

ANDRÉ FÁBIO KOHN

SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E  
ANÁLISE ELETROCARDIOGRÁFICA,  
um mini-computador compartilhado entre vários hospitais

Dissertação de Mestrado apresentada à  
Escola Politécnica da Universidade de  
São Paulo, para obtenção do título de  
Mestre em Engenharia.

Área de Concentração: Engenharia de  
Eletricidade.

*Orientador:* Prof. Dr. Normonds Alens

SÃO PAULO  
1976

## AGRADECIMENTOS

Desejo registrar meus sinceros agradecimentos,

- ao Prof. Normonds Alens pela orientação, incentivo e amizade;
- ao Dr. Aroldo Miniti, ao Prof. Milton Abramovich e ao Dr. Osamu Butugan pelas idéias e incentivos iniciais;
- ao Dr. Ossamu Butugan, ao Dr. Edigar Rezende de Almeida, ao Dr. Pedro Luiz Mangabeira Albernaz e ao Dr. Yotaka Fukuda por facilitarem a realização das gravações e testes em pacientes;
- ao Dr. Pedro Luiz Mangabeira Albernaz e ao Dr. Rodrigo Spino-la pelas discussões e observações sobre eletrococleograma, audiometria de potenciais evocados e audiometria em geral;
- ao Dr. Olavo Marcondes Calasans pela paciência e boa vontade em ministrar aulas práticas de anatomia do ouvido, além das sugestões no tocante ao sub-capítulo de anatomia do ouvido - desta tese;
- ao Agrupamento de Tecnologia Ambiental do IPT pelo gentil empréstimo dos aparelhos para medição de pressão sonora, especialmente ao Eng. Flávio Pereira Lalli, que muito me auxiliou no levantamento dos dados de pressão sonora dos clics;
- aos Colegas do Laboratório de Comunicações, do Laboratório de Sistemas Digitais e do projeto Siscom, que me deram seu auxílio;
- ao Centro de Neuro-psicocirurgia do Hospital das Clínicas - (especialmente ao Dr. Núbio Negrão), onde tive os primeiros contatos com a área de neurofisiologia e neurologia (a partir do início de 1973), contatos estes que me despertaram o interesse para a área de engenharia bio-médica;
- ao Sr. Ricardo Harada pela realização de parte dos trabalhos técnicos;
- à Sra. Luzia do Carmo Namiki pela datilografia;
- ao Sr. Claudinei Aparecido Queiroz de Souza pela realização de grande parte dos desenhos;
- a todas as pessoas que me auxiliaram, mas não puderam ser aqui mencionadas por falta de espaço.

Este trabalho foi financiado em parte pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo.

## RESUMO

Propõe-se um sistema para processamento em um mini-computador, de sinais elétricos da cóclea gravados em fita magnética. As gravações são efetuadas nos hospitais, utilizando-se aparelhos de simples manuseio e de baixo custo. Obtém-se da dos que auxiliarão no diagnóstico de patologias do órgão da au dição.

Os instrumentos existentes para a realização da ele trococleografia são de manipulação complexa além de terem al to custo. O sistema proposto simplifica muito a operação do equipamento empregado nos hospitais, obtendo-se uma redução do custo global do exame.

No hospital, deve-se ter um circuito de controle, um gravador, um amplificador e um gerador de estímulos. No cen- tro de computação deve-se ter um mini-computador, outro grava- dor, filtros e uma interface de controle. Foram desenvolvidos no trabalho: o circuito de controle, os filtros, a interface - de controle e todos os programas responsáveis pelo processamen- to.

Atualmente, a eletrococleografia em todo o Brasil é realizada em apenas alguns centros hospitalares, devido aos fatores custo e complexidade de manuseio. Em vista dos bons resultados obtidos e do baixo custo do sistema proposto, con clui-se que, com o nosso método, poder-se-ia difundir a ele trococleografia para um grande número de centros hospitalares.

### ABSTRACT

A system is proposed that uses a minicomputer for the processing of electrical potentials from the cochlea. These signals are previously recorded on magnetic tape at hospitals, using simple and inexpensive equipment. The results obtained by the processing provide valuable data for the diagnosis of hearing disorders.

The available equipment for electrocochleography at the present time is rather complicated to use and very expensive. The proposed system eases the operation and has a low cost.

At the hospital, one must have a control circuit, a tape recorder, an amplifier and a sound stimulator. At the computing center one needs a minicomputer, another tape recorder, filters and a control interface. In this work were developed : the control circuit, the filters, the control interface and all programs used in the processing of the data.

Nowadays, the use of electrocochleography in Brasil is limited to a few medical centers, due to the cost and complexity of the equipment. It is hoped that the simpler system proposed here will contribute to a wider use of electrocochleography.



## GLOSSÁRIO E ABREVIATURAS

- Cóclea** - estrutura do ouvido interno onde se encontra o órgão responsável pela transdução mecano-elétrica da vibração sonora.
- Clic** - estímulo resultante da aplicação de uma onda retangular em um alto-falante (ou fone).
- Clic-filtrado** - estímulo aplicado no alto-falante, resultante da passagem de um pulso em um filtro passa-banda conveniente.
- Disacusia** - perda, em maior ou menor grau, da capacidade auditiva.
- Eletrococleografia** - método que consiste na captação e processamento de potenciais elétricos da cóclea disparados por estímulos sonoros breves e repetitivos. Após o processamento, por meio das formas de onda, dos parâmetros e dos gráficos, o médico especialista chega a um diagnóstico.
- Eletrococleograma** - a princípio se refere aos resultados gráficos e numéricos do exame eletrococleográfico, embora por vezes se use este termo para o próprio método.
- Latência** - tempo entre a aplicação do estímulo e o aparecimento da resposta (no caso de potencial de ação o aparecimento é caracterizado pelo valor de pico).
- Otologista** - médico especializado em problemas clínicos relacionados com o ouvido.
- Potencial de ação global** - potencial captado fora do nervo, resultante do disparo das inúmeras fibras nervosas do mesmo.
- Potencial microfônico** - potencial de origem nas células sensoriais (e não nas fibras nervosas) da cóclea.
- Promontório** - protuberância no ouvido médio correspondente a um trecho de parede óssea da espira basal da cóclea.
- Vias aferentes** - nervos (neurônios) que conduzem potenciais de ação no sentido do sistema nervoso central.

Vias eferentes - nervos (neurônios) que conduzem potenciais de ação a partir do sistema nervoso central.

"Bootstrap" - pequeno programa que é necessário se carregar - na memória vazia do computador, para poder se efetuar a leitura de uma fita com código objeto absoluto.

"Flutter" e "Wow" - variações na rotação do motor de um gravador (por exemplo), o "Wow" referindo-se a variações lentas.

"Jitter" - incerteza no instante de ocorrência de um certo evento (por exemplo um pulso ou uma senoide).

CCGS - circuito de controle e geração de sincronismo.

ECoG - eletrococleograma.

FC - frequência característica (de uma fibra nervosa).

PA - potencial de ação global.

PM - potencial microfônico.

PS - potencial de somação.

RMS - valor eficaz (valor quadrático médio).

TBG - gerador de base de tempo (interface do computador).

VCO - oscilador controlado por tensão.

## ÍNDICE

|   | pg. |
|---|-----|
| CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL .....                                       | 1   |
| CAPÍTULO II - NOÇÕES DE ANATOMIA E FISIOLOGIA DO ÓRGÃO DA AUDIÇÃO         |     |
| .II.1 - Síntese Anatômica do Órgão Vestíbulo -<br>-coclear                |     |
| -II.1.1 - Fundamentos genéricos .....                                     | 4   |
| -II.1.2 - Órgão vestibulo-coclear .....                                   | 7   |
| .II.2 - Síntese Fisiológica do Órgão da Audi-<br>ção                      |     |
| -II.2.1 - Definições e alguns dados preliminares                          | 17  |
| -II.2.2 - Potenciais de neurônios .....                                   | 19  |
| -II.2.3 - Orelha externa .....  | 24  |
| -II.2.4 - Orelha média .....  | 25  |
| -II.2.5 - Cóclea .....  | 28  |
| CAPÍTULO III- NOÇÕES DE AUDIOMETRIA                                       |     |
| .III.1 - Introdução .....   | 39  |
| .III.2 - Audiometria Subjetiva  |     |
| -III.2.1 - Introdução .....   | 40  |
| -III.2.2 - Audiometria tonal .....  | 40  |
| -III.2.3 - Logaudiometria .....   | 44  |
| .III.3 - Audiometria Objetiva   |     |
| -III.3.1 - Introdução .....   | 46  |
| -III.3.2 - Impedanciometria .....   | 47  |
| -III.3.3 - Audiometria de potenciais evocados ...                         | 50  |
| CAPÍTULO IV - ELETROCOCLEOGRAFIA  |     |
| .IV.1 - Introdução .....  | 55  |
| .IV.2 - Técnica da Eletrococleografia .....                               | 56  |
| .IV.3 - Algumas Considerações Sobre o ECoG ...                            | 73  |
| .IV.4 - Alguns Dados Sobre a Análise dos Resul-<br>tados de um ECoG ..... | 80  |
| CAPÍTULO V - SISTEMA DE ELETROCOCLEOGRAFIA POR MINI<br>COMPUTADOR         |     |
| .V.1 - Introdução .....   | 88  |
| .V.2 - Aspectos Sobre os Blocos Componentes<br>do Sistema                 |     |
| -V.2.1 - No hospital .....  | 91  |
| -V.2.2 - No centro de computação .....                                    | 104 |

|             | pg.   |     |
|-------------|---|-----|
| .V.3        | - Aspectos Sobre os Programas Desenvolvidos   |     |
| -V.3.1      | - Introdução .....  | 118 |
| -V.3.2      | - Programa de aquisição dos dados-AQUIS   | 119 |
| -V.3.3      | - Programa de cálculo de parâmetros e impressão no teletipo do potencial de ação global-TRAÇA ..... | 122 |
| -V.3.4      | - Programa de traçado dos gráficos -GRAFI e SEGUN .....   | 124 |
| -V.3.5      | - Programa de saída para o osciloscópio - DISPL .....   | 127 |
| -V.3.6      | - Programa principal - ECOGD e ECOG ...   | 127 |
| CAPÍTULO VI | - RESULTADOS, DISCUSSÕES E CONCLUSÕES   |     |
| .VI.1       | - Resultados .....  | 131 |
| .VI.2       | - Discussões .....  | 154 |
| .VI.3       | - Conclusões .....  | 156 |
| APÊNDICE I  | - LISTAGEM DE PROGRAMAS E COMENTÁRIOS - RELEVANTES  |     |
| .A.I.1      | - Subrotina AQUIS .....   | 157 |
| .A.I.2      | - Subrotina TRAÇA .....   | 163 |
| .A.I.3      | - Subrotina GRAFI .....   | 166 |
| .A.I.4      | - Subrotina SEGUN .....   | 167 |
| .A.I.5      | - Subrotina DISPL .....   | 168 |
| .A.I.6      | - Programa Principal ECOGD .....  | 169 |
| REFERÊNCIAS | - .....   | 172 |

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO GERAL

A Engenharia Bio-médica é uma área das ciências aplicadas, que estuda problemas de Biologia e Medicina, através de conceitos e métodos usados nas áreas de Engenharia (no seu sentido amplo). Dentro desta vasta área, existe a Engenharia Médica (ou clínica), que trata mais especificamente dos aspectos clínicos. O presente trabalho se enquadra nesta última categoria, pois consta da aplicação de sistemas eletrônicos e computação ao diagnóstico de patologias do órgão da audição.

O indivíduo, sem a capacidade da audição, perde um dos meios mais importantes de comunicação com o mundo externo, tendendo a se isolar da sociedade. A deficiência auditiva, deve ser diagnosticada o mais precocemente possível (no caso de patologias congênitas ou hereditárias, nos primeiros meses de vida), de modo a se encaminhar rapidamente a conduta clínica e /ou de educação especializada, evitando os efeitos maléficos - que uma demora causaria (por exemplo, retardamento mental). Há uma estimativa de que nascem no Brasil, 90.000 deficientes auditivos por ano [ref. 16].

No caso de crianças, recém-nascidos e certos adultos, há necessidade de se utilizar métodos objetivos para a avaliação das deficiências auditivas. A eletrococleografia vem se firmando atualmente, como o melhor método objetivo de avaliação de disfunções do órgão da audição. Uma estatística sobre o uso clínico do eletrococleograma [ref. 39], feita em 26 clínicas de vários países, com um total de 3969 casos, mostrou que, a eletrococleografia adicionou dados significativos em 39,6% dos diagnósticos em crianças e 32,2% em adultos, e que forneceu os dados únicos e decisivos para o diagnóstico de 48,2% do total das crianças e 2,0% dos adultos. Em linhas gerais, a eletrococleografia (que nesse trabalho também chamaremos eletrococleograma), consiste na captação e processamento de potenciais elétricos gerados na cóclea, em resposta a estímulos breves e repetitivos.

Atualmente existem diversos sistemas eletrônicos em uso para a obtenção do eletrococleograma. A maioria é composta

de equipamentos de uso genérico. Alguns são um pouco mais especificamente voltados para a eletrococleografia, embora, de nosso conhecimento, só um fabricante (Racia) comercializa um sistema totalmente específico para este exame (sendo por isso o menos caro, com um preço em torno de Cr\$100.000,00\*). Alguns sistemas existentes são: Medelec-Amplaid, Racia, Madsen, Grason - Stadler, Nicolett. Estes equipamentos têm as desvantagens de ser bastante caros e geralmente de manipulação um tanto complexa.

O sistema proposto, pode ser analisado em duas etapas distintas:

- a. no hospital, se efetua a gravação em fita magnética, dos potenciais elétricos do ouvido em teste, para certas condições de estimulação. Remete-se a fita gravada para o centro de computação.
- b. no centro de computação, um mini-computador efetua o processamento dos dados analógicos da fita magnética recebida. Os resultados do processamento (formas de onda e gráficos) e a fita magnética são enviados de volta para o hospital .

O mini-computador é centralizado, atendendo a vários hospitais. O centro de computação, suportaria o processamento de pelo menos 120 pacientes por semana, o que facultaria que 10 a 20 hospitais trabalhassem com o centro. Nestas condições, o preço do sistema, por hospital, é menor que Cr\$40.000,00. Além do custo mais reduzido, tem-se com este sistema, uma operação muito simples e bastante automatizada, aumentando assim a confiabilidade e, liberando o otologista da necessidade de acompanhar todo o desenrolar do teste no hospital. Pelos resultados obtidos e pelos custos calculados, concluímos que o presente sistema de eletrococleografia preenche as necessidades dos centros hospitalares de uma maneira eficiente e relativamente barata.

Na sequência da tese, temos o capítulo II versando - sobre noções de anatomia e fisiologia do órgão da audição. Com este capítulo, se pretende fornecer o conhecimento necessário sobre as estruturas principais do ouvido e a teoria de funcionamento do mesmo, visando o futuro entendimento da eletrococleografia. O capítulo III, provê uma introdução à audiometria, analisando os principais métodos de avaliação das disfunções audi

\* cerca de US\$ 10 000.00

tivas, tendo-se destacado para a eletrococleografia um capítulo em especial (o IVº). Nestê, faz-se a descrição geral, detalhada, da técnica de eletrococleografia. No Vº capítulo, descreve-se o sistema proposto, dando-se detalhes dos blocos componentes, e dos programas desenvolvidos para o processamento. No VIº capítulo, são apresentados os resultados, seguidos de discussões e conclusões.

## CAPÍTULO II

### NOÇÕES DE ANATOMIA E FISIOLOGIA DO ÓRGÃO DA AUDIÇÃO

Este capítulo foi baseado principalmente nas referências |1| a |7|.

#### II.1 Síntese Anatômica do Órgão Vestíbulo-coclear

##### II.1.1 Fundamentos genéricos

Sumariamente, passamos a algumas informações gerais de nomenclatura, de modo a facilitar a localização das estruturas de interesse. Em seguida apontamos algumas informações básicas com as quais elaboraremos o nosso trabalho. Como iremos nos preocupar com o órgão vestibulo-coclear, mostramos na figura II-1 as direções e terminologia usadas na localização de estruturas no encéfalo, para depois relacioná-las com o órgão da audição. Se o plano sagital dividir igualmente o encéfalo, teremos um plano (ou seção) médio-sagital ou simplesmente mediano.

O sistema nervoso, considerado como um todo, compreende duas ordens de órgãos: órgãos centrais, alojados no canal crânio-raquidiano, formando o sistema nervoso central (SNC); órgãos periféricos situados fora desse canal, constituindo o sistema nervoso periférico (SNP). O sistema nervoso central é então formado pelo encéfalo e a medula espinhal, sendo composto de células nervosas, fibras nervosas, células de sustentação (neuroglia) e vasos sanguíneos. Exemplificamos na figura II-2, dois tipos de neurônios, um neurônio motor e outro sensorial. O neurônio sensorial da figura II-2 conduz informação de pressão. Um outro exemplo de neurônio sensorial é o que conduz os impulsos nervosos originados na cóclea. Os neurônios sensoriais tem como característica o fato do corpo estar deslocado lateralmente, dendrito e axônio formando uma estrutura contínua.

Dois neurônios se interconectam através da sinapse, pequeno espaço entre terminal de um axônio e dendrito ou con



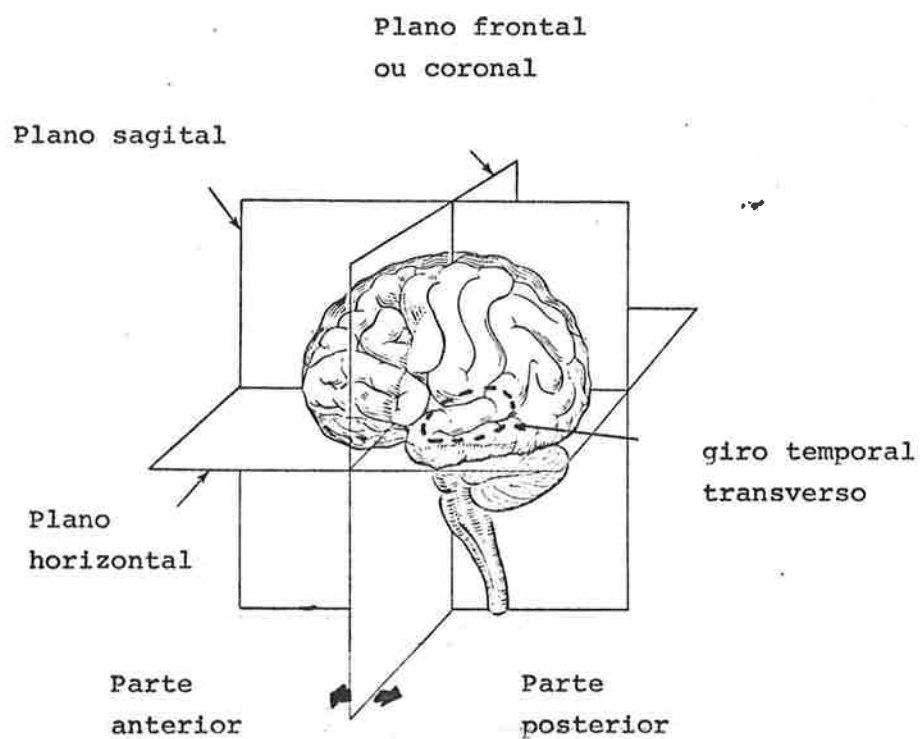
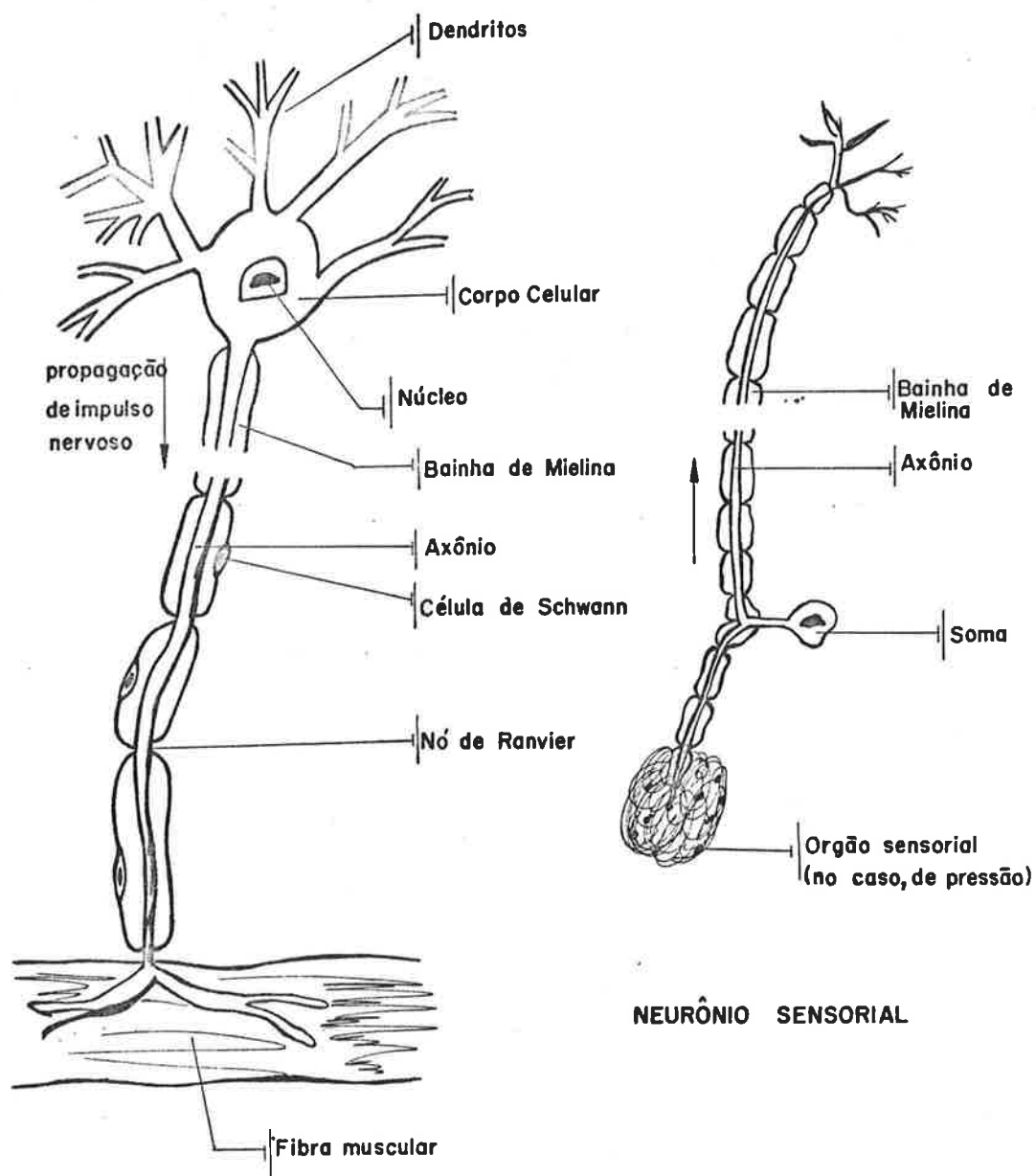


Fig. II.1- Nomenclatura posicional para o encéfalo humano  
(Adaptado da referência [4]).



NEURÔNIO MOTOR

NEURÔNIO SENSORIAL

Fig. II.2- Esboço de neurônio motor ligado a uma fibra muscular, e de um neurônio sensorial ligado a um cornúsculo - de Pacini (transdutor de pressão).

pó do outro neurônio onde ocorre a transmissão neuro-química do potencial neuronal. Dã-se o nome de nervo a uma coleção de fibras nervosas (exclue-se o corpo da célula). Quando o nervo conduz impulsos para o SNC (por exemplo nervos sensoriais) dizemos que temos uma aferência e quando temos impulsos a partir - do SNC (por exemplo nervos motores), dizemos que temos uma efe-rência. No homem, os nervos cranianos são doze, por vezes refe-rindo-se a eles pelo seu número, em algarismos romanos. O nervo que nos interessa no presente trabalho é o oitavo par: nervo vestibulo-coclear.

### II.1.2 Órgão vestibulo-coclear

Faz-se uma divisão do órgão vestibulo-coclear em três porções: orelha externa, orelha média e orelha interna. A nomenclatura oficial para o órgão vestibulo-coclear é orelha, embora seja comumente chamado de ouvido. Na figura II-3 vemos as principais estruturas da orelha no homem.

A orelha externa compreende o pavilhão da orelha e o meato acústico externo que é o canal (ósseo-cartilaginoso) que se prolonga até a membrana timpânica. Esta, é tensa na sua maior porção e flácida na restante. Costuma-se didaticamente fazer uma divisão da membrana em quadrantes, conforme vemos na figura II-4.

A orelha média consiste de um espaço pequeno de geome-tria irregular incrustado no osso temporal do crânio. Este es-paço afora os ossículos, está, no adulto, preenchido por ar. Compreende basicamente a caixa do tímpano que é limitada por seis paredes, sendo uma delas a membrana do tímpano e outra a parede interna (óssea) que apresenta uma protuberância, o promontório, correspondente à espira basal da cóclea óssea. Na figura II-5, vemos esquematicamente a posição relativa entre dois orifícios: a janela redonda que é obturada por uma membrana, e a janela oval onde está aplicada a base do estribo. A caixa do tímpano aloja os três ossículos: martelo, bigorna e estribo. O martelo tem seu cabo afixado à membrana timpânica. Os ossículos que formam uma espécie de ponte entre o tímpano e a janela oval são interconectados entre si através de articulações, e com a

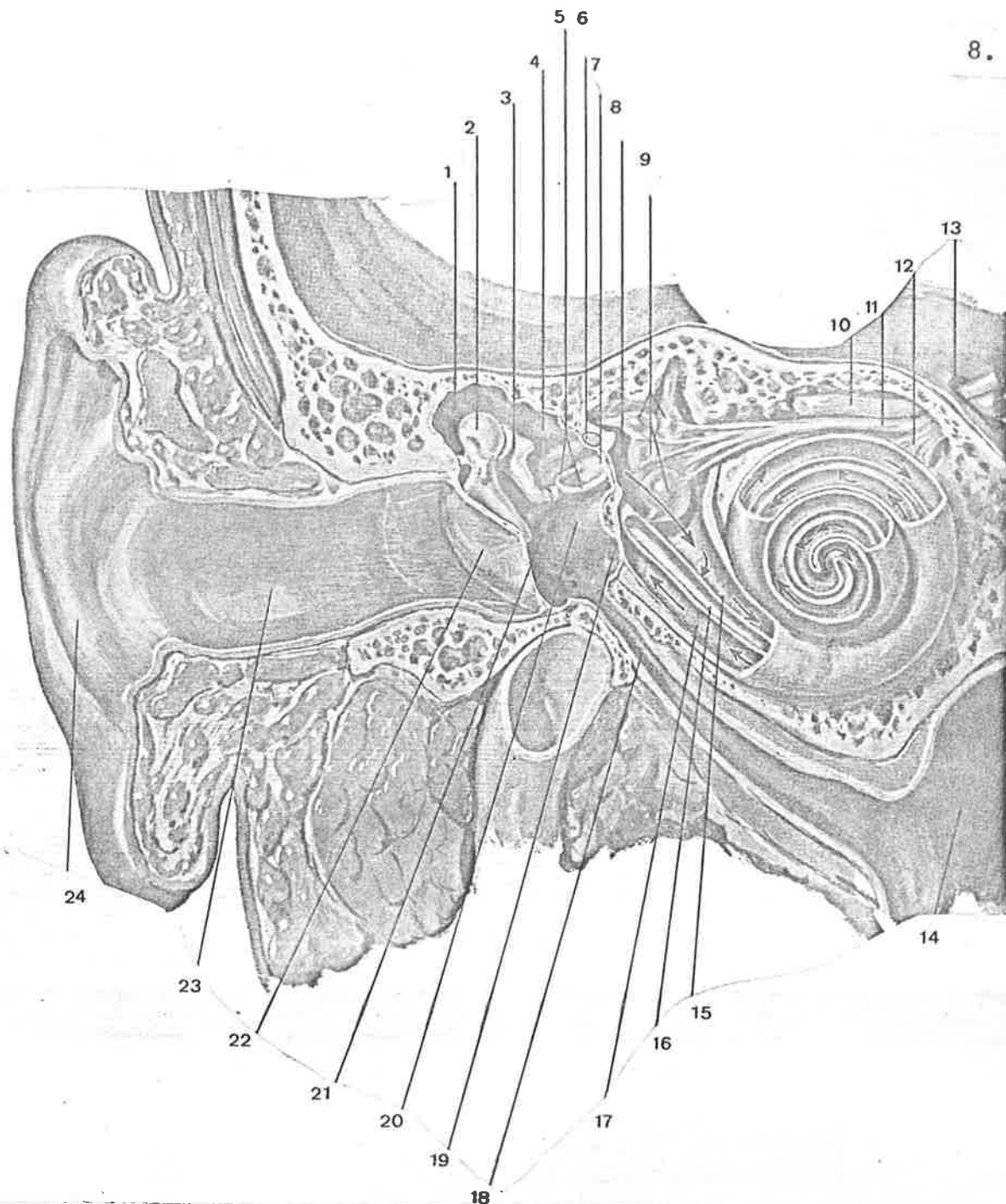


Fig. II.3- Corte frontal do aparelho auditivo. 1-recesso epitimpânico, 2-martelo, 3-bigorna, 4-proeminência do canal semicircular lateral, 5-arco do estribo, 6-nervo facial, 7-platina do estribo apoiada na janela oval, 8-vestíbulo, 9-canais semicirculares, utrículo e sáculo, 10-nervo facial, 11-nervo vestibular, 12-nervo coclear, 13-meato acústico interno, 14-nasofaringe, 15-rampa vestibular, 16-duto coclear, 17-rampa timpânica, 18-trompa faríngeo-timpânica (ou de Eustáquio), 19-janela redonda, 20-promontório, 21-cavidade do ouvido médio, 22-membrana timpânica, 23-meato acústico externo, 24-pavilhão da orelha. (Reproduzido de F. Netter em *Otologic Diagnosis and the Treatment of Deafness*, publicação CIBA, 1962).

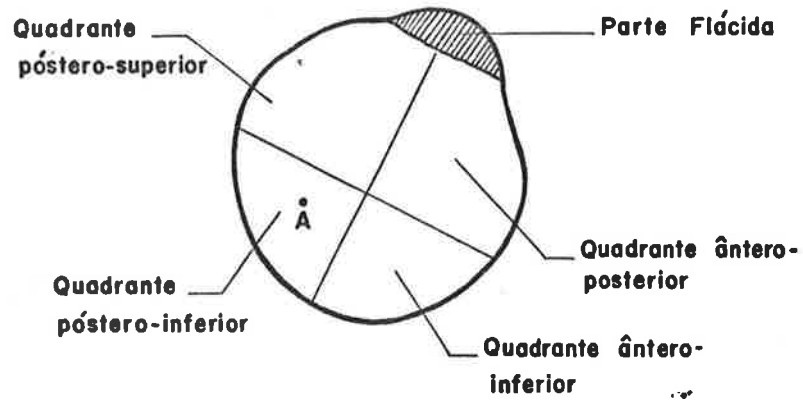


Fig. II.4- Membrana do tímpano da orelha direita.

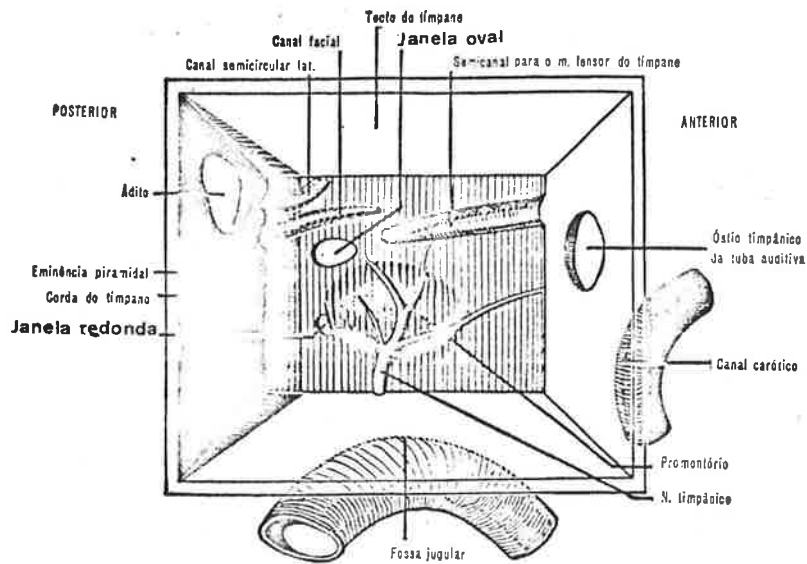


Fig. II.5- Esquema da vista lateral da cavidade timpânica direita (Reproduzido da referência [1]).

cavidade timpânica através de minúsculos ligamentos. Na figura II-5, vemos um orifício de onde começa a trompa faringo-timpânica (ou de Eustáquio), que é o canal de interconecção entre a cavidade timpânica e a nasofaringe.

