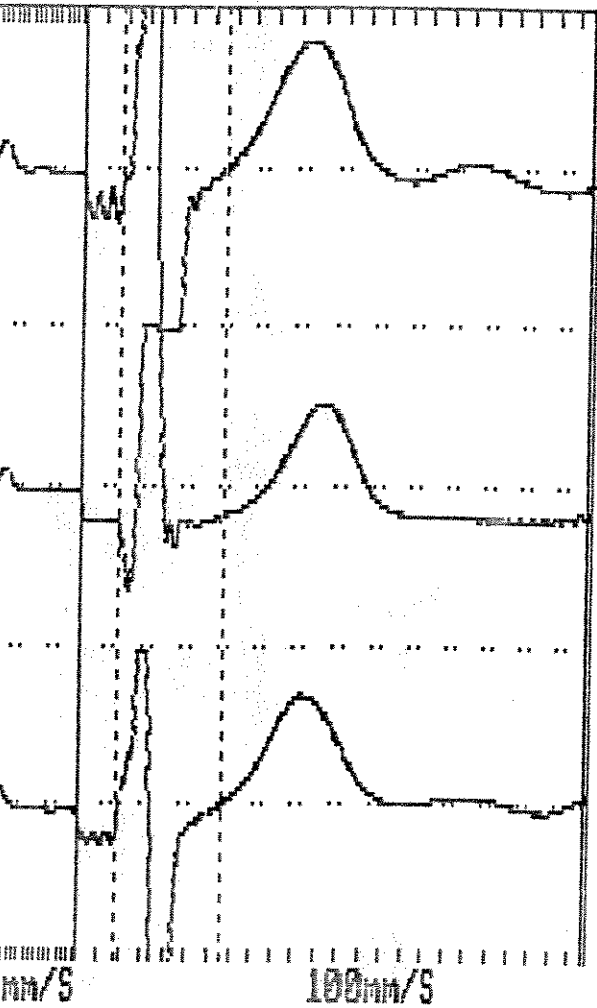
===== VALORES NORMAIS ===== ENCONTRADOS =====

LTRO ==>	25 - 250 Hz	40 - 250 Hz	80 - 250 Hz		
DurQRS [mS] ->	< 114	< 114	< 107	/	143 ****
S.B.A. [mS] ->	< 32	< 38	< 42	/	46 *
RMS-40 [uV] ->	> 25	> 20	> 17	/	6.9 ***

B

PTVPRESENTE! CONFIRMADO POR :

C



Duracao : [mS]
 DurQRS : 143
 S.B.A. : 46

Tensao RMS: [uV]
 RMS-40 : 6.9
 Residuo : 1.7

Sinal/Ruido [dB]
 94.4

Paciente)
 HC-283803

Batimentos)
 338

D

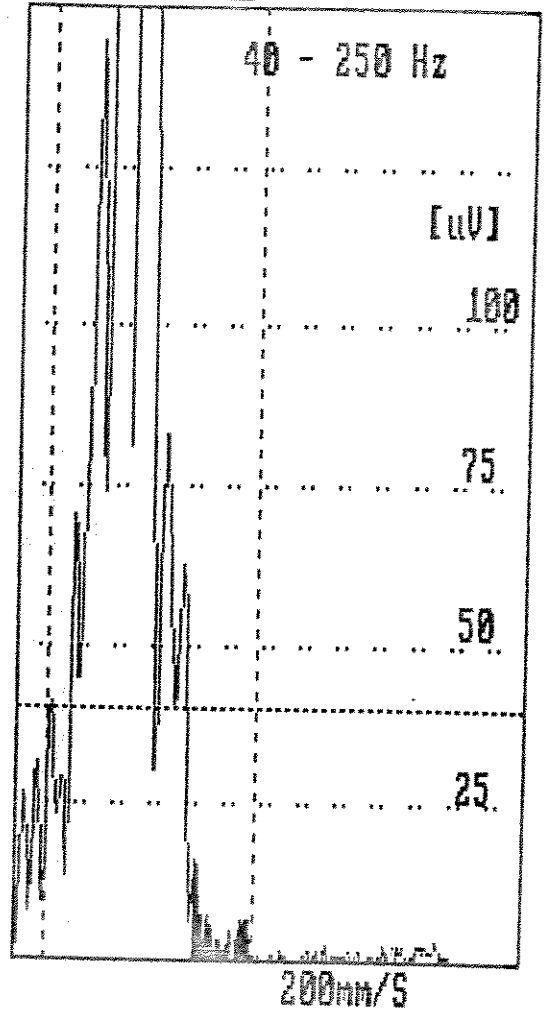


Figura 4.3 - Relatório final produzido em um exame clínico. (A) histórico do paciente, (B) valores limites para comparação de acordo com o filtro utilizado, (C) ECG convencional e ampliado (veloc. = 100 mm/s), (D) Vetor Magnitude com marcações de início e fim de QRS, limite de 40 μ V e área hachurada dos últimos 40 ms.

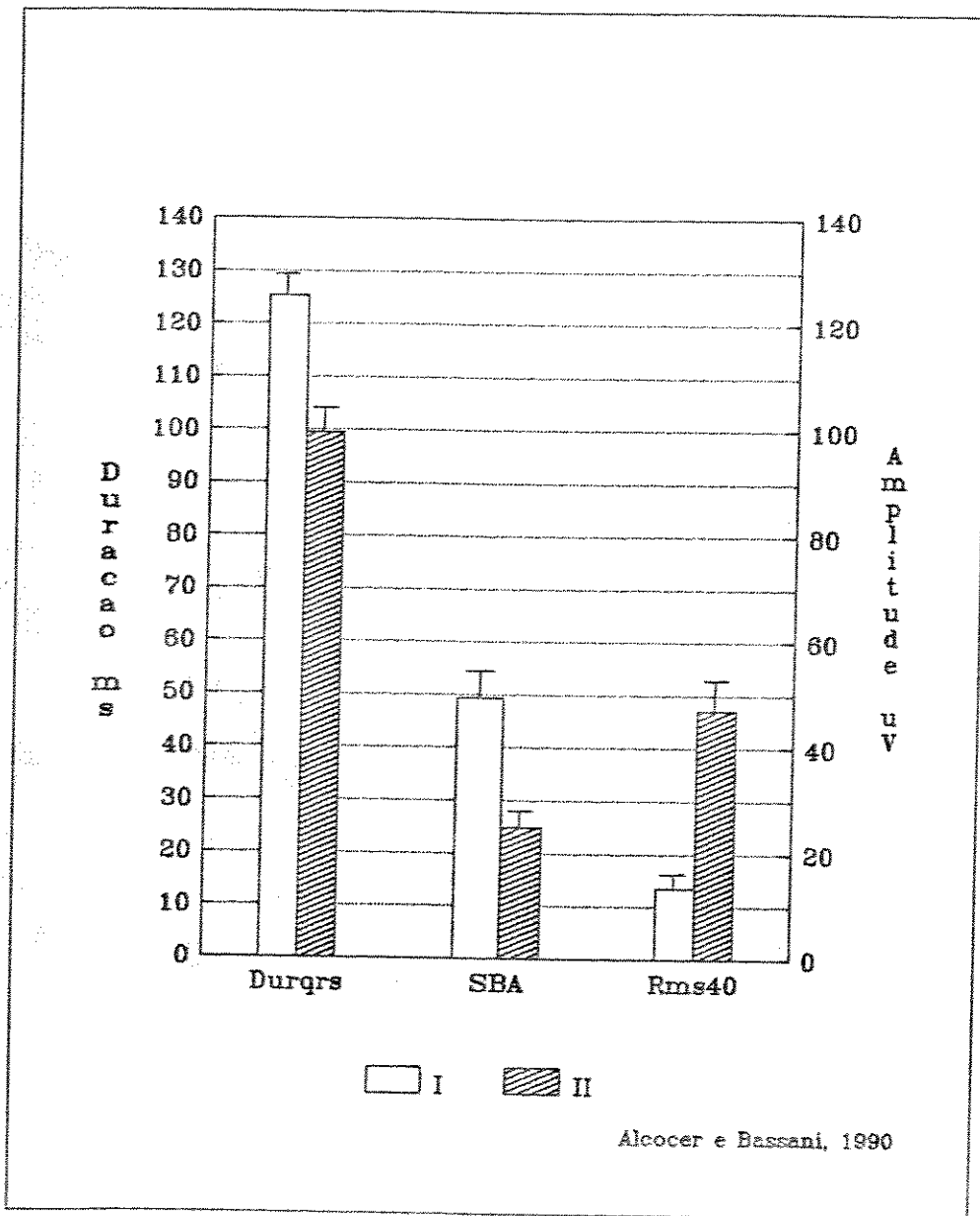


Figura 4.4 - Histograma de barras apresentando a média e o erro padrão de cada parâmetro obtido. A ordenada "Amplitude uV" à direita do gráfico refere-se apenas à variável RMS40.

Tabela 4.1 - Resultado do processamento dos registros eletrocardiográficos para o grupo I. Filtro utilizado : 40 - 250 Hz.

Grupo I							
Id	Paciente				DurQRS (ms)	RMS40 (μ V)	SBA (ms)
	#	idade	sexo	HD			
279249	1	46	M	IAM	99,0	15,8	53,0
276047	2	52	M	IAM	138,0	6,5	58,0
275058	3	83	F	IAM	120,0	21,6	33,0
277455	4	50	M	SI	118,0	22,8	35,0
163345	5	45	F	HVE	141,0	4,5	80,0
MCR001	6	37	M	TV	131,0	14,2	41,0
283803	7	54	M	IAM	143,0	6,9	46,0
004798	8	70	F	HVE	119,0	10,0	53,0
276776	9	49	M	IAM	112,0	29,1	34,0
280737	10	68	M	IAM	132,0	3,7	61,0
MÉDIA		55,4			125,3	13,5	49,4
EPM		4,2			4,5	2,3	4,7

ID \Rightarrow identificação
 HD \Rightarrow hipótese diagnóstica
 EPM \Rightarrow erro padrão médio
 # \Rightarrow número de ordem

IAM \Rightarrow infarto agudo do miocárdio
 HVE \Rightarrow hipertrofia ventricular esquerda
 SI \Rightarrow síndrome intermediária
 TV \Rightarrow taquicardia ventricular

Tabela 4.2 - Resultado do processamento dos registros eletrocardiográficos para o grupo II . Filtro utilizado : 40 - 250 Hz.

Grupo II							
Id	Paciente				DurQRS (ms)	RMS40 (μ V)	SBA (ms)
	#	idade	sexo	HD			
185546	11	58	F	-	112,0	33,9	30,0
041003	12	50	M	-	116,0	28,6	21,0
CMGG01	13	27	M	-	93,0	47,7	25,0
292130	14	70	M	-	78,0	85,1	14,0
223012	15	45	M	-	100,0	36,8	34,0
RMS001	16	27	M	-	110,0	57,4	20,0
292092	17	70	M	-	87,0	75,4	11,0
186439	18	71	F	-	101,0	39,7	30,0
124548	19	45	F	-	109,0	29,7	35,0
293008	20	53	M	-	89,0	37,7	29,0
MÉDIA		51,6			99,5	47,2	24,9
EPM		4,9			3,9	6,2	2,6

ID ⇒ identificação
 HD ⇒ hipótese diagnóstica
 EPM ⇒ erro padrão médio
 # ⇒ número de ordem

As figuras 4.5 e 4.6 ilustram dados representativos dos grupos I e II respectivamente.

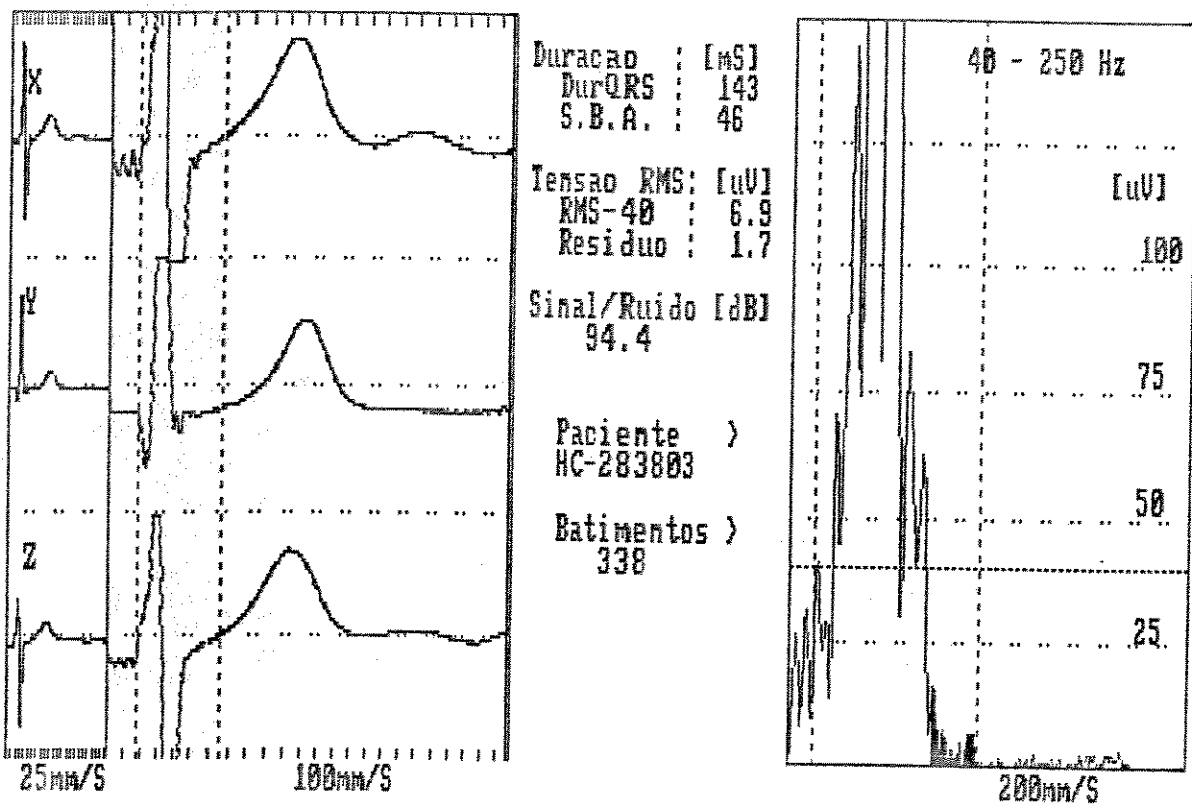


Figura 4.5 - Exemplo de resultado obtido para o grupo I. A área hachurada representa os últimos 40 ms do complexo QRS, as linhas tracejadas verticais representam o início e fim de QRS e a linha pontilhada horizontal o valor de 40 µV.

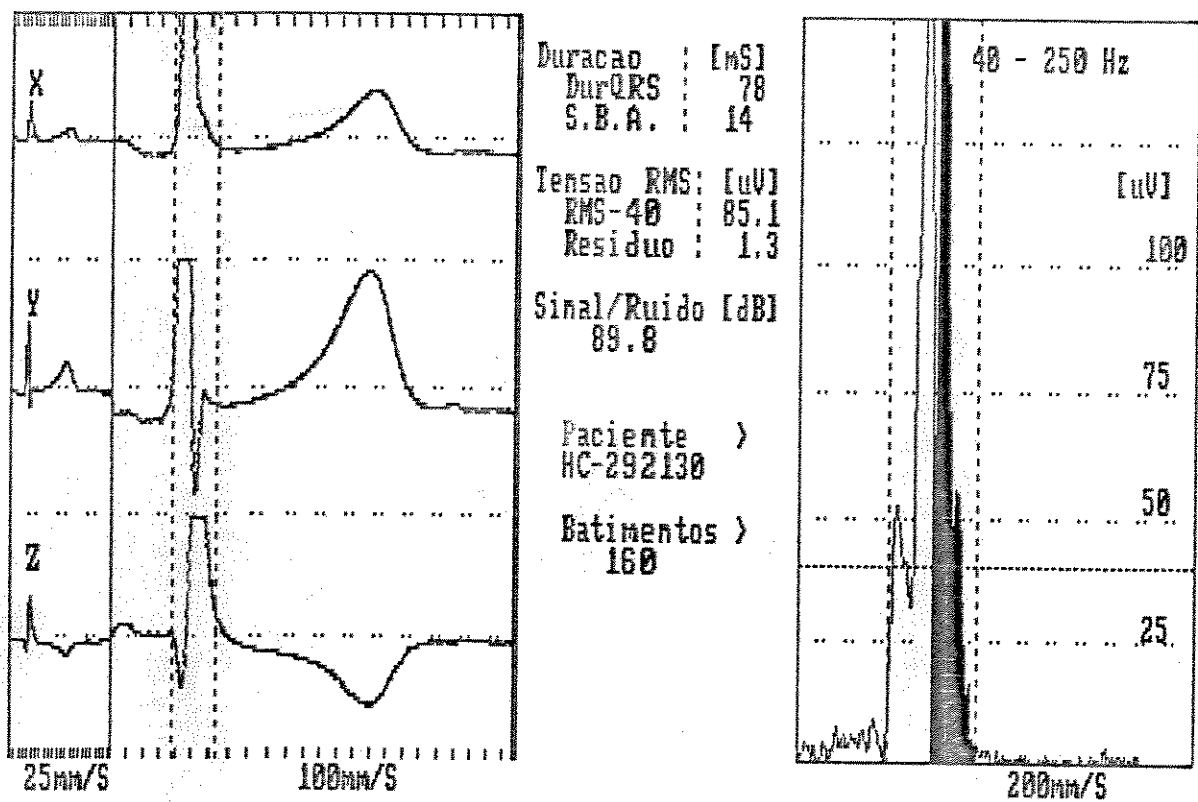


Figura 4.6 - Exemplo de resultado obtido para o grupo II. A área hachurada representa os últimos 40 ms do complexo QRS, as linhas tracejadas verticais representam o início e fim de QRS e a linha pontilhada horizontal o valor de 40 μ V.

A tabela 4.3 ilustra os resultados de incidência de PTV dos exames realizados em ambos os grupos. Observou-se alta incidência de PTV no grupo I (7 casos positivos em 10 casos estudados) em contraposição à incidência nula no grupo controle.

Tabela 4.3 - Resultados de incidência de PTV nos indivíduos estudados.

GRUPO I		GRUPO II	
Paciente	PTV	Paciente	PTV
1	(+)	11	(-)
2	(+)	12	(-)
3	(-)	13	(-)
4	(-)	14	(-)
5	(+)	15	(-)
6	(+)	16	(-)
7	(+)	17	(-)
8	(+)	18	(-)
9	(-)	19	(-)
10	(+)	20	(-)
Incidência = 7		0	

ANÁLISE ESPECTRAL

A figura 4.7 ilustra relatórios de análise espectral de cada grupo estudado obtidos com o sistema desenvolvido. Os relatórios mostram os parâmetros calculados (áreas espectrais e razão entre áreas) e o espectro referente a cada grupo.

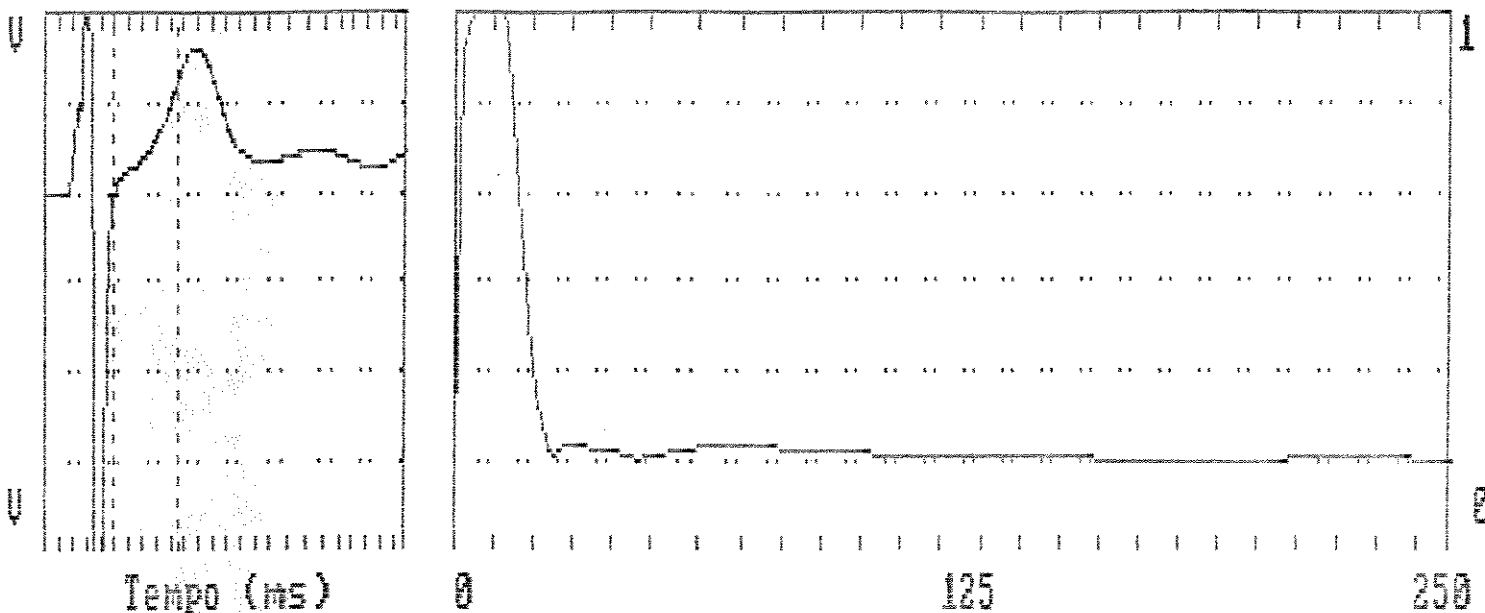
A figura 4.8 ilustra o valor médio dos parâmetros TaxaX, TaxaY e TaxaZ para os grupos I e II. Estes parâmetros representam as razões entre as áreas (60-120Hz) / (0-30Hz) dos espectros obtidos em cada derivação X, Y e Z. Os grupos não apresentaram diferenças significativas ($p < 0,01$) para todos os parâmetros. Os dados numéricos e a identificação do tipo de patologia de cada paciente de cada grupo estão apresentadas na tabela 4.4.

FinQRS : 141 [ms]

<ÁREA 6 - 12> = 0.073
<RAZÃO> = 0.087

A

Janela <Blackman-Harris>



8-13-1990
0:09:06

Arquivo : 185546
Amostras : 1000
FinQRS : 162 [ms]

<Fundamental> = 1.95 Hz
<ÁREA 0 - 3> = 0.924
<ÁREA 6 - 12> = 0.040
<RAZÃO> = 0.043

B

Janela <Blackman-Harris>

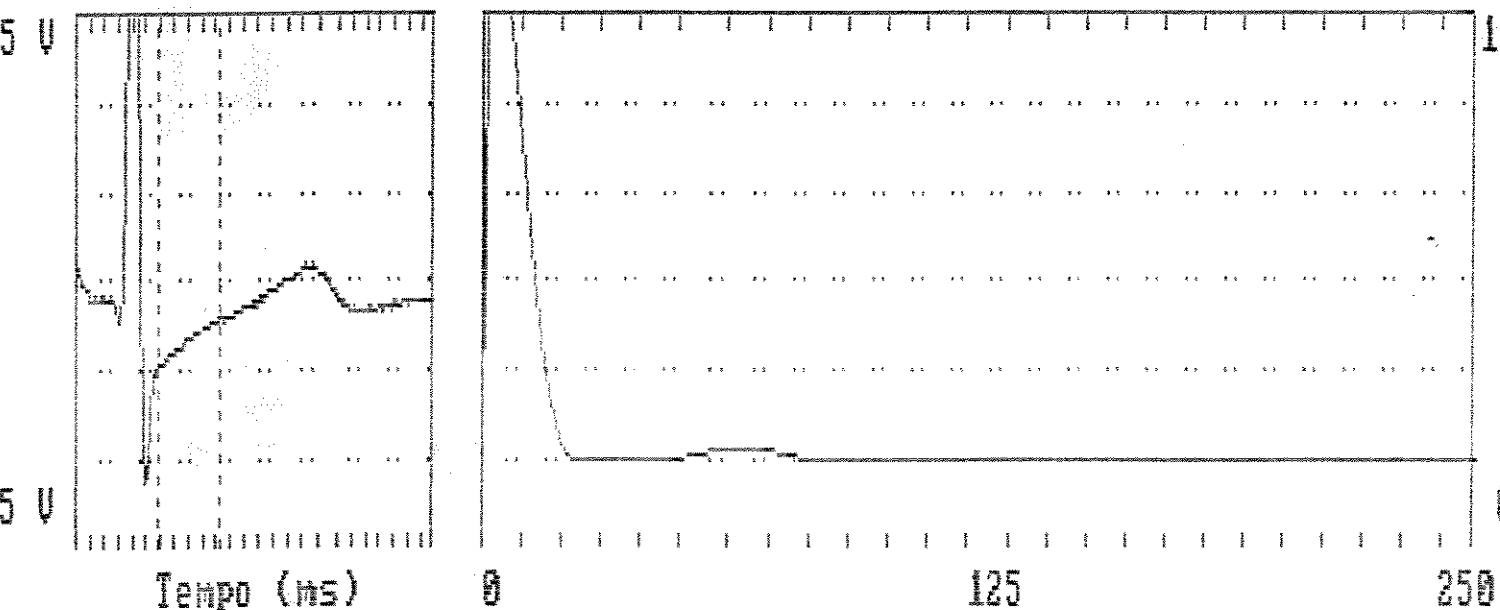


Figura 4.7 - Espectros de frequência e razão entre áreas espectrais dos grupos I (A) e II (B) obtidos no sistema desenvolvido.