A orelha interna, também chamada labirinto, é formada pelo labirinto ósseo que contém no seu interior o labirinto membranoso existindo entre eles um fluido: a perilinfa (rica em sódio), de composição semelhante ao líquido cérebro-espinhal (liquor). O labirinto membranoso é preenchido por outro fluido: a endolinfa que tem composição semelhante à dos líquidos intracelulares (ricos em potássio). A estrutura óssea está incluída na parte compacta e petrosa do osso temporal. O labirinto ósseo é composto de três porções: a cóclea (parte anterior), canais semicirculares (parte posterior) e o vestíbulo que é uma cavidade entre as duas estruturas já citadas. Vide figura II-6. Os canais semicirculares em número de três, situam-se em direções praticamente ortogonais entre si. A cóclea quando estendida, mede aproximadamente 35mm e cerca de 2mm de diâmetro em sua espira média. O canal coclear está "enrolado" em volta de uma base central cônica, o modíolo, que é uma estrutura óssea com fileiras de orifícios pelos quais passam as fibras nervosas que vão compor o nervo coclear. No homem, a cóclea apresenta duas voltas e três quartos. Junto à parede interna, na porção central, temos, acompanhando as voltas do canal espiral, a lâmina espiral óssea (vide figura II-7). O eixo da cóclea, no ser humano, é orientado ântero-lateralmente com um ângulo aproximadamente de  $45^{\circ}$  (aberto para a frente) em relação ao plano sagital. O canal espiral da cóclea é dividido em duas porções (vide figuras II-6 e II-10) por meio da lâmina espiral óssea e do duto coclear, sendo as duas porções resultantes, a rampa do vestíbulo e a rampa do tímpano. No giro apical da cóclea, a lâmina espiral óssea termina formando uma concavidade com o fim no prolongamento ósseo central proveniente do modíolo. Na mesma região, o duto coclear termina em fundo cego, formando-se deste modo uma pequena passagem entre a rampa do vestíbulo e a rampa do tímpano, que é chamada de helicotrema (vide figura II-8). A rampa vestibular começa no vestíbulo (bem próximo à janela oval) e a rampa timpânica termina em fundo cego perto da janela redonda, que está obliterada pela membrana secundária do

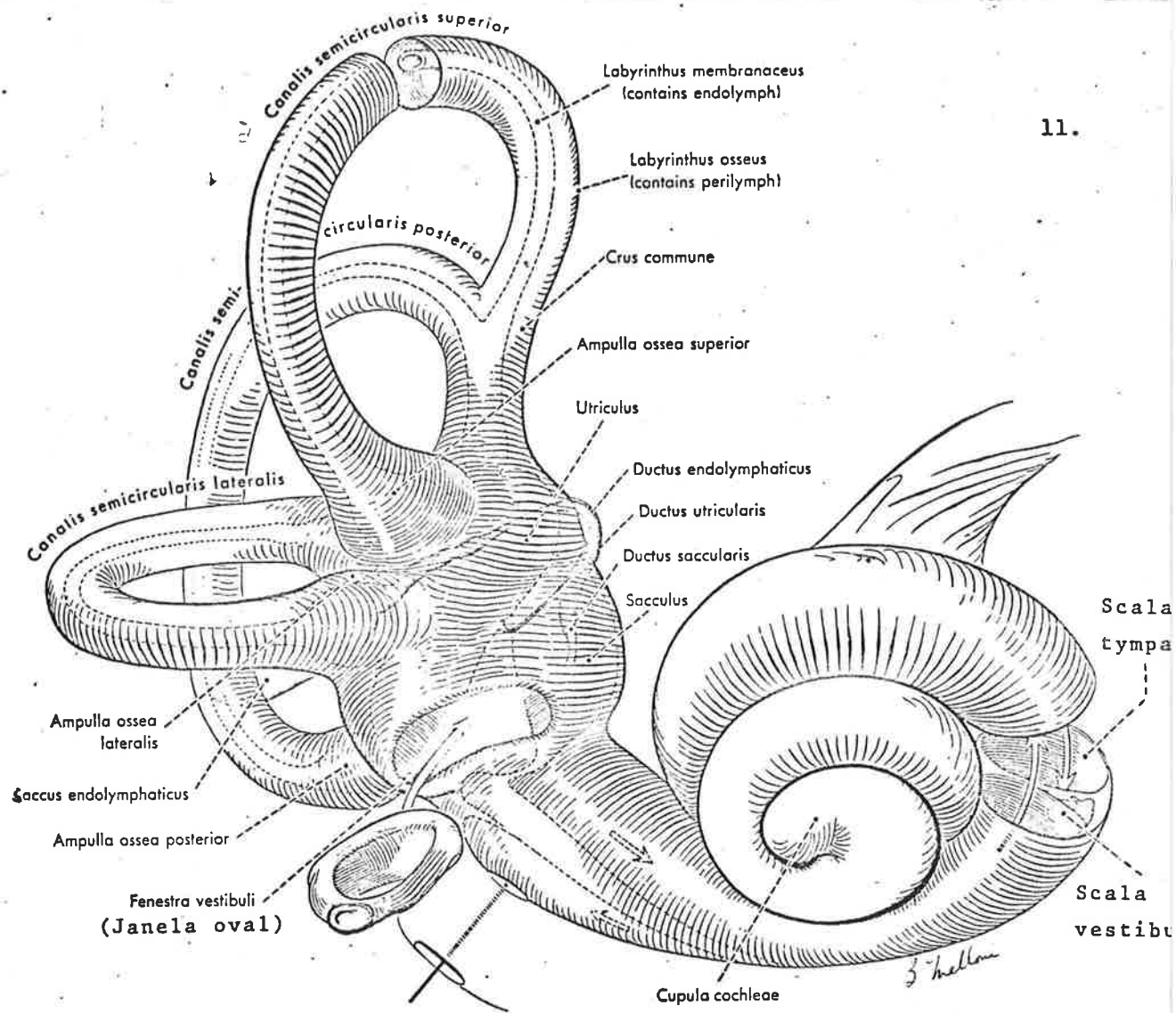


Fig. II.6- Labirinto ósseo (Reproduzido da referência |3|).

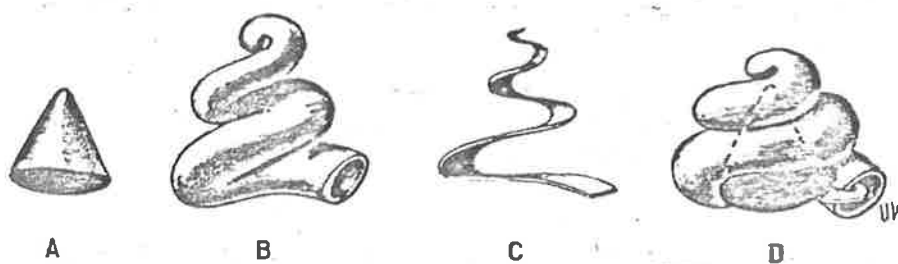


Fig. II.7- Os três elementos da cóclea óssea (Reproduzido de L. Testut, na referência [2]).

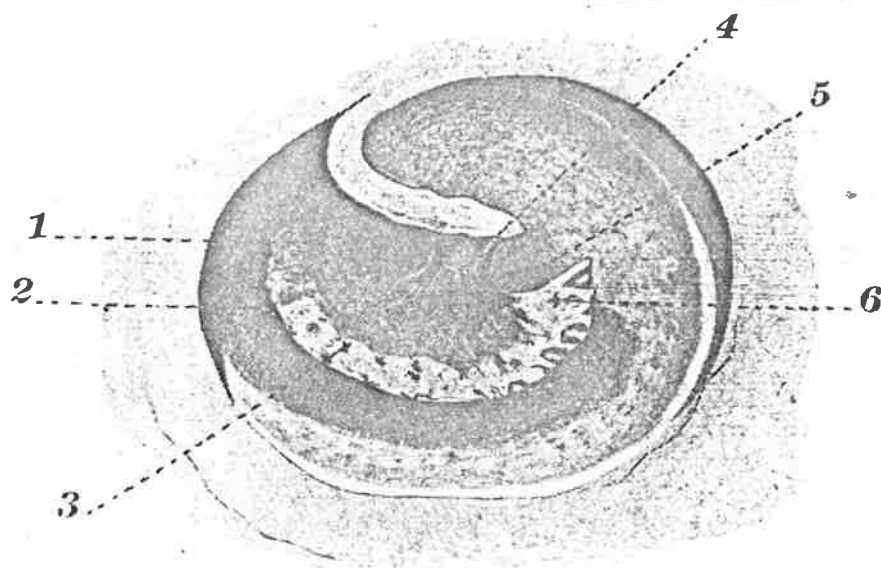


Fig. II.8- Cúpula da cóclea óssea direita. 1-rampa vestibular, 2-rampa timpânica, 3-lâmina espiral óssea, 4-lâmina do modíolo, 5-helicotrema, 6-hâmulo da lâmina espiral. (Reproduzido de W. Spalteholz em Atlas de Anatomia Humana, Tomo 3, 1945).



tímpano. O nervo coclear se junta ao vestibular formando o nervo vestibulo-coclear. O labirinto está incrustado no osso temporal, existindo um canal nesta estrutura óssea por onde passa o nervo. Este canal é o meato acústico interno. O labirinto membranoso na região da cóclea e canais semicirculares tem forma semelhante ao labirinto ósseo, sendo de calibre bem menor. Na região do vestibulo, divide-se em dois compartimentos, o utrículo e o sáculo. Desta forma o labirinto membranoso divide-se nas seguintes partes: canais semicirculares, utrículo, sáculo, ducto coclear e ducto endolinfático. Vemos tais estruturas na figura II-9. O utrículo é uma continuação dos canais semicirculares membranosos, recebendo as extremidades destes canais. O utrículo liga-se indiretamente com o sáculo, que por sua vez tem sua extremidade inferior estreitada em funil, ligando-se então através de um canalículo, o canal reuniente, ao início do ducto coclear. O ducto coclear, que mede cerca de 32mm de comprimento, tem (com exceção de suas extremidades) seção transversal triangular, com as três faces: membrana de Reissner, membrana basilar e ligamento espiral (vide figura II-10). No interior do ducto coclear, saindo da membrana basilar encontramos as células ciliadas, onde começam cerca de 30 mil neurônios do nervo coclear, sendo estas células fixadas, em sua outra extremidade, à membrana tectória (gelatinosa). Tais células ciliadas, com 20 a 80 cílios cada uma, deitam-se em uma fileira interna e várias fileiras externas (3, 4 ou 5 conforme a localização). O nervo coclear origina-se no órgão sensorial da cóclea (ou órgão de Corti, estrutura onde destacamos o fundamental conjunto das células ciliadas). As fibras nervosas formam um plexo antes de se juntarem no gânglio espiral (gânglio é uma estrutura onde se aglomeram os corpos celulares dos neurônios que compõem um nervo do SNP), compondo assim, o nervo coclear que se une ao nervo vestibular (que se origina das ampolas dos canais semi-circulares, do utrículo e do sáculo), formando o oitavo par craniano ou nervo vestibulo-coclear. Na figura II-11, vemos a esquematização da via aferente auditiva, sendo que o nervo vestibulo-coclear entra no tronco cerebral lateralmente entre a ponte e o bulbo, indo então a informação nervosa, através de várias sinapses atingir o córtex cerebral no giro temporal transverso.

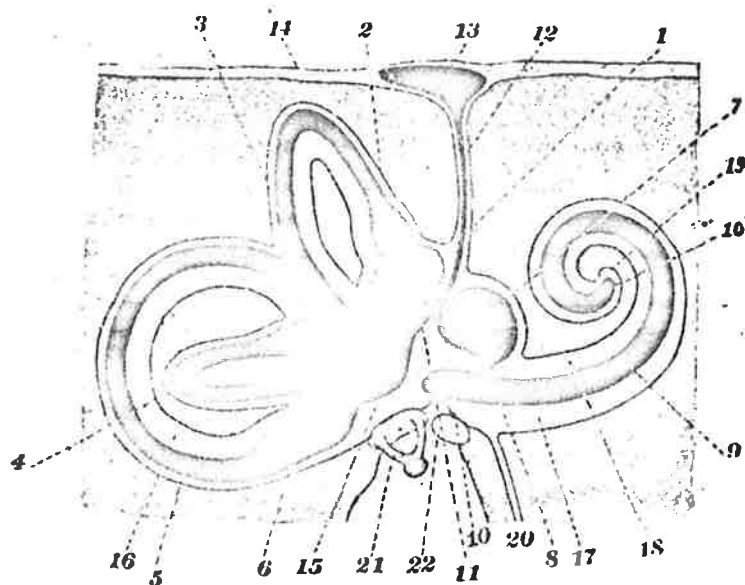


Fig. II.9- Esquema do labirinto membranoso com relação ao labirinto ósseo. Em preto, o labirinto membranoso, em cinzento a substância óssea que o contém. Em branco, o espaço perilinfático. 1-utrículo, 2-ampola do canal semicircular anterior, 3-braço comum dos canais anterior e posterior, 4-canal semicircular lateral, 5-canal semicircular posterior, 6-ampola do mesmo, 7-sáculo, 8-canal reuniente, 9-duto coclear, 10-ceco vestibular, 10'-ceco cupular, 11-conduto utrículo-sacular, 12-conduto endolinfático, 13-saco endolinfático, 14-dura-mater, 15-espaco perilinfático na parte correspondente ao vestibulo, 16-o mesmo na parte correspondente ao canal semicircular posterior, 17-rampa timpânica, 18-rampa vestibular (ou da cóclea), 19-cúpula da cóclea, 20-aqueduto da cóclea, 21-estribo, 22-janela redonda. (Reprodução de G. Chiarugi em Istituzione di Anatomia dell'Uomo, vol. 4, 1937).

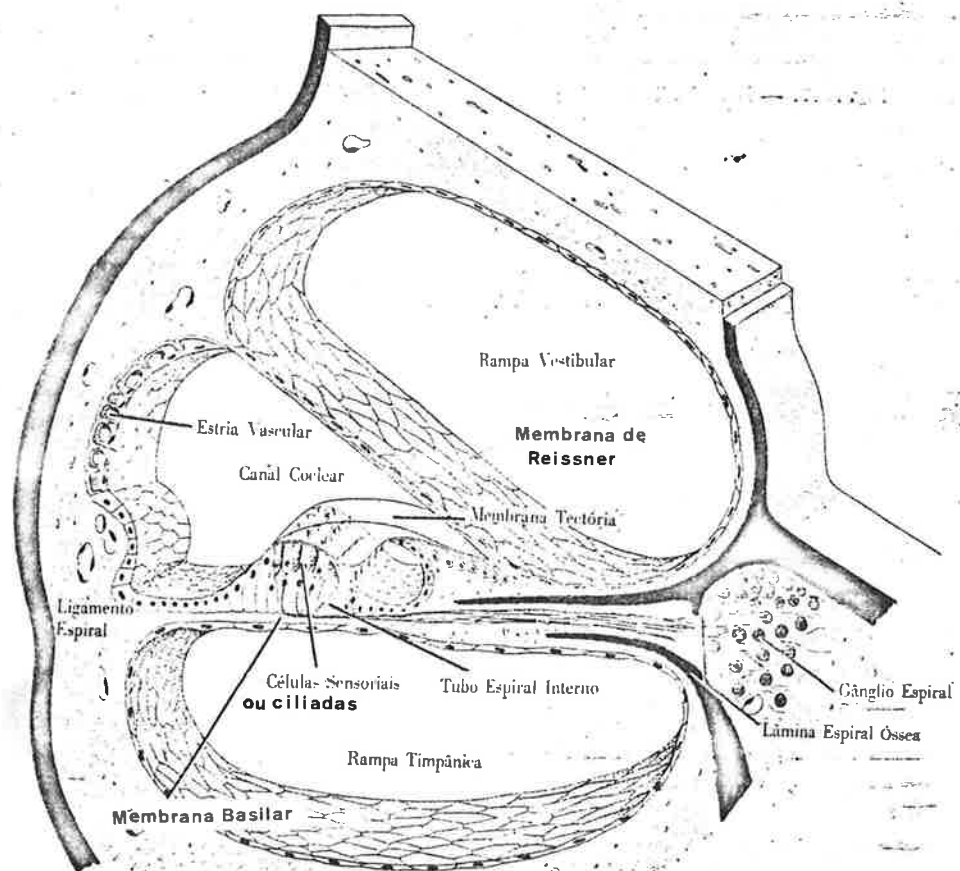


Fig. II.10- Seção transversal de uma espira da cóclea, destacando-se as estruturas do duto (ou canal) coclear. (Reproduzido de L.C. Junqueira e J. Carneiro em *Histologia Básica*, vol. 2, 1970).

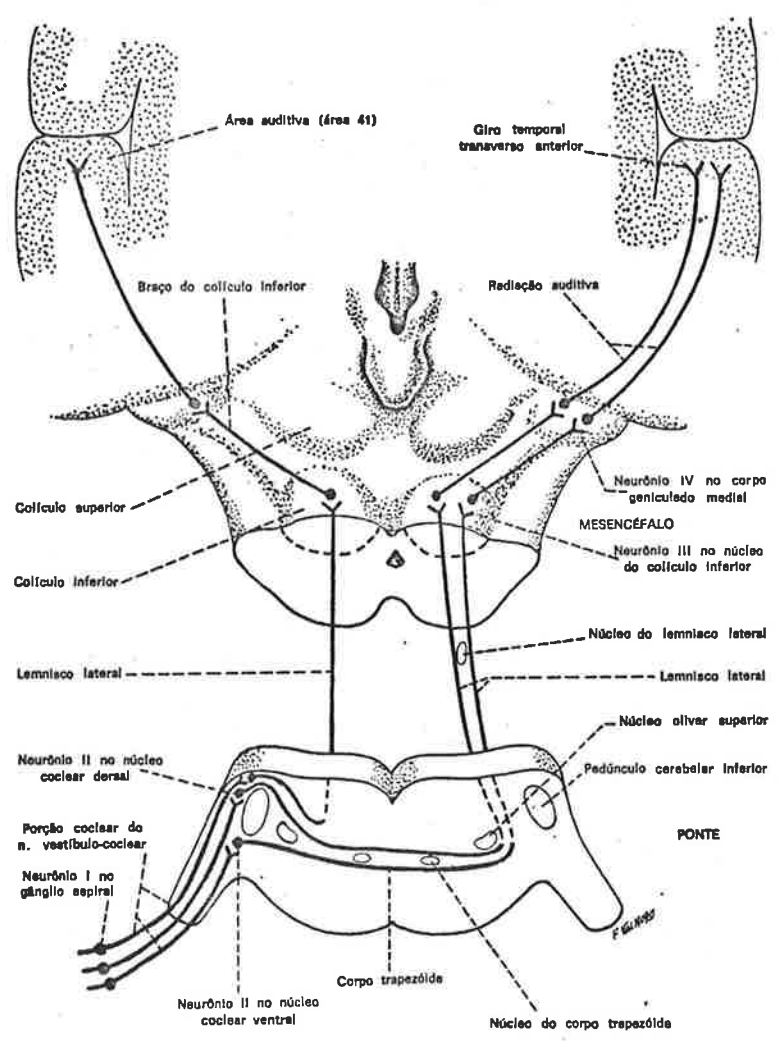


Fig II.11- Esquema da via auditiva aferente (Reproduzido da referência [5]).

## II.2 Síntese Fisiológica do Órgão da Audição

### II.2.1 Definições e alguns dados preliminares.

Como no futuro iremos falar de impedância acústica e de outros parâmetros da física acústica, vamos a seguir definir tais parâmetros.

Impedância acústica de um certo meio de propagação é definida para regime senoidal nas variações de pressão e velocidade de partícula.

$$Z_{ac} = \frac{\text{Pressão sonora}}{\text{Velocidade volumétrica}} \quad \left( \frac{N \cdot s}{m^5} \right)$$

Caso tenhamos uma onda plana, a unidade para  $Z_{ac}$  é  $Ns/m^3$ . A impedância acústica depende do meio. Para o ar, em condições normais,  $Z_{ac} = 4,1 \cdot 10^2 Ns/m^3$ , para a água  $Z_{ac} = 1,4 \cdot 10^6 Ns/m^3$  e finalmente para o líquido cérebro-espinhal (líquor),  $Z_{ac} = 1,51 \cdot 10^6 Ns/m^3$ .

Intensidade de uma onda sonora é dada por:

$$I = \frac{\text{Potência sonora}}{\text{Área normal unitária}} \quad \left( \frac{W}{m^2} \right)$$

Devido ao fato da gama dinâmica de funcionamento do ouvido ser extremamente grande, torna-se conveniente o uso de unidades logarítmicas de nível sonoro:

Nível de intensidade sonora =  $10 \log (I/I_r)$ , onde  $I$  é a intensidade da onda e  $I_r$  é uma intensidade de referência.

Nível de pressão sonora =  $20 \log (p/p_r)$ , onde  $p_r$  é uma pressão de referência. Passamos a  $20 \log p/p_r$  pois  $I = p^2/Z$ . A pressão de referência mais usada é a de  $0,0002 \text{ dy/cm}^2$  ou  $2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$ , que passa a se chamar nível zero dB SPL ("sound pressure level"), que é aproximadamente o nível de limiar auditivo do ser humano a 1000 Hz.

O ouvido normal tem uma curva média de limiar de audição em função da frequência como se vê na figura II-12.

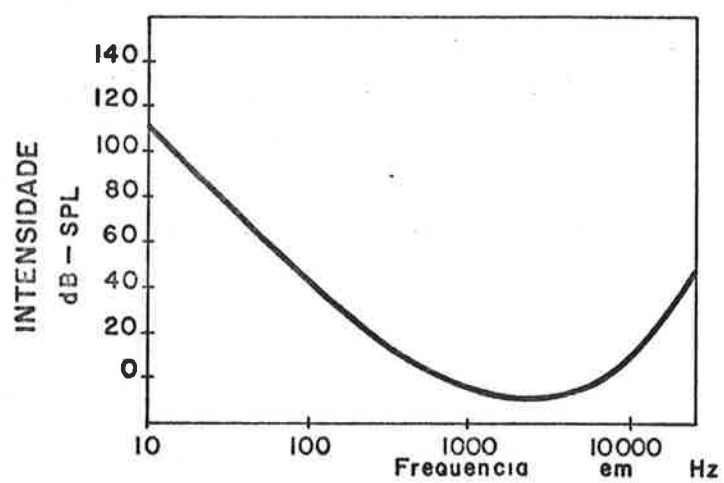


Fig. II.12- Curva média do limiar de percepção do ouvido humano em função da frequência.

### II.2.2 Potenciais de neurônio.

O neurônio é a unidade básica de todo o sistema nervoso, gerando sinais que vão se propagar através das vias neurais para os centros de análise (vias aferentes) ou de efetivação do comando (vias eferentes). Esta descrição é bastante simplificada.

Sendo o neurônio uma célula, precisa, para sua sobrevivência, de constante troca de substâncias com o meio circundante, através de sua membrana semi-permeável.

Em um axônio em repouso (ou não excitado), temos diferenças nas concentrações de certos íons dentro e fora da membrana: concentração ( $K^+$ ) dentro  $\gg$  concentração fora, concentração ( $Na^+$ ,  $Cl^-$ ) dentro  $\ll$  concentração fora; além da existência, dentro do axônio, de moléculas gigantes de proteína com carga elétrica global negativa. Um mecanismo biofísico relativamente complexo explica o porquê do aparecimento de um potencial de membrana de repouso. Este potencial vale em média 70mV (vide figura II-13) e depende tanto de características de permeabilidade seletiva da membrana aos diferentes íons como das concentrações relativas desses, dentro e fora da célula.

O eletrodo que penetra através da membrana, é chamado de microeletrodo, devido ao seu diâmetro.

Se ocorrer uma estimulação, de amplitude adequada, do axônio, como visto na montagem esquemática da figura II-14, teremos a criação de uma variação de potencial que irá se propagar pelo axônio. Esta variação de potencial recebe o nome de potencial de ação. Em todo nosso trabalho, representaremos potenciais positivos para cima, embora muitos neurofisiologistas façam o contrário. Em neurofisiologia se dá o nome de latência ao tempo de atraso entre a resposta e o estímulo.

O potencial de ação se propaga nos dois sentidos com uma velocidade lenta (vários metros/s) e em qualquer ponto do axônio através da membrana tem a mesma amplitude.

Se olharmos a membrana do axônio da figura II-14 em maior detalhe, veremos que temos uma distribuição de correntes no ponto de estimulação como visto na figura II-15.

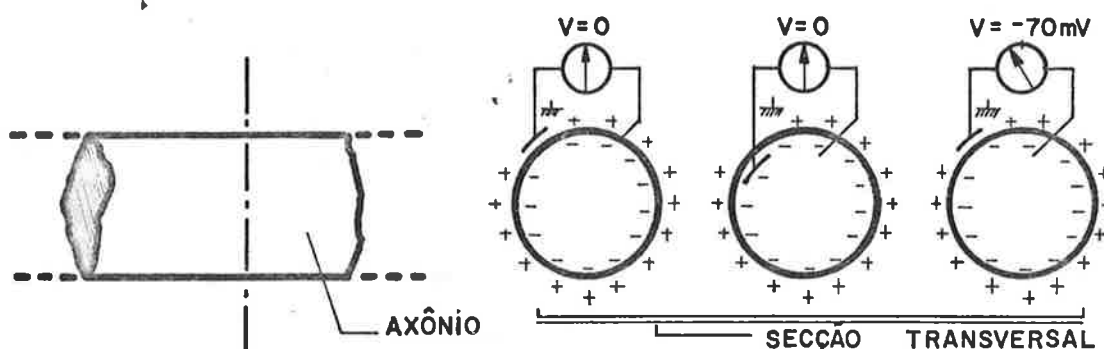


Fig. II.13- Esquema mostrando os potenciais de repouso fora, dentro e através da membrana de um axônio.

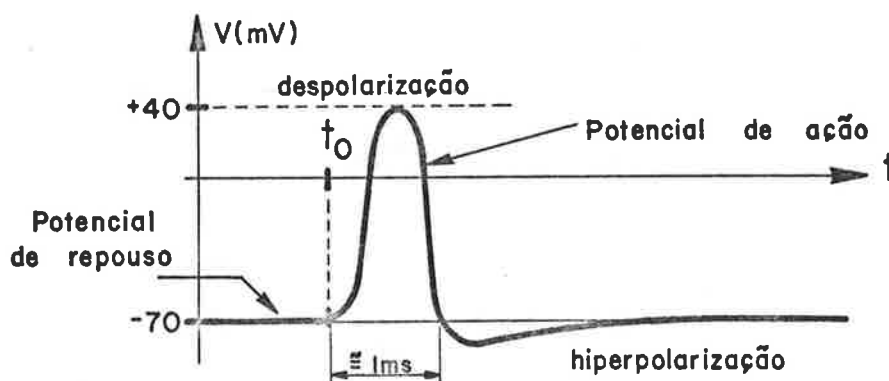
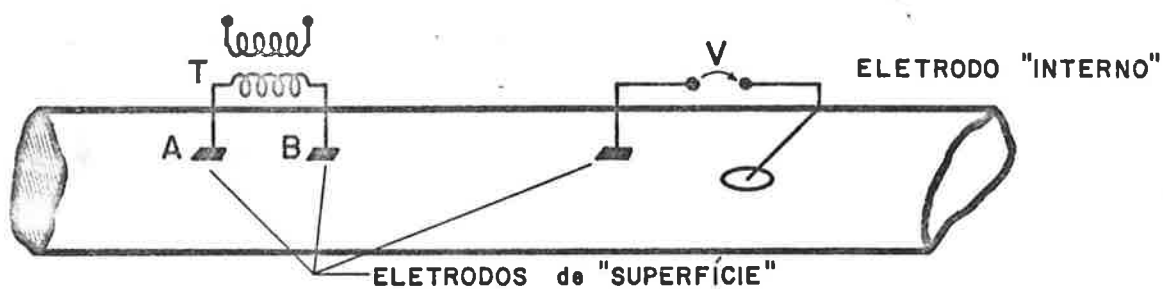


Fig. II.14- Montagem esquemática para desencadear um potencial de ação. Um estímulo foi aplicado através de T no instante  $t_0$ , sendo que o tempo de latência depende da distância entre o ponto de estímulo e o de captação, além de depender da velocidade de condução da fibra.



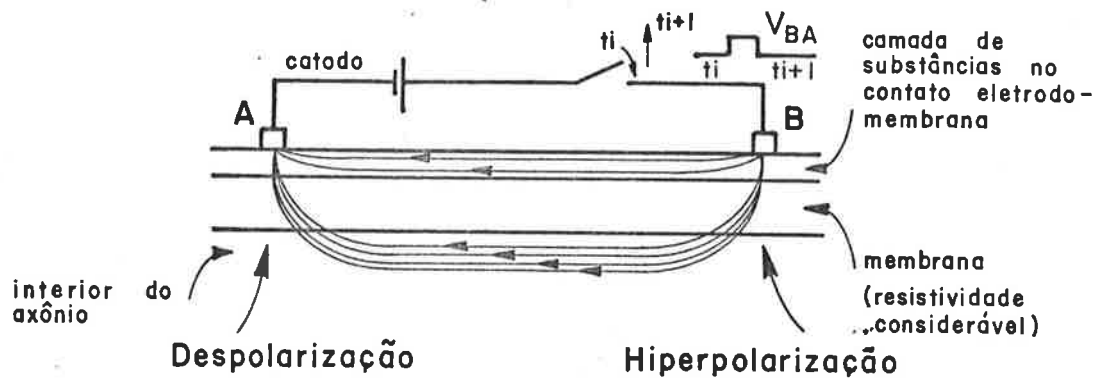


Fig. II.15- Distribuição de correntes ao se aplicar um estímulo em um axônio não mielinizado.

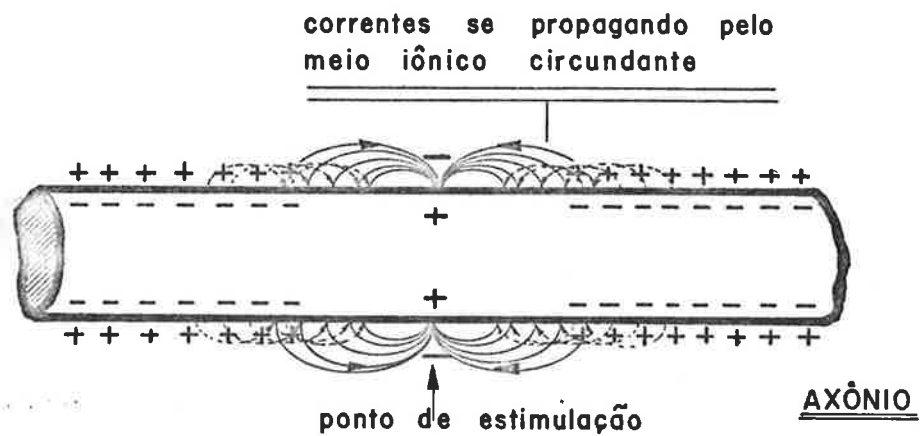


Fig. II.16- Esquema do potencial de ação se propagando em um axônio não mielinizado, nos dois sentidos, a partir de um ponto de excitação externa. A linha cheia mostra o fluxo de cargas no instante  $t_i$  e a pontilhada no instante  $t_{i+1}$ .

No catodo ocorre uma despolarização da membrana e no anodo uma hiperpolarização, ou seja, o potencial de ação é excitado a partir do catodo, ao passo que, no anodo, há uma tendência de bloqueio de seu desenvolvimento. É suficiente um desvio de alguns milivolts em direção a 0 V do potencial de repouso em algum ponto do axônio para haver o desencadeamento de um potencial de ação. Este limiar de disparo varia de um neurônio a outro, havendo especialização de neurônios quanto a este fator. No ponto onde ultrapassamos o limiar, no caso da figura II-15 é o ponto A, cria-se uma corrente que penetra pela membrana, sendo então que nas regiões adjacentes, haverá um fluxo de cargas tendendo a compensar o influxo de cargas no ponto excitado. Mas então nestas regiões adjacentes teremos a uma despolarização, ou seja, novos potenciais de ação são gerados, resultando assim uma propagação do potencial ao longo do axônio nos dois sentidos (vide figura II-16).

No caso de axônio com bainha de mielina, o modo de propagação é diferente, resultando uma velocidade de condução cerca de vinte vezes maior que em fibras não mielinizadas de mesmo calibre. Dada uma estimulação em um nó de Ranvier, desenvolve-se neste ponto um potencial de ação que não se propaga para as regiões imediatamente vizinhas devido ao efeito isolante da mielina. Nos dois nós de Ranvier adjacentes ao estimulado gera-se um fluxo de carga em direção a este, havendo então despolarização destes dois nós adjacentes e, em vista disto, o potencial de ação "salta" para os dois nós adjacentes (vide figura II-17). Este tipo de propagação recebe o nome de condução saltatória.

Se, em certo ponto de um axônio, começarmos estimulando com amplitudes sub-limiais, ao atingirmos uma certa amplitude de estímulo teremos o desencadeamento de um potencial de ação. Se vários microsegundos após quisermos disparar novo potencial, usando estímulos maiores, não conseguiremos.

Somente cerca de 1 ms após o primeiro desencadeamento é que poderemos desencadear um novo potencial de ação. Este período de total inexcitabilidade é o chamado período refratário absoluto.

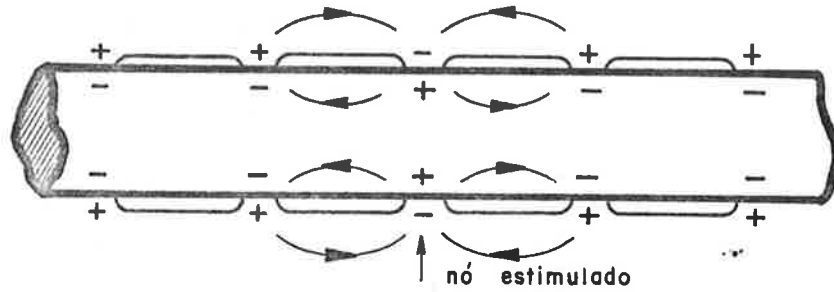


Fig. II.17- Propagação de potencial de ação em fibra nervosa mielinizada.

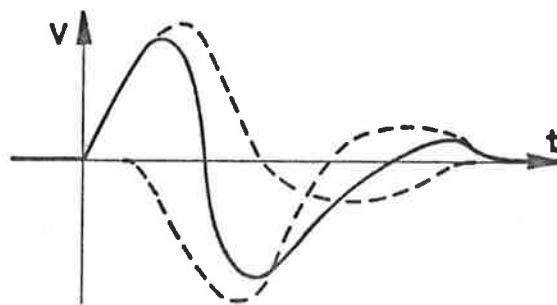
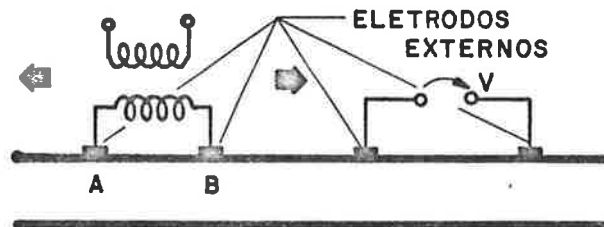


Fig. II.18- Forma do potencial captado, usando eletrodos grosseiros, em resposta a estimulação aplicada entre A e B.

Na maioria dos casos em que captamos um potencial biológico, usamos eletrodos de diâmetro de  $10\mu\text{m}$  até alguns décimos de milímetro (são os eletrodos grosseiros, diferenciando-os dos microeletrodos). Neste caso captamos potenciais extracelulares. No caso similar ao da figura II-14, obteríamos um potencial bifásico (vide figura II-18).

Se ao invés de um axônio, estivermos fazendo estimulação em um nervo, teremos uma soma dos potenciais de cada axônio, mas, como um nervo contém axônios de diversos diâmetros, devemos ter cuidado ao analisar o potencial captado (na configuração da figura II-18). Dois dados (aproximados) importantes: velocidade de condução do potencial de ação está em relação direta com o diâmetro do axônio e o limiar de disparo é inversamente proporcional ao diâmetro. Do primeiro dado, concluimos que o potencial captado será a resultante de vários potenciais de ação deslocados no tempo de acordo com o diâmetro das fibras nervosas, podendo então haver, na forma de onda captada (potencial de ação global), vários picos. Do segundo dado, concluimos que para certa amplitude de estimulação, o nervo responde com um potencial de certa amplitude; aumentando o estímulo, aumentaremos a amplitude do potencial de resposta.

Caso um dos eletrodos (ou ambos) esteja (m) apenas nas vizinhanças do (s) axônio (s), a análise da forma do potencial captado se torna bem mais complexa, devendo-se fazer uso da teoria de volume condutor (aplicação das leis de Maxwell para campos elétricos).

### II.2.3 Orelha externa

O pavilhão da orelha praticamente não influi na sensibilidade da audição, mas tem uma pequena importância na função de orientação em relação à fonte sonora.

O meato acústico externo, além de proteger a membrana timpânica de traumas mecânicos, mantém certo equilíbrio de temperatura e umidade, necessários para o bom funcionamento da mesma. O meato, sendo em aproximação grosseira um tubo sonoro fechado em uma das extremidades, apresenta uma frequência de ressonância em torno de 2 kHz a 5 kHz, havendo um reforço de 5

a 10 dB em relação à pressão na entrada do canal.

#### II.2.4 Orelha média

A membrana timpânica tem uma parte flácida de pequena área e uma parte tensa, tendo esta, uma área de 50 a 70mm<sup>2</sup>, em média.