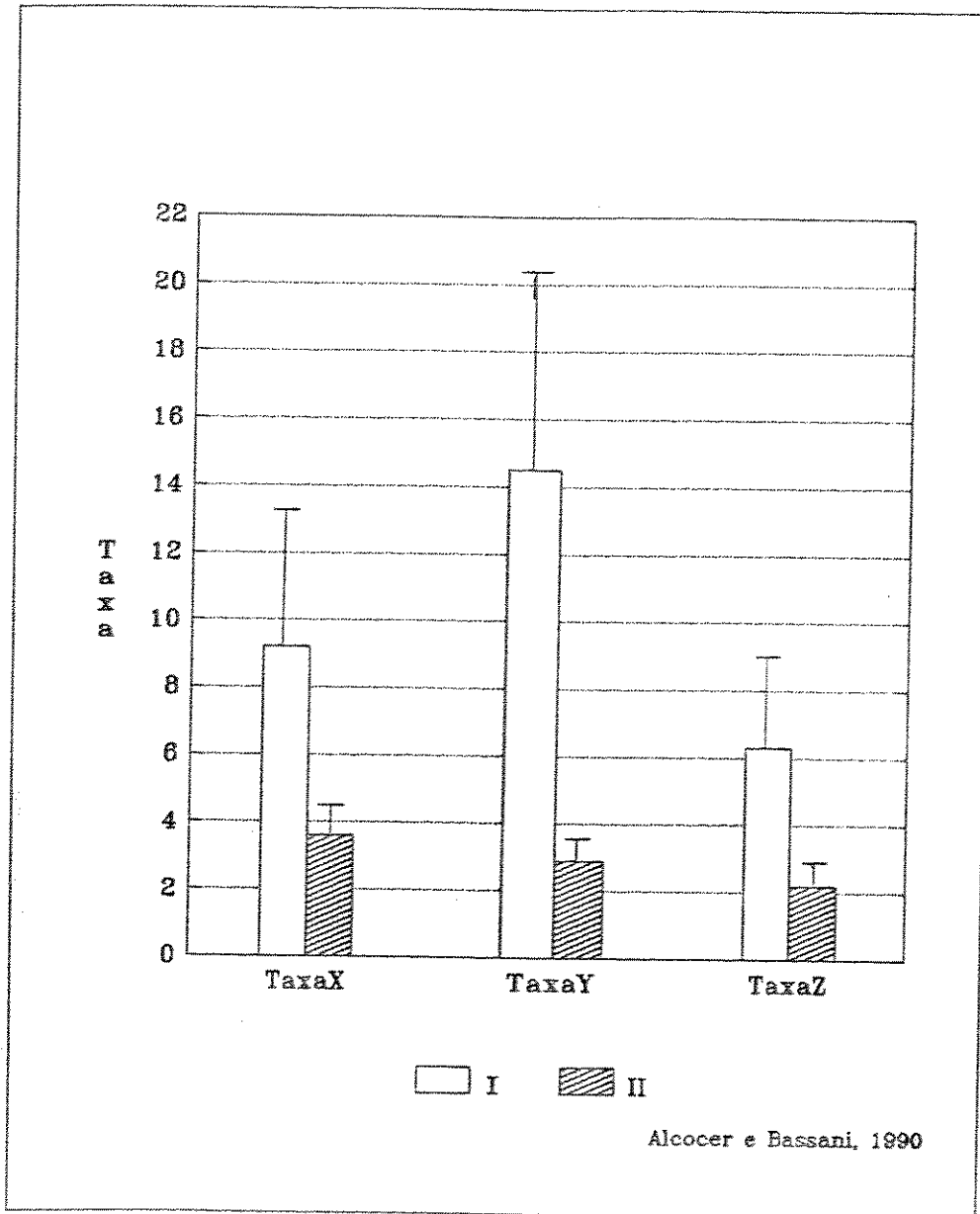


Figura 4.8 - Histograma de barras apresentando a média e o erro padrão das taxas de área calculadas (60-120 / 0-30Hz) em cada derivação. Os três parâmetros (TaxaX, TaxaY, TaxaZ) não apresentam diferenças significativas ($p < 0,01$) entre os dois grupos.

Tabela 4.4 - Razão entre áreas dos espectros obtidos em cada derivação (TaxaX, TaxaY, TaxaZ). Os valores referem-se à relação: (área calculada) / (área total do espectro).

Grupo I							
Id	Paciente				TaxaX	TaxaY	TaxaZ
	#	idade	sexo	HD	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$
279249	1	46	M	IAM	6,2	59,8	1,8
276047	2	52	M	IAM	44,4	20,5	31,3
275058	3	83	F	IAM	0,8	3,2	0,3
277455	4	50	M	SI	15,3	5,9	3,2
163345	5	45	F	HVE	2,6	5,7	1,3
MCR001	6	37	M	TV	8,3	1,5	5,4
283803	7	54	M	IAM	5,9	4,8	8,7
004798	8	70	F	HVE	6,3	2,6	7,2
276776	9	49	M	IAM	1,4	6,2	1,2
280737	10	68	M	IAM	1,0	34,8	2,8
MÉDIA	55,4				9,2	14,5	6,3
EPM	4,2				4,1	6,0	2,9

Grupo II							
185546	11	58	F	-	3,2	5,1	4,3
041003	12	50	M	-	1,9	1,0	1,2
CMGG01	13	27	M	-	7,3	5,0	2,3
292130	14	70	M	-	5,3	6,0	3,1
223012	15	45	M	-	4,3	3,0	3,1
RMS001	16	27	M	-	0,4	1,9	1,8
292092	17	70	M	-	8,5	1,7	2,0
186439	18	71	F	-	1,0	1,0	0,6
124548	19	45	F	-	1,1	3,5	0,8
293008	20	53	M	-	2,8	1,1	3,5
MÉDIA	51,6				3,6	2,9	2,2
EPM	4,9				0,8	0,6	0,4

Id ⇒ identificação
 HD ⇒ hipótese diagnóstica
 EPM ⇒ erro padrão médio

IAM ⇒ infarto agudo do miocárdio
 HVE ⇒ hipertrofia ventricular esquerda
 SI ⇒ síndrome intermediária
 TV ⇒ taquicardia ventricular

Não foi possível discriminar os grupos estudados por meio do espectro de frequências. O limiar de comparação para cada grupo não pôde ser determinado devido à igualdade de médias dos parâmetros encontrados.

A tabela 4.5 ilustra dados de vários sistemas disponíveis no mercado internacional para comparação com o sistema desenvolvido no presente trabalho. O princípio básico de análise é o mesmo em todos os equipamentos : cálculo do Vetor Magnitude e uso da FFT. Basicamente todos os outros atributos também são equivalentes entre os equipamentos, incluindo o modelo DEB/CEB. Algumas diferenças são observadas, como a qualidade de impressão, a faixa de filtragem analógica, o valor do CMRR e o custo total dos equipamentos.

Tabela 4.5 - Extração de PTV. Comparação do instrumento desenvolvido (DEB/CEB) com outros importados. (modificado de Corazonix, Co., 1989)

FABRICANTE

Predictor	ART 1200 EPX	Fidelity LP3000	Aerotel HIPEC	Marquette MAC-15	DEB/ CEB
-----------	-----------------	--------------------	------------------	---------------------	-------------

CARACTERÍSTICAS GERAIS

Portátil	não	sim	não	não	não	não
Ent.aux.	sim	não	não	não	não	sim
Sinc.ECG	sim	não	não	não	não	sim
Relatório	sim	sim	sim	sim	sim	sim
Process. Posterior	sim	Opc.	sim	sim	não	sim

COMPUTADOR

Tipo do Comput.	Compag 286/386	Opc.	Opc.	Motorola 68000	n/d	PC-XT/ AT-286
Veloc.de Process.	12 MHz	n/d	n/d	8 MHz	n/d	8 MHz

AMPLIFICADOR

Resp.em Freqüenc.	0,05 → 300 Hz	0,04 → 300 Hz	n/d	0,05 → 500 Hz	0,05 → 300 Hz	0,5 → 250 Hz
Ganho	250 → 32000	500	n/d	n/d	n/d	650 → 4000
CMRR	>140	>190	n/d	>150	n/d	>90
Amostrag.	2 KHz	1 KHz	n/d	1 KHz	1 KHz	1 KHz

AQUISIÇÃO

Término Deriv.	Auto/Man. XYZ	Manual XYZ	Auto XYZ	Auto/Man. 12 der.	Auto/Man. FRANK	Manual XYZ
----------------	------------------	---------------	-------------	----------------------	--------------------	---------------

PROCESSAMENTO

Filtro VM	4 tipos sim	3 tipos sim	1 tipo sim	1 tipo sim	1 tipo sim	1 tipo sim
FFT	sim	sim	sim	sim	n/d	sim
Impress.	B&P/C ¹	B&P/C ¹	Termal	não	Termal	B&P

CUSTO

US\$. (FOB)	25.500	18.500 ²	22.500	11.200 ²	23.000	10.000 ³
-------------	--------	---------------------	--------	---------------------	--------	---------------------

Opc. → opcional

n/d → não disponível

B&P → branco e preto

1 → sistema Laser

2 → não inclui computador

3 → custo do software estimado = US\$ 5.000

5.0 - DISCUSSÃO

O instrumento desenvolvido apresentou características técnicas semelhantes às dos instrumentos disponíveis no mercado internacional. O seu desempenho permitiu discriminar, por meio da análise temporal, um grupo de indivíduos propensos a ocorrência de PTVs de outro considerado "cl clinicamente normal". A sua manipulação parece fácil e relativamente prática para o uso médico. As características básicas da instrumentação permitem sua utilização em ambientes hospitalares, sem a necessidade de nenhuma sala especial e/ou de profissionais altamente qualificados para a sua operação.

A frequência de corte do filtro passa-altas do amplificador desenvolvido é intencionalmente maior (0,5 Hz) do que os outros modelos (0,05 Hz), para poder atenuar o efeito da variação de linha de base induzida pela respiração ou movimento do paciente durante a captação do sinais. Sabendo-se que o sinal é filtrado em estágios posteriores com frequências de corte de 25, 40 ou 80 Hz, elimina-se qualquer distorção que esteja abaixo de 25 Hz introduzida pela filtragem anterior do sinal captado. Ressalta-se, no entanto, que a modificação do filtro de entrada para uso em outras finalidades não apresenta dificuldades técnicas para implementação.

O valor do CMRR dos equipamentos importados é maior devido à qualidade dos componentes usados no estágio de pré-amplificação que, sem nenhuma alteração no projeto original, poderão ser usados quando disponíveis, no instrumento desenvolvido.

O uso da Transformada de Fourier para análise espectral dos sinais de PTV, da forma como vem sendo usada na literatura (Cain, 1987; Harberl, 1988; Machac, 1988) e idênticamente no presente trabalho, não parece estar trazendo novas contribuições. O problema aparentemente está na influência da "janela" utilizada para realizar a FFT (Machac et al., 1988; El-Sherif et al., 1983). Pequenas modificações na posição ou forma da "janela", levam ao aparecimento de diferenças no espectro do segmento ST de um mesmo indivíduo. Na análise efetuada neste trabalho não foi

possível, adicionalmente, diferenciar os espectros obtidos do segmento ST de indivíduos "cl clinicamente normais" dos indivíduos com comprometimento cardíaco.

Embora não tenha sido possível um teste do instrumento desenvolvido em paralelo com outro importado, a análise dos resultados por profissionais experientes no HC-UNICAMP e INCOR-SP, não deixou dúvidas quanto à discriminação dos parâmetros e classificação dos pacientes por meio do modelo DEB/CEB.

Os resultados obtidos da comparação entre os grupos I e II indicam a alta incidência de PTVs em indivíduos portadores de cardiopatias isquêmicas (70%) em relação aos indivíduos "normais" (0%).

O critério adotado para a positividade do PTV (vide tabela 3.3) gerou dúvidas em alguns casos limites. Em um indivíduo do grupo II (paciente #12), a duração do QRS foi maior (116 ms) que o limite considerado normal (114 ms), não significando porém a presença de PTV, dado que os valores encontrados para os outros dois parâmetros ($RMS40 = 28.6 \mu V$, $SBA = 21.0 \text{ ms}$) estavam dentro da normalidade. No grupo I, o paciente #1 apresentou a duração de QRS de 99 (ms) o que isoladamente forneceria um exame negativo, mas não foi confirmado pelos outros dois parâmetros ($RMS40 = 15.8 \mu V$, $SBA = 53.0 \text{ ms}$) que estão absolutamente fora dos limites de normalidade. Neste caso considerou-se o exame positivo (presença de PTV). Em outros dois casos (pacientes #3 e #4) ocorreu o oposto, i.e., o parâmetro DurQRS foi positivo (120 e 118 ms respectivamente), mas os outros parâmetros estavam dentro dos limites de normalidade, levando o exame a ser considerado negativo ou "borderline". Esses casos demonstram a necessidade de interferência do profissional médico na decisão dos resultados dos exames.

Na tabela 4.5 nota-se semelhança entre os parâmetros em todos os itens, excetuando-se o custo final que foi menor do equipamento desenvolvido (US\$ 10.000). Observa-se que os equipamentos importados de menor custo não possuem o microcomputador, e o custo fornecido pelo fabricante refere-se apenas aos acessórios. Pode-se afirmar que a relação

"hardware"/"software" em quase todos os casos é potencialmente a favor do "software" cujo peso financeiro no custo final dos equipamentos torna-se cada dia maior. Neste ítem o equipamento desenvolvido é beneficiado, visto que o domínio do "know-how" já é realidade e o custo da transferência tecnológica será menor no caso de industrialização do processo.

O instrumento desenvolvido neste trabalho ainda requer uma etapa de aperfeiçoamento em algumas rotinas de aquisição dos ciclos cardíacos em tempo real, para que seja diminuído o tempo do exame que atualmente é de 15 minutos, ou mesmo implementar uma nova rotina de promediação que necessite apenas de 8 ciclos cardíacos para obter o mesmo resultado (Nakamura et al., 1988).

Existem ainda várias perguntas a serem respondidas quanto a correlação da presença de PTV com medicamentos, influência de desequilíbrio iônico, raça e outros fatores como "stress", álcool e fumo. Estas perguntas fazem da instrumentação desenvolvida uma importante ferramenta para uso em pesquisa e ensino, acessível aos pesquisadores brasileiros. Pretende-se com este instrumento auxiliar no diagnóstico de pessoas com cardiopatias ventriculares, ampliando a pesquisa e o conhecimento do problema. Para isto a instrumentação desenvolvida encontra-se em uso no Hospital das Clínicas da UNICAMP.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALCOCER & BASSANI, (1990), "Potenciais Tardios no Segmento ST do ECG: um sistema de amplificação", II Congresso Português de Engenharia Biomédica, Aveiro, Portugal, pp. 2.3.1 - 2.3.4
- ALESSIE, M.A.; BOUKE, F.I.M. e SHOFMAM, F.J.G., (1977) "Circus movement in rabbit atrial muscle as a mechanism of tachycardia: III. The "leading circle" concept. A new model of circus movement in cardiac tissue without the involvement of an anatomic obstacle", *Circulation Research*, 41:9.
- BERBARI, E.J.; SCHERLAG, B.J.; HOPE, R.R. e LAZARRA, R., (1978), "Recording from the body surface of arrhythmogenic ventricular activity during the ST segment", *Am.J.Cardiol.* 41:697-702.702.
- BJERREGAARD, P., (1984), "Continuous ambulatory electrocardiography in healthy adult subjects over a 24-hour period", *Danish Med.Bull.*, 31(4):282-97.
- BREITHARDT, G.; BECKER, R.; SEIPEL, L.; ABENDROTH, R.R. e OSTERMEYER J.,(1981), "Non-invasive detection of late potentials in man - a new marker for ventricular tachycardia", *Eur. Heart J.*, 2:1-11.
- BREITHARDT, G.; BORGGREFE, M.; KARBENN, U.; ABENDROTH R.R. e YEH, HL; SEIPEL, L.,(1982), "Prevalence of late potentials in patients with and without ventricular tachycardia: correlation with angiographic findings", *Am.J.Cardiol.*, 49:1932-37.
- BREITHARDT, G.; SEIPEL, L.; OSTERMEYER, J.; KARBENN, U.; ABENFROTH R.R.; BORGGREFE, M.; YEH, H.L. e BIRCKS, W., (1982), "Effects of antiarrhythmic surgery on late ventricular potentials recorded by precordial signal averaging in patients with ventricular tachycardia", *American Heart Journal*, vol.104, pag. 996-1003.
- BREITHARDT, G.; SCHWARZMAIER, J.; BORGGREFE, M.; HAERTEN, K e SEIPEL, L., (1983), "Prognostic significance of ventricular late potentials after acute myocardial infarction", *Eur.Heart J.*, 4:487.
- BREITHARDT, G. & BORGGREFE,M., (1986), "Pathophysiological mechanisms and clinical significance of ventricular late potentials", *Eur.Heart.J.*, 7:364.
- BREITHARDT G.; BORGGREFE M.; KARBENN, U. e SCHWARZMAIER, J., (1987), "Effects of pharmacological and non-pharmacological interventions on ventricular late potentials", *Eur.Heart J.*, 8:(suppl. A):97-104.

- BREITHARDT, G. & BORGGREFE, M., (1987), in MANDEL, W.J., "Cardiac Arrhythmias, their mechanisms, diagnosis and management", Philadelphia, J.B. Lippincott Co.
- BREITHARDT, G.; HACKSTEIN, N.; BORGGREFE, M.; PODCZECK, A.; MARTINEZ-RUBIO, A. e TRAMPISCH, H.J., (1990), "Diagnostic value of electrocardiographic variables to predict the presence of ventricular late potentials", J.Am.Coll.Cardiol., 15:152-58.
- BROOKS, C.M.; HOFFMAN, B.F.; SUCKLING, E.E.; e ORIAS, O. (1955), "Excitability of the heart", New York, Grune & Stratton Inc.
- BURTON, A.C., (1977), "Physiology and Biophysics of the Circulation: An Introductory Text", Chicago, Year Book Medical Publishers Inc.
- CAIN, M.E.; AMBOS, H.D.; WITKONSKI, F.X. e SOBEL, B.E., (1984), "Fast Fourier Transform Analysis of signal-averaged electrocardiograms for identification of patients prone to sustained ventricular tachycardia", Circulation, 69,(4):711-20.
- CAIN, M.E.; AMBOS, H.D. e LINDSAY, B.D.; (1987), "Fast Fourier Transform of the signal-averaged electrocardiogram in the management of patients with prone to ventricular tachycardia or fibrillation", in WELIENS B.P., "Cardiac Arrhythmias: where to go from here?", Mount Kisco, Futura Pub. Co., New York.
- CLERC, L., (1976), "Directional differences of impulse spread in trabecular muscle from mammalian heart", J.Physiol., 255:335.
- CRANFIELD, P.F.; WIT, A.L. e HOFFMAM, B.F., (1973), "Genesis of cardiac arrhythmias", Circulation, 47: 190.
- EL-SHERIF, N.; SCHERLAG, B.J.; LAZARRA, R. and HOPE, R.R., (1977), " Reentrant ventricular arrhythmias in the myocardial infarction perid.I. Conduction characteristics in the infarction zone", Circulation, 55:686-702.
- EL-SHERIF, N.; MEHRA, R.; GOMES, J.A.C. e KELEN, G., (1983), "Appraisal of a low noise electrocardiogram", J.Am.Coll.Cardiol., 1:456-467.
- FONTAINE, G.; GUIRAUDON, G.; FRANK, R.; VEDEL, J. e GROSGOGÉAT, Y.; CABROL, C.; FACQUET, J., (1977), "Stimulation studies and epicardial mapping in ventricular tachycardia : study of mechanisms and selection for surgery", in KULBERTUS, H.E., "Re-entrant arrhythmias, mechanisms and treatment", Lancaster, MTP Press.

- FONTAINE, G.; FRANK, R.; GALLAISHAMMONO, F.; ALLALI, I.; PHAN-THUC, H. e GROSGOGAT, H., (1978), "Electrocardiographie des potentiels tardifs du syndrome de post-excitation", Arch. Mal. Coeur, 71:854-64.
- GALVAN J. & PALLÁS R., (1981), "Realimentación Activa en Electrocardiografía", Mundo Electrónico, 104:51-59.
- GARAN, H. & RUSKIN, J.N., (1982), "Association of continuous electrical activity and localized reentry. Proposed criteria for causal relationship", Circulation, 66,(supp. II):79.
- GOLDEN, D.P.; WOLTHUIS, R. e HOFFLER, G.W., (1973), "A spectral analysis of the normal resting electrocardiogram", IEEE Trans.Biom.Eng., september, 366-372.
- GOMES, J.A.; MEHRA, R.; BARRECA, P.; EL-SHERIF, N.; HARIMAN, R. e HOLTZMAN, R., (1985), "Quantitative analysis of the high-frequency components of the signal-averaged QRS complex in patients with acute myocardial infarction: a prospective study", Circulation, 72(1):105-11.
- GOMES, J.A.; WINTERS, S.; STWEART, D.; HOROWITZ, S.; MILNER, M. e BARRECA, P., (1987), "A new noninvasive index to predict sustained ventricular tachycardia and sudden death in the first year after myocardial infarction : based on signal-averaged electrocardiogram, radionuclide ejection fraction, and Holter monitoring", J.Am.Coll.Cardiol., 10:349-57
- GOMES, J.A.; WINTERS, S.L.; STWEART D.; TARGONSKY, A. e BARRECA, P., (1987), "Optimal bandpass filters for time-domain analysis of the signal-averaged electrocardiogram", Am.J.Cardiol., 60:1290-98.
- GRAENE, J.G.; TOBEY, G.E. e HULLSMAN, L.P., (1971), "Operational amplifiers", New York, McGraw-Hill.
- HARBERL, R.; JILGE, G.; PULTER, R. e STENBECK G., (1988), "Comparison of frequency and time domain analysis of the signal-averaged electrocardiogram in patients with ventricular tachycardia and coronary artery disease: methodologic validation and clinical relevance", J.Am.Coll.Cardiol., 12:150-58.
- HAYASHI, H.; WATANABE, S.; TAKAMI, K.; YABE, S.; UEMATSU, H.; MIZUTANI, M. e SAITO, H., (1988), "Sites of origin of ventricular premature beats in patients with and without cardiovascular disease evaluated by body surface mapping", Journal of Electrocardiology, 21(2):137-46.
- ITOH, S.; KOBAYASHI, K. e FUKUZAKAI, H., (1987), "Clinical study of Late Potentials - serial changes of Late Potentials in relation to ventricular arrhythmias and hemodynamic findings in acute myocardial infarction", Jpn. Circ. J., 51:15-24.

- JESUS, S. & RIX, H., (1988), "High resolution ECG analysis by an improved signal averaging method and comparison with a beat-to-beat approach", *J.Biomed.Eng.*, 10:25-32.
- KELEN, G.J.; HENKIN, R.; FONTAINE, J.M. e EL-SHERIF, N., (1987), "Effects of analyzed signal duration and phase on the results of Fast Fourier Transform analysis of the surface electrocardiogram in subjects with and without late potentials", *J.Am.Cardiol.*, 60:1282-89.
- KIENZLE, M.G.; MILLER, J.; FALCONE, R.A.; HARKEN, A. e JOSEPHSON, M.E., (1984), "Intraoperative endocardial mapping during sinus rhythm: Relationship to site of origin of ventricular tachycardia", *Circulation*, 70:957.
- KURCHAR, D.; THORBURN, C. e SAMMEL, N., (1985), "Natural history and clinical significance of late potentials after myocardial infarction", *Circulation*, 72(supp. III): 477.
- KURCHAR, D.; THORBURN, C. e SAMMEL, N., (1987), "Prediction of serious arrhythmic events after myocardial infarction : signal-averaged electrocardiogram, Holter monitoring and radionuclide ventriculography", *J.Am.Coll.Cardiol.*, 9:531-38.
- LACROIX, D.; SAVARD, P.; SHENASA, M.; KALTENBRUNNER, W.; CARDINAL, R.; PAGE, P.; JOLY, A.; DEROME, D. e NADEAU, R., (1990), "Spatial domain analysis of Late Ventricular Potentials. Intraoperative and thoracic correlations", *Circulation Research*, 66:55-68.
- LEWIS, T., (1920), "Observations upon flutter and fibrillation: IV. Impure flutter: theory of circus movement", *Heart*, 7:293,
- MACHAC, J.; WEISS, A.; WINTERS, S.L.; BARRECA, P. e GOMES, J.A. (1988), "A comparative study of frequency domain and time domain analysis of signal-averaged electrocardiograms in patients with ventricular tachycardia", *J.Am.Coll.Cardiol.*, 11:284-86.
- MANDEL, W.J., (1988), "Clinical Concepts in arrhythmias: an annual review", Futura Pub.Co., Mount Kisco, New York.
- MARSHALL, J.M., (1980), "The Heart", in Mountcastle, *Medical Physiology*, Chicago, Year Book Medical Publishers, Inc.
- MINES, G.R., (1913), "On dynamic equilibrium in the heart", *J.Physiol.*, 46:349.
- MOE, G.K.; PASTELIN, G. e MENDEZ, R., (1980), "Circus movement excitation of the atria. In LITTLE, R.C., "Physiology of atrial pacemakers and conductive tissue", New York, Futura Pub.

- NALOS, P.C.; GANG, E.S.; MANDEL, W.J.; LADENHEIM, M.L.; LASS, Y. e PETER, T., (1987), "The signal-averaged electrocardiogram as a screening test for inducibility of sustained ventricular tachycardia in high risk patients: a prospective study", J.Am.Coll.Cardiol., 9:539-48.
- NAKAMURA M.; NISHIDA S. and SHIBASAKI H., (1988), "Spectral properties of signal averaging and a novel technique for improving the signal-to-noise ratio", Journal of Biomedical Engineering, vol. II, pag. 72-78
- NARULA, O.S., (1979), "Cardiac Arrhythmias: Electrophysiology, diagnosis and management", Baltimore, Williams and Wilkins Co.
- OPPENHEIM, A.V. & SCHAFER, W., (1975), "Digital signal processing", Prentice-Hall, New Jersey.
- OZAWA, Y.; YAKUBO, S.; TANIGAWA, N.; HIBIYA, K.; NAGASAWA, M.; KOJIMA, R.; JINNO, K.; WATANABE, I.; SAITO, T.; SAITO, S. e HATANO, M, (1987), "The clinical evaluation of the late potentials in patients with ventricular arrhythmias", Japanese Circ.Journal, 51:230.
- PAN, J. & TOMPKINS, W.J., (1985), "A real-time QRS detection Algorithm", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol.BME-32-3, 230-36
- PIERCE, D.L.; EASLEY, A.R.; WINDLE, J.R. e ENGEL, T.R., (1989), "Fast Fourier Transformation of the entire low amplitude late QRS potential to predict ventricular tachycardia", J.Am.Coll.Cardiol., 14:1731-40.
- PIZZUTTI, G.P.; CIFALDI, S. e NOLFE, G., (1985), "Digital sampling rate and ECG analysis", J.Biomed.Eng., 7:247-50.
- POLL, D.S.; MARCHLINSKI, F.E.; FALCONE, R.A.; JOSEPHSON, M.E. e SIMSON, M.B., (1985), "Abnormal signal-averaged electrocardiograms in patients with nonischemic congestive cardiomyopathy: relationship to sustained ventricular tachyarrhythmias", Circulation, 6:1308-13.
- ROZANSKI, J.J.; MORTARA, D.; MYERBURG, R.J. e CASTELLANOS, A., (1981), "Body surface detection of delayed depolarizations in patients with recurrent ventricular tachycardia and left ventricular aneurysm", Circulation, 63:1172-78.
- SANTIPIETRO, R.F., (1977), "The origin and characterization of the primary signal, noise and interface sources in the high frequency electrocardiogram", IEEE Trans.Biom.Eng., 65:707-13.
- SIMSON, M.B., (1981), "Identification of patients with ventricular tachycardia after myocardial infarction from signals in the terminal QRS complex", Circulation, 64:235-42.