Com isto, cerca de 60% da membrana timpânica participa na vibração e transmissão acústica.

Devido à fixação do cabo do martelo à membrana timpânica, a vibração desta é transmitida para a cadeia ossicular. O martelo está bem acoplado à bigorna sendo que para intensidades médias e baixas esses dois ossículos praticamente movem-se como um só, com um movimento de rotação em torno de um eixo quase tangente à borda superior da membrana timpânica (vide figura II-19).

Ainda na figura II-19 vemos o sentido de rotação do estribo em torno da sua face posterior para um estímulo sonoro de compressão e de rarefação.

A platina do estribo é aplicada à janela oval através de um ligamento anular flexível, que permite a vibração do estribo à semelhança de uma porta; transmitindo desta forma à perilinfa da rampa vestibular a vibração provocada pelo estímulo sonoro.

Se não houvesse a cadeia ossicular e a onda sonora incidisse diretamente na janela oval, haveria uma reflexão de aproximadamente 97% da energia incidente. Isto porque existe uma diferença grande de impedância acústica entre o meio ar e o meio líquido (perilinfa). A existência dos ossículos melhora de 3% para 60% a transmissão de energia, existindo, como causa principal, a razão das áreas do tímpano e da janela oval (a janela oval tem cerca de 3,2 mm<sup>2</sup>), e secundariamente uma ação de alavanca do martelo e bigorna.

As estruturas do ouvido tem uma ressonância principal em 1200 Hz e outra secundária em 800 Hz, o que em conjunto com a ressonância do meio acústico externo, dá uma faixa de frequências com reforço, de aproximadamente 600 Hz a 6000 Hz.

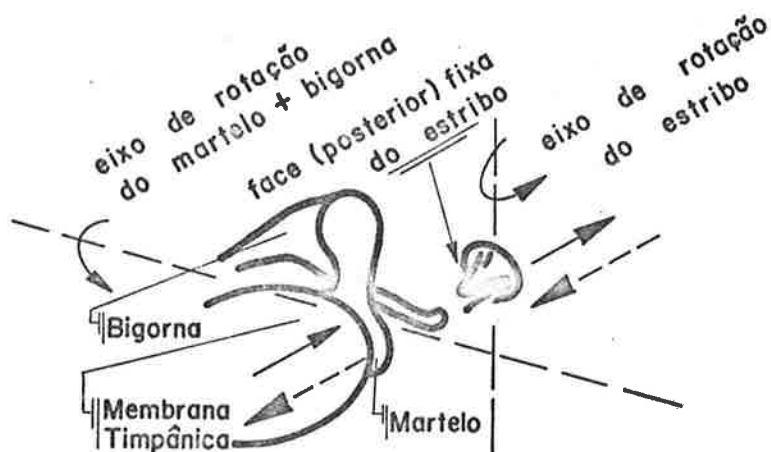


Fig. II.19- Movimento dos ossículos para estímulos sonoros de intensidade abaixo do limiar do desconforto. (Adaptado de G.V. Békésy, na referência [7]).

Temos dois músculos ligados aos ossículos: o tensor do tímpano, ligado ao cabo do martelo, e o estapêdio, aplicado ao arco do estribo. A ação reflexa de contração destes músculos, quando um estímulo de som grave (frequência abaixo de 1000 Hz) de alta intensidade chega ao ouvido, protege a cóclea de possível traumatismo. A ação do tensor do tímpano ainda não foi bem discriminada, atribuindo-se apenas ao músculo estapêdio o efeito de proteção. Este músculo é enervado por uma ramificação do nervo facial. A ação do músculo faz com que o estribo se desloque no sentido da cavidade timpânica, aumentando a rigidez (e a impedância vista da membrana timpânica), limitando as vibrações de grande amplitude. A ação reflexa deste músculo ocorre a partir de intensidades de 70 a 90 dB acima do limiar do ouvido em questão. O início da contração começa a partir de aproximadamente 40 ms após o início do estímulo e atinge o valor máximo após aproximadamente 120 ms, dependendo da intensidade do som. Pode haver uma atenuação de até 40 dB na transmissão do som (frequências baixas) devido à contração deste músculo. Este reflexo pode ser evocado tanto por estimulação do próprio ouvido (ipsilateral), do oposto (contralateral) ou de ambos (bilateral). Se estimularmos o ouvido com um trem de pulsos ou ruído filtrados em banda de frequência baixa (por exemplo em torno de 500 Hz), notamos que para taxa de repetição de 5 pulsos/s, o reflexo é disparado e a contração volta ao valor inicial por ocasião do próximo pulso [vide ref. 8]. Quando o estímulo é de 10 pulsos/s, notamos que por ocasião do segundo pulso a contração ainda está aumentando, e após alguns pulsos a contração atinge um valor de patamar e aparentemente não existe fenômeno de fadiga pronunciado. Foi mostrado no gato que em certos estados como tensão, fase REM do sono, estes músculos podem ser ativados sem haver estímulo sonoro.

Como vimos na descrição anatômica, temos um canal de interconexão entre o ouvido médio e a nasofaringe (trompa de Eustáquio). Este canal está normalmente obstruído pela ação de um músculo, mas ao bocejar, mascar ou deglutir ele é aberto, equalizando a pressão interna da cavidade timpânica com a pressão externa, tornando ideais as condições para a vibração da membrana timpânica (pois a complância é mais alta quando a pressão externa é igual à interna, vide cap. III, item 3.2).

### II.2.5 Cóclea

Como vimos na descrição anatômica, o duto coclear contém as células ciliadas. Movimentos dos cílios resultam no aparecimento de potencial de ação nos respectivos neurônios, cujos axônios irão compor o nervo coclear. G. Von Békésy, além dos seus trabalhos no ouvido médio, também fez experiências pioneiras no ouvido interno. Através de uma experiência, chegou à conclusão que a membrana basilar apresenta as mesmas propriedades elásticas, quer na transversal, quer na longitudinal, além de não apresentar o comportamento de uma membrana sob tensão, parecendo mais uma camada gelatinosa coberta por uma fina camada homogênea de fibras. A membrana basilar tem uma largura de aproximadamente 0,05 mm na sua porção basal, aumentando gradativamente até 0,5 mm na porção apical. Esta graduação em sua largura acarreta uma proporcional variação na elasticidade da mesma, sendo mais elástica na região apical.

Quando o estribo aplica uma diferença de pressão à perilinfa da rampa vestibular, esta onda de pressão no líquido se propaga em direção ao helicotrema. Esta velocidade de propagação é muito mais rápida do que as velocidades de propagação (de fase) em que estamos interessados e, em vista disto, a variação de pressão entre a rampa vestibular e a timpânica é virtualmente instantânea, sob toda a extensão da cóclea. O deslocamento de fluido pela janela oval tem que ser simultaneamente compensado por um igual deslocamento volumétrico da membrana que cobre a janela redonda, mas em oposição de fase. Cria-se uma diferença de pressão ao longo do duto coclear (entre rampa vestibular e rampa timpânica), e devido à graduação de elasticidade da membrana basilar e à existência da janela redonda, gera-se uma onda progressiva de vibração mecânica da membrana basilar, propagando no sentido do helicotrema. Qualquer trecho da membrana basilar, órgão de Corti, membrana tectória e, geralmente, a membrana de Reissner vibram em fase entre si. Se aplicarmos uma estimulação sonora senoidal, observaremos padrões característicos de vibração da membrana basilar, denotando uma onda progressiva caminhando da base até o helicotrema, sendo que a região próxima ao estribo vibra praticamente em fase com



o movimento do estribo. As partes mais apicais vão vibrar com um atraso considerável (um ciclo ou mais). Na figura II-20 vemos a onda progressiva se propagando pela membrana basilar em resposta a um estímulo senoidal de 200 Hz.

Os deslocamentos da membrana basilar são de amplitude muito baixa, pois mesmo para 140 dB SPL, Békésy mediu cerca de  $3 \cdot 10^{-3}$  mm de deslocamento máximo.

A envoltória vista na figura II-20 é o lugar geométrico dos pontos de máxima vibração da membrana no decorrer do estímulo senoidal. Na figura II-21 vemos as envoltórias dos padrões de vibração da membrana basilar para várias frequências de estímulos senoidais.

Observamos que a porção basal está em vibração para praticamente qualquer frequência do estímulo. Se fixarmos nossa atenção a apenas um ponto do ducto coclear, veremos que este ponto vibra senoidalmente na frequência do estímulo. Podemos representar a curva de amplitude e fase da vibração em função da frequência do estímulo, como na figura II-22.

O fato da membrana basilar ter sua elasticidade aumentada da base até o ápice, explica o porquê da frequência da vibração máxima decrescer a partir do estribo (sendo este dado confirmado por estudos histológicos do órgão de Corti em animais submetidos a traumas sonoros de frequência variável) e também o fato, do tempo de atraso de resposta de um ponto do ducto coclear aumentar a partir do estribo. Estas propriedades mostram que na cóclea existe uma análise (mecânica) frequencial, ou seja, os impulsos nervosos através do nervo coclear codificam características temporais e de frequência da informação sonora.

O órgão de Corti, formado pelas células ciliadas sensoriais, que se situa na membrana basilar (vide figura II-10), é o responsável pela transdução da vibração mecânica da membrana basilar em sinais elétricos. Mostramos na figura II-23 o esquema de uma célula ciliada genérica.

Vemos também, que efeito (inibição ou excitação) tem sobre a sinapse aferente os deslocamentos em um sentido ou outro das células ciliadas.

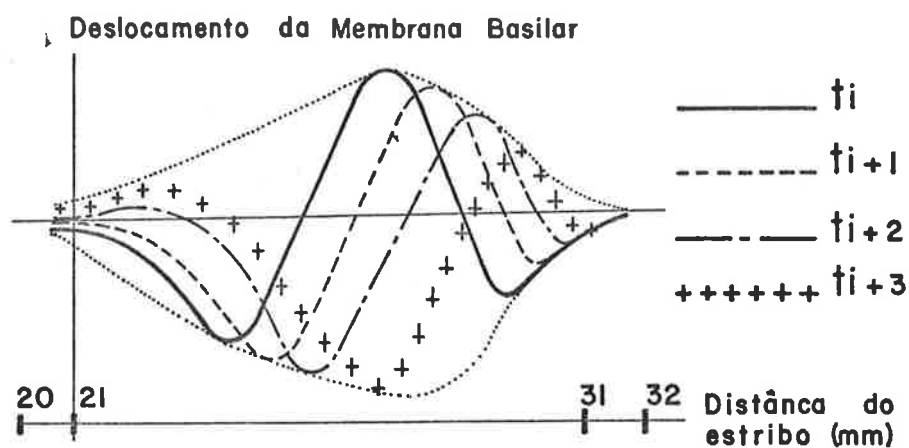


Fig. II.20- Onda progressiva na membrana basilar em resposta a estímulo de 200 Hz, mostrada em instantes seguidos, contidos em um período da senoide. (Reproduzido da referência [6])

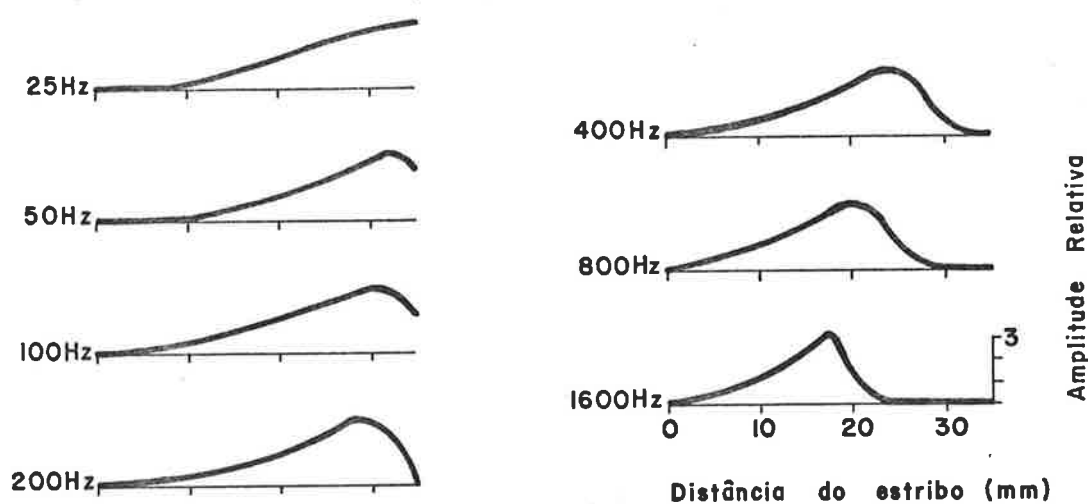


Fig. II.21- Envoltórias de vibração para estímulos senoidais. (Reproduzido da referência [6]).

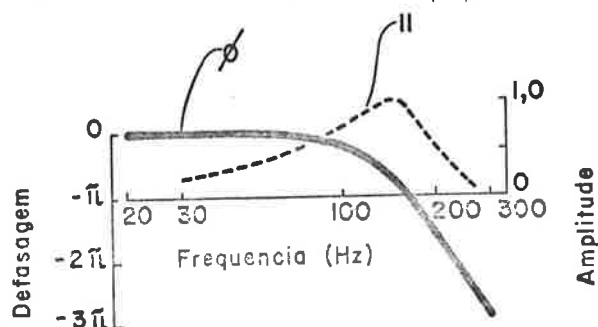


Fig. II.22- Curvas de amplitude e fase de vibração em função da frequência do estímulo, para um ponto na membrana basilar a 30 cm do estribo. (Reproduzido da referência [6]).

O efeito da sinapse eferente é o de inibição, pois estimulação do neurônio eferente produz uma inibição do potencial de ação que seria causado por um deslocamento conveniente dos cílios. Como na descrição anatômica não pudemos observar maiores detalhes, mostramos na figura II-24 um esquema onde vemos a fixação das células ciliadas do órgão de Corti.

As extremidades dos cílios estão embebidas na membrana tectória sendo a lâmina reticular uma estrutura celular dotada de certa rigidez, e através da oval passam os cílios. G. Von Békésy examinando os movimentos dos cílios, notou que existe um movimento de tipo cisalhamento entre a membrana tectória e a lâmina reticular, devendo este mecanismo excitar a célula ciliada, causando o aparecimento de um potencial de ação no neurônio bipolar correspondente.

Os potenciais descritos a seguir são captados por finos eletrodos de por exemplo, 15  $\mu$ m de diâmetro.

#### a. Potenciais de repouso

São os potenciais existentes com a cóclea não estimulada. Como já mencionamos na descrição anatômica, a endolinfa é rica em potássio e pobre em sódio sendo a perilinfa rica em sódio. Existe entre a membrana basilar e a lâmina reticular um outro fluido de composição não bem conhecida. Avançando-se com um eletrodo através da rampa timpânica, nota-se uma queda de 80 a 90 mV quando penetra-se na região do órgão de Corti. Ultrapassando-se a lâmina reticular, nota-se que o potencial do eletrodo torna-se 80 a 90 mV positivo em relação à rampa timpânica, sendo este o chamado potencial endococlear. Existe, por tanto, uma diferença de potencial de 160 mV a 180 mV entre o fluido logo acima do corpo das células ciliadas e o fluido no qual elas estão imersas (vide figura II-25). A rampa timpânica e a vestibular estão aproximadamente no mesmo potencial.

#### b. Potenciais dinâmicos

Quando da ocorrência de um estímulo sonoro, observa-

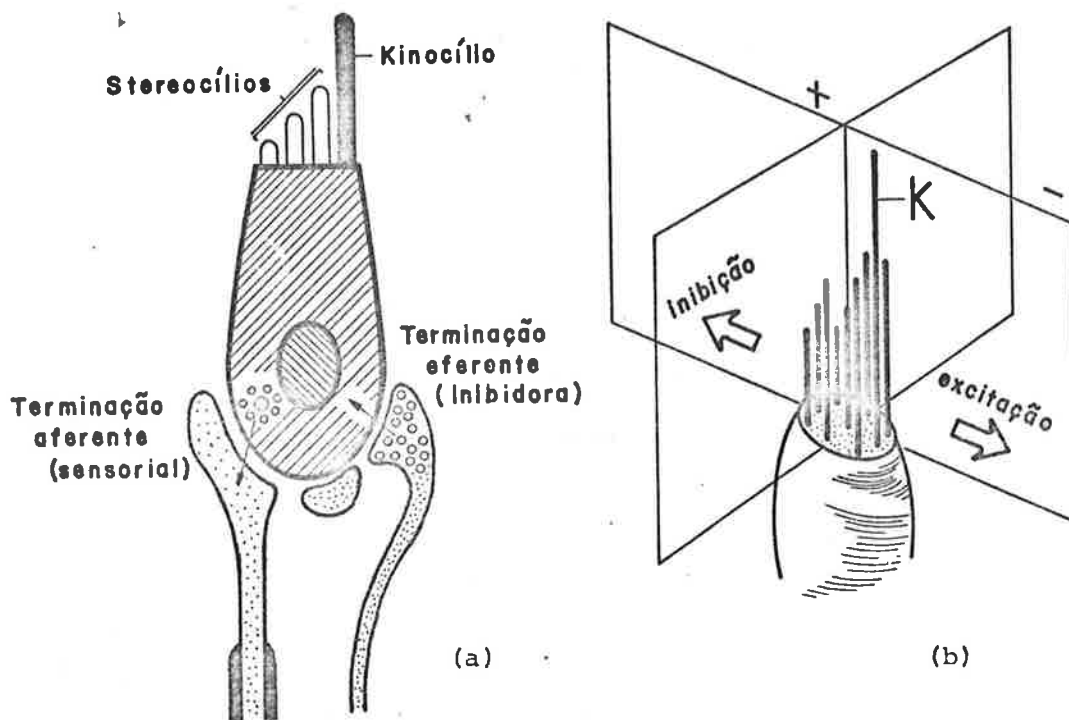


Fig. II.23- Célula ciliada (a); Efeito de deslocamentos ciliares na terminação aferente (b).

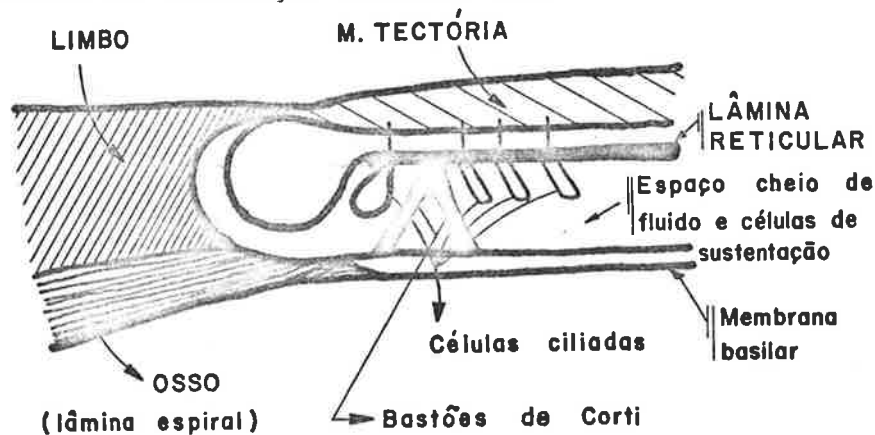


Fig. II.24- Estrutura fina da sustentação do órgão de Corti (Reproduzido da referência [7]).

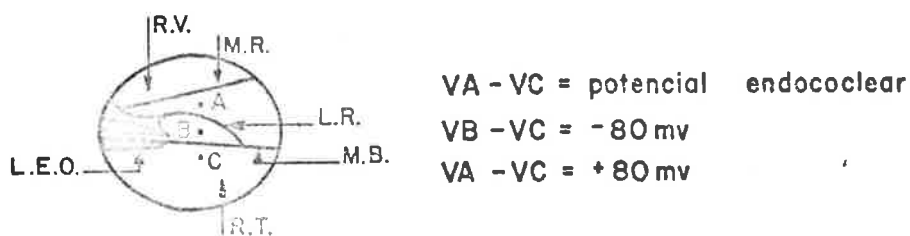


Fig. II.25- Potenciais de repouso na cóclea.

-se na cóclea vários potenciais de resposta distintos. Se captarmos um sinal diferencial entre a rampa timpânica e a rampa vestibular, obteremos: o potencial microfônico (PM) que para intensidades de estimulação não excessivas é proporcional ao movimento do duto coclear na vizinhança dos eletrodos, sendo o PM uma réplica do estímulo aplicado; um potencial de somação (PS) que pode ser positivo ou negativo, e que segue a envoltória da onda do estímulo. Ainda não são bem conhecidos os mecanismos que dão origem a estes potenciais embora existam várias hipóteses. O potencial de somação parece ser causado devido à assimetria na vibração da membrana basilar. Um dado interessante é que o potencial endococlear é aumentado durante uma deflexão do duto coclear em direção à rampa timpânica e é diminuído no caso contrário. Se estimularmos o ouvido com um transitório acústico, captando o sinal da rampa timpânica e somando este ao sinal captado na rampa vestibular, os dois referenciados a um eletrodo neutro (por exemplo no pescoço), obteremos o potencial de ação global (PA), praticamente sem captarmos o PM e o PS locais, sendo este potencial uma resultante da difusão da atividade elétrica dos neurônios à vizinhança do eletrodo. O PA captado por exemplo na espira basal (em cobaia) tem a forma vista na figura II-26. O primeiro pico positivo ( $P_1$ ) é atribuído a potencial microfônico de outras espiras (visto que o PM local foi cancelado). Se ao invés de estimulação transitória utilizarmos um salvo de senoide ("tone burst") de frequência alta, não teremos o primeiro potencial positivo devido ao fato que só a espira basal vibra para esta faixa de frequência. O pico  $P_2$  é explicado na referência |9| como sendo devido ao fato do potencial neuronal captado nas rampas em relação a um eletrodo distante ser bifásico, mostrando a referência |10| que inativação da porção mêdia (vizinhanças de meato acústico interno) do nervo coclear elimina  $P_2$ , tornando a resposta monofásica. Surpreendentemente, para captação em vizinhanças da janela redonda em relação a eletrodo na boca, a referência |11| obteve uma inativação de  $P_2$  (que a referência chama de  $P_1$ ) através de lesões no núcleo coclear lateral. Embora restem dúvidas quanto à localização da origem dos diversos picos, sabe-se que  $N_1$  é devido quase que totalmente à atividade basal da cóclea (embora a intensidades

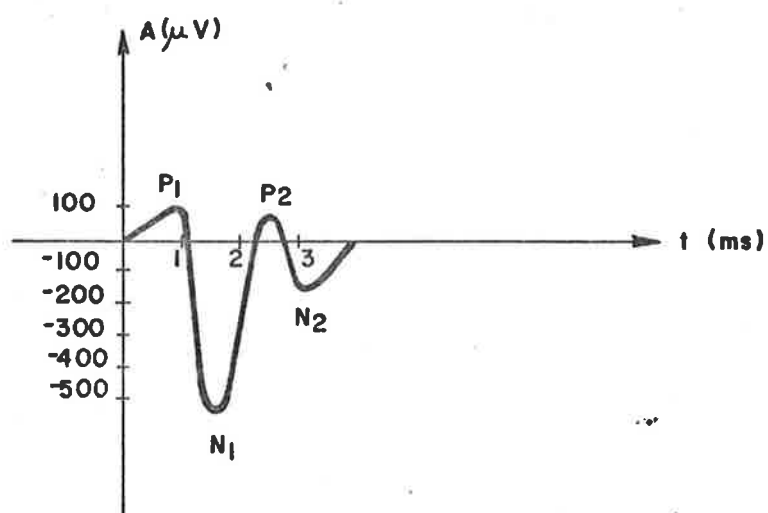


Fig. II.26- Potencial de ação global captado na espira basal, com soma dos potenciais das duas rampas, em relação a um ponto distante.

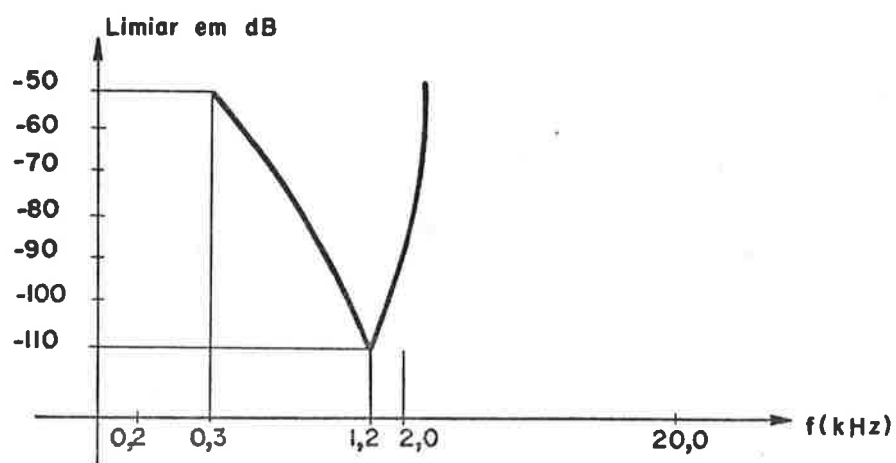


Fig. II.27- Curva de sintonia para uma fibra de frequência característica 1,2 kHz (Adaptado da referência [12]).

baixas de estímulo existe certa atividade preferencial da região correspondente às frequências dominantes do espectro do estímulo).

Apresentamos a seguir alguns dados e conclusões da referência [12] que mostra um trabalho em fibras isoladas do nervo coclear no gato. Tomando-se uma fibra isolada (i.é., através de microeletrodo, capta-se os potenciais de um só axônio "in situ"), nota-se que mesmo na ausência de estimulação sonora controlada, existem disparos aleatórios de potenciais de ação (é a chamada atividade espontânea). Se passarmos a estimular o ouvido, além dos disparos evocados, continuamos a ter disparos aleatórios. Ao se estimular o ouvido com salvos de frequência ajustável, notamos que existe uma espécie de sintonia, ou seja, para uma certa região de frequências, a fibra responde a baixos níveis de estimulação. A frequência em que o nível é mínimo, é a chamada frequência característica - (FC) da fibra. Vemos na figura II-27 uma curva de sintonia para uma certa fibra. A menor intensidade do estímulo na FC é chamada de limiar. Fibras de mesma FC apresentam limiares em uma ampla gama (de 50 dB), ou seja, uma fibra de FC de 2000Hz pode ter um limiar a 10 dB enquanto outra de mesma FC pode ter limiar até a 60 dB. Há grande variabilidade também de limiares para fibras de diferentes FCs. Um gráfico muito útil para a análise da atividade de uma fibra é o histograma de tempo após estimulação ("PST histogram") que mostra na vertical o número de disparos e na horizontal o tempo do disparo medido a partir do estímulo. Vemos na figura II-28 um histograma PST de uma fibra de FC 640 Hz. No histograma, L é a latência ou tempo de atraso entre o estímulo transitório e o aparecimento do primeiro disparo em um grande número de vezes. Unidades com menor FC tem maior latência, isto ocorrendo provavelmente devido ao tempo de propagação da onda progressiva na membrana basilar em resposta a um súbito deslocamento do estribo. Segundo Békésy, a onda leva em torno de 5 ms até atingir o ápice da cóclea. Além do mais, devido à estrutura da membrana basilar, temos menor velocidade de propagação da onda nas porções apicais. A latência L de unidades de alta FC é a mesma que a latência do pico N<sub>1</sub> da onda captada no meio acústico

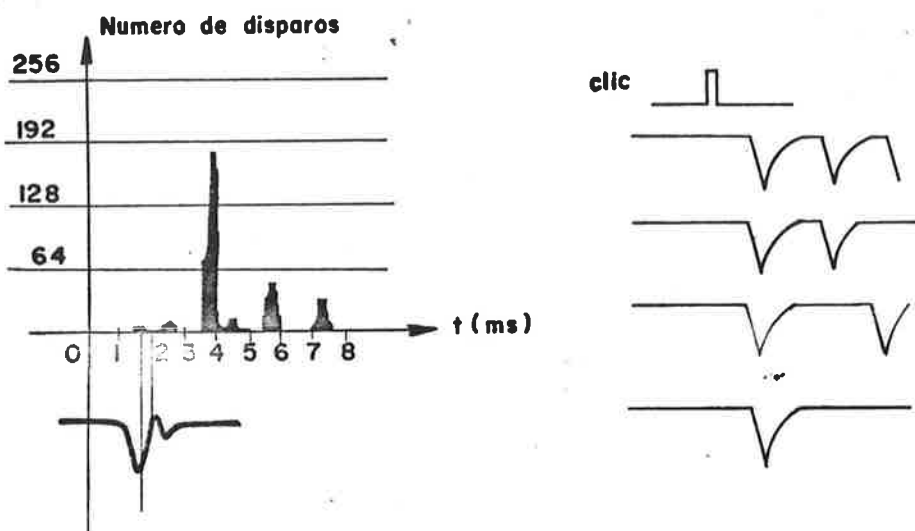


Fig. II.28- Histograma de tempo após estimulação de uma fibra de frequência característica 640 Hz. Abaixo vemos o potencial de ação global captado na janela redonda. Ao lado, vemos um pulso de estímulo (clic), e os possíveis padrões de respostas neuronais. (Adaptado da referência [12]).

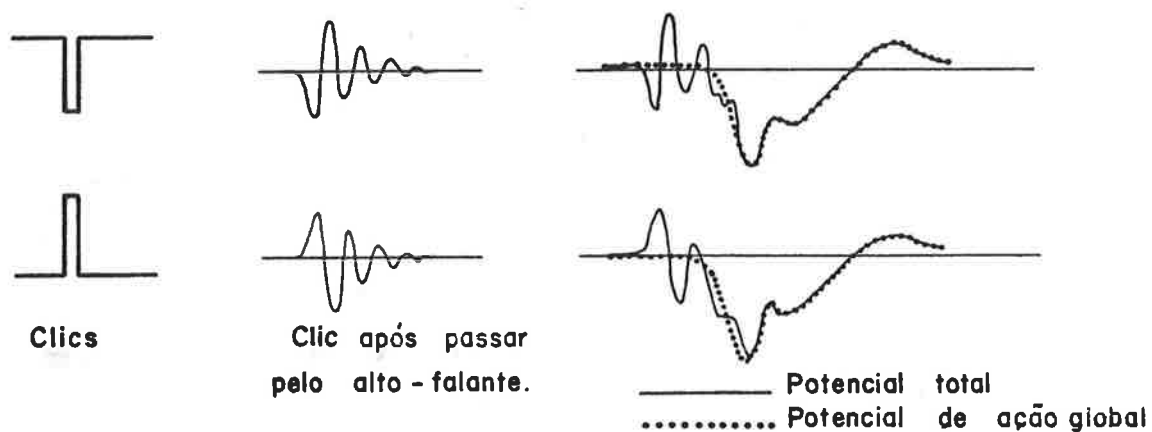


Fig. II.29- Captação das respostas (PA e PM) nas vizinhanças da janela redonda, quando da aplicação de um clic ao alto-falante.



interno que por sua vez é 0,2 ms maior que a latência de  $N_1$  captada na janela redonda (devido ao atraso de propagação neuronal). Portanto conclue-se que somente neurônios de FC alta (maior que 5 kHz aproximadamente) contribuem significativamente na geração do pico  $N_1$  captado na janela redonda, e assim, a observação de  $N_1$  só nos permite concluir algo sobre a região basal da cóclea. Um dado interessante mostra que ocorre excitação neuronal quando o duto coclear é defletido em direção à rampa vestibular, ou seja, quando o estribo se retrai na janela oval em resposta a uma rarefação no estímulo sonoro.

Se captarmos um sinal de fora da cóclea, mas nas vizinhanças da janela redonda referenciado a um ponto neutro, obtemos novamente o PA, mas superposto a ele um PM (às vezes também um PS). Na figura II-29, o estímulo consiste de um pulso retangular (por exemplo de 100 $\mu$ s de duração), chamado clic, que é aplicado a um fone de ouvido ou alto-falante. O fone ou falante causa uma distorção na forma do estímulo que irá atingir o ouvido. O PM é a resultante da soma ponderada da contribuição de cada ponto da membrana basilar, ou seja, a função peso (que reflete a distância entre o ponto da membrana basilar e a janela redonda) terá maior valor nos pontos correspondentes à espira basal. O potencial de ação global depende do sincronismo de disparos de cada neurônio (visto que cada um tem limiar de disparo diferente), devendo-se, para isto ocorrer, usar estímulos com tempos de subida curtos, por exemplo bem menores que 100 $\mu$ s. Existe um tempo de latência entre o PM e o PA, que decresce com o aumento da intensidade do estímulo. O PA cresce com o aumento da amplitude do estímulo segundo certa característica (usando-se estímulos de tempo de subida curto de modo que haja a somação das atividades no mesmo instante), visto que neurônios de limiar mais elevado vão sendo ativados. A taxa de estímulos por segundo tem influência sobre o potencial de ação global captado na janela redonda. Até uma taxa de aproximadamente 10 clics/s, tanto a amplitude  $N_1$ - $P_2$  como a forma, não sofrem praticamente alteração. A partir de 10/s a amplitude  $N_1$ - $P_2$  decresce consideravelmente com o aumento da taxa. A partir de 100/s além da queda de amplitude, temos alteração na forma do sinal [vide refer.13]. Nesta referência ainda se concluiu que a aplicação de anestesia geral não afeta a amplitude  $N_1$ - $P_2$ .

Numerosos pesquisadores comprovaram, em termos de potencial de ação global, que salvos de senoides com frequências até cerca de 2000 Hz causam disparos sincronizados com os ciclos da senoide, havendo adaptação (decrêscimo da amplitude  $N_1 - P_2$  com o tempo). No caso de salvos de ruído (que por vezes tem efeito semelhante a clics), notou-se que para taxas de 5/s não havia acomodação, mas em taxas mais elevadas havia (centenas/s).

Um aspecto que está despertando a atenção dos pesquisadores é a ação das vias eferentes cocleares em mecanismos de inibição. Tais aspectos também serão relevantes na explicação da gênese do potencial de ação global captado na janela redonda.

### CAPÍTULO III

#### NOÇÕES DE AUDIOMETRIA

##### III.1 Introdução

Genericamente, audiometria é a avaliação da acuidade auditiva no ser humano. A perda da capacidade auditiva pode ser em maior ou menor grau, recebendo o nome genérico de disacusia. Dá-se o nome de hipoacusia a uma disacusia moderada. A surdez é uma disacusia onde o limiar está acima de 60 dB em relação ao normal. A anacusia ou surdez total é a incapacidade de ouvir, mesmo com prótese. Neste caso o limiar está acima de 90 dB em relação ao normal. Quanto à localização da disfunção, as disacusias são divididas em três classes: a) disacusia de transmissão (ou condução), na qual a causa está localizada na orelha externa ou média. b) disacusia neurosensorial, na qual a causa está localizada na orelha interna. Temos dois casos possíveis: b.1) disacusia sensorial ou coclear, onde o fator etiológico se acha no órgão de Corti. b.2) disacusia neuronal ou retrococlear, onde a causa da disfunção se acha no ramo coclear (considerado a partir do órgão de Corti) do VIIIº par craniano ou em qualquer porção da via auditiva até a projeção auditiva cortical. c) disacusia mista, quando a patologia compromete tanto o aparelho de condução como a cóclea e/ou vias superiores.