SIMSON, M.B.; UNTERECKER, W.J.; SPIELMAN, S.R.; HOROWITZ, L.N.; MORAN, N.A.; FALCONE, R.A.; HARKEN, A.A. e JOSEPHSON, M.E., (1983), "Relation between late potentials on the body surface and directly recorded fragmented electrocardiograms in patients with ventricular tachycardia", Am.J.Cardiol, 51:105.

SIMSON, M.B.; KINDWALL, E.; BUXTON, A.E. e JOSEPHSON, M.E., (1987), "Signal averaging of the ECG in the management of patients with ventricular tachycardia. Prediction of antiarrhythmic drug efficacy", in BRUGADA, P., WELLES, H.J.J., "Cardiac arrhythmias: where to go from here?", New York, Futura Pub.Co.

VLAY, S.C., (1988), "Principles of basic Electrophysiology", in VLAY, S.C., Manual of Cardiac Arrhythmias, Boston, Little, Brown and Company.

WEBSTER, J.G., (1978), "Medical instrumentation, application and design", Boston, Houghton Mifflin Company.

APÊNDICE A1 - AMPLIFICADOR E PLACA DE CONVERSÃO A/D.

AMPLIFICADOR:

A figura A1.1 ilustra o diagrama elétrico do amplificador projetado. No bloco (A), os amplificadores de entrada (U1 e U2) são do tipo CMOS (consumo $< 10 \mu W$, corrente de polarização $< 1 \text{ pA}$, e alta impedância de entrada $Z = 10^{12} \Omega$) (Intersil, 1982). Na etapa diferencial utilizou-se um amplificador (U3) (National, 1980) com alta rejeição de modo comum (LM 750, CMRR = 120 dB). Com um ganho de 650 vezes e faixa passante de 0,5 a 250 Hz (figura A2.2) este estágio permite uma amplificação adequada do sinal de interesse (60 a 150 Hz) (Webster, 1978). O conector CN1 permite a entrada dos sinais captados nos três canais de amplificação (X, Y e Z). Em seguida, no bloco (B), um filtro "notch" de 60 Hz com atenuação de 20 dB minimiza as interferências da rede elétrica (Malvino, 1986). A frequência de corte (60 Hz) é ajustada pelo "trimpot" (U4A) (Marques & Bassani, 1989). Para o isolamento elétrico do estágio pré-amplificador e o sistema de processamento, a saída do filtro "notch" foi conectada ao estágio seguinte (bloco D) por meio de um acoplador óptico (4N25, tensão de isolamento 3,5 KV, resposta em frequência acima de 1 KHz) (Texas, 1978). Um amplificador com ganho variável (U5) equaliza a tensão de saída do instrumento com a tensão de entrada ($\pm 5V$) da placa de conversão A/D do sistema de processamento. Foram introduzidos dois estágios adicionais no circuito para auxílio da captação: (1) para a melhoria de rejeição de modo comum (CMRR) do sistema foi introduzido um circuito de realimentação ativa composto pelo op-amp. U6A (Galván, 1981) (bloco C) e (2) para obtenção de pulso de sincronismo e sinalização visual a cada batimento cardíaco foi introduzido um circuito detector/comparador constituído pelo transistor NPN BC 547 e um duplo monostável CD 4098 (Texas, 1976; Berlin, 1981). Os blocos (C) e (E) estão presentes apenas no canal Z (Alcocer & Bassani, 1990). O protótipo final foi construído com técnicas de blindagem nas placas do circuito impresso, diminuindo as interferências eletromagnéticas e compactando o circuito completo. A alimentação dos blocos (A), (B) e (C) foi feita por baterias comuns (8 x 1.5V, tamanho AA) e os blocos (D) e (E) por

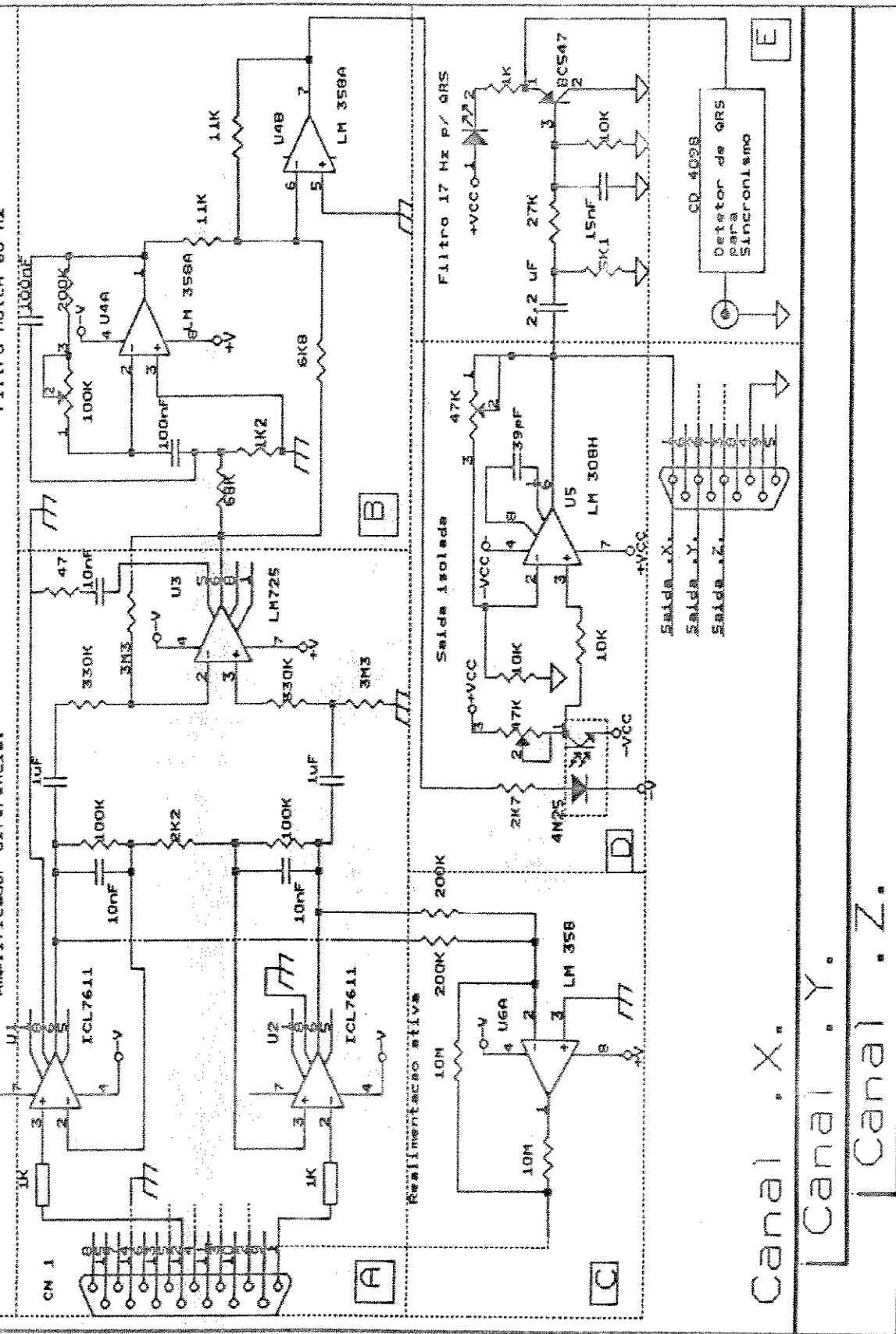


Figura A1.1- Diagrama do circuito elétrico do amplificador de ECG desenvolvido. Observa-se a etapa de amplificação diferencial (A), o filtro notch de 60 Hz (B), a etapa de isolamento óptica (C), a realimentação ativa (D) e a etapa de detecção de QRS (E) como acessório.

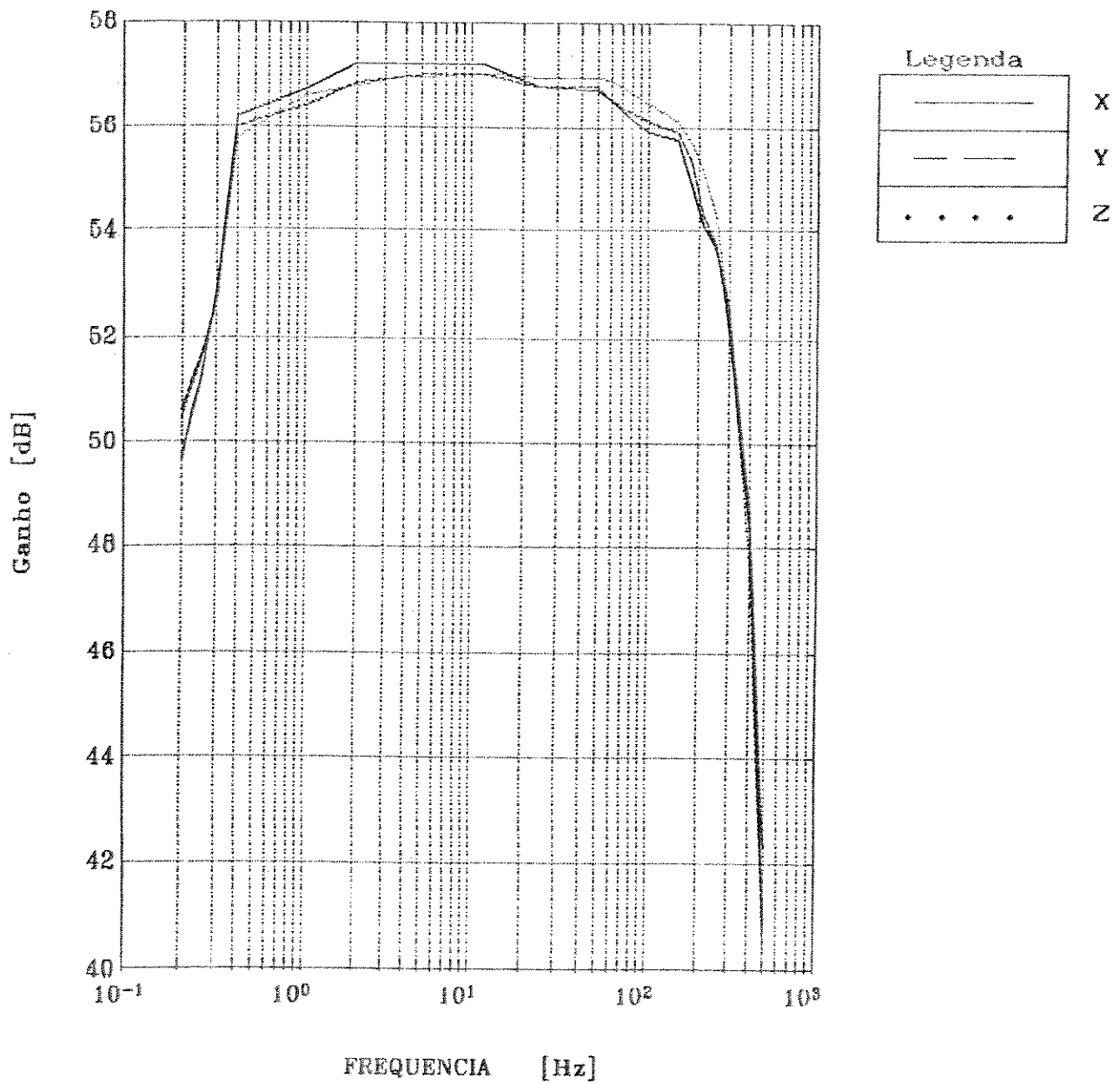


Figura A1.2 - Resposta em frequência dos canais X, Y, Z. Observa-se a faixa de 0.5 a 250 Hz entre 54 a 57 dB (medidas realizadas no estágio de preamplificação).

baterias alcalinas (9 V). Um amplificador semelhante foi construído para cada uma das três derivações bipolares ortogonais X, Y e Z.

PLACA DE CONVERSÃO ANALÓGICA-DIGITAL:

A placa de conversão A/D utilizada (CAD 10/26 - Lynx Tecnologia Eletrônica) está dividida em quatro partes (figura A3.3):

- Controle / Interfaceamento;
- Seletor de Canais / Conversor A/D;
- Conversor D/A ¹;
- Temporizador.

O controle e interfaceamento da placa com o microcomputador é feito por escrita e leitura de bytes em 8 endereços contíguos da área de E/S (Entrada e Saída) do microcomputador. O endereço inicial da região ocupada pela placa é denominado "Endereço Base"(E.B.). Seu valor padrão é 720 (decimal) ou 02d0 (hexadecimal) e pode ser redefinido por meio de uma chave seletora tipo "dip-switch" antes da instalação da placa. No presente trabalho utilizou-se o E.B. padrão já fornecido pelo fabricante, i.e. 720 (decimal). A partir do E.B. tem-se:

Contador 0	-----E.B. + 0	⇒ 720
Contador 1	-----E.B. + 1	⇒ 721
Contador 2	-----E.B. + 2	⇒ 722
Controle temporizador	-----E.B. + 3	⇒ 723
Byte A do conversor A/D	---E.B. + 4	⇒ 724
Byte B do conversor A/D	---E.B. + 5	⇒ 725
Registrador de modo/DMA	---E.B. + 6	⇒ 726
Seletor de canais	-----E.B. + 7	⇒ 727

¹ Devido a sua aplicação neste trabalho, não foi utilizada a etapa de conversão Digital-Analógica .