Os métodos antigos de audiometria, hoje em desuso devido aos resultados grosseiros, consistiam do uso da voz, relógio e principalmente dos diapasões. Neste resumo daremos atenção aos métodos mais modernos onde os resultados podem ser quantificados e controlados de uma maneira mais precisa. Os equipamentos para a realização dos testes audiométricos modernos alcançaram o atual estágio graças ao desenvolvimento da eletrônica. Pode-se fazer uma divisão da audiometria em duas categorias:

1. audiometria subjetiva, onde a colaboração consciente (percepção) do paciente é fundamental para a realização do teste.

2. audiometria objetiva, onde os dados obtidos dependem apenas de respostas fisiológicas e assim não dependem da colaboração do paciente.

### III.2 Audiometria Subjetiva

#### III.2.1. Introdução

A audiometria subjetiva, em linhas gerais, consiste na apresentação (através de fones, por exemplo) do ouvido em teste, de apitos breves (audiometria tonal) ou de fonemas, palavras e sentenças (logoaudiometria). O paciente responde ao teste da maneira que foi especificada pelo otologista ou fonoaudiólogo (apertando um botão, repetindo ou escrevendo a palavra).

#### III.2.2 Audiometria tonal

A audiometria tonal pode ser de limiar ou supralimiar. A audiometria tonal limiar consiste na apresentação de tons puros de duração breve (1/2 s a 2 s) inicialmente com intensidades decrescentes, devendo o paciente apertar o botão quando perceber o apito. A uma certa intensidade (primeiro limiar), o paciente não responde. Em seguida aumenta-se a intensidade dos apitos até nova percepção por parte do paciente. Anota-se também o segundo valor de limiar (maior que o primeiro). Considera-se como limiar, na frequência do tom, a média dos dois limiares. Quando se tem um paciente com deficiência unilate - ral, ao se testar o ouvido deficiente, aplica-se ao ouvido normal um ruído branco para mascaramento, evitando que haja eventual captação do tom aplicado ao outro ouvido por parte do ouvido normal. O teste apresentado avalia a condução aérea, ou seja, o fone impõe a vibração das partículas de ar no meato acústico externo e esta vibração se propaga através da membrana timpânica e os ossículos, culminando na vibração do estribo na janela oval, que acarretará a vibração da perilinfha e endolinfa da côclea. Se aplicarmos uma vibração mecânica ao osso temporal (cl clinicamente se aplica o vibrador na mastóide), teremos esta se propagando através das estruturas, incidindo

diretamente nos líquidos cocleares (embora em frequências baixas de cerca de 800 Hz, há vibração total do crânio e a inércia da cadeia ossicular passa a ter efeito importante na movimentação da perilínfa). Obtemos assim um método de testar a cóclea diretamente. Na figura III.1 temos o esquema simplificado da condução aérea e óssea.

O audiograma é a representação gráfica dos resultados colhidos durante a audiometria tonal liminar. Na figura III.2, vemos quatro audiogramas. A linha de zero dB caracteriza um "ouvido normal", sendo adotada uma curva média (em termos de intensidade absoluta em dB SPL) de pessoas normais e padronizada universalmente, sendo o padrão hoje usado em audiômetros o ISO-64 (estabelecido na reunião de 1964 da International Standards Organization). A faixa de normalidade de audição está entre -10 dB e 20 dB em relação à linha de 0 dB. Caso o audiograma de condução aérea seja normal, o de condução óssea também o será. No audiograma da figura III.2, temos para o ouvido direito do paciente 1 uma condução aérea e óssea dentro dos limites da normalidade, mas o ouvido esquerdo apresenta uma curva de condução aérea deslocada para limiares mais altos e a curva de condução óssea normal (caracterizadas pelo intervalo aéreo-ósseo), evidenciando-se assim, uma disacusia de condução, uma vez que quando a vibração foi aérea, houve algum impedimento na transmissão do som até a cóclea. No audiograma do ouvido direito do paciente 2, vemos que tanto os limiares de condução óssea e aérea estão elevados, mas praticamente não existe intervalo aéreo-ósseo, isto caracteriza uma disacusia neurosensorial. O audiograma do ouvido esquerdo do mesmo paciente apresenta limiares elevados tanto para condução óssea como para aérea, mas a aérea relativamente maior que a óssea; isto caracteriza uma disacusia mista. Uma variante da audiometria tonal descrita, é a audiometria automática de Békésy, que não cabe aqui discutir (vide ref. 14).

A audiometria liminar é o primeiro teste que costuma ser feito por ser o mais simples. Embora forneça dados importantes para o diagnóstico e para o tratamento a ser seguido, como só fornece dados sobre limiares de audição, sua potencialidade é restrita. A audiometria tonal supraliminar fornece da

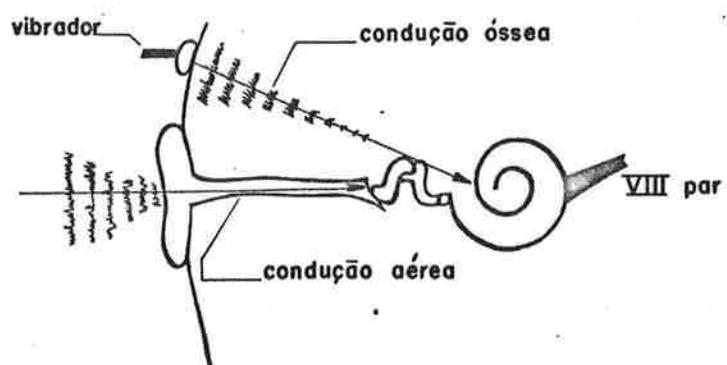


Fig. III.1- Esquema mostrando a condução aérea e a condução óssea.

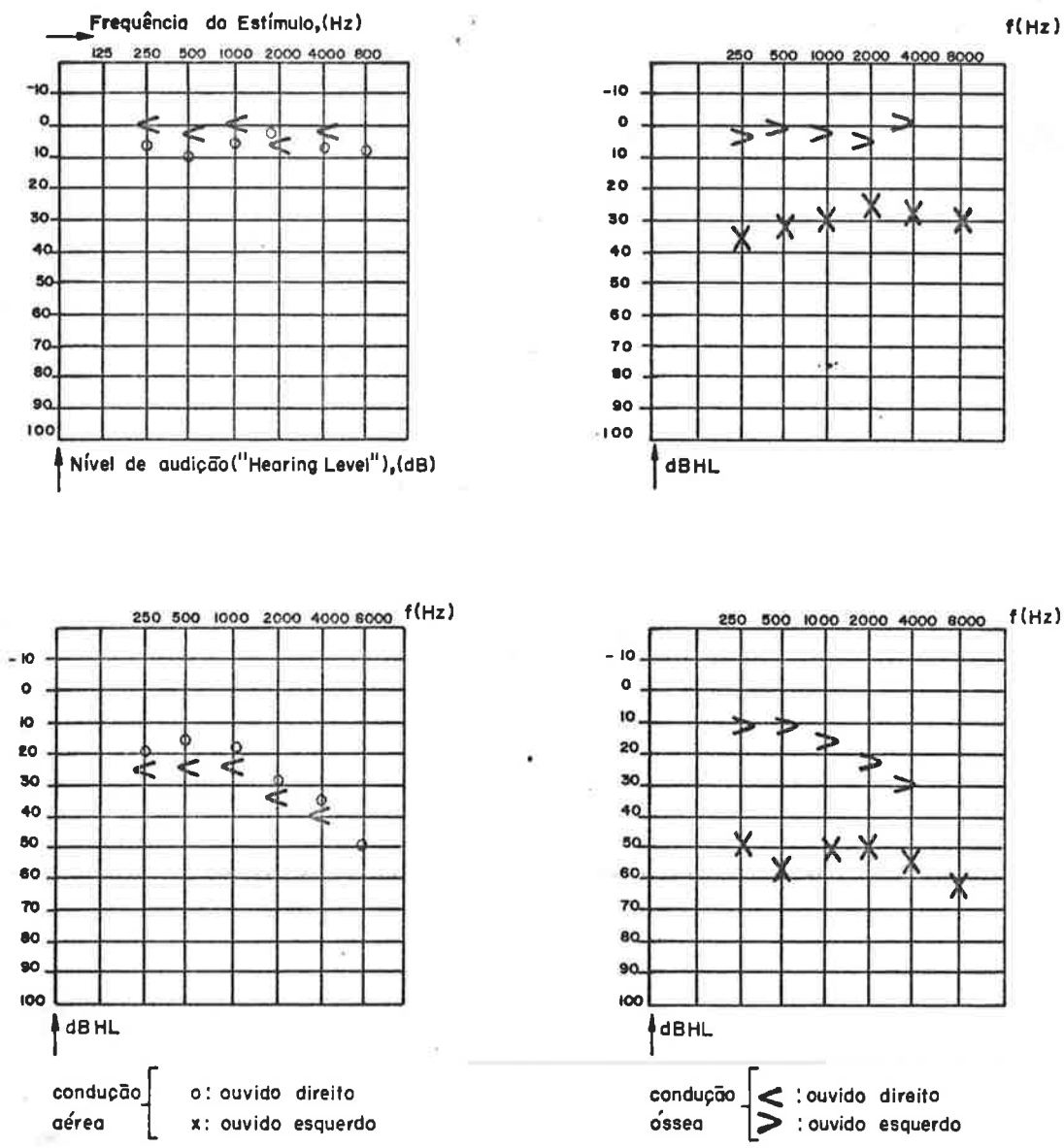


Fig. III.2- Audiogramas, mostrando que para o paciente 1, temos o ouvido direito com audição normal, ao passo que o ouvido esquerdo apresenta disacusia de condução. O ouvido direito do paciente 2, se apresenta com disacusia neurosensorial, e o ouvido esquerdo com disacusia mista.

dos sobre certas patologias que se caracterizam por fenômenos não lineares. Um deles, a diplacusia, se caracteriza pelo fato de haver uma percepção de altura diferente nos dois ouvidos, quando estimulados com uma mesma frequência. Em certos casos existem distorções de frequência mais acentuadas (por exemplo, com estimulação sonora de tom puro, um ouvido pode escutar um farfalhar). Outro fenômeno é o recrutamento (ou recuperação) que se caracteriza pelo fato de que o ouvido com limiar mais elevado (quando a disacusia é neurosensorial) se torna mais sensível aos incrementos sonoros. Vamos supor que o paciente tenha uma disacusia neurosensorial no ouvido direito e que seu limiar neste ouvido, em 2000Hz, é de 40dB. O ouvido contralateral é normal, como por exemplo limiar a 10 dB nesta frequência. Se formos elevando as intensidades (a partir dos respectivos limiares) alternadamente nos dois ouvidos, chegará um instante em que, para igual intensidade sonora apresentada aos dois ouvidos, o paciente terá a mesma sensação de intensidade (igual volume). Assim no gráfico da figura III.3, notamos que, para o paciente ter a mesma sensação de intensidade, no limiar, havia uma diferença de 30dB e que quando nos distanciamos do limiar a desigualdade foi decrescendo até zero. Isto significa que em 80dB tanto o ouvido normal como o patológico tem a mesma sensação de intensidade. Tudo se passa como se o ouvido patológico se recuperasse. Tanto a diplacusia, como o recrutamento são sintomas de disacusia sensorial. Existe uma variedade de testes audiométricos supraliminares que não cabe aqui detalhar (vide refs. 14 e 15).

### III.2.3 Logaudiometria

Embora os testes de audiometria tonal nos informem que o paciente tem apenas leve deficiência auditiva, nada se pode afirmar quanto ao seu grau de discriminação da palavra falada. Isto porque no caso da palavra falada a participação dos centros corticais é muitíssimo maior que no simples caso da percepção de um tom. Por esta razão, é de grande importância também a logaudiometria, que basicamente compreende dois testes: pesquisa do limiar de recepção e medida do grau de perda de discriminação. O primeiro consiste em determinar a



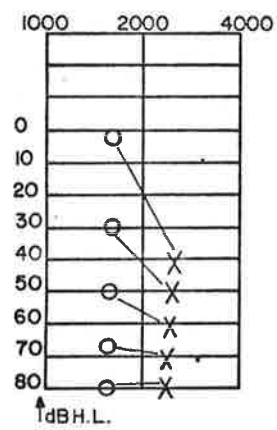


Fig. III.3- Gráfico mostrando o recrutamento no ouvido esquerdo.

intensidade em dB, em relação a um padrão tido como normal, para a qual 50% das palavras são entendidas. O segundo teste consiste em contar a porcentagem de palavras discriminadas, sendo estas emitidas a 40 dB acima do limiar de recepção anteriormente determinado. Existem cuidados especiais quanto à lista de palavras a serem usadas (deve haver equilíbrio fonético), e também quanto ao problema da calibração da intensidade da gravação. Com os resultados da logaudiometria, pode-se avaliar a perda de discriminação verbal além de se ter um dado a mais para o diagnóstico topográfico. A logaudiometria permite ainda classificar a disfunção em relação a uma escala de comprometimento social e orientar o paciente para a terapia mais adequada. Através da bateria de testes de audiometria tonal e logaudiometria, chega-se via de regra a conclusões sobre a possível localização da anomalia e sua etiologia (a anamnese e os exames clínicos auxiliam nesta tarefa), seguindo-se então ao tratamento adequado, que pode ser cirurgia, uso de prótese, tratamento medicamentoso, educação especial (principalmente no caso de crianças), etc.

### III.3 Audiometria Objetiva

#### III.3.1 Introdução

Pela descrição dos testes audiométricos subjetivos, ficou claro que a participação do paciente é ativa, devendo haver respostas conscientes por parte do mesmo. A obtenção do audiograma em crianças é possível, tipicamente a partir de 5 anos de idade [vide ref. 16], se a deficiência auditiva não for exagerada, além de não existirem outros problemas associados, como afasia receptiva (lesão cerebral que causa inabilidade de entender a palavra apesar da informação sonora atingir o córtex cerebral), afasia motora (lesão cerebral que causa inabilidade em articular as palavras apesar da criança escutar), autismo (doença de origem psíquica em que a criança se nega a qualquer tipo de comunicação com o mundo exterior), entre outros. No caso de crianças com menos de 5 anos de idade, os testes normais em geral dão apenas idéia qualitativa. Além das crianças de pouca idade (incluindo-se os recém-nascidos), ou

tros pacientes em que a audiometria subjetiva não é passível de aplicação são:

- a) pacientes com deficiência mental, em que a colaboração do paciente é impossível por causas como agitação excessiva, agressividade.
- b) pacientes com deficiência auditiva psicogênica, em que o paciente subconscientemente apresenta a doença.
- c) pacientes com deficiência auditiva simulada ("malinger"), em que o paciente conscientemente simula uma doença (no caso, de audição) com fins de recompensa (material ou não).
- d) e outros

Então se faz necessária a criação de métodos objetivos de audiometria. Um método, hoje em total desuso, é o do reflexo psicogalvânico (ou resposta eletrodérmica-variação da resistência da pele) que foi abandonado por ter apresentado em certos casos, erros grosseiros de até 60 dB na detecção do limiar auditivo.

Quanto aos métodos audiométricos objetivos hoje em dia usados na clínica, temos:

- a) Impedanciometria
- b) Audiometria de Potencial Evocado (APE) em nível cortical ou de tronco encefálico
- c) Eletrococleografia

### III.3.2 Impedanciometria

A impedância acústica  $Z_{ac}$  nos dá uma medida da resistência que certo meio oferece à propagação da vibração sonora. A medida da impedância do sistema tímpano-ossicular facultaria saber se existe, uma reflexão do som que incide no tímpano, maior ou menor que a normal. Um aumento na reflexão, em relação ao normal, pode ser causado por vários fatores: fixação do estribo (-principalmente) a estruturas fixas da cavidade timpânica (é a otoesclerose), endurecimento de junta ossicular, aparecimento de líquidos estranhos na cavidade timpânica (é a otite serosa), etc. Por outro lado, se medirmos uma impedância menor que a normal, pode-se ter uma descontinuidade (desarticulação) na cadeia

ossicular.

A impedância em frequências altas (acima de 2000 Hz) é devida principalmente à massa total do sistema, sendo que em frequências baixas (menor que 500 Hz) é devida à rigidez, exercida pelas articulações e músculos e ligamentos de sustentação. Geralmente usa-se como grandeza de medida algo inversamente proporcional à impedância, alguns aparelhos usando a admitância (unidade: milimhos) e outros a compliância (como a compliância é proporcional a volume, mede-se em  $\text{cm}^3$  [vide ref. 17]). Em termos clínicos, as patologias relativas à alteração de rigidez são as mais importantes, donde se usa estimulação sonora de frequência baixa em impedanciometria. Vemos na figura III.4 um diagrama simplificado do sistema de medição.

A rolha de borracha é inserida no meato externo, vedando qualquer escape de ar. Os tubos que passam através da rolha provêm de três fontes: alto-falante, bomba de ar e microfone. Para determinarmos a compliância, a pressão atmosférica, não usamos a bomba. O método consiste em aplicar-se um estímulo sonoro de 275 Hz ao alto-falante, de tal intensidade que o microfone registre uma pressão sonora de 65 dB SPL. A intensidade captada depende da intensidade aplicada e da absorção do meato externo. Em aproximação, as paredes do meato podem ser tidas como rígidas, ou seja, o principal elemento de absorção é a membrana timpânica (e o sistema ossicular a ela ligado). Mede-se qual o ganho do amplificador para se ter os 65 dB SPL, e este ganho está diretamente relacionado com a compliância. É de interesse estender esta medida de impedância acústica, para diferentes valores de pressão no meato acústico externo (ou seja na membrana timpânica). Tem-se então a timpanometria. Vemos na figura III.5 dois gráficos, obtidos através da timpanometria, realizada em um ouvido normal e o outro em dois ouvidos patológicos. A curva (a), representa um ouvido normal, onde a máxima compliância ocorre quando a pressão no meato é igual à pressão atmosférica, pois então a membrana timpânica não está sob ação de forças. Na curva (b), em linha cheia, temos um ouvido que apresenta uma disfunção da trompa de Eustáquio, causando uma retração da membrana timpânica (para o interior da cavidade). Na curva (b), em tracejado, temos uma

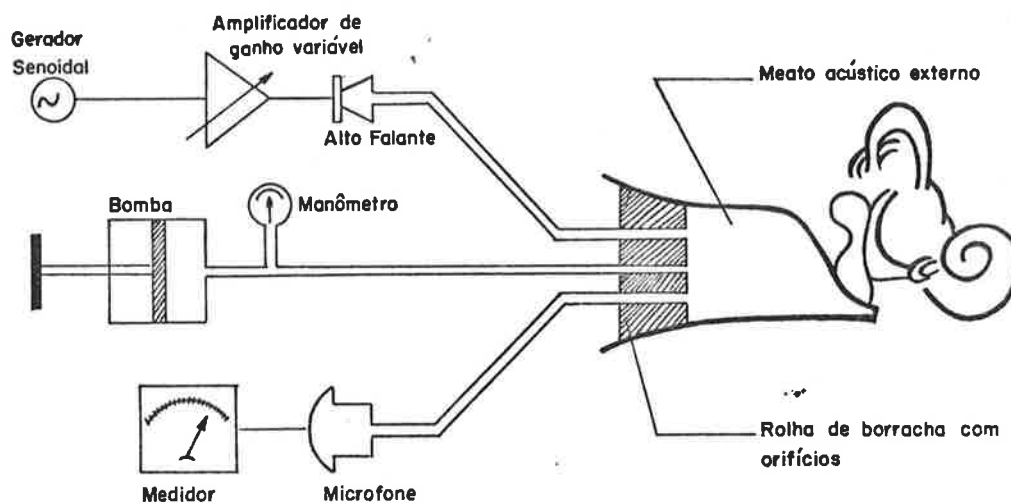


Fig. III.4- Diagrama esquemático de um impedanciômetro (A daptado da referência [17])

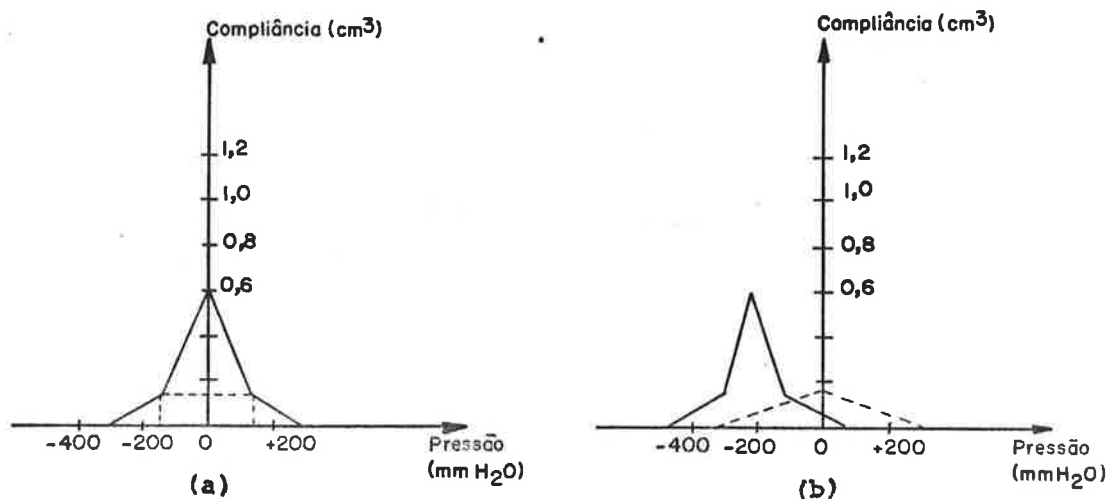


Fig. III.5- Gráficos da timpanometria: (a) curva de ouvido normal, (b) curvas de ouvidos patológicos (Adaptado da referência [17]).

curva típica de otoesclerose, onde temos uma curva centrada, mas de compliância menor (devido à fixação do estribo, o que aumenta a rigidez da cadeia). Outra aplicação importante da impedanciometria é a medição do reflexo dos músculos do ouvido médio. Percebeu-se que, quando existe mal funcionamento no ouvido médio, o reflexo do músculo do estapêdio (principal responsável pelo reflexo global) não é observável. Se com estimulação sonora contralateral de 70 dB a 90 dB acima do limiar, encontramos o reflexo estapedial, então, com boa probabilidade não existe deficiência no sistema de transmissão (tímpano e ossículos) do ouvido em teste. Caso apenas se observe o reflexo quando o estímulo é consideravelmente superior aos 70 a 90 dB do limiar, então, ou existe leve deficiência no sistema de transmissão do ouvido observado ou alguma deficiência no ouvido com estimulação. Se o paciente apresentar reflexo, quando o ouvido contralateral foi estimulado a por exemplo 40 dB acima do seu limiar, então evidenciamos o fenômeno do recrutamento no ouvido estimulado. Usa-se também a impedanciometria para avaliação de limiar em pacientes que não apresentem discusia de condução em nenhum dos ouvidos [vide ref. 18]. O procedimento seria o seguinte: inicialmente se efetuará uma timpanometria e caso esta diagnosticasse normalidade para ambos os ouvidos, então poderíamos passar à avaliação do limiar como é descrito na referência [18]. Os erros consideráveis deste método na detecção dos limiares bem como o fato do método não ser muito geral nos faz procurar por outros.

Apresentamos a seguir a audiometria de potenciais evocados (APE), onde através de eletrodos de disco se captam potenciais, mascarados pela atividade elétrica espontânea do cérebro (EEG), em resposta a estimulações sonoras breves e repetitivas.

### III.3.3 Audiometria de potenciais evocados

Com os eletrodos de captação colocados no crânio do paciente, sem a existência de estimulação, captaremos simplesmente a atividade eletroencefalográfica espontânea. Ao aplicarmos o estímulo sonoro breve, aparece além da atividade espontânea, que é considerada no nosso caso como sendo ruído,

um potencial chamado potencial evocado (outros tipos de estímulos breves também causam o mesmo fenômeno, como o visual, tátil, elétrico). Para a clara visualização do potencial, é necessário um processamento, devido ao fato da atividade espontânea cortical mascarar o potencial desejado. Efetua-se então um processamento por médias, que será detalhado quando falarmos do eletrococleograma. Nos casos típicos de APE, o número de somas para a efetivação da média varia de 20 a 150. A captação do sinal é feita em modo diferencial, um dos eletrodos colocados no ponto mais elevado do crânio, o vértex (eletrodo "ativo"), o outro no lóbulo da orelha ou na mastóide (eletrodo de "referência") e finalmente o terra é ligado à testa do paciente. O sinal captado é amplificado, filtrado, processado através de médias e a resultante é reproduzida em papel e/ou na tela de um tubo de raios catódicos. A banda usada no filtro, varia entre os diversos centros clínicos, alguns usam de 3 a 35 Hz para crianças e 1 a 60 Hz para adultos, embora a tendência da maioria é utilizar bandas menores [vide ref. 19]. Vemos na figura III.6, um potencial evocado (já processado) em resposta a estimulação sonora. Para o diagnóstico, geralmente se deteta apenas o limiar para as várias frequências de estímulo (existem tentativas de levantar curvas características como no eletrococleograma, mas devido à variabilidade das respostas, ainda não se chegou a conclusões confiáveis). A medição de amplitude é feita usando o valor pico a pico de  $P_2$  a  $N_1$ .  $N_1$  aparece com uma latência em torno de 50 a 100 ms, ao passo que  $P_2$  aparece de 125 a 200 ms após o estímulo. Para a extração da média, necessitamos obter vários potenciais evocados, que em seguida são somados. A estimulação usada é um trem de salvos de senóides - ("tone burst"). Na maioria dos casos, a aplicação do estímulo é feita através de fones calibrados. Os parâmetros, taxa de repetição, intensidade, duração dos tons, tempos de subida e descida, alteram as características do potencial evocado. Em vista disto, não existe uma padronização entre todos os centros internacionais quanto aos parâmetros do estímulos. Alguns usam estímulos de duração de 60 ms, outros 250 ms, e etc. O tempo de subida deve ser menor que aproximadamente 50 ms. As frequências usadas para os tons geralmente abrangem a região da audição humana usando-se em torno de 250 Hz, 1000 Hz e 3000 Hz. A taxa

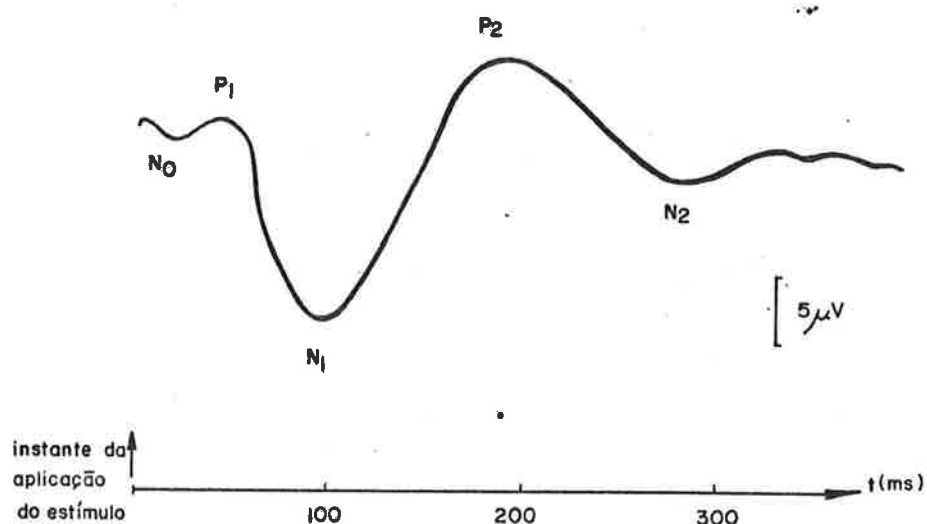


Fig. III.6- Potencial evocado cantado no vertex, em resposta a estímulo sonoro. Uma janela de tempo de 500 ms é usada na análise, tanto para casos normais como patológicos.



de repetição mais usada é de 1 estímulo/s. Alguns dados de como varia a amplitude ( $P_2-N_1$ ) em função do intervalo entre estímulos, podem ser encontrados na referência [20]. Na APE pode-se tanto obter respostas a estimulação por condução aérea como por condução óssea.

As ondas que acabamos de descrever, com latência de 50 a 250 ms são as chamadas respostas lentas, provenientes provavelmente da difusão da atividade da área de projeção primária auditiva no córtex, que se situa na região do giro temporal transversal (abaixo e internamente à fissura de Sylvius). A APE de ondas lentas pode ser utilizada em crianças, a partir de alguns meses de idade, quando já existe um desenvolvimento cortical (cerebral) adequado para se obter um potencial confiável para o diagnóstico. Além destas ondas lentas, temos ondas que surgem com latência menor, destacando-se os potenciais de tronco encefálico (eletrodo ativo no vertex, referência na mastóide do ouvido estimulado e terra na outra mastóide), que apresentam, em pacientes normais, uma latência de 6 a 9 ms, dependendo da idade, com valor pico a pico de 0,3  $\mu$ V a alguns microvolts [vide ref. 21]. Esta técnica pode ser usada em crianças, a partir de algumas semanas de vida, facultando assim a detecção de disacusia no começo da vida, o que torna a ação corretiva (cirurgia, prótese, educação especializada, etc) altamente eficaz, no sentido de integrar a criança ao mundo que a cerca. Por outro lado, pode-se captar através de eletrodos fixados no crânio, potenciais mais lentos que os inicialmente mencionados. São potenciais de variação de nível DC. O experimento, inicialmente, consiste no condicionamento do paciente. Ministra-se ao paciente um tom breve que é o estímulo condicionante, seguido do estímulo não condicionante (por exemplo, um flash) e, em vista do flash o paciente deve realizar alguma ação (por exemplo, apertar um botão). Depois do período de condicionamento, o paciente após perceber o apito (tom breve) fica esperando o flash. Este estado de espera é caracterizado por uma alteração de nível DC para tensão negativa. Este potencial é chamado de variação negativa contingente (CNV). Com este teste, determina-se o limiar subjetivo do paciente, mas este método exige o prévio condicionamento do mesmo, o que por

vezes é impossível (no caso de crianças, recém-nascidos, etc), além de no estágio atual, os resultados não serem confiáveis. A APE de ondas lentas tem a grande desvantagem dos potenciais - apresentarem variabilidade em função da atenção, estado emocional, tratamento farmacológico, e principalmente, se for ministrada ao paciente previamente à aplicação dos estímulos, uma anestesia geral. E, justamente nos casos em que a audiometria tonal é impossível de ser realizada, é necessário que o paciente seja anestesiado ou esteja dormindo durante a realização do teste. Os potenciais de latência breve, de 6 a 9 ms, provenientes de estruturas situadas no tronco encefálico (núcleo coclear, colículo inferior, núcleo olivar superior) são insensíveis aos fatores acima citados, notando-se apenas leve alteração nos estados de sono e anestesia. A desvantagem do uso destes potenciais para diagnóstico é o fato de suas amplitudes e a relação sinal-ruído (captado no vértex) serem muito pequenas, necessitando-se de 1000 a 4000 estímulos para a efetivação da média, além de que, para intensidades altas de estímulo, temos uma mistura um tanto confusa de várias respostas. Existem ainda potenciais de latência maior (7 a 50 ms), sendo estes de origem miogênica (são as respostas sonomotoras), mas a sua utilização nos dá apenas uma indicação grosseira dos limiares. Além do mais, existem respostas de latência na mesma faixa que a anterior, sendo estes potenciais provavelmente oriundos de regiões talâmicas e do córtex auditivo primário, mas estes ainda não foram bem analisados quanto à utilização clínica. A referência [22] mostra e dá uma análise dos diversos potenciais captados no crânio, em resposta a estimulação sonora. Finalmente chegamos à análise dos potenciais cocleares, e devido à sua importância na clínica e também ao fato de ser o assunto central da tese, dedicaremos à eletrococleografia um capítulo em separado.

## CAPÍTULO IV

### ELETROCOCLEOGRAFIA

#### IV.1 Introdução

A eletrococleografia é a captação, processamento e medição de potenciais elétricos originados na cóclea, em resposta a estimulações breves e repetitivas.

Um histórico sobre a captação de potenciais cocleares, e sua aplicação para diagnóstico auditivo no homem, pode ser visto na referência |23|.

Existem vários pontos usados em clínica para a captação dos potenciais cocleares:

- a) eletrodo ativo no promontório, referência no lóbulo e terra na testa.
- b) eletrodo ativo no meato acústico externo, referência no lóbulo e terra na testa.
- c) eletrodo ativo na mastóide do ouvido estimulado, referência na outra mastóide e terra na testa.
- d) eletrodo ativo no vértex, referência na região contralateral da nuca e terra na ponta do nariz.
- e) eletrodo ativo no lóbulo da orelha, referência no vértex e terra no nasion (junção do osso frontal com os ossos nasais).
- f) variantes das já citadas, em relação aos pontos de referência e terra.

O único método invasivo é o primeiro, mas em contrapartida, este, apresenta a vantagem de que, os potenciais captados são pelo menos dez vezes maiores que os equivalentes captados fora da orelha média. Além do mais, não se capta uma série de potenciais da via auditiva, facilitando a visualização do PA gerado no VIII<sup>o</sup> par. No nosso trabalho adotamos o método (a) por ser o mais eficiente (requer menos médias), e que fornece os potenciais mais confiáveis, sendo inclusive o método adotado nos três centros hospitalares de São Paulo que fazem a eletrococleografia.

A seguir descrevemos o método geral de eletrococleografia, usando eletrodo no promontório. A seguir, justificamos

certos parâmetros utilizados no teste e comentamos sobre as potencialidades e limitações do eletrococleograma. A abreviatura mais adequada para eletrococleograma seria ECoChG, mas no nosso trabalho usaremos ECoG, embora esta seja oficialmente a abreviatura de eletrocorticograma.

#### IV.2 Técnica da Eletrococleografia

A estimulação usada é o clic (pulso retangular), que tem a propriedade de efetuar os disparos neuronais sincronamente (no caso de estimulação senoidal pura, cada neurônio dispara em uma certa fase da senoide, não contribuindo para a existência de um potencial resultante distinguível). Usa-se adicionalmente o clic filtrado que é a resultante da passagem de um pulso retangular de duração adequada por um filtro passa-bandas. O clic tem tempos de subida e descida em torno de 10 $\mu$ s, com duração de 100 $\mu$ s (pode ser de 80 $\mu$ s ou 120 $\mu$ s). Os clics filtrados são obtidos de filtros centrados em frequências que podem ser de 250Hz, 750Hz, 1000Hz, 1.500Hz, 2000Hz, 3000Hz, 4000Hz, 6000Hz e 8000Hz, com banda passante a  $\pm 10\%$  da frequência central. A estimulação é realizada através de um alto-falante "woofer", com tweeter" concêntrico, situado a 70cm do ouvido em teste.

O eletrodo ativo consta de um fio rígido de aço inoxidável, de 0,2mm de diâmetro (na ponta) e 5cm de comprimento. É recoberto com verniz isolante com excessão da ponta ativa, bem afiada (que é desnudada em 0,5mm), e da outra extremidade que vai soldada a um fio que se conectará ao pré-amplificador. Os eletrodos de referência (ou indiferente) e terra (ou massa), são eletrodos de disco, de prata, usados normalmente em EEG. O local de inserção do eletrodo ativo através da membrana timpânica se dá no quadrante póstero-inferior, no ponto A da figura II.4. Previamente à inserção, o paciente recebeu anestesia local (Xilocaína por exemplo) ou geral (Ketalar por exemplo). Para a correta fixação do eletrodo durante o exame, usa-se uns dispositivos que são descritos na referência [23].

Verificou-se que para fins de diagnóstico, o potencial de ação global (PA) tem uma utilidade maior que o potencial microfônico (PM), em parte devido ao fato do PM ser às vezes

difícil de ser diferenciado da vibração do eletrodo, além do fato de sua amplitude ser geralmente muito baixa (em relação ao PA). O potencial de somação (PS) ainda não é bem entendido, e via de regra, não irá atrapalhar a interpretação. Em vista disto, no nosso trabalho concentraremos a atenção no PA, e o PM será um sinal indesejável que tentaremos eliminar.

Os PAs captados pelos eletrodos tem uma amplitude muito baixa, variando tipicamente entre  $0,5\mu\text{V}$  e  $30\mu\text{V}$ , medidos entre o pico negativo  $N_1$  e o pico seguinte positivo  $P_2$ . O ruído captado pelo eletrodo tem um valor típico de  $5\mu\text{V}$  eficazes (podendo assumir valores entre  $2\mu\text{V}$  e  $14\mu\text{V}$  tipicamente), podendo ser maior ou menor, dependendo do paciente, da posição e contato dos eletrodos, entre outros fatores. Este ruído provém da atividade elétrica de todas as estruturas vizinhas (estruturas encefálicas, músculos cranianos), além da atividade espontânea dos neurônios cocleares, e de ruídos (sons) causados pelo corpo humano, que são captados pelo ouvido. Tomemos então o caso típico de um paciente que com estimulação de máxima intensidade nos fornece um potencial de  $18\mu\text{V}$ . Nas vizinhanças do limiar, teremos por exemplo  $1\mu\text{V}$  a  $2\mu\text{V}$  de resposta. Vemos que a relação sinal-ruído é muito baixa, tornando a detecção visual impossível, na maioria dos casos. Uma pura filtragem não nos serve, pois o ruído está na mesma banda que o sinal. O método mais fácil e muito usado em eletrofisiologia é a extração da média síncrona.

Como o processamento é sempre feito digitalmente, supomos de antemão que temos os sinais amostrados. A média síncrona supõe que: o sinal determinístico que se deseja detectar, mantém uma relação temporal fixa com o estímulo (ou seja, a latência é constante); o ruído não apresenta nenhuma dependência com o sinal; o processo estocástico que gera o ruído é ergódico; as amostras do ruído, correspondentes a um mesmo ponto no sinal, são não correlacionadas. A figura IV.1 nos mostra o sinal de estímulo (uma série de pulsos), o sinal determinístico de resposta, e abaixo, o ruído. Suporemos ainda, apenas por comodidade, que o ruído tem média zero. O método consiste em somar o sinal disponível (ruído + sinal determinístico), de modo síncrono com os pulsos de estímulo, ou seja, o ponto do sinal em resposta ao 1º pulso e afastado de um tempo  $t_1$ , é somado com o ponto do sinal em resposta ao 2º estímulo, afastado do mesmo

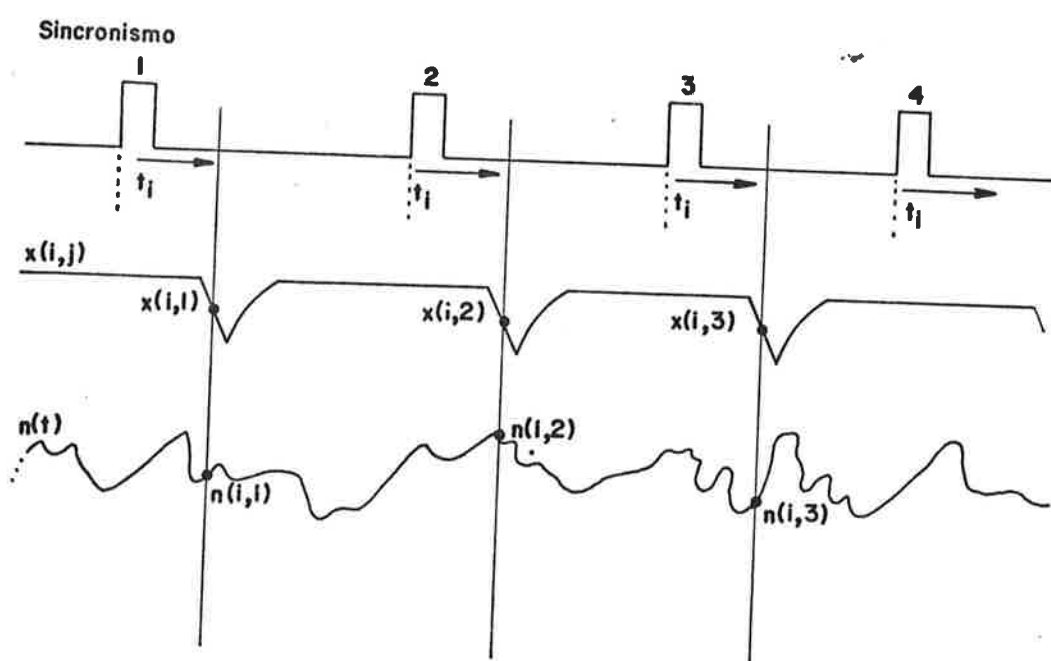


Fig. IV.1- Formas de onda do trem de estímulos do sinal desejado e do ruído que vem somado ao sinal.

tempo  $t_i$ , e assim por diante. O sinal disponível é representado pelo conjunto de amostras  $Y(i,j)$ , o sinal determinístico é representado por  $X(i,j)$  e o ruído por  $n(i,j)$ .

$$Y(i,j) = X(i,j) + n(i,j) \quad (\text{IV.1})$$

$i$  - abscissa afastada de  $t_i$  em relação ao pulso  
 $j$  - número de pulso ( $j$ -ésimo pulso)

A resultante da soma é indicada por  $Z(i)$ , mas para voltarmos à escala original do sinal  $X(i,j)$ , dividiremos  $Z(i)$  - por  $N$ , o número de somas efetuadas. Obtemos então  $M(i)$ , que é uma estimativa do sinal  $X(i)$ .

$$\hat{X}(i) = M(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (X(i,j) + n(i,j)) \quad (\text{IV.2})$$

$M(i)$  representa as amostras de uma função amostral de um processo estocástico ergódico. Fixado um certo instante  $i$ , queremos - que  $M(i)$  represente  $X(i)$  da melhor forma possível. É desejável então que o estimador seja não viciado, em outras palavras, que a esperança de  $M(i)$  seja  $X(i)$ , e um bom critério de fidelidade é que a variância, no ponto  $i$ , de  $M(i)$ , tenda a zero com  $N$  tendendo a infinito.

$$E\{M(i)\} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N E\{X(i,j) + n(i,j)\} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N X(i,j) \quad (\text{IV.3})$$

e como supomos que o sinal determinístico é o mesmo após cada pulso, temos  $X(i) = X(i,j), \forall j$ .

$$\therefore E\{M(i)\} = X(i) \quad (\text{IV.4})$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{M(i)\} &= E\{M^2(i)\} - E^2\{M(i)\} = \\ &= \frac{1}{N^2} E\left\{\sum_{\alpha=1}^N \sum_{\beta=1}^N [X(i,\alpha) + n(i,\alpha)][X(i,\beta) + n(i,\beta)]\right\} - \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{\ell=1}^N X(i,k) \cdot X(i,\ell) = \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{N^2} \sum_{\alpha=1}^N \sum_{\beta=1}^N \{X(i, \alpha) \cdot X(i, \beta)\} + \frac{1}{N^2} \sum_{\alpha=1}^N \sum_{\beta=1}^N E \{n(i, \alpha) \cdot n(i, \beta)\} -$$

$$- \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{\ell=1}^N \{X(i, k) \cdot X(i, \ell)\}$$

$$\text{Var} \{M(i)\} = \frac{1}{N^2} \sum_{\alpha=1}^N E \{n^2(i, \alpha)\}, \text{ pois}$$

$$E \{n(i, \alpha) \cdot n(i, \beta)\} = 0 \text{ para } \alpha \neq \beta$$

e como  $E \{n(i, \alpha)\} = 0$ ,  $E \{n^2(i, \alpha)\} = \sigma_n^2$  é a variância do ruído. Então:

$$\text{Var} \{M(i)\} = \frac{1}{N^2} \cdot N \cdot \sigma_n^2 = \frac{1}{N} \sigma_n^2, \text{ ou seja, para um}$$

número grande de somas, a variância do ruído residual decresce com  $N$ . Em termos de valor eficaz de ruído, temos uma divisão - por  $\sqrt{N}$ . Tomemos um exemplo:

$$\sigma_n = 5 \mu\text{V}$$

|         |  |
|---------|--|
| $N=50$  | $(\text{Var} \{M(i)\})^{1/2} = 0,71 \mu\text{V}$ |
| $N=100$ | $(\text{Var} \{M(i)\})^{1/2} = 0,50 \mu\text{V}$ |
| $N=250$ | $(\text{Var} \{M(i)\})^{1/2} = 0,32 \mu\text{V}$ |
| $N=500$ | $(\text{Var} \{M(i)\})^{1/2} = 0,22 \mu\text{V}$ |

Previamente ao processamento por média síncrona, deve-se efetuar uma filtragem, para limitar a banda ao estritamente necessário (que no caso de ECG para fins clínicos pode ser de 30Hz a 5kHz), evitando que ruído fora da banda piore a relação sinal-ruído. Além do mais, devido à amostragem que é efetuada, devemos evitar o entrelaçamento de banda (ou "aliasing"), devendo-se para isto, amostrar a uma taxa igual ou superior à taxa de Nyquist. Deve-se tomar cuidado para que sinal + ruído não sature o sistema de amostragem e o processador de médias,



pois então teremos distorção do sinal recuperado |vide ref.24|. Deve-se também tomar precauções, quando se usar conversão A-D, para os casos em que o ruído é muito grande e o sinal pequeno, pois então, o número de bits pode não ser suficiente para representar o sinal com fidelidade. Em casos quando o número de somas é pequeno, a existência de um artefato (interferência externa, do equipamento ou do sistema biológico) causa erro considerável na média final. Nestes casos é vantajoso o uso da mediana |vide ref.25|.

Durante a dedução do resultado da média síncrona, fizemos algumas hipóteses, que passaremos a analisar, em função da nossa aplicação em particular.

- a) sinal determinístico (PA) mantém relação temporal constante com estímulo - não é absolutamente verdade, mas a variação é suficientemente pequena (parece ser da ordem de 1/10 da latência) para não chegar a causar distorção (que se refletiria na forma mais larga e de amplitude menor que o esperado).
- b) ruído não apresenta dependência com o sinal - esta hipótese é difícil de ser testada sem a utilização de eletrodos colocados em pontos estratégicos, de tal modo que se consiga separar o sinal (PA) originado na cóclea, de outros gerados em outras estruturas.
- c) o processo estocástico é ergódico - deve-se fazer inicialmente um teste de estacionaridade; com isto saber-se-ia se o processo é estacionário no sentido amplo. Se a priori soubermos que o processo é Gaussiano, com função de covariância satisfazendo certas condições, então o processo é ergódico no sentido amplo |vide ref.26|. No nosso trabalho iremos assumir a ergodicidade.
- d) amostras do ruído, correspondentes a pontos igualmente afastados de pulsos adjacentes, não correlacionadas - sabemos de antemão que a densidade espectral de potência tem componentes importantes até 5 kHz (embora existam componentes ainda em 7-8 kHz), então, em aproximação, a função de autocorrelação terá um valor pequeno em torno de 0,2ms e para tempos maiores, seu valor será cada vez menor (imagine em aproximação uma função "sinc"). No nosso caso, os estímulos são aplicados

a cada 100ms, o que garante a hipótese feita.

- e) ruído com média zero - visto que usaremos acoplamento AC, esta hipótese também está satisfeita.
- f) sinal determinístico é o mesmo após cada pulso - não é verdade, pois na realidade o sinal não é determinístico. Obtemos então uma média das várias respostas. No caso de efetuar número muito grande de somas (milhares), deve-se certificar que não existem fenômenos pronunciados de adaptação.

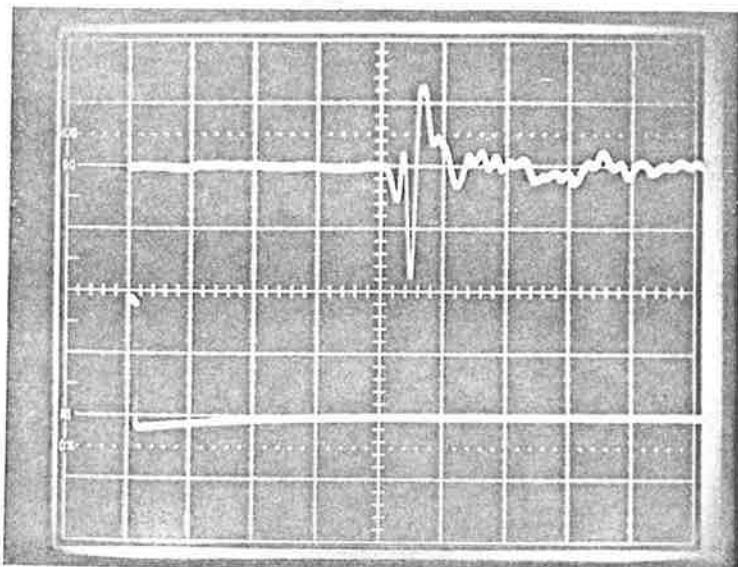
Apesar das suposições adotadas, a média síncrona tem dado excelentes resultados na prática.

No caso do ECoG, devemos eliminar o PM e o potencial resultante da vibração do eletrodo, que aparecem somados ao PA. Em vista do processamento por média síncrona, basta alternarmos a polaridade do estímulo (de preferência usa-se número par de estímulos). Com isto o potencial microfônico tenderá a se cancelar, pois ele segue a inversão da polaridade, mantendo-se o potencial de ação, pois este não muda de polaridade. Deve-se, entretanto, assegurar que os PAs em resposta a dois clics de polaridade inversa, são praticamente iguais. No exame clínico de ECoG, emprega-se tipicamente de 50 a 1000 somas, dependendo do paciente e se a estimulação é de alta ou baixa intensidade.

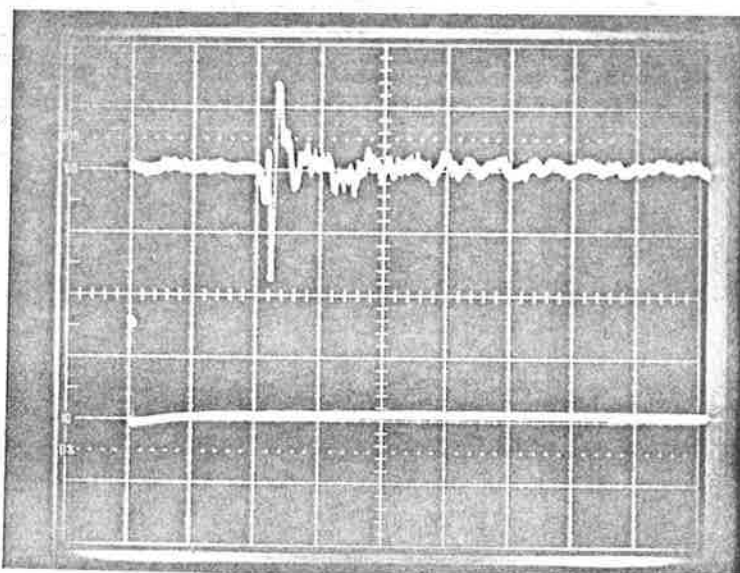
No ECoG usado em clínica, a sequência utilizada para os estímulos é a seguinte:

- 1) clic (polaridades alternadas) de 100dB até o limiar, em passos de 10dB.
- 2) clics filtrados (polaridades alternadas) com a mesma variação de intensidade que o clic. As frequências utilizadas geralmente são de 8000 Hz, 6000 Hz, 4000 Hz, 3000 Hz e 2000Hz. Às vezes se usa 1000 Hz mas os resultados não são confiáveis.

Na figura IV.2, vemos as formas de onda dos diversos estímulos. Um canal do osciloscópio, mostra o sinal elétrico no alto-falante, e o outro canal, a pressão sonora a uma distância de 70 cm do falante (quando houver uma só onda, esta mostra a pressão sonora). O gerador de estímulos utilizado por nós foi o Amplaid (da Amplifon Acoustic Instruments Division, Milão, Itália). A sala (de ECoG do Hospital das Clínicas) onde foram feitas as medidas, tem isolamento acústico (eucatex acústico) nas pa

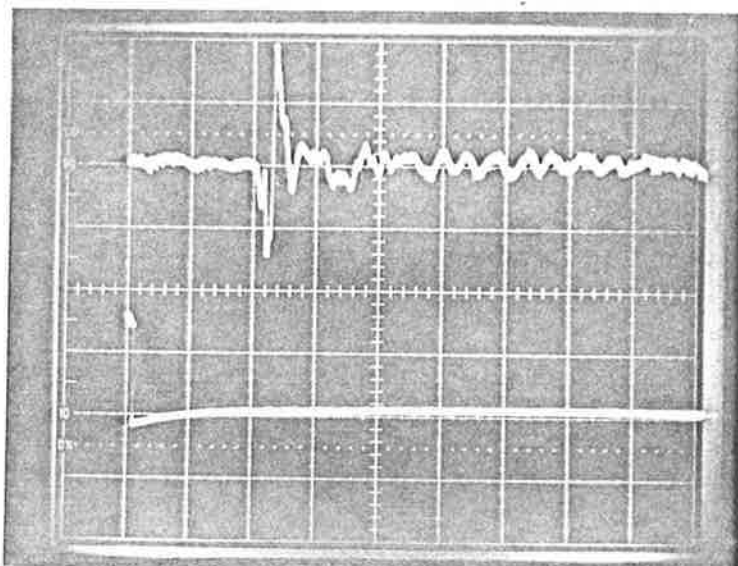


Clic  $80 \mu\text{s}$ ,  $100 \text{ dB}_{\text{nom}}$ ,  $\gamma = 90 \text{ dB}$ , cima:  $20 \text{ mV/div}$ , baixo:  $5 \text{ V/div}$ ,  $0,5 \text{ ms/div}$

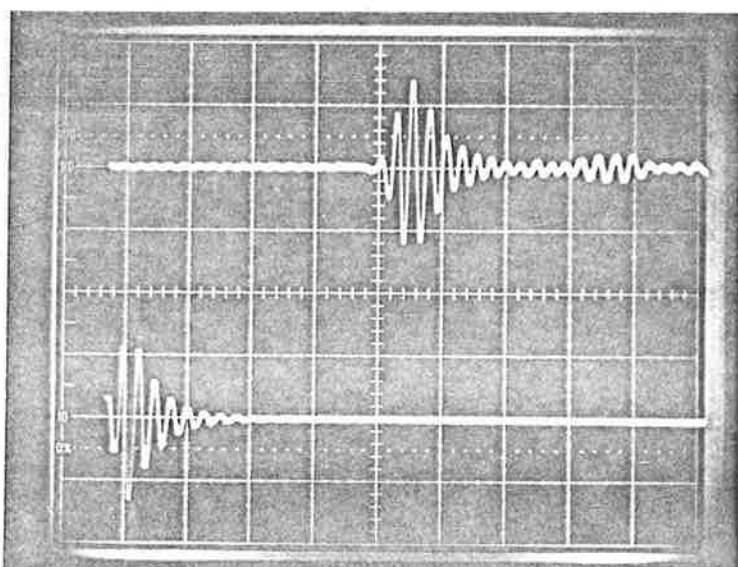


Clic  $80 \mu\text{s}$ ,  $70 \text{ dB}_{\text{nom}}$ ,  $\gamma = 60 \text{ dB}$ , cima:  $20 \text{ mV/div}$ , baixo:  $0,2 \text{ V/div}$ ,  $1 \text{ ms/div}$

Fig. IV.2- Fotografias dos clics em termos de pressão sonora, e os correspondentes sinais elétricos no altô-falante.

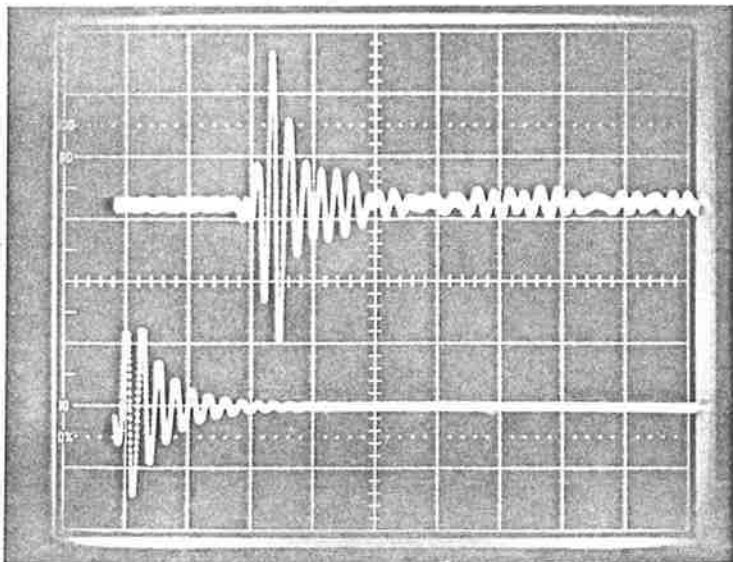


Clic  $\pm 20 \mu\text{s}$ ,  $70 \text{ dB}_{\text{nom}}$ ,  $y = 60 \text{ dB}$ , cima:  $20 \text{ mV/div}$ , baixo:  $2 \text{ V/div}$ ,  $1 \text{ ms/div}$

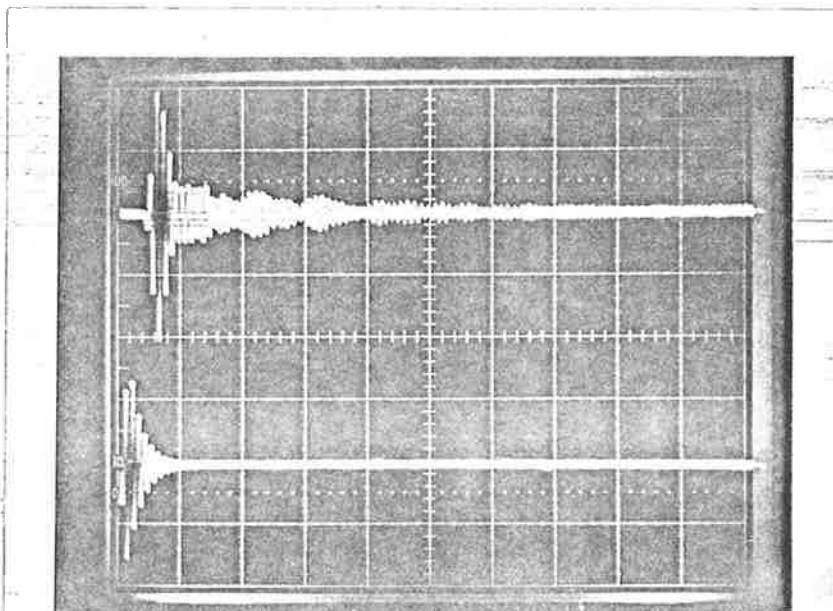


Clic filtrado  $8 \text{ kHz}$ ,  $100 \text{ dB}_{\text{nom}}$ ,  $y = 90 \text{ dB}$ , cima:  $20 \text{ mV/div}$ , baixo:  $5 \text{ V/div}$ ,  $0,5 \text{ ms/div}$

Fig. IV.2- continuação

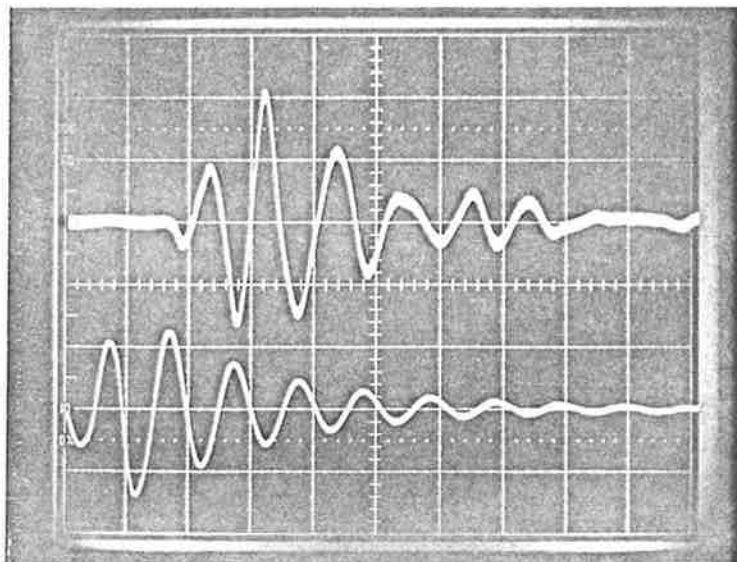


Clic filtrado 4 kHz, 100 dB<sub>nom</sub>,  $y = 90$  dB, cima: 10 mV/div,  
baixo: 5 V/div, 1 ms/div

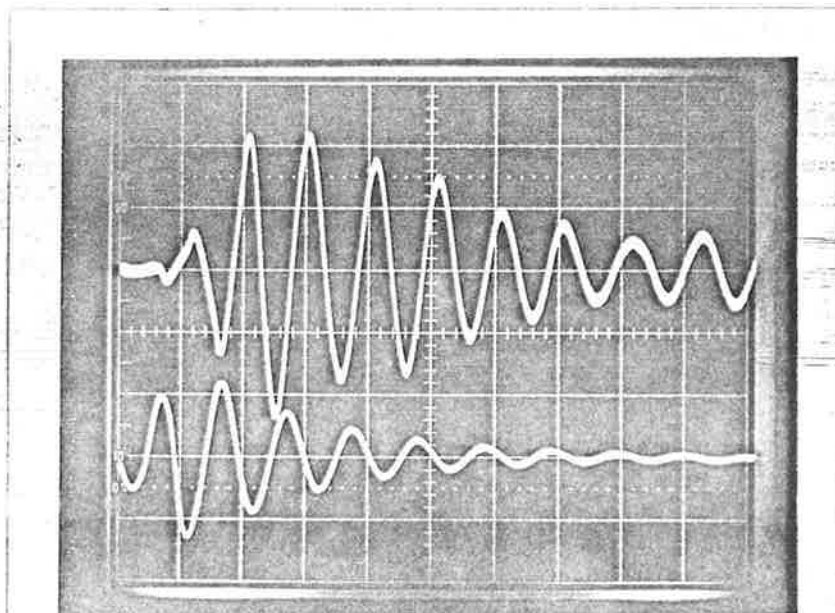


Clic filtrado 2 kHz, 100 dB<sub>nom</sub>,  $y = 90$  dB, 20 mV/div,  
0,5 ms/div

Fig. IV.2- continuação



Clic filtrado 1 kHz,  $100 \text{ dB}_{\text{nom}}$ ,  $\gamma = 90 \text{ dB}$ , cima: 20 mV/div,  
baixo: 5 V/div, 1 ms/div



Clic filtrado 0,5 kHz,  $100 \text{ dB}_{\text{nom}}$ ,  $\gamma = 90 \text{ dB}$ , cima: 10 mV/div,  
baixo: 5V/div, 2ms/div

Fig. IV.2- continuação

redes e portas, medindo cerca de 3,00 x 3,00 x 3,50m. Foram tomados cuidados para se evitar reflexões e refrações indesejáveis. Utilizamos o seguinte equipamento:

- 1) Microfone de condensador 4134 (1/2") da Bruel&Kjaer
- 2) Adaptador UAO271 da Bruel&Kjaer
- 3) Medidor de nível de pressão sonora, SLM 2203 da Bruel&Kjaer
- 4) Calibrador tipo 4230, 94 dB - 1000Hz da Bruel&Kjaer

O microfone tem resposta em frequência cobrindo a gama de 20Hz a 20 kHz, embora para incidência normal, a curva de resposta deva ser levemente corrigida. Não encontramos especificações quanto à curva de fase, importante no caso de medimos transitórios. Assumimos defasagem nula para as frequências de interesse. A gama dinâmica do medidor SLM 2203 com microfone - 4134 é de aproximadamente 20dB a 130 dB SPL. A calibração nos deu a relação entre dB SPL eficazes e o valor eficaz no terminal da saída. Obtivemos para o calibrador fornecendo 93,8 dB SPL (RMS) e o medidor de nível de pressão sonora com atenuação de 90 dB, um sinal de 2,65 mV (RMS). Então, efetuada uma leitura de  $x$  mV à saída do medidor, com atenuação de  $y$  dB, o valor correspondente em dB SPL é:

$$z = y + 20 \log (x/1,71) \text{ dB SPL}$$

As fotos foram feitas com uma câmara afixada a um osciloscópio Tektronix 465. O filme é Polaroid Land tipo 107. Normalmente, se calibra o gerador de clics através de testes com uma série de ouvidos normais. Através do ajuste de um "helipot" obtemos a calibração do 0 dB, para a média dos ouvidos normais [vide ref.23, vol.14]. Comparando os dados da referência [23, vol.12], notamos que há uma certa discrepância (8dB) com valores medidos. Isto indica que a calibração do gerador é diferente da calibração feita pelo autor da referência. O espectro do clic abrange uma gama grande de frequências, cobrindo aproximadamente de 200 Hz até 15 kHz, com predominância na faixa de 3kHz a 10kHz. Os clics filtrados tem espectro de banda relativamente estreita [vide ref.23, vol.12]. Com o clic se pretende, a princípio, testar grande parte da cóclea, e com o clic filtrado fazer um teste seletivo da mesma.

A taxa de repetição dos clics para o ECoG, é usada em torno de 10 pulsos por segundo (10 pps), devendo-se tomar o cuidado para que a taxa não seja próxima de  $(60/n)$  Hz, com  $n$  inteiro, pois se houver interferência da rede superposta ao sinal captado, não teremos cancelamento da interferência da rede, podendo até acontecer uma saturação do processador de médias - síncronas.

Vemos na figura IV.3 alguns potenciais de ação globais de um ouvido normal, em resposta a clics e a clics filtrados. O ECoG foi realizado no Hospital das Clínicas, em um paciente (H.S.) de 42 anos, sexo masculino. O equipamento usado foi o gerador de clics Amplaid e o processador Medelec (Working, Inglaterra). Vemos na figura IV.4 o diagrama em blocos do sistema. Neste levantamento de ECoG sempre usamos 500 somas para a efetuação da média. O limiar para clic deu em torno de 35 dB. Pode ser que utilizando 2000 somas, por exemplo, poderemos distinguir algum sinal em torno de 20 dB. Deve-se então ter em mente que, se usarmos 500 somas para detecção do limiar, teremos um eventual erro de talvez 10 dB, dependendo da relação sinal-ruído apresentada pelo particular ouvido e pelo pré-amplificador (além das interferências externas captadas pelos fios dos eletrodos). Deve-se notar que no ECoG não é necessário mascaramento no ouvido contralateral, visto que, a princípio, não existe via eferente significativa para mascarar o pico  $N_1$ . Isto permite a utilização de alto-falante, mantendo a especificidade do exame quanto ao ouvido testado. Alguns centros estão introduzindo o uso de um vibrador especial, obtendo-se uma vibração transitória, em resposta à qual obtemos um PA, processado da maneira já descrita. Esta inovação permitirá distinguir com boa precisão as disacusias de condução.

Os dados obtidos do ECoG, que o otologista utiliza - para efetuar (ou auxiliar) o diagnóstico são os seguintes:

- 1) limiar.
- 2) forma da resposta em função da intensidade da estimulação.
- 3) gráfico da amplitude do PA, em função da intensidade do estímulo.
- 4) gráfico da latência do PA, em função da intensidade do estímulo.