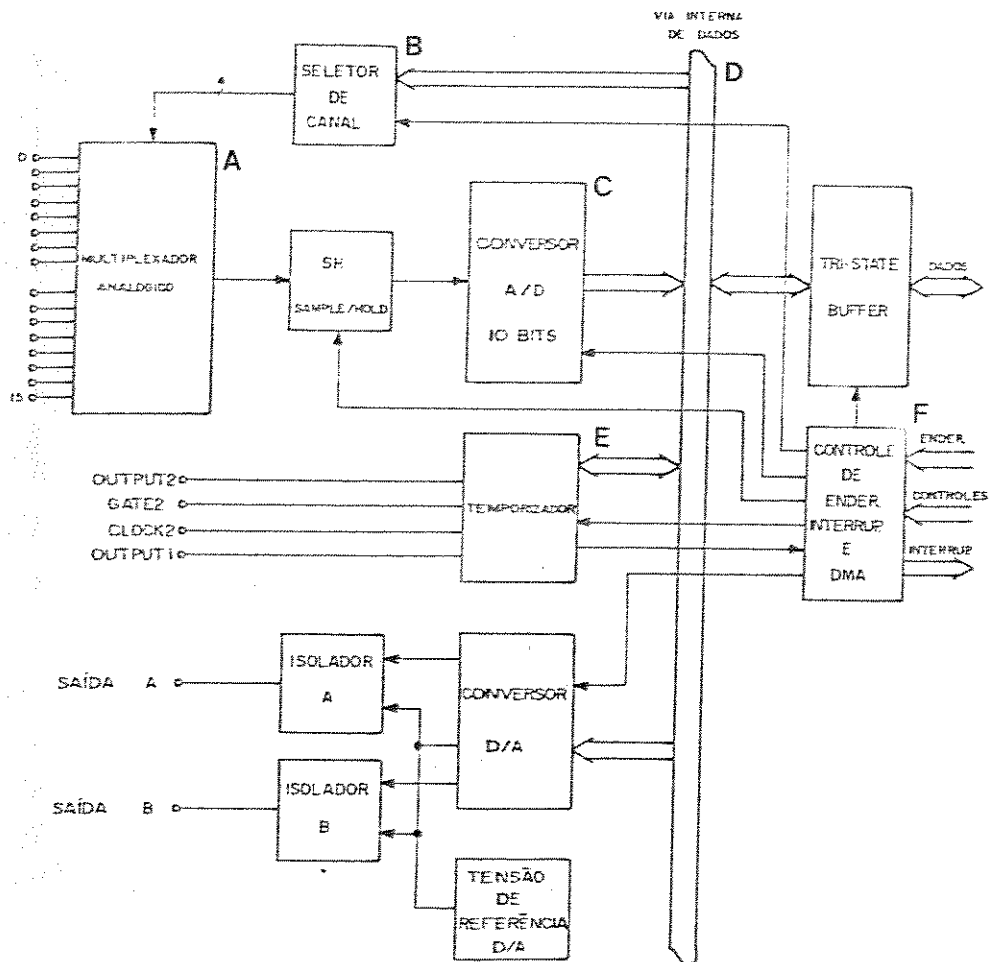


Figura A1.3- Diagrama em blocos do circuito da placa de conversão analógica-digital. É apresentado em (A) o multiplexador analógico, em (B) o seletor de canal, em (C) o conversor A/D, em (D) a via interna de dados, em (E) o temporizador e em (F) o controle de endereços, interrupções e acesso direto à memória (DMA) (reproduzido com autorização da Lynx Tecnologia Eletrônica)

Para a utilização dos canais do multiplexador analógico (A), deve ser escrito um byte no seletor de canal (B) antes do início da conversão. O seletor de canal é formado por um registrador de 4 bits (RC) que armazena o último canal a ser lido (de 0 a 15) e um contador de 4 bits (CC) que contém o número do canal a ser convertido (0-15). O registrador RC e o contador CC podem ser utilizados pela escrita de um byte no seletor de canal com a seguinte configuração de bits:

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
RC3	RC2	RC1	RC0	CC3	CC2	CC1	CC0

CC0 - CC3 = contador de canal

RC0 - RC3 = registrador de canal

Exemplo: para início de conversão no canal 0 e término no canal 2, deve ser escrito 20 (hexadecimal) no seletor de canal.

A amostragem do sinal é feita em 3 microsegundos e fica analógicamente retida por 20 microsegundos (tempo típico). O resultado da conversão (C), com resolução de 10 bits (1024 níveis de digitalização) é apresentado na forma de 2 bytes (byte A e byte B) na via interna de dados (D). O formato dos bytes A e B é descrito abaixo:

byte A →	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
byte B →	-	-	-	S	-	-	D9	D8

O bit de "status" (D4 do byte B) indica o término de conversão dos bytes A e B (D4 = 1, conversão terminada).

O temporizador (E) que é utilizado para acionamento dos dispositivos internos, conversão de sinais e interrupções (F), opera em 6 modos diferentes, selecionados por escrita de palavra de controle (vide Lynx, 1987). O temporizador utilizado é o CI 8253 da INTEL que possui 3 contadores independentes. A definição do contador a ser utilizado, da operação a ser realizada, da forma de contagem e do modo de operação destes contadores é feita

por meio de escrita de um byte no registrador de controle do temporizador (endereço = 723). O byte a ser escrito tem a seguinte configuração de bits:

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
SC1	SC0	RL1	RL0	M2	M1	M0	BCD

SC0 - SC1 = seleção do contador (0 a 3)

RL0 - RL1 = operação00 ⇒ armazena valor do contador
01 ⇒ lê o byte menos significativo
10 ⇒ lê o byte mais significativo
11 ⇒ lê o byte menos significativo.
e depois o mais significativo

M0 - M2 = modo de operação...000 ⇒ interrupção após contagem
001 ⇒ monoestável programado
010 ⇒ gerador de pulsos programável
011 ⇒ gerador de onda quadrada
100 ⇒ pulso disparado por programa
101 ⇒ pulso disparado por "gate"

BCD = forma de contagem.....0 ⇒ contador binário de 16 bits
1 ⇒ contador BCD de 4 dígitos

No presente trabalho foram utilizados: contador 2, operação 3, modo 2, contagem binária. Palavra de controle = B4 (hexadecimal) (vide maiores detalhes e cartas de tempo em Lynx, 1987, pp. 1-8 a 1-13)

Todo este procedimento de seleção e controle pode ser feito por linguagem de programação (PASCAL, BASIC, C) que tenha acesso a esses endereços básicos de E/S do microcomputador PC-XT ou AT.

Segue-se um exemplo de programação em BASIC da utilização da placa A/D para leitura e transferência de 4096 bytes por DMA ("Direct Memory Access"), utilizando-se os canais 0,1 e 2, sendo

que estes bytes devem ser transferidos para a página 2 da memória (2000:0000). O período de aquisição entre cada canal deve ser de 333 μ s. O microcomputador utilizado opera com frequência de 4,77 MHz no pino B20 do conector de expansão. Com estes dados tem-se:

- valor de contagem do temporizador..... \rightarrow
 $333 \times 4,77 / 4 \cong 193$ (hexa)
- palavra de controle para o contador 2 \rightarrow B4 (hexa)
- valor inicial do seletor de canal..... \rightarrow 20 (hexa)
- valor de contagem de bytes convertidos \rightarrow *
 $2 \times 4096 = 1FFF$ (hexa)
- valor para registrador de página..... \rightarrow 02 (hexa) *
- valor de início de endereço na página. \rightarrow 00 (hexa) *
- palavra de controle de modo de DMA.... \rightarrow 45 (hexa) *
- palavra para habilitar requisições.... \rightarrow 01 (hexa) *

* registradores da placa associados a cada canal de DMA do CI 8237 da INTEL (vide detalhes em Lynx, 1987, pp. 4-15 a 4-18).

Programa:

```

DEF SEG = &H2000          -define área de memória do BASIC
OUT 726, &H0             -registador de modo = 0
OUT 723, &B4            -contador 2 no modo 2
OUT 11, &45             -programa no modo DMA
OUT 12, &H0             -sincroniza escrita
OUT 2, &H0              -endereço inicial (LSB)
OUT 2, &H0              -endereço inicial (MSB)
OUT 3, &HFF             -contador de bytes (LSB)
OUT 3, &H1F             -contador de bytes (MSB)
OUT 131, &H2            -página 2
OUT 10, &H1             -habilita canal 1 do DMA.
OUT 727, &H20           -prepara seletor de canal
OUT 726, &H1            -CAD 10/26 no modo DMA
OUT 722, &H93           -contador 2 (LSB)
OUT 722, &H01           -contador 2 (MSB), e disparo do processo

```

```

STAT:
X = INP(8)           -lê estado do DMA
IF (X AND &H2) <> 2 THEN GOTO STAT
OUT 726, &H0        -retira CAD 10/26 do modo DMA
FOR CANAL = 0 TO 2
  FOR I = 0 TO 4096 STEP 2
    PRINT PEEK(I) + (PEEK(I+1) AND &H03) * 256
      (concatenação dos bytes A e B)
  NEXT I
NEXT CANAL
END

```

Todo acesso externo à placa é feito pelo conector tipo DB-25, macho situado na parte traseira da placa. A figura A1.4 ilustra a correspondência entre os pinos do conector e os sinais acessados.

Pino	Sinal
01	OUT 1
02	SAIDA D/A DO CANAL B
03	SAIDA D/A DO CANAL A
04	TERRA DIGITAL
05	TERRA ANALÓGICO
06	CANAL 00
07	CANAL 01
08	CANAL 02
09	CANAL 03
10	CANAL 04
11	CANAL 05
12	CANAL 06
13	CANAL 07
17	TERRA ANALÓGICO
18	CANAL 15
19	CANAL 14
20	CANAL 13
21	CANAL 12
22	CANAL 11
23	CANAL 10
24	CANAL 09
25	CANAL 08

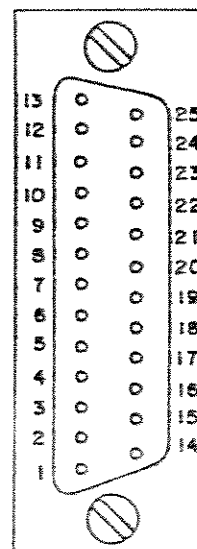


Figura A1.4- Correspondência entre os sinais da placa A/D e os pinos no conector de saída DB-25. (reproduzido com autorização da Lynx Tecnologia Eletrônica Ltda.)

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALCOCER & BASSANI, (1990), "Potenciais Tardios Ventriculares : um sistema de amplificação", Anais do II Congresso Português, Aveiro, Portugal, pp.2.3.1 - 2.3.4
- BERLIN, H.M., (1981), "Design of Active Filters with experiments", 1ed., Indianapolis, Indiana. Blacksburg.
- GALVAN J., & PALLÁS, R., (1981), " Realimentacion Activa en Electrocardiografia", Mundo electrónico, 104:51-59.
- INTERSIL , "Handbook of electronic components", 1982
- LYNX TECNOLOGIA ELETRÔNICA LTDA., (1987), "Manual do usuário e de referência", Lynx, São Paulo
- MARQUES , J.L.B. & BASSANI, J.W.M., (1989), "Metodologia e Instrumentação para Determinação do Tempo de Recuperação do Nódulo Sinusal In-Vitro", Tese de Mestrado da Faculdade de Engenharia Elétrica - Unicamp.
- MALVINO, A.P., (1986), "Eletrônica", vol.I, São Paulo, McGraw-Hill.
- NATIONAL SEMICONDUCTOR CO., (1980), "Linear ICs for consumer applications"
- NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION, (1982), "Linear Databook", California.
- TEXAS INSTRUMENTS INCO., (1976), "The TTL Data Book for design engineers", 2ed., Dallas, Texas.
- TEXAS INSTRUMENTS INCO., (1978), "The Optoelectronics Data Book for design engineers", 5ed., Dallas, Texas.
- WEBSTER J.G., (1978), "Medical instrumentation, application and design" , Houghton Mifflin Company, Boston.

APÊNDICE A2 - TÉCNICA DE PROJETO DE FILTROS DIGITAIS

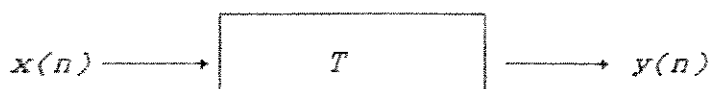
DEFINIÇÕES PRELIMINARES:

O filtro digital é um sistema discretizado no tempo, linear e invariante a deslocamento que é processado usando aritmética de precisão finita. O projeto de filtros digitais envolve três passos: (1) a especificação das propriedades do sistema; (2) a aproximação destas especificações usando um sistema discreto; e (3) a realização do sistema usando aritmética de precisão finita.

Um sistema discretizado pode ser definido matematicamente como uma transformação única de uma sequência de entrada $x(n)$ para uma sequência de saída $y(n)$. Isto é representado por :

$$y(n) = T . [x(n)]$$

ou graficamente,



onde n = índice das sequências numéricas de entrada e saída

Um sistema linear pode ser definido como aquele que obedece ao princípio da superposição. Se $y_1(n)$ e $y_2(n)$ são (n) respostas quando $x_1(n)$ e $x_2(n)$ são respectivas entradas, então um sistema é considerado linear se e somente se,

$$\begin{aligned} T [ax_1(n) + bx_2(n)] &= aT [x_1(n)] + bT [x_2(n)] = \\ &= ay_1(n) + by_2(n) \end{aligned} \quad (A2.1)$$

para as constantes arbitrárias a e b .

Um sistema invariante a deslocamento é caracterizado pela propriedade de que se $y(n)$ é a resposta a $x(n)$, então $y(n-k)$ é a resposta a $x(n-k)$ onde k é um inteiro positivo ou negativo. Quando o índice n é associado com o tempo, a invariância a deslocamento corresponde a invariância no tempo ¹.

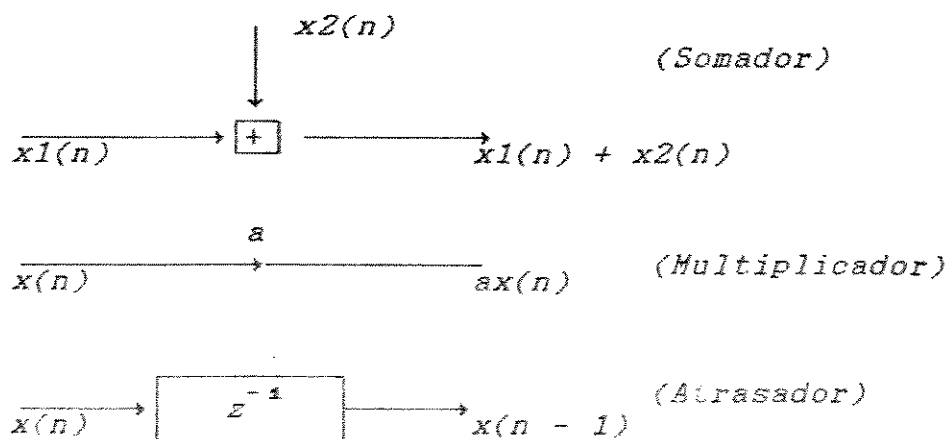
¹-Para um estudo mais aprofundado sobre o assunto recomenda-se os livros "Digital Signal Processing", Oppenheim & Schaffer, 1975 e "Digital Processing of Signals", Gold & Rader, 1969.

REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DO FLUXO DE SINAIS EM UMA REDE DIGITAL

Normalmente os filtros digitais e analógicos são projetados de acordo com a especificação dada no domínio da frequência, tais como filtros seletivos passa-altas, passa-baixas ou passa-banda. Essas frequências normalmente são dadas em Hertz (Hz) (analógico) e/ou em radianos (digital).

A realização de um filtro digital requer que os valores anteriores da saída, da entrada e das sequências intermediárias sejam armazenados, implicando em memória para armazenamento temporário destes valores. Os filtros digitais podem ser implementados usando-se registradores de memória ou a própria memória de um computador genérico, ou utilizando-se de construções especiais em hardware para armazenamento e processamento dos dados.

Os elementos básicos para a implementação de um filtro digital são um "Somador", um "Atrasador" e um "Multiplicador de Constantes" mostrados na figura A2.1.



onde

$x(n)$ = sequência de entrada $y(n)$ = sequência de saída

a = constante

z^{-1} = atraso do sinal (armazenamento temporário)

Figura A2.1 - Símbolos em diagramas de blocos de elementos básicos para uma rede digital

Como um exemplo da representação de uma equação de diferenças usando-se destes elementos, considere a equação de segunda ordem :

$$y(n) = a_1 y(n - 1) + a_2 y(n - 2) + b x(n) \quad (A2.2)$$

bn, an = constantes

A rede digital correspondente à equação (A2.2) é ilustrada na figura A2.2

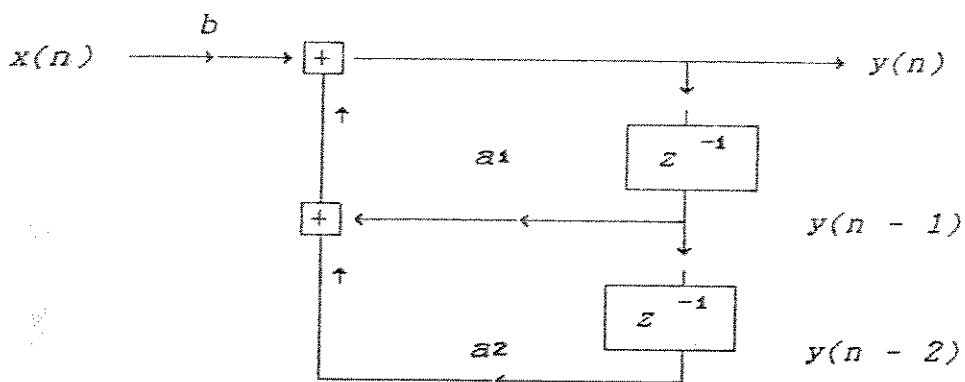


Figura A2.2 - Exemplo de uma rede digital implementando a equação (A2.2).

Considera-se em geral, a seguinte equação como sendo representativa de uma transformação relacionando a entrada com a saída para valores discretos no tempo:

$$H(z) = \frac{\left[\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k} \right]}{\left[1 - \sum_{k=1}^N a_k \cdot z^{-k} \right]} = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (A2.3)$$

onde $Y(z)$ = saída $X(z)$ = entrada
 $H(z)$ = transformação linear
 a_k, b_k = índices dos multiplicadores de constantes
 z^{-k} = atrasadores
 M, N = quantidade de somadores

A partir da equação (A2.3), a relação existente entre $Y(z)$ e $y(n)$ (equação (A2.2)) pode ser obtida:

$$Y(z) \cdot \left[1 - \sum_{k=1}^N a_k \cdot z^{-k} \right] = X(z) \cdot \left[\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k} \right]$$

$$Y(z) = X(z) \cdot \left[\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k} \right] + Y(z) \cdot \left[\sum_{k=1}^N a_k \cdot z^{-k} \right]$$

usando-se $(z^{-k}) = (n - k)$ como o atrasador utilizado na equação (A2.2), tem-se:

$$Y(z^{-k}) = y(n - k) \quad (A2.4)$$

e assim,

$$y(n) = \left[\sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n - K) \right] + \left[\sum_{k=1}^N a_k \cdot y(n - K) \right] \quad (A2.5)$$

A aproximação tradicional para o projeto de filtros digitais envolve a transformação de um filtro analógico em um filtro digital, correspondendo com as especificações dadas. Isto é razoável pelas seguintes razões:

(1) A arte de projetos de filtros analógicos está altamente avançada, e resultados excelentes têm sido obtidos, portanto é vantajoso utilizar-se de procedimentos de projetos já desenvolvidos para filtros analógicos;

(2) A maioria dos filtros analógicos de grande utilização têm fórmulas projetadas fechadas relativamente simples, que para a utilização em métodos digitais seriam simples de implementar;

(3) Em muitas aplicações é interessante usar filtros digitais para a simulação do desempenho de um filtro analógico linear e invariante no tempo.

Dos projetos de filtros analógicos, obtém-se uma equação de transferência do tipo :

$$H_a(s) = \frac{Y_a(s)}{X_a(s)} \quad (A2.6)$$

onde $S = j\omega$, e $Y_a(s)$ e $X_a(s)$ representam respectivamente as transformações de Laplace para a saída e entrada do sistema.

O núcleo principal de todo o projeto de filtros digitais está em transformar a equação (A2.6) do plano Laplaciano para a equação (A2.5) no plano Z (círculo unitário de números complexos), observando-se a frequência de amostragem. Atualmente isto é efetuado por meio de vários algoritmos computacionais, como por exemplo a solução de equações diferenciais ou por meio de transformação bilinear (integração das equações diferenciais e uso de aproximação numérica para a resolução da integral).

A frequência de amostragem é o parâmetro fundamental no projeto de filtros digitais, uma vez que todas as características do filtro analógico no plano S devem ser mapeadas no plano Z, e isto só ocorrerá se e somente se a frequência de amostragem for previamente definida.

Os tipos de filtros podem ser classificados de acordo com as características das faixas de passagem e faixas de rejeição. Existem basicamente 3 tipos de filtros que utilizam da transformação analógica-digital: Butterworth, Chebyshev e Elíptico. O filtro Butterworth é definido como o de maior estabilidade na faixa de passagem, mas o de menor decaimento para a faixa de rejeição. O filtro de Chebyshev tem a propriedade de ser oscilatório ("equiripple") na faixa de passagem e monotônico na faixa de rejeição ou vice-versa. O filtro Elíptico tem a oscilação na faixa de passagem e na faixa de rejeição, mas é o de maior seletividade em termos de corte de frequências (Serra, 1983).

Nas equações de filtros analógicos, a seletividade do filtro projetado é uma função da quantidade de "polos" ou "zeros" que satisfaçam a equação de transferência. Quanto maior o número de "polos" e "zeros" melhor será a seletividade do filtro, porém com

um gasto adicional de cálculos ou circuitos para a sua implementação. A quantidade de "polos" define a ordem do filtro, i.e., filtros de 2a. ordem têm dois pares de polos, 3a. ordem, 3 pares de polos e assim sucessivamente. Para os filtros digitais a ordem de seletividade é expressa em função dos "polos" da equação de transferência $H(z)$.

Para exemplificar, considere-se os seguintes parâmetros desejados para o projeto de um filtro digital Butterworth de 2a. ordem:

Bandá passante : 25-250 Hz
 Ordem : 2a. ordem
 Frequência de amostragem : 1 KHz

Com essas informações, primeiramente deve-se transformar as frequências de corte de Hertz para radianos. Sendo a frequência de amostragem de 1000 pontos por segundo, isto significa que o sinal analógico será amostrado 1000 vezes nos 2π radianos do plano Z, o que pode ser mostrado a seguir através da igualdade entre os planos S e Z:

$$H(z) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} H\left(s + j \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot k\right) \quad (A2.7)$$

T = período de amostragem

K = domínio do plano S

A equação (A2.7) mostra que o plano Z é mapeado integralmente a partir de faixas de $2\pi/T$ do plano S, ou seja, a frequência de amostragem utilizada equivale a 2π radianos do círculo unitário no plano Z. Assim no exemplo acima, as frequências de corte em Hertz podem ser transformadas em radianos de acordo com a frequência de amostragem utilizada:

$$\frac{25 \text{ Hz}}{1000 \text{ Hz}} = 0.025 \text{ radianos} \quad \text{e} \quad \frac{250 \text{ Hz}}{1000 \text{ Hz}} = 0.25 \text{ radianos}$$

Cada tipo de filtro (Butterworth, Chebyshev, Elíptico entre outros) tem sua equação típica no plano S (Rabiner & Gold, 1975; Papoulis, 1977) e no caso do filtro Butterworth do exemplo citado tem-se:

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + (j\Omega / j\Omega_c)^{2N}} \quad (A2.8)$$

N = ordem do filtro

Ω = frequência genérica do plano S

Ω_c = frequência de corte desejada

Utilizando-se a equação (A2.8), e realizando a transformação analógica-digital por um dos métodos existentes (invariância ao impulso, transformação bilinear ou resolução de equações diferenciais) obtém-se os coeficientes (a) e (b) de H(z), da equação (A2.3). (Vide maiores detalhes em Oppenheim & Schaffer, 1975, pp. 211-230).

Assim, com os parâmetros do exemplo citado obtém-se:

$$H(z) = \frac{0,2483 - 0,4967.z^{-2} + 0,2483.z^{-4}}{1 - 1,8655.z^{-1} + 1,1766.z^{-2} - 0,4607.z^{-3} + 0,1776.z^{-4}}$$

e pela igualdade da equação (A2.4) tem-se:

$$\frac{y(n)}{x(n)} = \frac{0,2483.x(n) - 0,4967.x(n-2) + 0,2483.x(n-4)}{1 - 1,8655.y(n-1) + 1,1766.y(n-2) - 0,4607.y(n-3) + 0,1776.y(n-4)}$$

$$y(n) = 0,2483.x(n) - 0,4967.x(n-2) + 0,2483.x(n-4) + 1,8655.y(n-1) - 1,1766.y(n-2) + 0,4607.y(n-3) - 0,1776.y(n-4) \quad (A2.9)$$

Pela equação (A2.9) pode-se implementar o filtro em um computador utilizando-se de adições e multiplicações sucessivas com os valores de x(n) e y(n) armazenados em cada etapa, obtendo-se um filtro passa-banda de 25-250 Hz para a frequência de amostragem de 1 Khz, conforme representado a seguir por uma rotina em linguagem BASIC:

-----ROTINA EM BASIC PARA FILTRAGEM DIGITAL-----

SUB FILTRO

DIM Filt(2000), X(100) -dimensionamento da área de memória
DEF SEG = &H8000 -define página de memória onde está o
-sinal já digitalizado
NAM = 2000 -número de pontos a serem filtrados
n = 4 -índice das sequências de entrada/saída
FOR J = 4 TO NAM STEP 2
Byte% = PEEK(J) + (PEEK(J + 1) AND 3) * 256 -lê dois bytes
X(n) = Byte% -armazena os bytes na sequência X(n)

Filt(n) = 0,2483 * X(n) - 0,4967 * X(n-2) + 0,2483 * X(n-4) +
1,8655 * Filt(n-1) - 1,1766 * Filt(n-2) + 0,4607 *
Filt(n-3) - 0,1776 * Filt(n-4)
-realiza o cálculo da equação (A2.9)
INCR n, 1 -incrementa índice
NEXT J
END SUB

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- GOLD, B., & RADER, C.M., (1969), "Digital processing of signals", McGraw-Hill Co., New York.
- OPPENHEIM A.V., & SCHAFER, R.W., (1975), "Digital signal processing", New Jersey, Prentice-Hall.
- PAPOULIS, A., (1977), "Signal analysis", McGraw-Hill Co., Tokyo.
- RABINER, L.R., & GOLD, B., (1975), "Theory and application of digital signal processing", Prentice Hall, Inc., N.Jersey.
- SERRA, C.P., (1983), "Teoria e projeto de filtros", Cartgraf, Campinas.