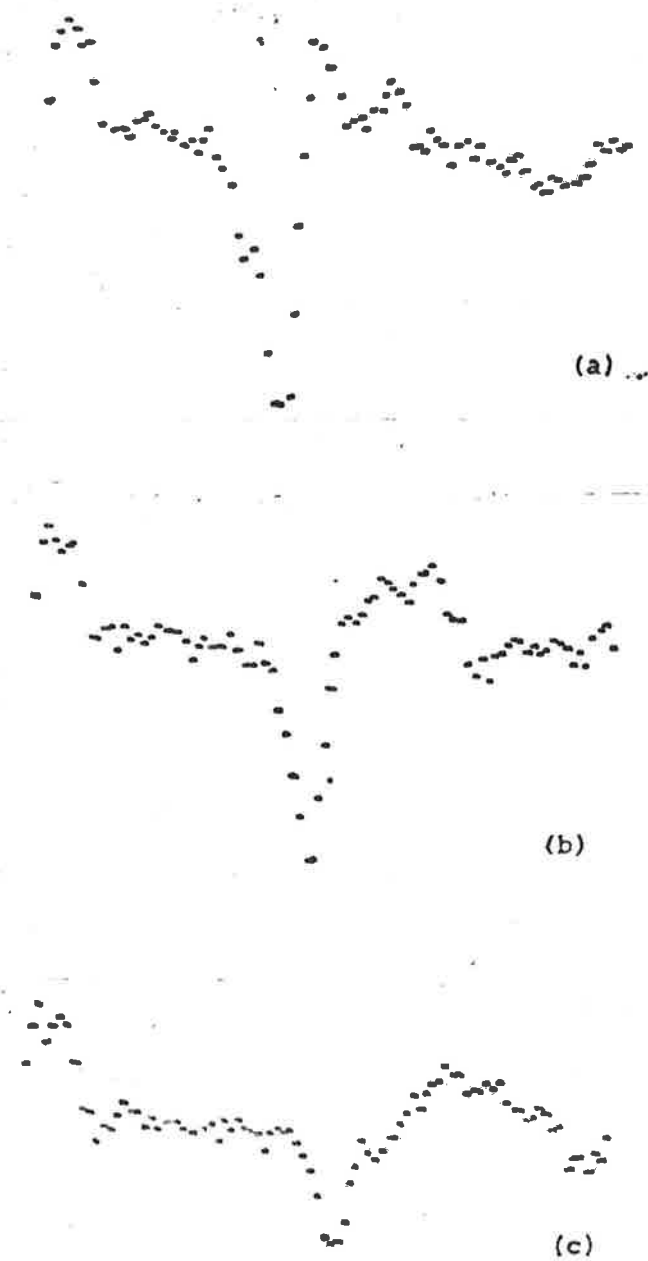


Fig. IV.3- Respostas (já processadas) do paciente H.S. aos clics: (a) 100 dB; (b) 70 dB; (c) 50 dB



Fig. IV.3- continuação: (d) 40 dB; (e) 30 dB; (f) filtrado de 8 kHz, 100 dB; (g) filtrado de 8 kHz, 50 dB

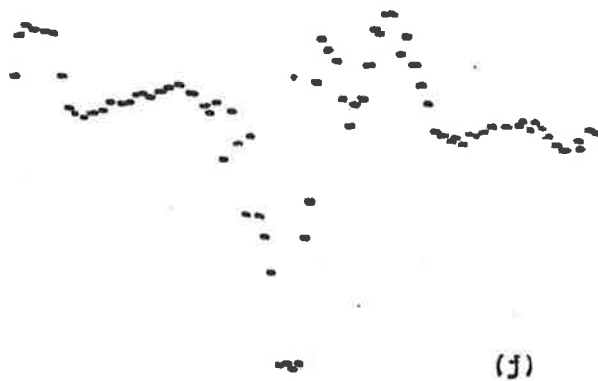


Fig. IV.3- continuação: (h) filtrado de 4 kHz, 100 dB;  
(i) filtrado de 4 kHz, 50 dB; (j) filtrado de 2 kHz, 100 dB;  
(l) filtrado de 2 kHz, 50 dB

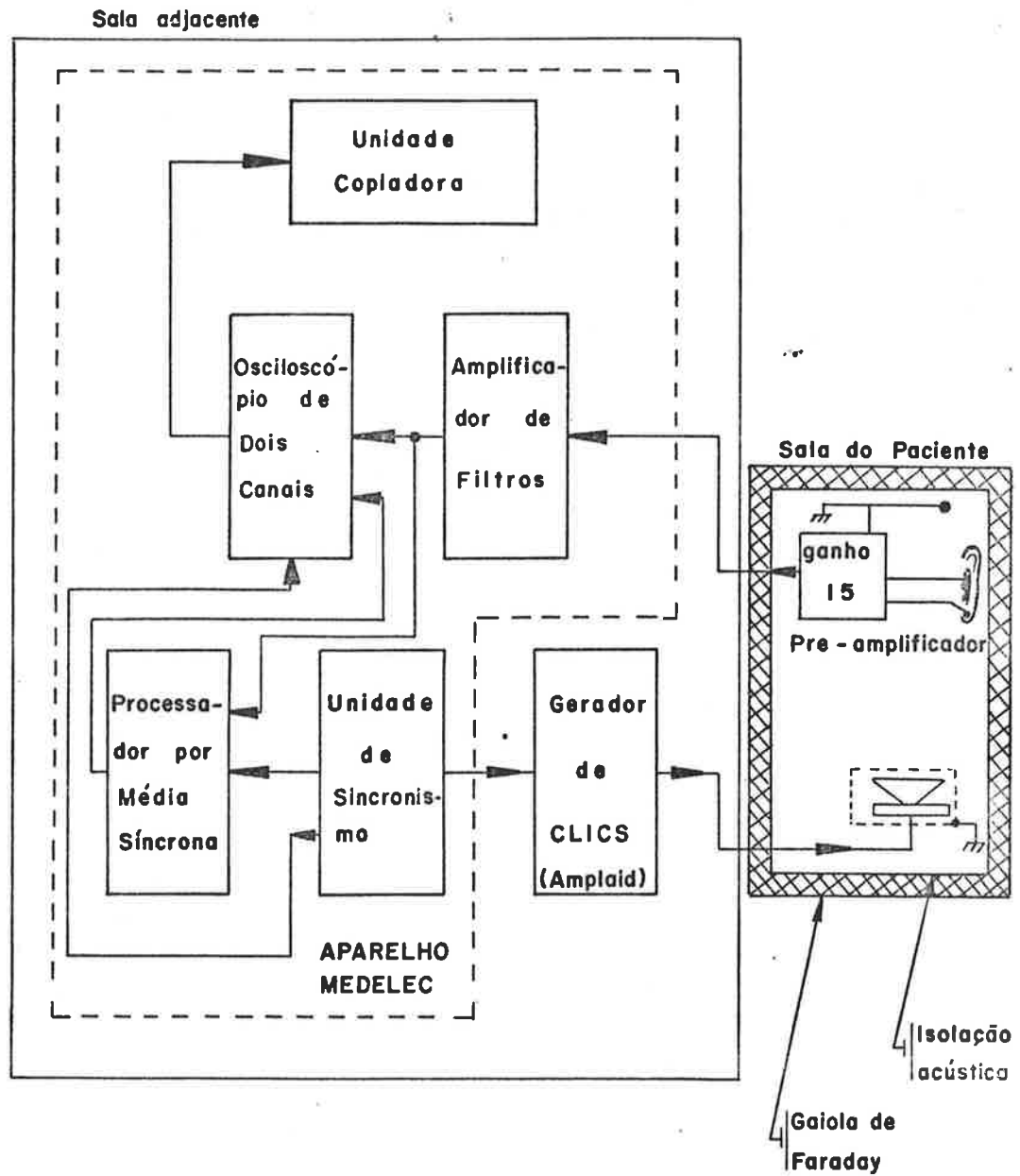


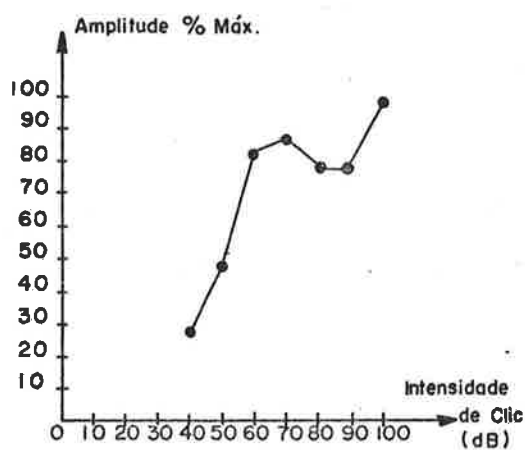
Fig. IV.4- Sistema de instrumentação para o ECoG usado no Hospital das Clínicas da FMUSP.

Na figura IV.3 vemos que a 30 dB de clic não se nota resposta, dizendo-se então que o limiar está a 35 dB. Percebemos também que, para clic de 100 dB, a resposta é monofásica, e para clics menores que 50 dB ela se torna bifásica. Na figura IV.5, vemos os gráficos, levantados a partir dos dados do paciente H.S.. Notamos que os gráficos de amplitude tem como ordenada o valor percentual da amplitude em relação ao máximo. Isto porque existem dois fatores fundamentais que fazem com que o valor absoluto não tenha muito significado: (a) variação da posição do eletrodo, modificando-se a resistência de contato além de variar a geometria na captação, (b) variação inerente da amplitude entre ouvidos normais distintos. Normalmente no ECoG tradicional (por razões de tempo de duração do teste), não se levantam os gráficos 2,3 e 4, mas somente se observa o limiar e eventualmente as formas dos potenciais para estes clics filtrados.

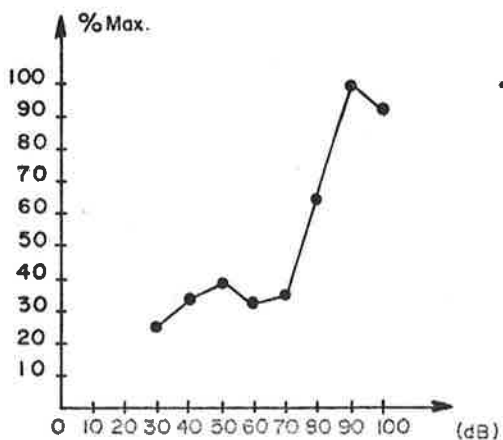
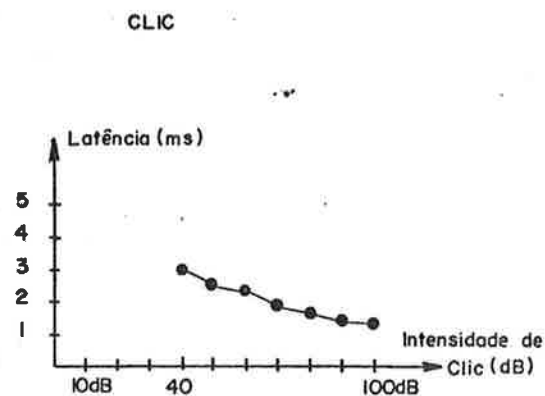
#### IV.3 Algumas Considerações Sobre o ECoG

Um aspecto de importância, é a verificação se o PA em resposta a um clic positivo no alto-falante é o mesmo para um clic negativo. Se não for, estaremos tirando uma média dos dois, o que trará mais dificuldades na interpretação da forma do potencial resultante. Na referência [27], captando-se potenciais através de eletrodo concêntrico no meato acústico interno de gatos, notou-se que para altas e baixas intensidade, os PAs tinham forma bastante idêntica, para as duas polaridades de clic. Para estimulação de intensidade média (em torno de 45 dB acima do limiar), notou-se uma discrepância relativamente grande na forma das duas respostas. Infelizmente a referência não forneceu a forma da pressão sonora causada pelos clics (de compressão e de rarefação) aplicados ao fone, mas, a característica deve ser semelhante à obtida por nós no alto-falante. Através de uma experiência com um paciente de ouvido normal, feminino, 28 anos, levantamos com o sistema da figura IV.4, respostas a clics de polaridade inversa. O PM aparentemente só nos atrapalha em intensidades muito altas. Notamos certa discrepância a 40 dB, e uma discrepância menor em 50 e 60 dB como vemos na figura IV.6.

No caso de clic filtrado de frequência baixa (abaixo de 2000 Hz) a inversão de polaridade causará uma grande dife



(1)



(2)

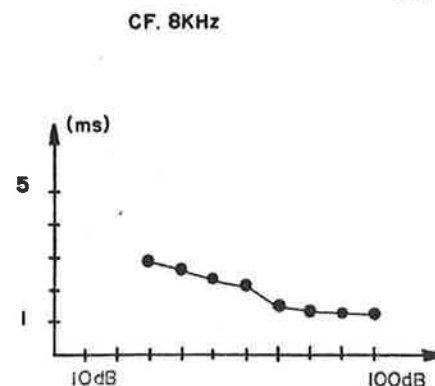


Fig. IV.5- Gráficos de amplitude e latência em função da intensidade do estímulo, para o paciente H.S.

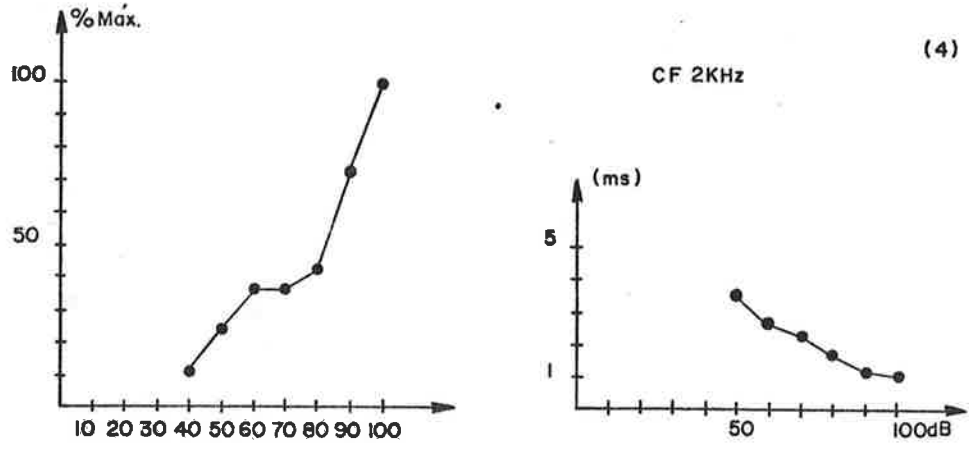
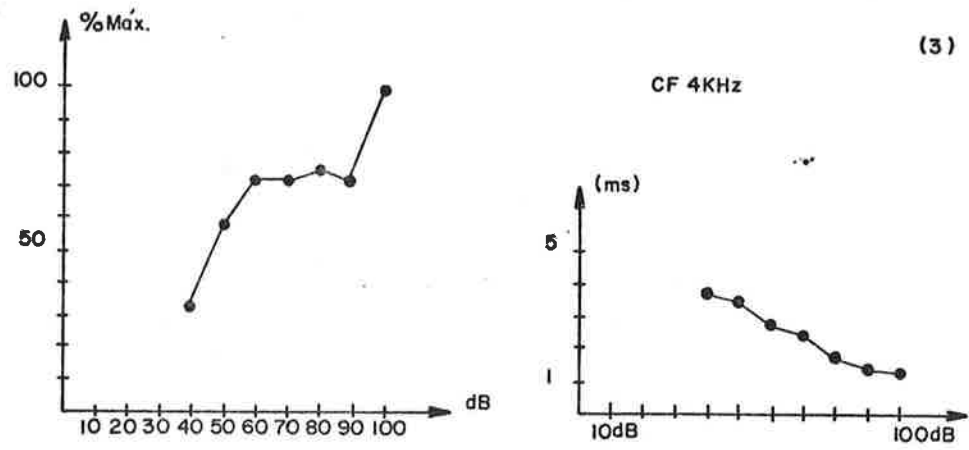


Fig. IV.5- continuação

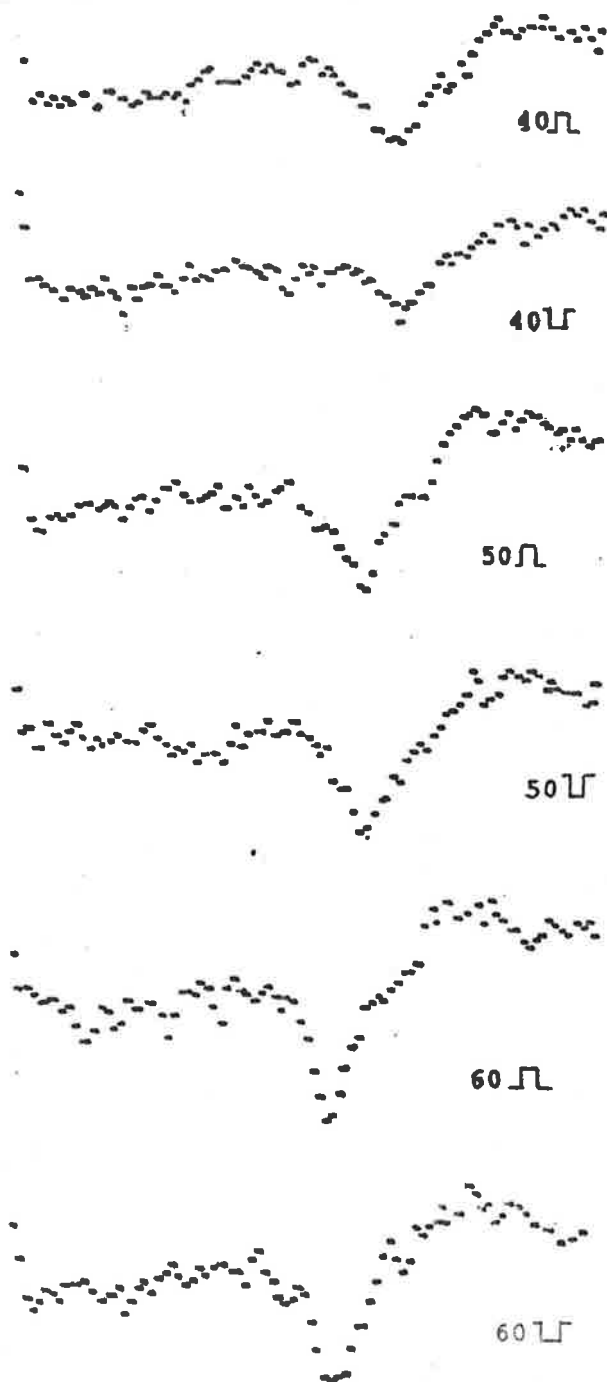


Fig. IV.6- Comparação de respostas obtidas (usando o sistema da figura IV.4) para clics de polaridades inversas (paciente de 25 anos, ouvido normal)





Fig. IV.6- continuac\u00e3o

rença na latência dos PAs. A média entre os dois resultará muito alargada e de amplitude menor.

Como já vimos, o clic deve ter tempo de subida curto, para poder disparar sincronamente um grande número de fibras. No caso de clics filtrados de baixa frequência, se impusermos um tempo de subida curto, destruiremos a característica desejada de banda limitada em frequências baixas, passando a haver considerável energia em frequências mais altas. Portanto uma primeira conclusão sobre os clics filtrados de baixa frequência, é que, não teremos boa sincronização dos disparos, obtendo-se um PA alargado e de amplitude relativamente baixa. Isto se acrescenta ao fato já citado no capítulo II, que em frequências abaixo de 2000 Hz começa a haver disparos sincronizados com cada ciclo (em pontos diferentes) da "senoide" que compõe o clic filtrado. No hospital, fazendo teste com paciente normal, notamos que a 1000 Hz o PA é de baixa amplitude, muito largo e de latência elevada. Há sugestões de se usar clics filtrados em banda de terço de oitava, ou salvo de senoide com tempo de subida equivalente a dois ciclos da senoide. Embora se possa obter melhores resultados, não se consegue satisfazer as exigências de sincronismo de disparo e banda limitada do estímulo.

O fato de usarmos a taxa de repetição em torno de 10 por segundo, se justifica pelo fato, citado no capítulo II, que a amplitude vai decrescendo com o aumento da taxa de repetição. Este fenômeno pode ser explicado pelo fato de, em uma fibra isolada, a probabilidade de haver um disparo após cada estímulo ir decrescendo com o aumento da taxa, tendo valor 1 para taxas menores que 1,2 clics/s, valor 0,9 para 10 clics/s, e valor 0,65 para 50 clics/s [vide ref.28].

Uma variante do ECoG poderia ser a análise do PM (eventualmente até o PS) ao invés do PA. A informação que isto traria, seria diferente da obtida do PA, pois os centros geradores são distintos (células ciliadas em contrapartida ao nervo coclear), ganhando-se com isto potencialidades para um diagnóstico diferencial.

Não se deve esquecer da ação do reflexo estapedial, embora para clics (devido à predominância espectral em torno de 5 kHz) não deva haver praticamente atenuação na transmissão. No

caso de clics filtrados de baixas frequências, pode haver certa influência do reflexo (que seria sustentado, devido à taxa de 10 estímulos/s) na amplitude do PA.

Ainda não se consegue explicar com precisão o comportamento dos dois gráficos, amplitude e latência em função da intensidade. Parte da explicação é baseada na onda progressiva que se propaga na membrana basilar. Utilizando as curvas de sintonia de fibras do nervo coclear, mostra-se que um estímulo de baixa frequência, a intensidades próximas do limiar, irá ativar somente as fibras de baixa FC. À medida que a intensidade é aumentada, fibras de FC mais alta vão também sendo estimuladas. E como as fibras de FC alta correspondem a locais mais próximos à janela oval, a latência (devido à propagação da onda na membrana basilar) será menor para maiores intensidades. Outro fato é que, com o aumento da intensidade, o limiar de disparo das fibras é atingido antes. Devido à existência das ressonâncias do ouvido médio e externo, ao aplicarmos um clic, teremos realçamento maior na faixa em torno de 1 a 3 kHz e com isto se justifica, com o argumento anterior, o fato da latência aumentar com a intensidade do clic. A característica do gráfico da amplitude, que normalmente mostra um patamar ou mesmo uma variação de derivada na região de 40 a 60 dB acima do limiar (médio de pessoas normais), evidencia que dois mecanismos de excitação estão em jogo, um deles para baixas intensidades e o outro para altas, havendo uma região de intensidades, caracterizada pela transição entre os dois mecanismos (há uma hipótese que afirma que as células ciliadas externas tem menor limiar e "saturam" em intensidades médias, ao passo que as células internas tem limiar em intensidade médias). Faltam ainda dados da fisiologia para se ter melhor domínio na análise das respostas obtidas pelo ECoG.

Com o intuito de tentar solucionar o ponto fraco do ECoG, que é a falta de informação em baixas frequências (< 2000 Hz), está se usando mascaramento somado aos estímulos, similarmente ao feito nas pesquisas da referência [9].

Além da referência [23], outra descrição detalhada do ECoG se pode encontrar na referência [29]. Nesta, os estímulos utilizados são salvos de senoide com envoltória trapezoidal. Ainda nesta referência, se mostra a acomodação da amplitude  $P_1 - P_2$  do primeiro estímulo aos seguintes, para vários intervalos

entre estímulos. Para se obter resultados semelhantes ao da audiometria supraliminar, a referência usa estímulos de modulação em amplitude.

No caso da análise ser feita por um computador, poderíamos utilizar a correlação cruzada, diminuindo o número de somas síncronas. Com a correlação, determinaríamos a latência e para ter uma boa estimativa da amplitude, deveríamos ter muitos dados estatísticos sobre o sinal e o ruído.

#### IV.4 Alguns Dados Sobre a Análise dos Resultados de um ECoG

Levantado o ECoG, dispomos de uma série de parâmetros, formas de onda e gráficos, que devem ser comparados com os padrões normais. Estes padrões já foram levantados em uma grande quantidade de ouvidos normais. Em média, as seguintes características indicam um ouvido normal [ref.23]:

- . limiar entre 0 e 20 dB
- . latência ao limiar entre 4 e 5ms.
- . variação da latência, progressiva, de 1,5-2 ms a 4-5 ms, de 100 dB até o nível de limiar.
- . até cerca de 50 dB, a curva de amplitude x intensidade cresce monotonicamente.
- . ao redor de 50 dB, existe um patamar (eventualmente até com derivada negativa) na curva de amplitude x intensidade.
- . a partir de 60 dB a amplitude passa a crescer rapidamente - com aumentos de intensidade.
- . PA difásico até intensidades de estímulo em torno de 50dB
- . PA monofásico a partir de cerca de 60 dB.

Vemos na figura IV.7 um ECoG normal.

No caso de disacusia de condução, pela teoria, tiramos as conclusões:

- . limiar acima do normal
- . latência no limiar igual ao caso normal
- . decréscimo monotônico da latência, com aumentos da intensidade de estímulo, semelhante ao normal.
- . patamar ocorrendo a intensidades mais altas que o normal (devido à atenuação na transmissão mecânica do som).
- . PA a 100dB de estimulação, já pode ser difásico (e neste caso, também todos PAs em resposta a estímulos menores).

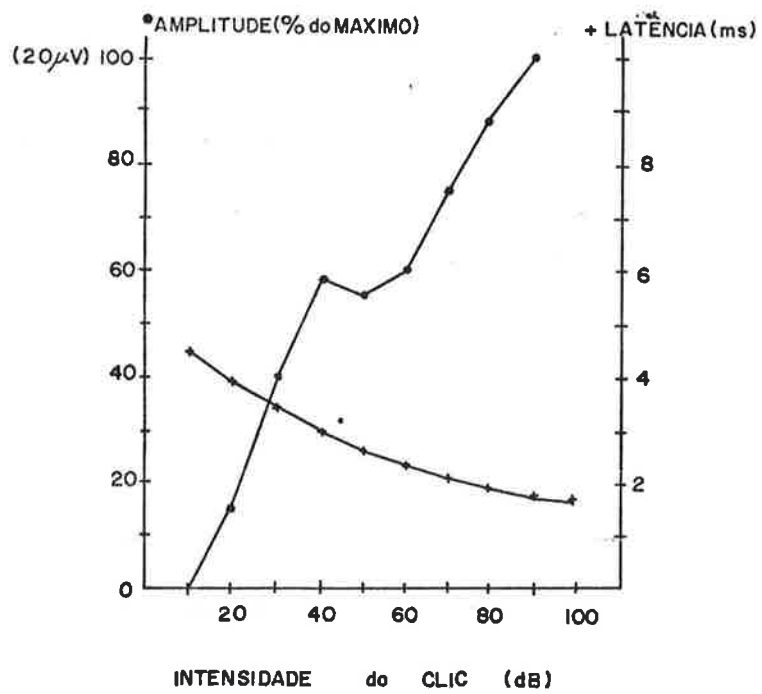


Fig. IV.7- Gráficos típicos de um ouvido normal

Na figura IV.8, vemos um ECoG de ouvido com disacusia de condução. O problema é que várias vezes, as características mudam um pouco, em relação ao teórico esperado, (neste caso de disacusia de condução). A isto, se acrescenta o fato, das disacusias mistas introduzirem mais um grau de dificuldade na interpretação. Percebe-se então a grande utilidade de um vibrador que forneça um transitório semelhante ao clic. Passamos então a dispor de dois conjuntos de características, um para condução aérea e outro para óssea, tornando o diagnóstico da disacusia de transmissão muito mais precisa.

A correlação dos resultados do ECoG com certas patologias ou sintomas é feita empiricamente, dando-se posteriormente uma explicação do possível mecanismo fisiológico. Com estudos de inúmeros casos, além das características relativas a disacusia de condução, conseguiu-se uma separação de três classes de características [vide ref.23]: as respostas recrutantes, as respostas dissociadas e as respostas largas e anormais.

As respostas recrutantes aparecem em ouvidos com audiograma, em geral, mostrando hipoacusia ou surdez, com perdas principalmente nos graves. Além do mais, o ouvido apresenta recrutamento em qualquer frequência. Atribue-se o recrutamento à degeneração das células ciliadas externas. No ECoG, as respostas recrutantes se caracterizam por:

- . limiar elevado.
- . latência curta ao limiar, de valor aproximadamente igual à observada em pacientes normais, estimulados à mesma intensidade sonora.
- . acima do limiar, a amplitude  $N_1-P_2$  aumenta rapidamente com a intensidade do clic, não se notando o patamar.
- . a qualquer nível de estimulação, a resposta tem aspecto difásico.

A curva de amplitude x intensidade, denota que o trecho relativo a altas intensidades é semelhante ao normal, ao passo que o trecho relativo às baixas intensidades simplesmente não existe. Na figura IV.9, vemos as características de ECoG de respostas recrutantes.

As respostas dissociadas aparecem em ouvidos cujo audiograma apresenta perdas localizadas nas frequências altas - (nos graves, audiograma dentro de 30 dB do normal). Na maioria

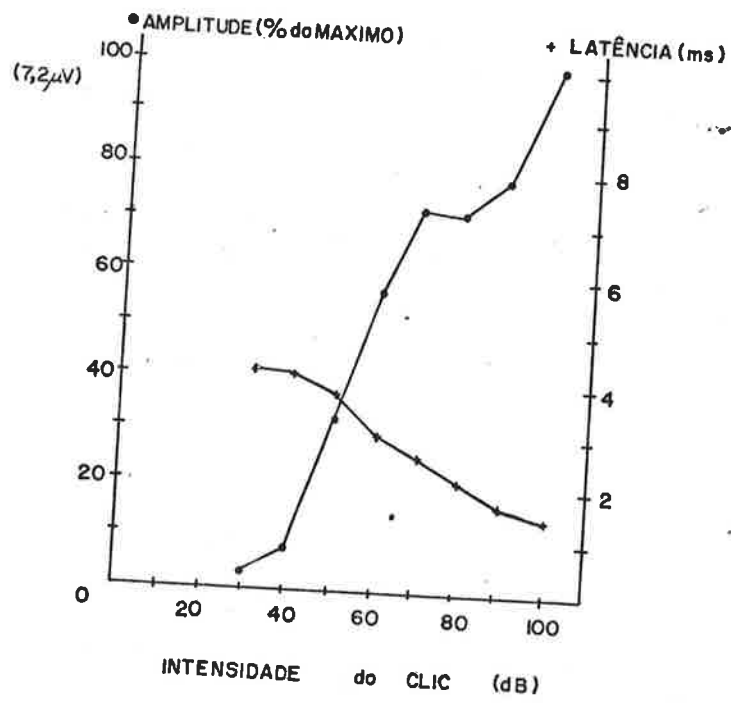


Fig. IV.8- Gráficos típicos de um ouvido com disacusia de condução

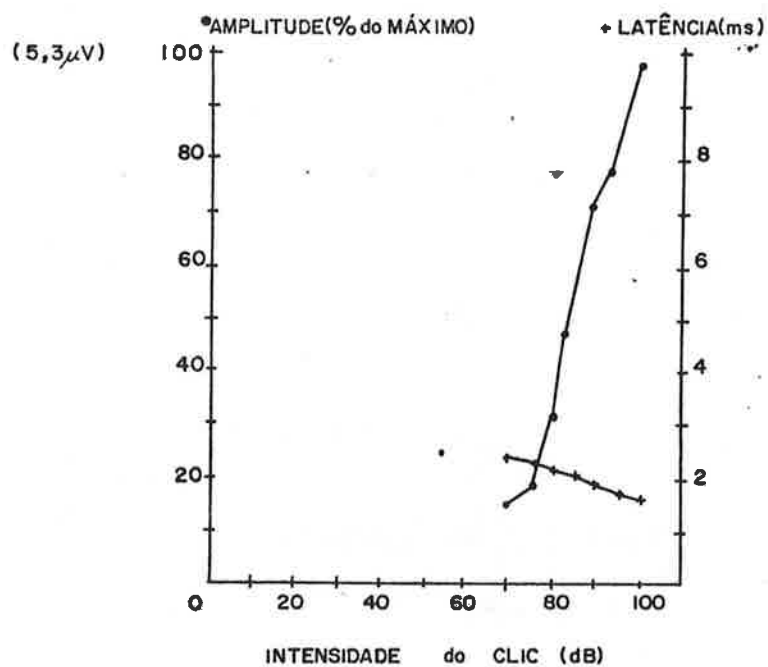


Fig. IV.9- Gráficos típicos de ouvidos apresentando respostas recrutantes.



dos casos, existe recrutamento nas frequências agudas. As características para este ECoG são:

- . limiar podendo ser normal ou elevado.
- . nas vizinhanças do limiar, uma resposta lenta (quanto à forma) e com latência elevada, em torno de 6ms.
- . a intensidades de 20 a 30 dB acima do limiar, aparece um potencial rápido e de latência menor, que vem a ser o  $N_1$ . A partir destas intensidades, o pico  $N_1$  predomina cada vez mais.
- . à máxima intensidade de estimulação, a resposta pode ser monofásica ou difásica.
- . se utilizarmos clic filtrado de alta frequência, notamos as características das respostas recrutantes.

Vemos na figura IV.10, as características do ECoG de respostas dissociadas.

E finalmente temos as respostas largas e anormais, onde a patologia não se restringe a apenas uma lesão de certas estruturas, mas sim, existe uma disfunção das tais estruturas (sensoriais e/ou nervosas). Clinicamente se nota a associação de distúrbios, como por exemplo, aparecimento de vertigens e zumbidos, devido a problemas vasculares do labirinto. Vemos na figura IV.11, formas de PA correspondentes a resposta: larga, anormal e dissociada.

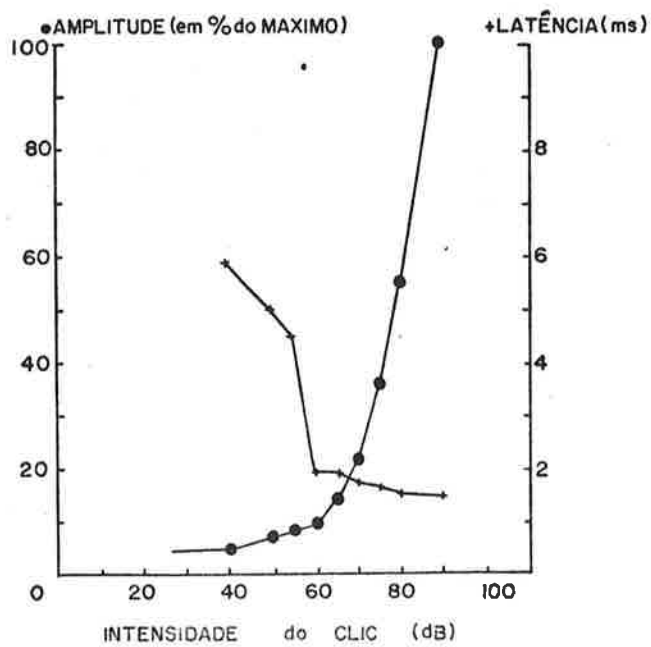
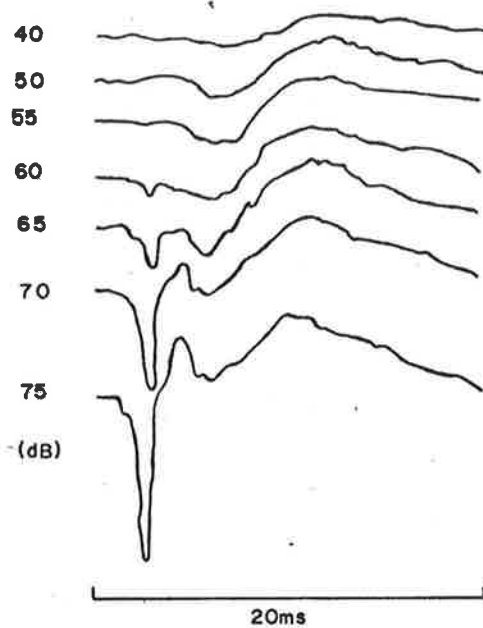


Fig. IV.10- Potenciais característicos de respostas dissociadas, vendo-se também os gráficos típicos.

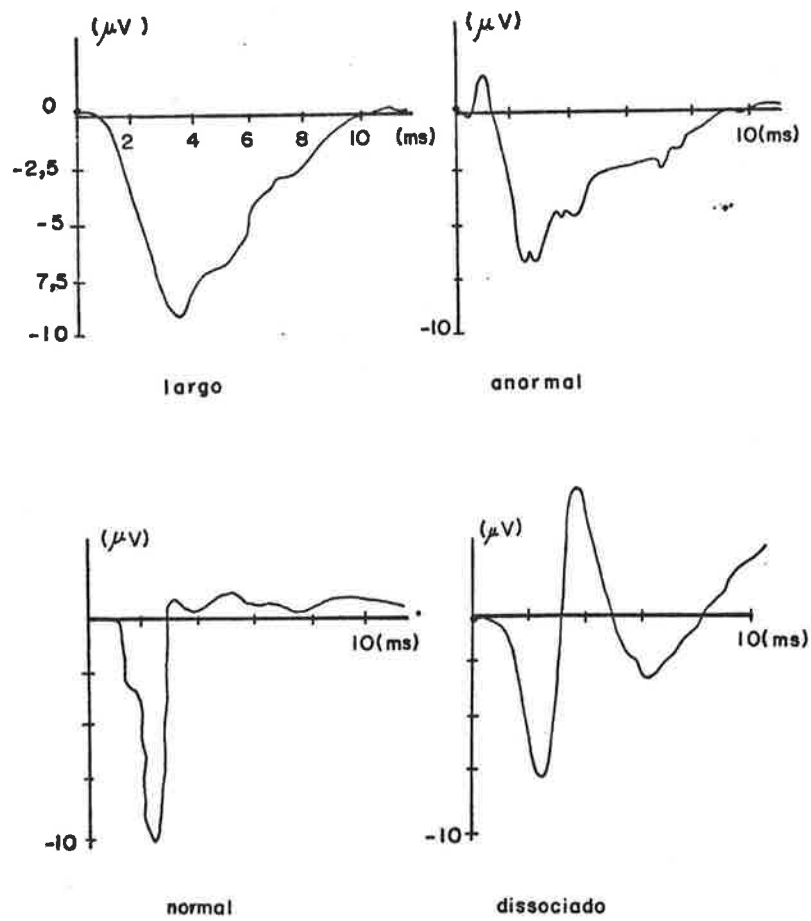


Fig. IV.11- Formas de P.A. correspondentes a resposta: larga, anormal, normal e dissociada.