APÊNDICE A3 - MÉTODO COMPUTACIONAL PARA CÁLCULO DA FFT.

DEFINIÇÕES PRELIMINARES:

Toda sequência periódica de números finitos, com período N , pode ser representada em termos da série de Fourier (uma soma de sequências de senos e cossenos ou sequências de exponenciais complexas equivalentes), com frequências que são múltiplos inteiros da frequência fundamental $2\pi / N$ associada com a sequência periódica. Existem apenas N exponenciais complexas distintas que têm um período que é um sub-múltiplo inteiro do período fundamental N . A exponencial complexa é representada por:

$$e_k(n) = e^{-j(2\pi/N) \cdot nk} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (A3.1)$$

Os coeficientes da série de Fourier podem ser interpretados como uma sequência finita para $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$, ou mais convenientemente como uma sequência periódica obtidos pela equação :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j(2\pi/N) \cdot nk} \quad (A3.2)$$

Para conveniência de notação, define-se W_N como sendo:

$$W_N = e^{-j(2\pi/N)} \quad (A3.3)$$

e a equação (A3.2) fica :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{nk} \quad (A3.4)$$

onde tanto $x(n)$ como W_N podem ser números complexos e portanto a sequência $X(k)$ pode ser reescrita na forma :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{Re}[x(n)] \cdot \text{Re}[W_N^{nk}] - \text{Im}[x(n)] \cdot \text{Im}[W_N^{nk}] + \\ j(\text{Re}[x(n)] \cdot \text{Im}[W_N^{nk}] + \text{Im}[x(n)] \cdot \text{Re}[W_N^{nk}]) \}$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (A3.5)$$

As equações (A3.4) ou (A3.5) definem a Transformada Discreta de Fourier, ou DFT, que envolve $4N^2$ multiplicações reais e $N(4N - 2)$ adições reais, totalizando $(8N^2 - 2N)$ operações. A implementação computacional desta equação torna-se árdua e os cálculos extremamente demorados. Porém se forem observadas duas propriedades de W_N^{nk} uma sensível melhora na eficiência de cálculos pode ser introduzida. As propriedades são:

$$1. W_N^{k(N-n)} = (W_N^{nk})^* \quad (* = \text{Real} > 0)$$

$$2. W_N^{(nk)} = W_N^{k(n+N)} = W_N^{(k+N)n}$$

A primeira propriedade refere-se à simetria das funções seno e cosseno, e a segunda à periodicidade da sequência complexa W_N^{nk} (Oppenheim & Schaffer, 1975). Com essas propriedades, uma enorme quantidade de algoritmos computacionais foram estudados visando a redução da quantidade de cálculos empregados. Cooley e Tukey, (1965), desenvolveram um algoritmo para a computação da DFT que é aplicado quando (N) é o produto de dois ou mais inteiros, passando a chamar-se de Transformada Rápida de Fourier ou simplesmente FFT ("Fast Fourier Transform").

Todos os algoritmos de FFT implementados posteriormente reduziram a quantidade de cálculos para $N \cdot \log_2(N)$, i.e., uma redução altamente significativa sob o ponto de vista computacional (Singleton, 1967). Um destes algoritmos decompõe a DFT em sucessivas DFTs menores, explorando ambas as propriedades de simetria e periodicidade da exponencial complexa W_N^{nk} . Em particular estes algoritmos são chamados de algoritmos de decimação-no-tempo, e convenientemente demonstrados considerando-se o caso especial em que N seja uma potência inteira múltipla de 2, i.e., $N = 2^m$ (Oppenheim & Schaffer, 1975; Gold & Rader, 1969).

Sendo N um inteiro par pode-se considerar a sequência $x(n)$ composta por uma sequência de coeficientes pares somada a uma sequência de coeficientes ímpares, obtendo-se:

$$X(k) = \sum_{n \text{ par}} x(n) \cdot W_N^{nk} + \sum_{n \text{ impar}} x(n) \cdot W_N^{nk} \quad (A3.6)$$

Substituindo-se ($n = 2r$) para n par e ($n = 2r+1$) para n ímpar tem-se:

$$X(k) = \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r) \cdot (WN^2)^{rk} + WN^k \cdot \sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r+1) \cdot (WN^2)^{rk} \quad (A3.7)$$

Mas se $WN^2 = e^{-2j(2\pi/N)} = e^{-j2\pi(N/2)} = WN/2$, então a equação (A3.7) pode ser reescrita como :

$$X(k) = \left[\sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r) \cdot WN/2^{rk} \right] + WN^k \cdot \left[\sum_{r=0}^{(N/2)-1} x(2r+1) \cdot WN/2^{rk} \right] \quad (A3.8)$$

Chamando o 1o. termo da equação (A3.8) de $G(k)$ e o 2o. termo de $H(k)$, tem-se que:

$$X(k) = [G(k)] + WN^k \cdot [H(k)] \quad (A3.9)$$

A equação (A3.9) pode ser representada graficamente, como é exemplificado na figura (A3.1) para uma sequência de 8 pontos.

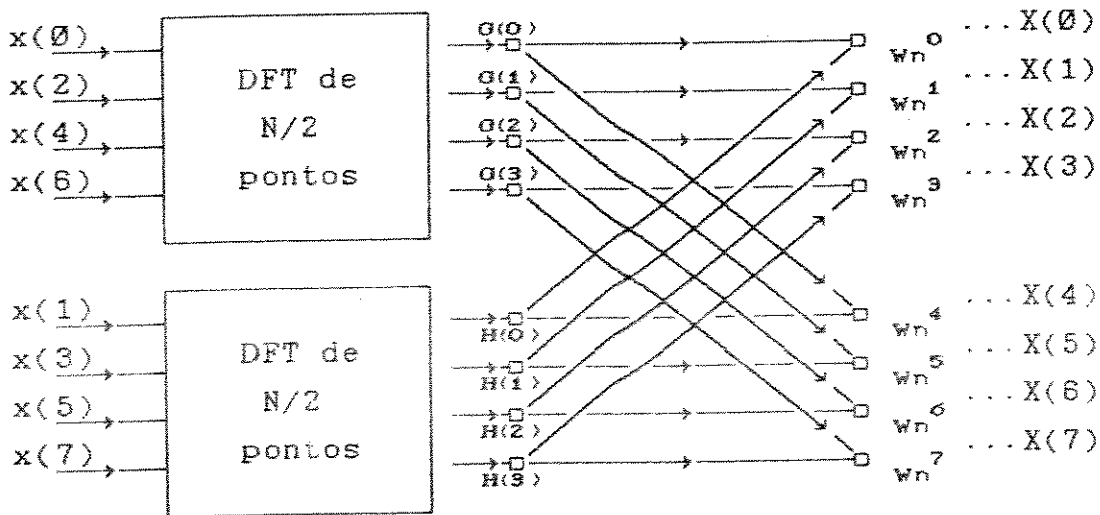


Figura (A3.1) - Gráfico de fluxo da decomposição pelo processo de decimação-no-tempo de uma DFT de N pontos em duas DFT de $N/2$ pontos. Deve ser observado que os símbolos (\square) representam uma soma de fatores (modificado de Oppenheim & Schaffer, 1975).

É fácil demonstrar que a equação (A3.9) terá $(N + 2N^2/2)$ multiplicações e adições complexas, e que para $N > 2$, as $(8N^2 - 2N)$ operações da DFT original, será maior que $(N + 2N^2/2)$ obtida.

No entanto, este resultado obtido não é $N \cdot \log_2(N)$ como foi descrito, mas se para uma sequência com número par de pontos esta divisão por 2 no número de pontos puder ser realizada até restarem 2 pontos para o cálculo da DFT, isto requer S estágios de computação, onde $S = \log_2(N)$. A cada divisão por 2 no número de pontos a serem calculados, tem-se $S \cdot N + 2 \cdot S \cdot (N / (2 \cdot S))^2$ multiplicações e adições complexas. Substituindo-se S por $\log_2(N)$, tem-se portanto após S estágios, $N \cdot \log_2(N)$ multiplicações e adições complexas a serem realizadas.

Observa-se na figura (A3.1) que os pontos da sequência numérica estão desordenados na entrada do sistema e que após os cálculos efetuados formam uma sequência ordenada na saída. O fato de iniciar os cálculos com uma sequência de entrada previamente desordenada torna-se altamente significativa quando se deseja utilizar o mesmo espaço de memória para calcular todos os pontos da sequência de saída, já ordenada. Este tipo de algoritmo é comumente chamado de "computação no local". A seguir mostra-se uma desordenação inicial para uma sequência de 8 pontos (levando-se em consideração os sucessivos estágios que ainda devem ser feitos na figura (A3.1)) e as respectivas posições ocupadas na saída do sistema.

$$\begin{array}{ll}
 x(0) \Rightarrow X(0) & \xrightarrow{\quad} \quad x(1) \Rightarrow X(4) \\
 x(4) \Rightarrow X(1) & \quad \quad \quad x(5) \Rightarrow X(5) \\
 x(2) \Rightarrow X(2) & \quad \quad \quad x(3) \Rightarrow X(6) \\
 x(6) \Rightarrow X(3) & \quad \quad \quad x(7) \Rightarrow X(7)
 \end{array} \quad (A3.10)$$

Considerando as mesmas posições em forma binária tem-se:

$$\begin{array}{ll}
 x(000) \Rightarrow X(000) & \xrightarrow{\quad} \quad x(001) \Rightarrow X(100) \\
 x(100) \Rightarrow X(001) & \quad \quad \quad x(101) \Rightarrow X(101) \\
 x(010) \Rightarrow X(010) & \quad \quad \quad x(011) \Rightarrow X(110) \\
 x(110) \Rightarrow X(011) & \quad \quad \quad x(111) \Rightarrow X(111)
 \end{array} \quad (A3.11)$$

Conforme pode ser observado na equação (A3.11) as posições na saída obedecem um padrão de inversão de bits, i.e., o número binário 001 torna-se 100, 011 torna-se 110 e assim sucessivamente. Esta técnica de inversão binária é chamada de "bit reverse" e deve ser usada na sequência de entrada para obter-se a saída já ordenada, ou vice-versa.

Existem outras técnicas alternativas de cálculo da FFT, como a decimação-na-frequência, cálculo para N qualquer, recorrência para o cálculo dos coeficientes W_N e até tabelas fixas de senos e cosenos diminuindo ao máximo o tempo gasto para computar todos os pontos da sequência estudada (Oppenheim & Schaffer, 1975; Papoulis, 1984).

A seguir é mostrado um algoritmo em BASIC que exemplifica os conceitos discutidos acima, e foi implementado como parte do sistema desenvolvido. Supõe-se que a sequência a ser transformada seja formada de números complexos [Xreal(), Ximag()], onde Ximag() inicialmente seja igual a zero e onde Nam seja o número de pontos da sequência.

-----Inicio da Procedure FFT -----

SUB FFT (Xreal(1), Ximag(1), Nam)

Pi = 4 * ATAN(1)

M = LOG2(Nam)

Nv2 = Nam / 2

J = 1

Algoritmo de "Bit reverse"

```

FOR I = 1 TO Nam - 1
  IF I >= J THEN GOTO 5
  Treal = Xreal(J)
  Timag = Ximag(J)
  Xreal(J) = Xreal(I)
  Xreal(I) = Treal
  Ximag(J) = Ximag(I)
  Ximag(I) = Timag
5   K = Nv2
6   IF K >= J THEN GOTO 7
   J = J - K
   K = K / 2
   GOTO 6
7   J = J + K
NEXT I

```

Cálculo dos coeficientes W_N

```

FOR L = 1 TO M
  Le = 2 ^ L
  Half = Le / 2
  Ureal = 1
  Uimag = 0
  Wreal = COS(Pi / Half)
  Wimag = -SIN(Pi / Half)

```

Mult. e Adição complexos

```

FOR J = 1 TO Half
  FOR I = J TO Nam STEP Le
    Ip = I + Half
    Treal = (Xreal(Ip) * Ureal) - (Ximag(Ip) * Uimag)
    Timag = (Xreal(Ip) * Uimag) + (Ximag(Ip) * Ureal)
    Xreal(Ip) = (Xreal(I) - Treal)
    Ximag(Ip) = (Ximag(I) - Timag)
    Xreal(I) = (Xreal(I) + Treal)
    Ximag(I) = (Ximag(I) + Timag)
  NEXT I
  Real = (Ureal * Wreal) - (Uimag * Wimag)
  Imag = (Ureal * Wimag) + (Wreal * Uimag)
  Ureal = Real
  Uimag = Imag
NEXT J
NEXT L

```

END SUB

Algoritmo A3.1 - Exemplo de Transformada Rápida de Fourier, usando técnica de decimação-no-tempo, para N inteiro múltiplo de 2 (modificado de Oppenheim & Schaffer, 1975).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- COOLEY, J.W. & TUKEY, J.W., (1965), "An algorithm for the machine calculation of complex Fourier Series", Math.Computation, 19:297-301
- GOLD, B. & RADER, C.M., (1969), "Digital processing of signals", McGraw-Hill Co., New York.
- OPPENHEIM, A.V. & SCHAFFER, R.W., (1975), "Digital signal processing", Prentice-Hall Inc., New Jersey
- PAPOULIS, A., (1977), "Signal analysis", McGraw-Hill, Tokyo
- SINGLETON, R.C., (1967), "A method for computing the Fast Fourier Transform with auxiliary memory and limited high-speed storage", IEEE Trans.Audio Electroac., AU-15, June, 91-97.