## CAPÍTULO V

### SISTEMA DE ELETROCOCLEOGRAFIA POR MINICOMPUTADOR

#### V.1 Introdução

Como foi visto no capítulo I, temos um centro de computação recebendo as fitas magnéticas, gravadas nos diversos centros hospitalares. Podemos então separar o sistema em duas partes: uma relativa ao hospital e a outra ao centro de computação. Na figura V.1, se vê o diagrama de blocos do sistema no hospital. Devido à amplitude muito pequena do sinal captado do ouvido, devemos atenuar bastante as interferências externas, principalmente 60 Hz. Para isto, desenhamos a gaiola de Faraday, que pode abranger a sala inteira, ou somente uma parte de la, neste caso a malha metálica encobriria o paciente e não haveria cordão de força passando dentro da gaiola. O pré-amplifi cador e o amplificador convertem o nível do sinal, de modo que possa ser gravado nas melhores condições. O filtro limita a banda, para que só a faixa de interesse seja gravada, melhoran do a relação sinal-ruído na gravação. O osciloscópio de um canal, tem por finalidade observar se o potencial do ouvido está sem interferência, evidenciando que o contato dos três eletrodos está bom. O osciloscópio é dispensável, se houver um circuito que deteta se o contato está adequado ou não. O gravador deve ter dois canais, e sua qualidade deve ser boa para não introduzir mais ruído e distorção no sinal. O circuito de contro le e gerador de sincronismo, gera N pulsos de sincronismo, que irão disparar o gerador de clics e ao mesmo tempo estes pulsos são gravados no canal 2. O número de pulsos N, foi adotado co mo sendo 500, que provou ser um número suficiente de somas para a melhora da relação sinal-ruído. O circuito ainda se incum be de gerar o pulso de comando remoto para o gravador, além de avisar, através de uma luz indicadora, que os 500 pulsos já fo ram gerados. O gerador de clics utilizado é o Amplaid, já cita do no capítulo anterior.

Na figura V.2, se vê o diagrama de blocos do sistema, junto ao centro de computação. O gravador utilizado, deve ter as mesmas características do usado no hospital. Deve-se limitar a banda do sinal proveniente do canal 1, de modo a minimizar o

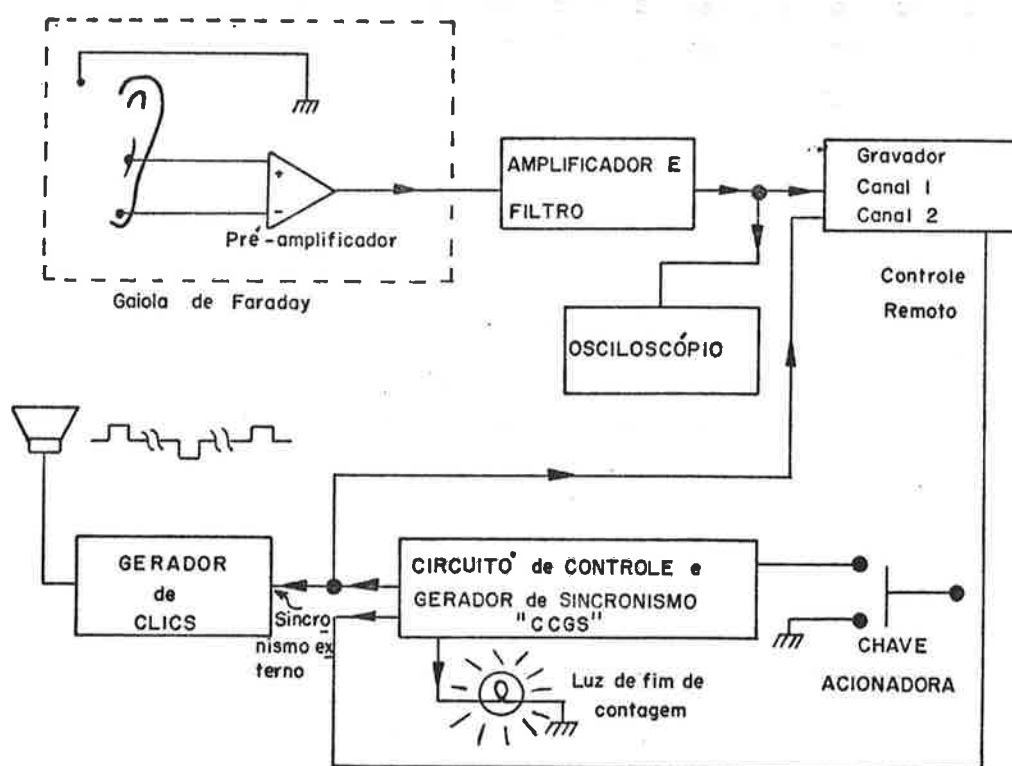


Fig. V.1- Diagrama de blocos do sistema no hospital

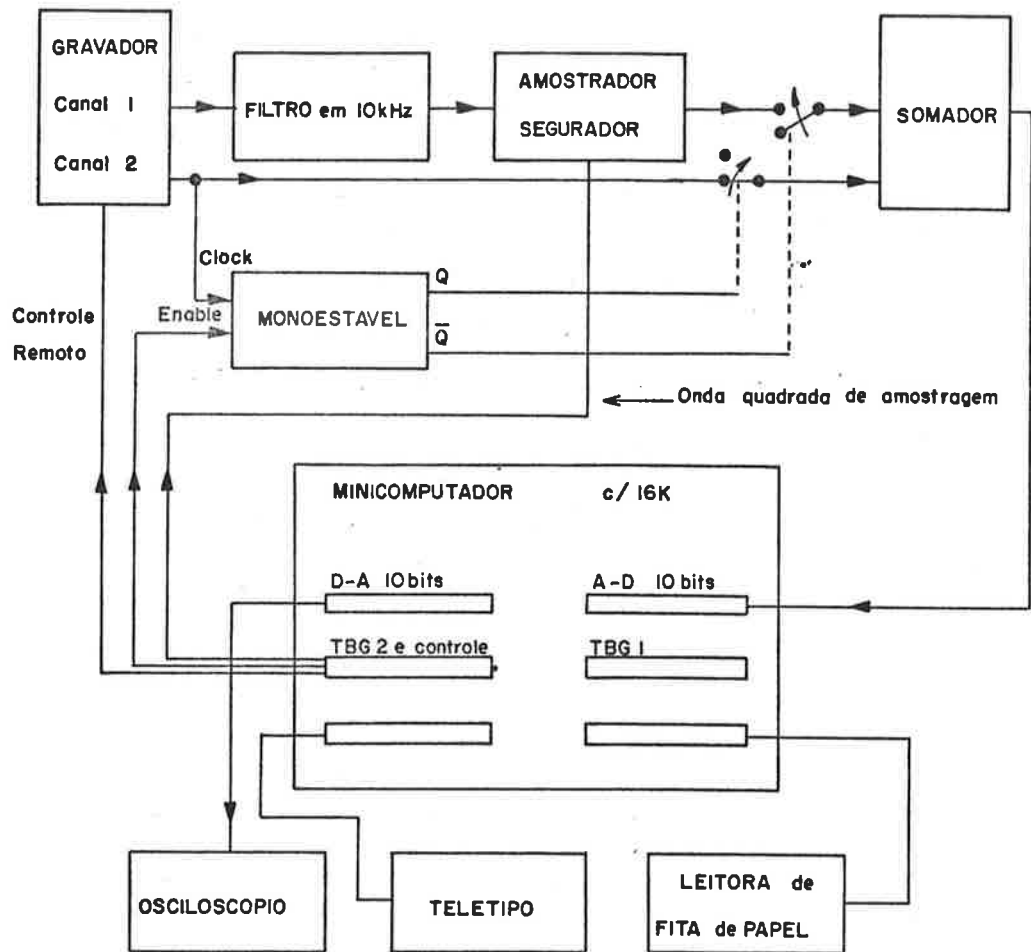


Fig. V.2- Diagrama de blocos do sistema no centro de computação.

ruído, e evitar o entrelaçamento de bandas, devido à amostragem. Devido ao fato do conversor A-D não dispor de amostrador-segurador, e ser de um canal, foi necessário construir um amostrador-segurador (com relógio proveniente do computador, para haver sincronismo), além de um multiplexador (composto do monoestável, das duas chaves e do somador). O minicomputador utilizado é um HP 2108, com 16K palavras de memória principal e com os periféricos: teletipo e leitora rápida de fita de papel. Além do conversor A-D, dispõe-se de uma interface de relógio de tempo real; de uma interface projetada, que fornece um sinal de 25kHz além de fornecer sinais de controle; e uma interface com circuito integrado conversor D-A de 10 bits. Este conversor D-A, bem como o osciloscópio, são dispensáveis se for desejável utilizar o processamento contínuo da fita magnética gravada, uma vez que então, não será necessária a visualização do PA na tela do osciloscópio.

Nos próximos itens, tem-se uma descrição dos componentes do sistema e em seguida a descrição dos programas desenvolvidos.

## V.2 Aspectos Sobre os Blocos Componentes do Sistema.

### V.2.1 No hospital

Inicialmente, deve-se tomar certas precauções quanto a interferências, pois o sinal captado no promontório tem amplitude muito reduzida. Algumas das precauções a serem tomadas são descritas abaixo:

- uso de gaiola de Faraday (a malha metálica não deve ter contato com a estrutura do prédio e deve ser aterrada em um único ponto) para blindagem contra campos elétricos espúrios.
- evitar fios com tensão da rede cruzando a sala, bem como tirar da tomada os cabos de força de aparelhos não utilizados.
- blindar as entradas de luz, não se devendo usar luz fluorescente.
- evitar que paciente se mexa ou que toque superfícies metálicas, pois introduz-se artefatos.
- eletrodo de terra no paciente deve repousar sobre estrutura óssea (evitar proximidade de músculos).

A princípio, a implementação do sistema de amplificação e do gerador de clics, não faz parte do presente trabalho. O gerador de clics usado é o Amplaid, pretendendo-se no futuro desenvolver um gerador de clics no Laboratório de Comunicações e Sistemas Eletrônicos da EPUSP. Dois tipos diferentes de pré-amplificador e amplificador estão sendo desenvolvidos no mesmo Laboratório (um pelo Eng. Bruno S. Vianna e outro pelo estagiário Marco V. Vital). Dã-se a seguir algumas considerações sobre a segurança do paciente, pois este é um assunto importante, por vezes desprezado durante o projeto de um sistema eletrônico para bio-medicina.

Em termos de segurança do paciente, podemos enquadrar o ECoG na classe de proteção relativa a correntes através do cérebro. A norma internacional estabelece uma corrente máxima de  $100\mu A_{ef.}$ , com corrente de frequência até 1kHz [vide ref.31]. Como no nosso caso a corrente é de 60 Hz, adotaremos este valor como limite máximo. Do ponto de vista de segurança do pessoal que vai lidar com os aparelhos, devemos tomar cuidado basicamente, com os potenciais entre as carcaças e superfícies metálicas nas vizinhanças umas das outras, não se esquecendo de levar em conta o contato através dos pés com a estrutura do prédio. Esta forma de choque é o chamado macro-choque (contato externo ao corpo, corrente acima de miliampere), em oposição ao micro-choque (contato, em um ponto ao menos, interno ao corpo, corrente de microamperes). Em qualquer das espécies de choque, o que tem importância é o valor da corrente através do paciente. A corrente de fuga (que flue através do fio de terra e/ou, através do paciente) em um instrumento, pode ser causada, ou por contato acidental de um dos fios de entrada de alimentação com a carcaça, ou por efeito de capacitâncias parasitas entre fios de alimentação e enrolamento do primário do transformador de força, e a carcaça e/ou secundário. Uma série de tipos de defeitos que podem ocorrer, e as respectivas correntes de fuga, são analisados nas referências [30] e [31].

A ligação do paciente com os aparelhos do sistema, é vista na figura V.3. Sabe-se que a interconexão vista na figura, apresenta grande probabilidade de gerar tensões e correntes espúrias, que dependendo das condições, podem ser altamente prejudiciais ao paciente. Vide referências [30] e [31]. Uma



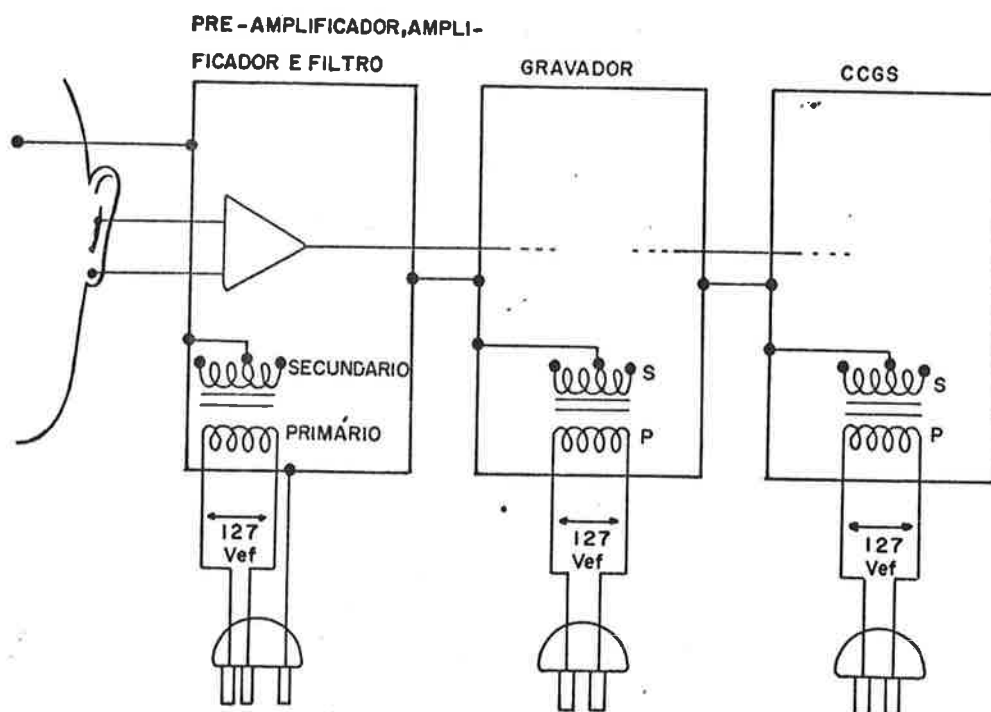


Fig. V.3- Esquema de interligação típica paciente-instrumentos.

fonte adicional de problemas, reside no fato de termos um aparelho comercial em uso - gravador de fita magnética -, que não apresenta sequer o terceiro pino, de terra, para proteção da carcaça. O gerador de sincronismo pode ou não ser feito com a carcaça ligada ao terra (vindo do terceiro pino). Através da análise de literatura, concluiu-se que a simples colocação de um fio de terra em todos os aparelhos não é muito seguro. Supomos também, que os centros médico-hospitalares não disporão de transformador de isolação, visto seu alto custo. Em vista disto, a distribuição de energia até às tomadas na sala de eletrococleograma se dá conforme o esquema da figura V.4. Temos em tão disponível, um sistema monofásico, em que além do "vivo" e do neutro, temos um condutor ligado à terra. Todas as carcaças de equipamentos e superfícies metálicas nas vizinhanças do paciente, devem ser ligadas ao condutor de terra, possivelmente em pontos próximos e através de fios não muito compridos. Para o sistema de ECoG, adotou-se no pré-amplificador uma filosofia de isolação do paciente da terra, o que evita uma série de perigos por ocasião de defeitos em fios de terra, curtos acidentais, etc. Poderíamos usar um pré-amplificador alimentado a bateria, e efetuar a transmissão do sinal amplificado, para um sistema aterrado, através de R.F. ou acoplamento ótico. Em termos de segurança, este seria um método ideal, mas traz o desconforto de requerer contínua monitoração do estado das baterias e subsequente troca das mesmas. Afim de tornar mais confortável a operação do sistema, decidimos usar alimentação através da rede. Vemos na figura V.5, um diagrama em blocos simplificado do pré-amplificador. O transformador apresenta uma blindagem metálica entre primário e secundário. Esta blindagem protege no caso de uma eventual ruptura do isolamento primário-secundário, evitando que possa aparecer no secundário uma tensão elevada. Além do mais esta blindagem abaixa consideravelmente a capacitância entre os enrolamentos do primário e do secundário. No transformador usado pelo estagiário Marco V.Vital, esta capacitância é da ordem de algumas dezenas de pico-farads (com a blindagem aterrada). Não obtivemos um valor muito baixo, pois para isso, deveríamos ter usado um núcleo toroidal, onde os dois enrolamentos podem ser bem separados e blindados. Foi feito um teste importante para prever qual a corrente que passa pelo paciente, caso este, acidentalmente toque algum objeto ou equipa

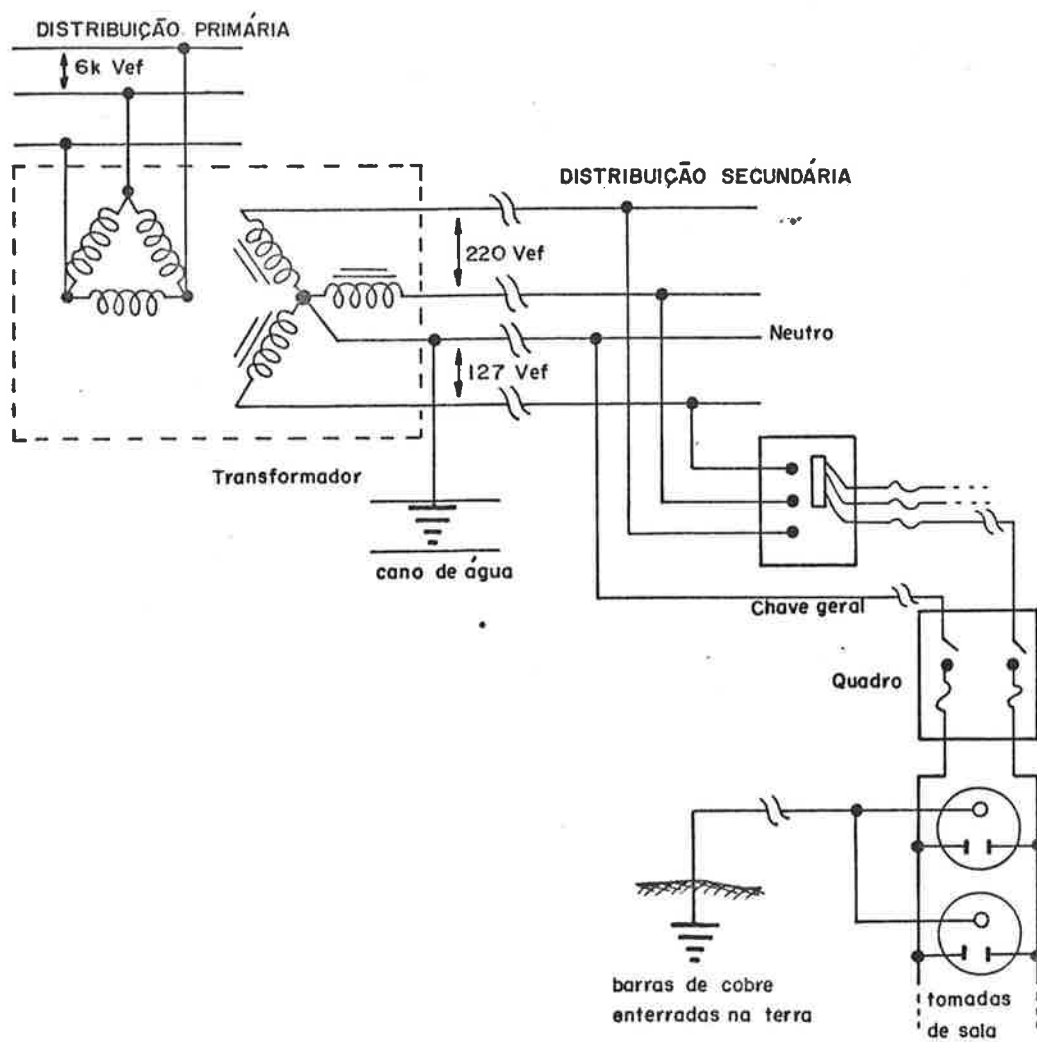


Fig. V.4- Distribuição de energia elétrica até a sala de eletroencefalografia (Adaptado da referência [32]).

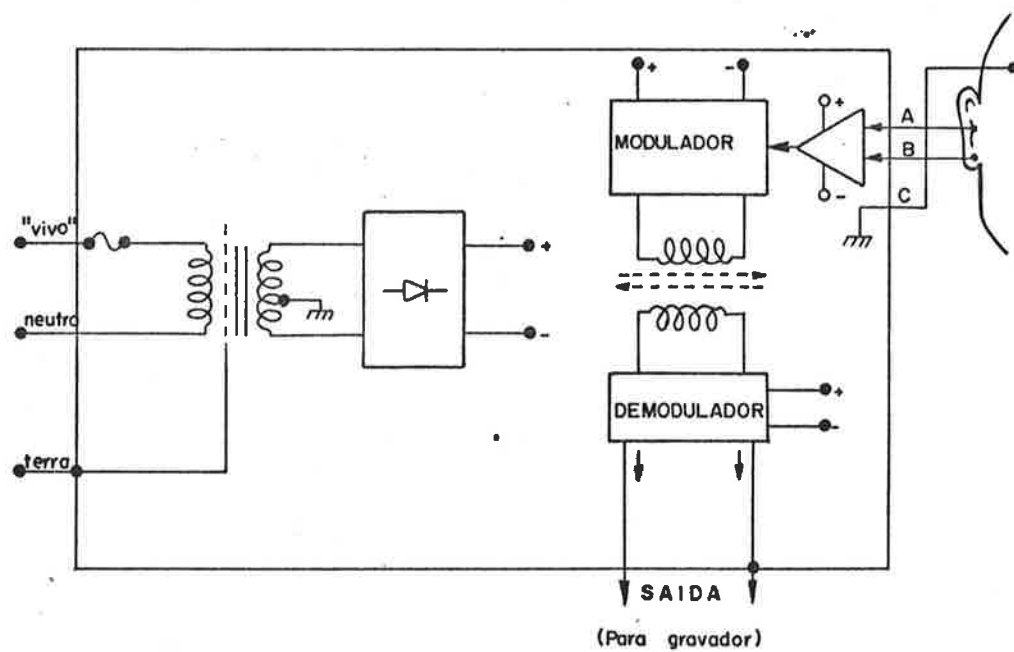


Fig. V.5- Esquema simplificado das isolações no pré-amplificador.

mento aterrado. Ligamos um resistor de  $1\text{ k}\Omega$  entre o terra do circuito e a carcaça, e medimos uma corrente eficaz de, no pior caso,  $9,5\mu\text{A}$ , passando pelo resistor, o que está abaixo do máximo permitido. Se por causa de uma falha de isolamento, acontecer um curto entre fase e carcaça, teremos uma grande corrente fluindo pelo fio de terra (até a interrupção do fusível do aparelho ou do quadro). Caso este fio de terra, também esteja defeituoso, haverá uma corrente através do paciente, caso este toque algum objeto aterrado. Esta corrente, depende das capacitâncias parasitas entre carcaça e terra do circuito, entre primário e secundário e entre carcaça e fiação. Neste caso haverá corrente passando para o terra do gravador e do circuito de sincronismo, além da possibilidade de macro-choque no contato entre a carcaça e um equipamento ou objeto aterrados. Portanto, deve-se assegurar na montagem do pré-amplificador, a máxima segurança possível, com o fim de evitar um curto entre fase e carcaça. Quanto a defeito apenas no fio de terra, teremos a carcaça a um potencial não nulo (em relação à terra) e se houver contato entre esta carcaça e algum objeto aterrado, teremos uma corrente dependente da capacitância entre fios de entrada e primário do transformador e a carcaça. Deve-se também evitar um curto entre A ou B ou C e a carcaça, pois se, no caso de algum defeito, o paciente ainda tocar um objeto aterrado, pode haver correntes acima do limite de  $100\mu\text{A}_{ef}$ .

Além dos cuidados no projeto do pré-amplificador, quanto à segurança, deve-se ter também: equipe de trabalho (médicos, enfermeiras e atendentes) conscientes dos cuidados necessários na manipulação paciente-sistema eletrônico; manutenção preventiva; instalação elétrica de boa qualidade, incluindo o aterramento, que deve ser periodicamente testado (por exemplo a cada 6 meses); todos equipamentos e objetos metálicos devem ser aterrados equipotencialmente.

O gravador utilizado durante o desenvolvimento do trabalho, foi um gravador de instrumentação HP 3960, com as seguintes características fundamentais:

- . 4 canais em FM
- . banda de DC a 5kHz, a  $\pm 1\text{ dB}$  ou 6,2 kHz a  $\pm 3\text{ dB}$  (medidos a 15 ips)

- . relação sinal-ruído de 48 dB (RMS/RMS) a 15 ips (com  $\pm$  40% de desvio de portadora).
- . impedância de entrada maior que 50 k $\Omega$  em paralelo com 200pF
- . nível de entrada: 1 V<sub>pp</sub> a 30 V<sub>pp</sub>
- . nível de saída: 0 a 5 V<sub>pp</sub> em resistor maior que 600  $\Omega$ .
- . "flutter" menor que 0,35% pico a pico (em certas condições de medida).
- . pente com entradas para comando remoto de gravação, parada, reprodução e outras funções.

Este gravador foi utilizado devido em parte à sua disponibilidade, mas o aspecto mais importante foi o de eliminar uma possível fonte de erros e distorções durante o desenvolvimento de todo o sistema. Com os resultados obtidos, pode-se então, avaliar o funcionamento do sistema, usando-se um gravador comercial. Como todo hospital terá um gravador, o fator custo do mesmo não deve ser esquecido. A melhor filosofia de gravação seria o PCM, pois tanto o "wow" e "flutter", como os problemas de variação de espessura da camada de óxido de fita e variação do contato cabeça-fita, não causariam distorções no sinal recuperado. Infelizmente este método ainda é muito caro. O segundo método de gravação é o FM, que não sofre os problemas da camada de óxido e contato fita-cabeça, devido ao fato que a amplitude não contém informação. O "flutter" no FM se reflete em variações na amplitude do sinal recuperado. Por último tem-se a gravação direta, que sofre ambos os problemas já citados. O "flutter" causa variação na frequência do sinal ("jitter") e os problemas de fita e cabeça causam distorções na amplitude. A gravação direta é usada tanto em gravadores de instrumentação como de áudio, embora em áudio faz-se certas preênfases e deênfases (levando em conta os aspectos psicofísicos da audição), que não são feitas para o gravador de instrumentação. É necessário muito cuidado na comparação de características entre um gravador de áudio e um gravador FM, em parte devido ao fato de algumas medidas (no gravador de áudio) serem efetuadas com funções de peso que seguem a curva de sensibilidade do ouvido. Pode-se prever que, ao passarmos para um gravador de áudio, teremos uma queda na qualidade dos sinais obtidos, embora só a prática nos dirá o grau da piora. Para detalhes, vide referências [33] e [34].

No esquema da figura V.1, vemos que o circuito de controle e geração de sincronismo (CCGS) deve enviar 500 pulsos, tanto para o gerador de clics, como para o gravador. Todos os circuitos integrados do CCGS são da família TTL. O gerador de clics necessita de uma entrada de pulso, com amplitude da ordem de 6 V ou mais, Separamos então uma saída para o gerador de clics, e outra para o canal 2 do gravador. O gravador utilizado é comandado remotamente pela curto-circuitação do fio adequado com o terra. Internamente ao gravador, por ocasião do curto, um relê é ativado, comandando a função desejada. O gravador tem um tempo de espera, após ser ligado (modo "play" ou "record"), de aproximadamente 3 s. Além do mais, percebeu-se na reprodução, que existe um transitório considerável gravado na fita, relativo a cada vez que se comandou um início de gravação. Em vista deste último fato, afim de aumentar a confiabilidade do sistema, introduziu-se três pulsos especiais de sincronismo (chamados daqui para diante, de sincronismo inicial ou especial), que são gravados no canal 2, no início de cada série de 500 pulsos. Apesar de terem sido adotados 500 pulsos, para efetuação da soma, decidiu-se usar 510 pulsos (chamados simplesmente de sincronismo) prevendo que possa haver, ocasionalmente, perda (no sentido do computador não reconhecer) de um ou mais pulsos pelo computador. Vemos na figura V.6 o diagrama do CCGS, e na figura V.7 o diagrama de tempo de diversos sinais do circuito. A chave S1 normalmente está na posição  $\beta$  e sendo pressionada, impõe "1" na saída Q que impõe uma saturação ao transistor de saída do 7401, causando a ligação do gravador. A chave retorna automaticamente à posição  $\beta$ . Caso o acionamento muito rápido da chave não fosse detetado pelo biestável, poderíamos usar a chave ligada aos terminais RS. O monoestável provê um atraso em torno de 3,6 s visto que o gravador leva um tempo de aproximadamente 3 s para entrar em rotação normal (no caso do gravador HP 3960, os circuitos de gravação e reprodução só são ligados após este tempo). A saída do monoestável aciona o circuito composto dos biestáveis 7479 e 7476, que formam um contador até 3 dos pulsos gerados pelo astável (VCO1), que oscila com um período aproximado de 1,76 ms. Foi escolhida esta ordem de grandeza para que, passando por um sistema linear de banda 50 Hz a 10kHz, a forma seja pouco afetada. Obtemos na saída para o canal 2 do gravador três pulsos de nível "1", de

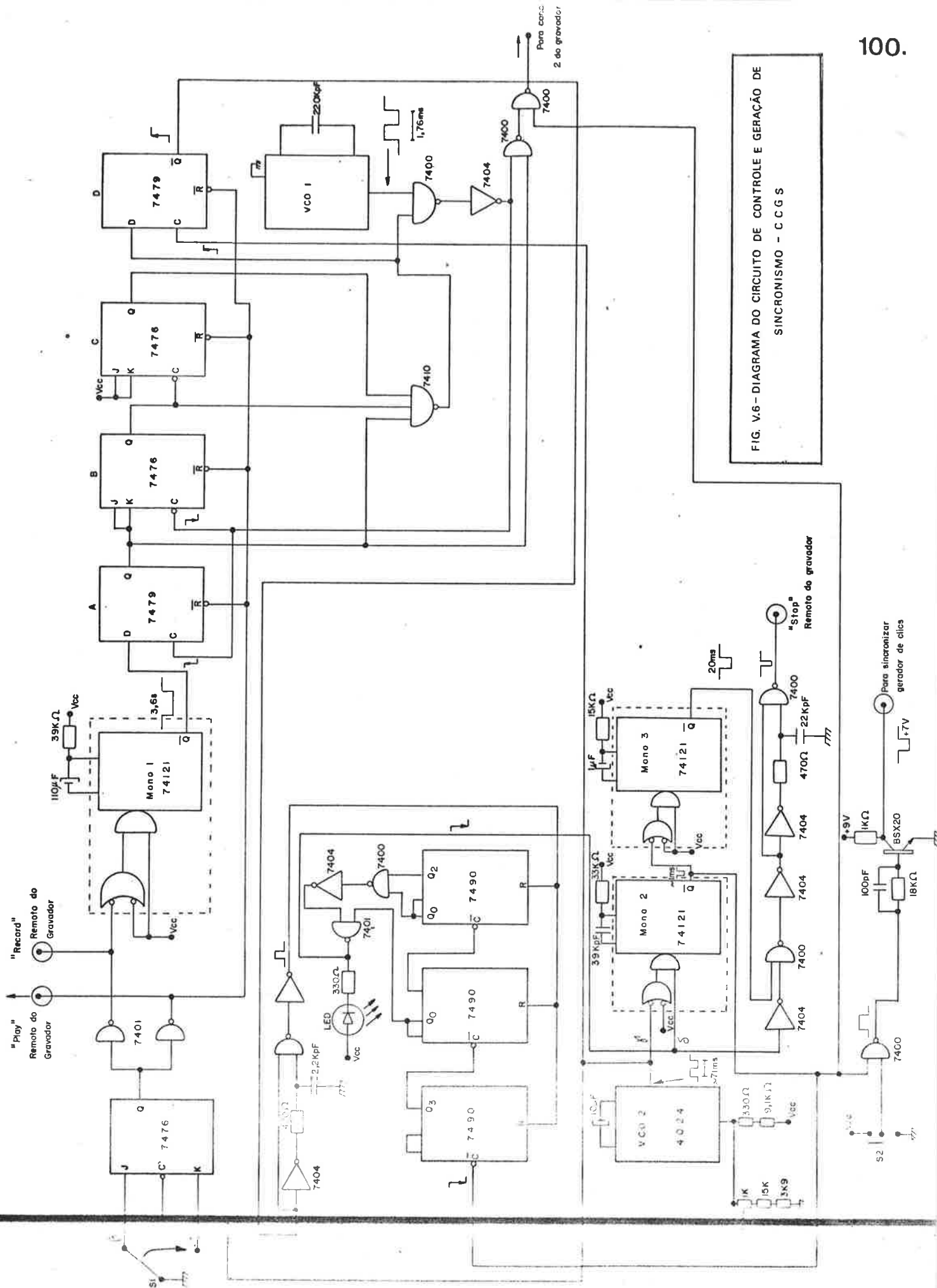


FIG. V.6 - DIAGRAMA DO CIRCUITO DE CONTROLE E GERAÇÃO DE SINCRONISMO - CCGS



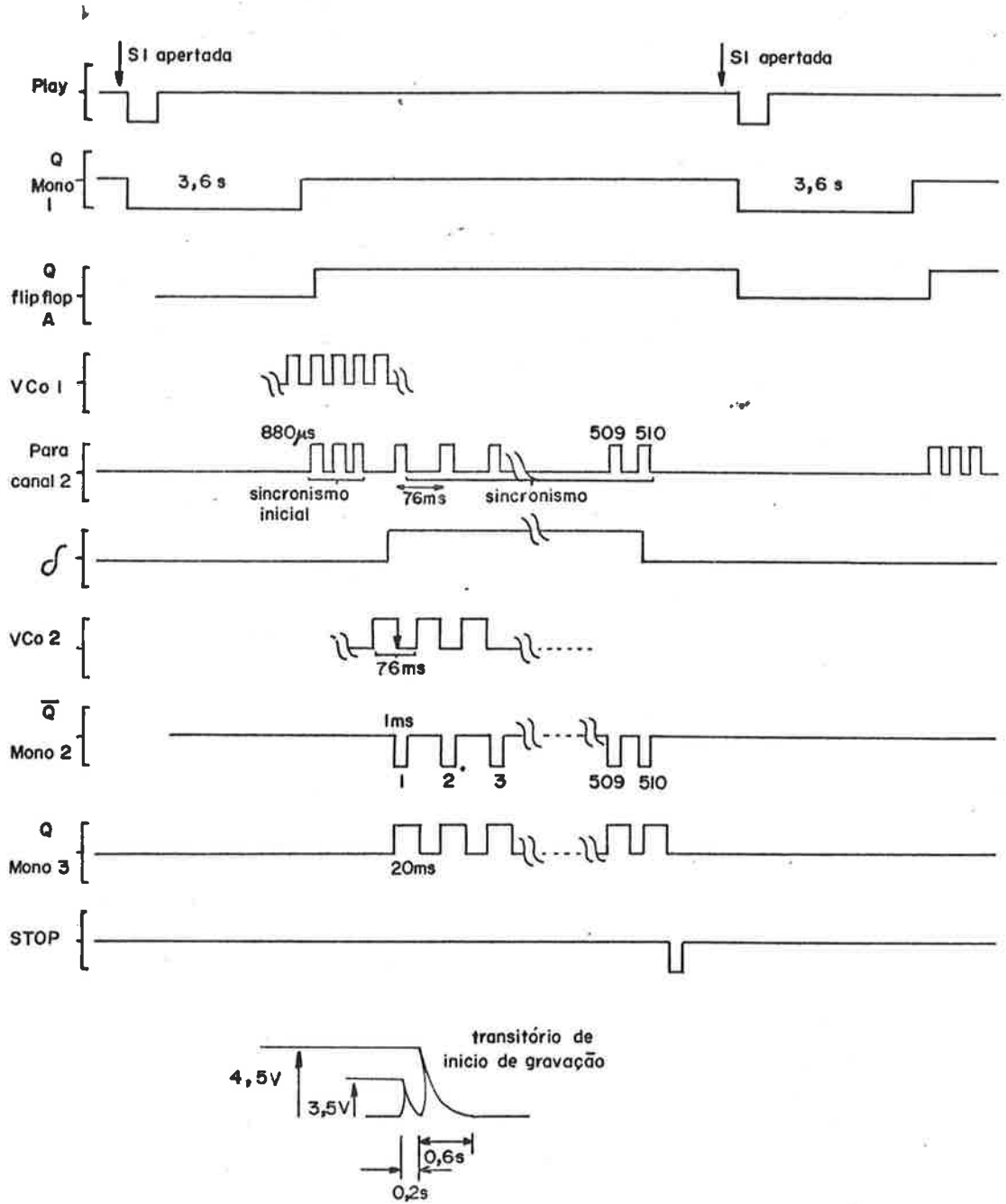


Fig. V.7- Diagrama de tempo de diversos sinais do CCGS.

duração aproximada de 880 $\mu$ s, separados de nível "0" também de duração 880 $\mu$ s. O reconhecimento do estado lll dos biestáveis A, B, C, feita pela porta 7410, é em seguida sincronizado com o relógio de contagem dos clics, através do biestável D. A transição de "0" para "1" em  $\bar{Q}$  do biestável D vai gerar um pulso estreito, que irá zerar as décadas 7490 que estavam indicando anteriormente a contagem 510. Atingida a contagem de 510 pulsos, o LED acende avisando o operador. O relógio para acionar as décadas, provém do astável (VC02), que oscila com um período de 76 ms, devendo-se tomar o cuidado de não ser esta frequência de relógio, múltipla ou submúltipla do 60 Hz da rede, de modo que a operação de média síncrona cancele o 60Hz espúrio somado ao sinal. O monoestável 2, provê um pulso de aproximadamente 1 ms de duração, que irá sincronizar o gerador de clics, além de servir como pulso de sincronismo a ser gravado no canal 2 do gravador. A saída deste monoestável serve de relógio para o contador de módulo 510. Quando o contador atinge o número 510, o monoestável 2 é inibido e quando o contador é zerado, na subida da saída do VC02 (se houver sido acionada previamente a chave S1), o nível em  $\delta$  sobe mas como  $\gamma$  está em "1", o monoestável não dispara (o que seria indesejável), ocorrendo o disparo na próxima descida do sinal em  $\gamma$ . Após ter ocorrido o 510º, deve-se desligar automaticamente o gravador, após um breve intervalo de tempo, suficiente para se gravar a resposta elétrica do ouvido ao último pulso. Para tal, usamos o monoestável 3, que nos fornece um atraso de 20 ms. De corridos os 20 ms, é gerado um pulso de largura superior a 500 $\mu$ s que no caso do gravador HP é suficiente para acionar o relê de desligamento. Os pulsos do monoestável 2 passam através de um porta lógica, que inibe a passagem dos pulsos, se a chave S2 é colocada para terra. Isto foi feito para evitar que, ao ligar, caso o estado inicial do contador até 510 não seja adequado, ocorram pulsos de sincronismo para o gerador de clics. A operação do aparelho seria então a seguinte: liga-se o aparelho e caso o LED não se mantenha aceso, coloca-se S2 na terra, voltando para  $V_{CC}$  após ter sido aceso o LED, que ocorrerá depois de aproximadamente 38 s. (500.76 ms). A partir deste instante, só se trabalha com a chave S1. Poderíamos melhorar o CCGS, adicionando circuitos de "limpa ao ligar" que impo

riam as condições iniciais desejadas. Mas como não existe inconveniente nenhum no funcionamento atual, não iremos encarecer o circuito por razões não tão necessárias. No caso do gerador de clics Amplaid, necessitamos fornecer uma excursão pico a pico, de pelo menos 6 V em 10 k $\Omega$ , e então adicionamos o transistor - BSX20. A fonte de alimentação do CCGS, consta de um transformador de 9V<sub>ef</sub>, seguido de uma ponte de retificação de onda completa, de um capacitor eletrolítico e de um regulador de tensão em circuito integrado (F7805UC). A tensão de 9V usada para alimentar o transistor BSX20, é tirada antes do regulador, apresentando um pouco de ondulação de 120 Hz da retificação, que não interfere no disparo do gerador de clics. No caso do gravador HP, cada vez que se começa uma gravação, um transitório aparece gravado na fita. Sabemos que gravadores de áudio também apresentam este fenômeno. No caso do HP, a amplitude é grande e a duração também, como vemos na figura V.7. A introdução de pulsos de duração estabelecida, no início da gravação, permite a identificação pelo computador do começo da gravação. Na reprodução, ao passar pelo filtro de 10kHz, os pulsos sofrem leve deformação - (sobresinais, aumento de tempo's de subida e descida), passando-se a ter uma duração útil de quase 800 $\mu$ s.

Após a implementação, um teste através de um contador HP 5327, mostrou que existia às vezes pulso(s) espúrio(s), que fazia(m) com que a contagem final resultasse errada. Uma fonte de tal espúrio era o chaveamento do gravador. Decidiu-se implementar um programa que testasse o bom funcionamento do circuito. O programa principal (TRIG) em Fortran, recebe uma matriz 510x1 da subrotina (SYNC) em Assembler. O programa TRIG analisa se o intervalo entre pulsos está entre 66 ms e 86 ms. Caso haja algum pulso espúrio que seja reconhecido como pulso de sincronismo, teremos contagem de tempo fora da especificada. O programa SYNC, inicialmente reconhece os tres pulsos iniciais de sincronismo, e passa então a reconhecer um pulso típico da série de 510, contando os intervalos entre pulsos consecutivos através do TBG1, programado para 100 $\mu$ s. Imprime-se (através de TRIG) os dez primeiros e dez últimos intervalos, bem como qualquer intervalo dos 490 restantes que ultrapasse o limite de 66 e 86 ms. Os resultados do programa mostraram que o CCGS está funcionando

de acordo com o desejado.

Como já mencionamos, usamos no nosso trabalho o gerador de clics Amplaid, que consta das unidades geradoras de clics e clics filtrados, seguidas de um amplificador de 20W, que aplicado a um alto-falante de dois cones, apresenta uma resposta linear de 100 a 17000 Hz. A caixa acústica bem como os fios de conexão, são blindados e aterrados, de modo a minimizar as interferências de campo elétrico gerado, na entrada do pré-amplificador.

#### V.2.2 No centro de computação

A banda necessária para o ECoG de uso clínico corriqueiro é de aproximadamente 50 Hz a 5 kHz. Para uso em pesquisa, um limite superior de pelo menos 8 kHz é conveniente. Usamos então uma frequência de corte superior, em torno de 10 kHz. O filtro tem por finalidade limitar a banda do ruído somado ao sinal desejado (parte do ruído vem do próprio gravador), além de evitar o entrelaçamento de bandas. Amostraremos o sinal a 25 kHz, e então, supondo que ainda exista componentes acima de 15 kHz a -30 dB, um filtro de quarta ordem, tipo Butterworth, proverá uma atenuação de 14,25 dB que somados aos 30 dB, resulta uma atenuação satisfatória da banda espúria que é entrelaçada com a original. Lembremos que as baixas frequências já foram filtradas antes da gravação e caso o gravador introduzisse flutuações lentas, acopláramos ao filtro passa-baixas um filtro passa-altas. O filtro adotado é do tipo Butterworth, por ser este o que apresenta a característica de módulo mais plana com a frequência. O projeto foi feito segundo a referência [35]. Vemos na figura V.8, o esquema do filtro. A frequência de corte resultou levemente inferior a 10 kHz, devido aos valores dos componentes não serem exatamente os calculados. O amostrador-segurador é visto na figura V.9. A excursão do sinal de entrada foi estabelecida como sendo  $\pm 1$  V. A chave analógica é realizada através de um transistor de junção de efeito de campo. O transistor BC 558 eleva a excursão de tensão, de níveis TTL para valores negativos e positivos. Ao invés de usarmos os 3 diodos (9AX13) no emissor e entrarmos na base, poderíamos entrar com o pulso pelo emissor, polarizando a base convenientemente. Supondo inicialmente, que não existe sinal de relógio do computador, a saída  $\bar{Q}$  do monoestável, estará a aproximadamente 3,5 V. No emissor, tem-se uma tensão em torno de 2,1 V, ou

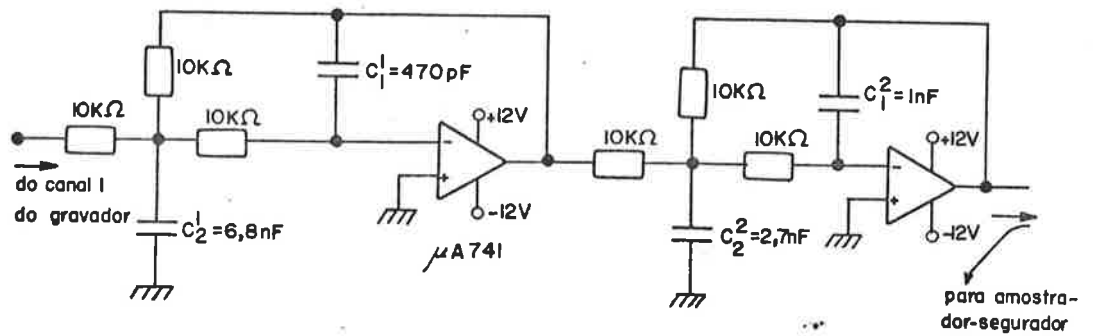


Fig. V.8- Esquema do filtro Butterworth passa-baixas de 4ª ordem.

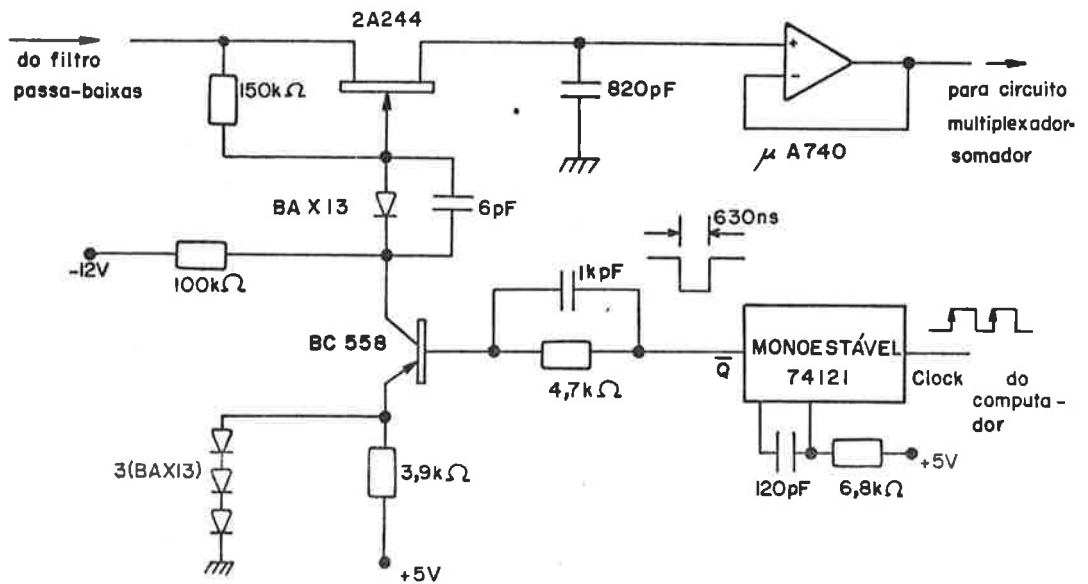


Fig. V.9- Esquema do amostrador-segurador.

seja, o BC 558 está cortado, o que resulta em uma tensão negativa aplicada à porta do JFET, que então estará cortado. O resistor de 100 k $\Omega$  está com valor um pouco alto, fazendo com que a tensão negativa na porta seja menor em valor absoluto, o que não garante um corte absoluto do JFET, mas, na bancada, foi necessário se chegar a uma solução de compromisso, para que o sinal no capacitor não contivesse grande distorção. Nas condições de JFET cortado, a carga do capacitor se mantém, com exceção das fugas através do JFET, da resistência de perdas do capacitor, da resistência de entrada do seguidor de tensão e da corrente de polarização do mesmo. Devido aos dois últimos fatores, foi necessário usar o operacional  $\mu$ A740, que tem um par de JFETs no amplificador diferencial de entrada, que lhe conferem uma resistência de entrada de  $10^{12}\Omega$ , e uma corrente de polarização de -200pA (no máximo). Notamos a existência de deriva na tensão DC de saída do operacional  $\mu$ A740. Este amplificador nominalmente apresenta uma tensão de "offset" de 10 mV, dobrando a cada  $10^{\circ}\text{C}$  de aumento na temperatura. Como opção, deveríamos usar um outro amplificador operacional, que apresentasse deriva consideravelmente mais baixa, mas apresentando baixa corrente de polarização para evitar que o capacitor do amostrador-segurador se descarregue. Um operacional indicado, seria o amplificador de super-beta: 208A, que apresenta tensão de "offset" de 0,3 mV típico e com deriva de "offset" de tensão muito baixa:  $1\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  típico. Sua corrente de polarização é de 3,0 nA, o que em 40 $\mu\text{s}$  em 820 pF resulta uma queda na tensão do capacitor de 150 $\mu\text{V}$ , que é desprezível em função do passo de quantização do conversor A-D. A resistência de entrada vale tipicamente 70M $\Omega$ , que ao fim de 40 $\mu\text{s}$  causa uma queda em 1V de 0,7 mV. Como não necessitamos de acoplamento DC para o ECoG, o uso de um filtro passa-altas após o amostrador-segurador, não traz problemas se calcularmos adequadamente sua constante de tempo. Deveremos assegurar que não há descarga prejudicial do capacitor durante os 40 $\mu\text{s}$  de duração do pátamar. Usando um capacitor de 23 $\mu\text{F}$ , com um resistor de 5k $\Omega$  (equivalente), teremos uma descarga de 0,34 mV no fim dos 40 $\mu\text{s}$ , para uma tensão inicial no capacitor de 1V. Portanto comparando com os 2 mV de passo de quantização do A-D, não temos problema.

Devemos a seguir prover a soma do sinal de sincronismo com o sinal de interesse. Eventualmente, poderíamos optar por

uma solução em que o sinal de sincronismo não entra no A-D, mas sim na interface projetada, através da qual seria feito o reconhecimento do sincronismo. Usamos como somador um operacional em montagem inversora (vide figura V.10), que nos traz o inconveniente de existir no caminho total uma inversão de fase. Devemos, ou acrescentar um estágio inversor, ou modificar uma célula do filtro, ou finalmente, efetuar a inversão por programa, que é a melhor solução. A priori poderíamos ter usado um somador em montagem não inversora, mas tal circuito não é bom devido às interferências de uma entrada na outra, assim como dos ajustes de ganho. Devemos acrescentar uma chave ativa, que curto-circuite a entrada do canal 2, quando já foi reconhecido um pulso (dos 500 a serem lidos) de sincronismo, para evitar que flutuações DC e ruídos que saem deste canal do gravador se somem à saída que será lida pelo conversor A-D. Mas, tal chave deverá agir apenas quando os três pulsos que compõe o sincronismo inicial, já tiverem sido reconhecidos. Um outro detalhe, é a existência de ruído gravado no canal 1, que será somado ao sinal do canal 2, e será impossível o reconhecimento do nível zero do padrão de sincronismo inicial. É conveniente então, só permitirmos que o sinal do canal 1 seja somado ao sinal do canal 2 quando já tiver sido reconhecido o sincronismo inicial, pelo computador (vide figura V.10). O filtro formado pelo capacitor de  $23,5\mu\text{F}$  com o resistor de  $10\text{k}\Omega // 10\text{k}\Omega$ , resultou na prática, em uma frequência de corte de 0,8 Hz. O monoestável, no começo do programa recebe do computador um nível "0" no pino 3, desativando o monoestável. Isto faz com que o BC 238(A), esteja saturado, tendo-se à saída do sistema apenas o sinal do canal 2, Uma vez reconhecido o sincronismo inicial pelo computador, este fornece nível "1" ao pino 3 do monoestável. A partir deste instante, toda vez que o sinal no canal 2 passar de "1" para "0", teremos a saída 0 do monoestável indo para "1" durante 20 ms. Durante este tempo, o transistor (A) está cortado e (B) está saturado, tendo-se à saída, apenas o sinal do canal 1. Ao ser dada uma amostragem, o sinal à saída do  $\mu\text{A}740$  chega ao valor final, após aproximadamente  $3,5\mu\text{s}$ , o que não causa inconveniente, pois o computador irá começar o seu ciclo de conversão após pelo menos  $4\mu\text{s}$ . Notou-se no circuito amostrador-segurador, mais precisamente à saída do  $\mu\text{A}740$ , que, quando não existe o trem de amostragem aplicado ao

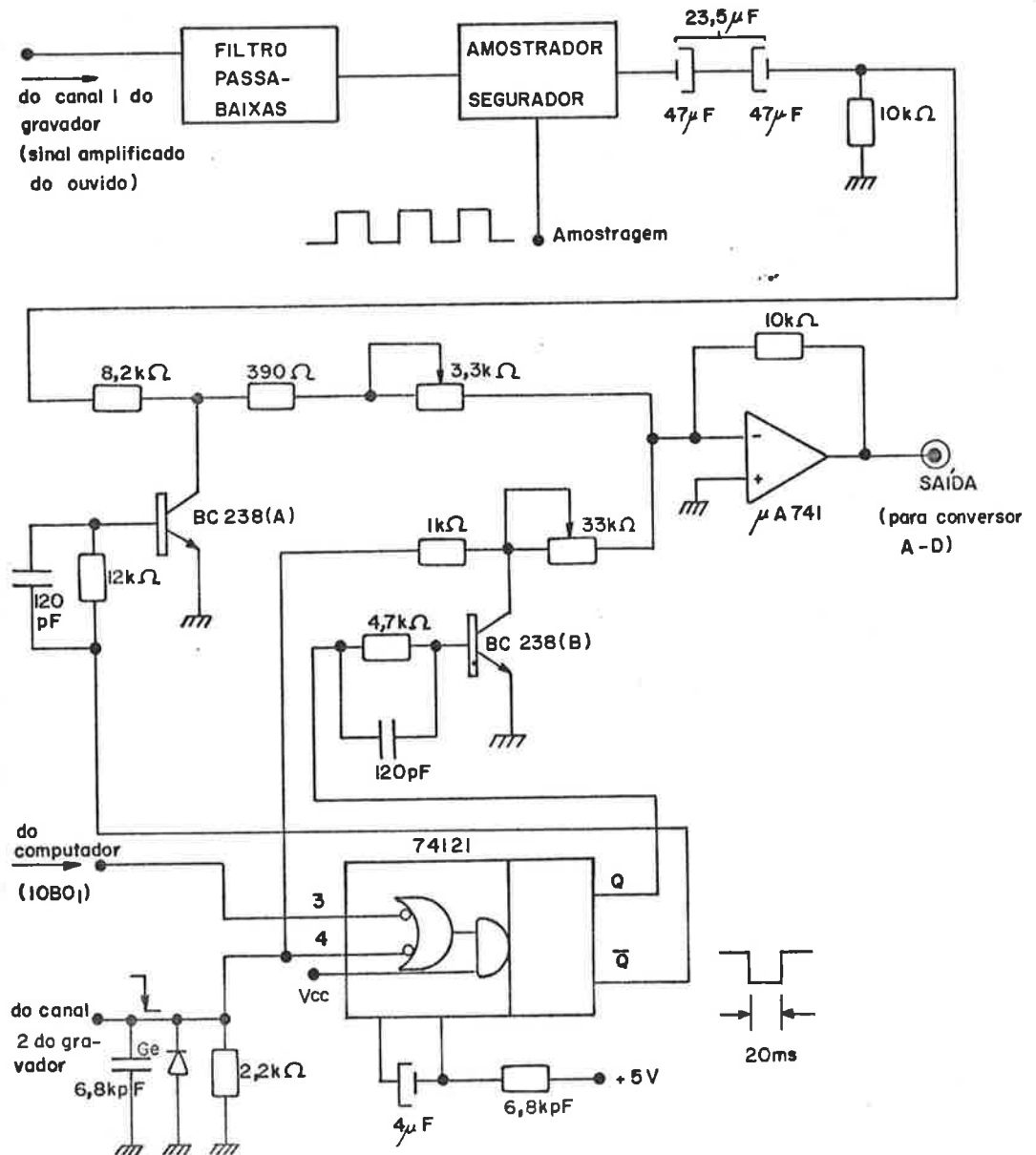


Fig. V.10- Esquema do multiplexador-somador.



monoestável, a saída lentamente passa a -3V aproximadamente (isto se deve à corrente de polarização). O tempo de carga (tempo entre saída 0V e -3V, correspondendo respectivamente à existência de amostragem e ausência de amostragem) é de 1 minuto. Partindo da condição sem amostragem, ao ligarmos o sinal amostrador, haverá um rápido transitório à saída do  $\mu A740$ . Como o capacitor de  $23,5\mu F$  estava carregado a 3V, com o transitório, a tensão no ponto P irá a 3V, descarregando-se lentamente com constante de tempo de 0,2 s (medido na prática), o que é proibitivo. Lembremos que quem fornece, quando necessário, o sinal amostrador é o computador. Uma solução atenuante seria colocar um diodo de germânio em paralelo com o eletrolítico, de modo que o capacitor se carregue apenas a uma tensão de 0,2 a 0,3V. Poderíamos ainda, colocar uma chave analógica (JFET) em paralelo com o capacitor do amostrador-segurador, abrindo a chave a partir do instante em que é aplicado o sinal de amostragem. O ideal é manter continuamente o sinal de amostragem ligado, e é o que fazemos no programa em Assembler de aquisição dos dados. O circuito final, que passaremos a chamar de circuito multiplexador-somador (ou mux-somador), realiza uma multiplexação dos dois sinais (canal 1 e canal 2), mas para tal poderíamos ter usado um circuito diferente, usando duas chaves analógicas (JFET ou MOSFET) com seus circuitos de chaveamento, que eventualmente seria mais simples. Veremos na figura V.11, o diagrama de tempo dos sinais de interesse.

O minicomputador HP 2108, tem memória principal de semicondutor, que provê maior velocidade de acesso e maior confiabilidade que as memórias a núcleo de ferrite (além do preço mais baixo). Uma desvantagem é o fato da memória ser volátil, embora com o uso de baterias recarregáveis opcionais, pode-se continuar o processamento por algum tempo. O problema de carregar o "bootstrap" (chamado pela HP de "initial binary loader"-IBL), é resolvido com o uso de uma memória ROM, ou seja, cada vez que se liga o computador, através de uma tecla do painel se carrega o conteúdo do ROM nas últimas 64 posições da memória principal. O HP 2108 tem unidade de controle microprogramada, emulando o HP 2116, que é um minicomputador mais antigo, de controle fixo. Um aspecto importante na nossa aplicação, é o uso de instruções de conversão e soma de dados em ponto flutuante, funções que o HP 2108 já traz em microprograma, fazendo com que o tempo de execução seja consideravelmente menor que o necessário no caso da execu

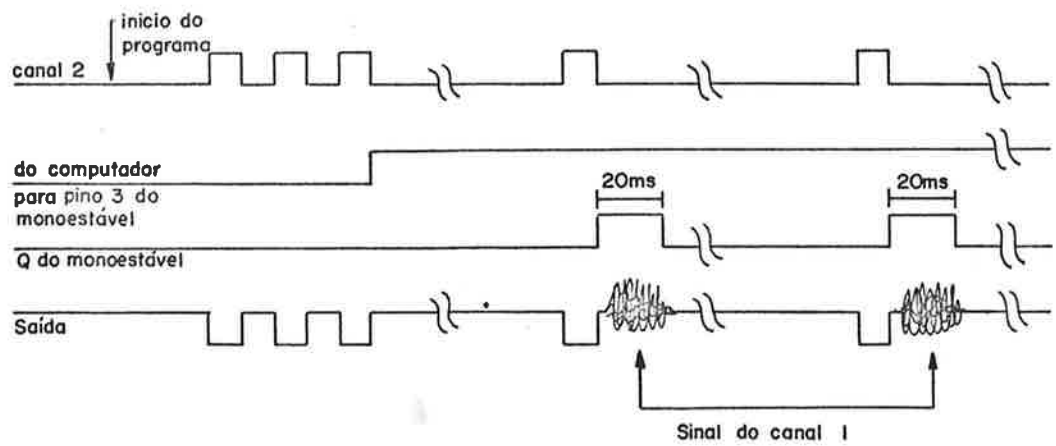


Fig. V.11- Diagrama de tempo dos sinais no multiplexador-somador.

ção por "software". As instruções mais simples (carregar acumulador, soma, etc) tem tempo de execução de  $1,94\mu\text{s}$ , as instruções de entrada-saída levam  $2,59\mu\text{s}$  a  $3,89\mu\text{s}$  |vide ref. 36|, O registrador do painel, durante processamento pode ser tratado como uma unidade de entrada-saída.

Como já foi mencionado, dispomos de 16 k palavras (de 16 bits). A unidade de comunicação do operador com o computador e vice-versa, é o teletipo, modelo ASR-33 da Teletype, (que modificado recebeu o número HP 2752A), que tem velocidade de 10 caracteres/s. O teletipo também é nossa saída de fita perfurada. A interface do teletipo foi colocada no canal de entrada-saída, (11)<sub>8</sub>. Dispomos da leitora ótica de fita de papel perfurada, modelo HP 2748B, que tem uma velocidade de leitura de 500 caracteres/s. Sua interface foi colocada no canal (12)<sub>8</sub>. O conversor A-D disponível, modelo HP 12564, é de 10 bits, com tempo de conversão de  $17,6\mu\text{s}$  e com excursão de entrada (selecionável por "jumpers") de  $\pm 1\text{V}$ . Foi colocado no canal (13)<sub>8</sub>. O relógio de tempo real, TBG1, modelo HP 12539C, tem capacidade de prover tempos (escolhidos por programa) de  $100\mu\text{s}$  a 1000 s. Foi colocado no canal (10)<sub>8</sub> que é o de maior prioridade (excetuando-se as funções internas, que tem prioridade mais elevada). Como já foi visto, o amostrador-segurador |vide figura V.2|, necessita receber um trem de pulsos a uma taxa de 25 kHz, sendo ainda este trem utilizado pelo computador para que haja sincronismo entre o amostrador-segurador e o acionamento do conversor A-D. O circuito multiplexador-somador também necessita de um sinal de comando do computador, da mesma forma que o gravador exige dois sinais de comando (reprodução e parada). Foi então, projetada uma interface-TBG2 e controle - que fornece estes sinais. A interface foi colocada no canal (14)<sub>8</sub>. Utilizou-se uma placa de projetos ("breadboard interface kit"), modelo HP 12620A, que contém 11 circuitos integrados (CIs), que provêm a lógica para geração de interrupção e "flag". A placa contém lugar para a adição de 49 CIs.

Para gerar um sinal com período de  $40\mu\text{s}$ , dividiu-se um relógio de 10 MHz, gerado por cristal. Vemos na figura V.12 o circuito do oscilador a cristal em 10 MHz com saída TTL. O primeiro inversor, totalmente realimentado, só pode estar em um estado intermediário, que corresponde à região de amplificação do inversor. Nesta região temos um ganho em torno de 10 para pequenas sig

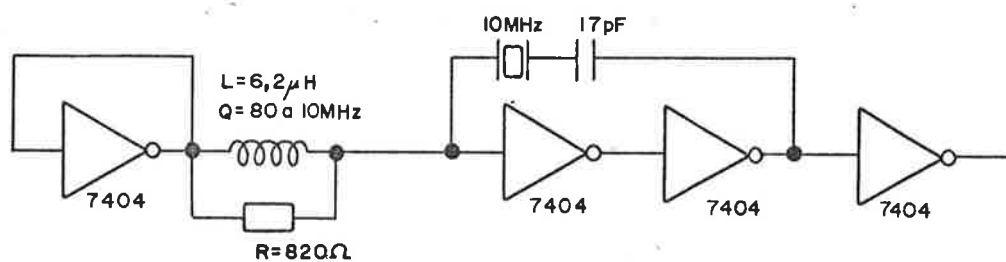


Fig. V.12- Esquema do oscilador a cristal

cursões. Esta polarização é acoplada ao próximo inversor da mesma pastilha (tendo este portanto mesma curva de transferência entrada-saída), através da bobina L de valor  $6,2\mu\text{H}$  e  $Q=80$  a  $10\text{MHz}$ . Asseguramos assim, que os dois inversores seguintes estarão polarizados na sua região de amplificação, provendo-se uma forte realimentação positiva através da ressonância série do cristal. O resistor de  $820\Omega$  foi necessário para abaixar a impedância oferecida pela indutância, evitando que a frequência de oscilação tenha dependência grande do valor de L. Esta configuração é um pouco crítica em função dos valores de L e de R. O capacitor de  $17\text{ pF}$  ajusta o valor da frequência de ressonância, para perto de  $10\text{ MHz}$  (erro menor que  $300\text{ Hz}$ ). Esta frequência de  $10\text{ MHz}$ , será dividida por 400 para obtermos  $25\text{ kHz}$ . Usamos duas décadas 7490 em cascata, seguidas de dois biestáveis em um integrado 7476. Vemos na figura V.13, um esquema simplificado da parte da interface usada para gerar as interrupções a cada  $40\mu\text{s}$ . Todos os sinais com nomes, vem do computador. Os blocos sem número em cima, são parte dos 11 CIs fornecidos com a placa. O sinal IEN vai para "1", quando é executada uma instrução de entrada-saída no canal onde está a interface (depende da posição do circuito impresso no gabinete destinado às interfaces). O sinal STC impõe "1" no biestável de controle e ativa a interface, permitindo a partir do instante de sua aplicação, a geração de um pedido de interrupção. O sinal CLC, limpa o biestável, "desligando" a base de tempo. O sinal STF impõe "1" no biestável "flag-buffer" e CLF zera o mesmo biestável. Os sinais de temporização, ENF e SIR, são continuamente gerados pelo computador, independente de existir ou não programa processando. Vemos suas características na figura V.14 [vide ref. 37]. O sinal  $\overline{\text{IAK}}$ , zera o biestável "flag-buffer", logo após o sistema de interrupção do computador ter começado a tratar do pedido de interrupção efetuado por esta interface. Devido ao fato dos sinais ENF e SIR não estarem harmonicamente relacionados com a frequência do oscilador a cristal da interface, haverá uma incerteza no sinal de FLAG e IRQ. Mas tal incerteza, nunca ultrapassará  $1,6\mu\text{s}$ . Uma idéia alternativa que poderíamos ter adotado, era de utilizarmos o próprio sinal de SIR ou ENF, e efetuar uma divisão de frequência por 25, obtendo assim um período de  $40\mu\text{s}$ . Mas visando aumentar a versatilidade, decidimos gerar um sinal próprio, de modo que se desejarmos, por alguma razão, modificar o período entre interrupções,

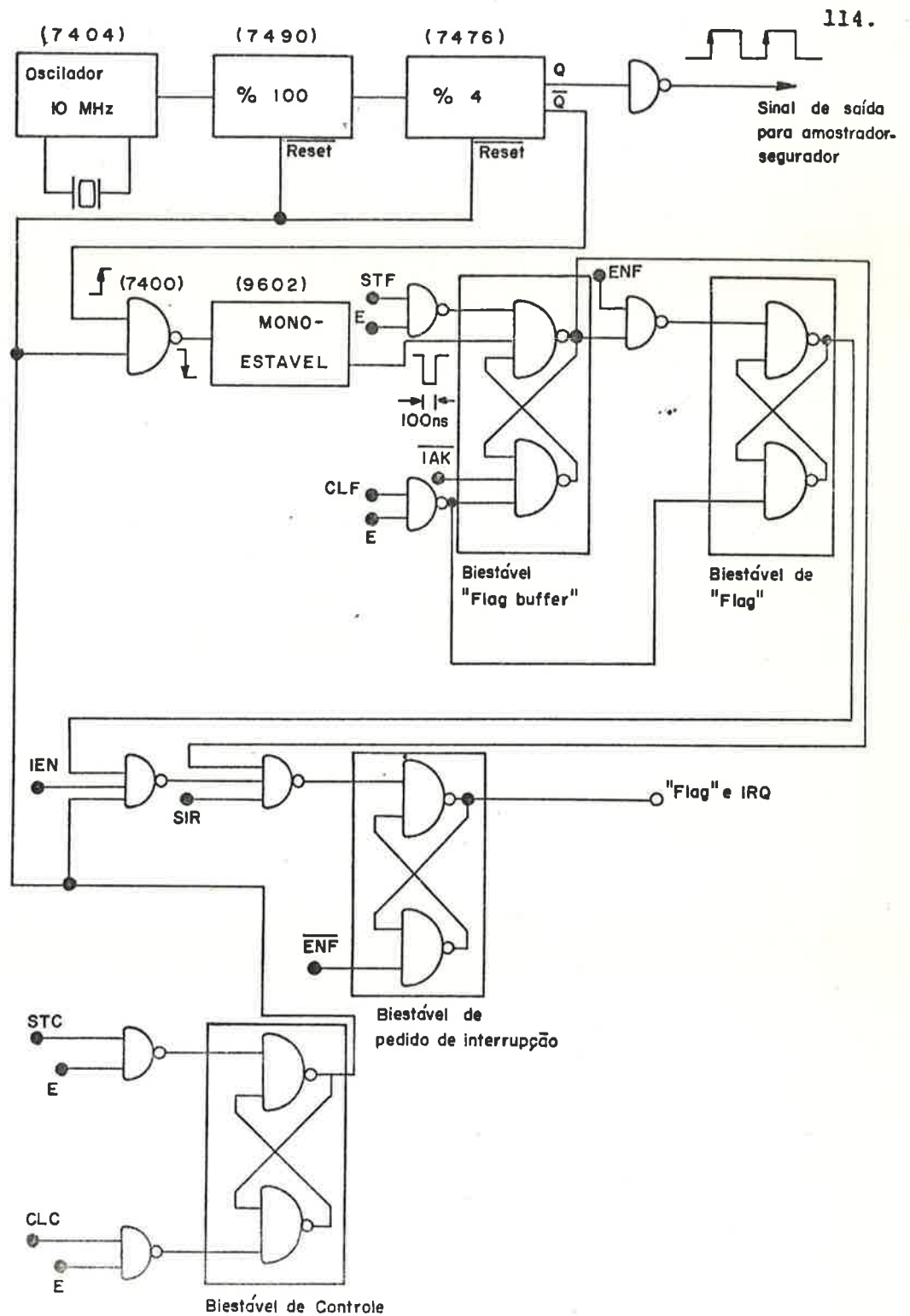


Fig. V.13- Diagrama simplificado do circuito de geração do sinal de 25 kHz.

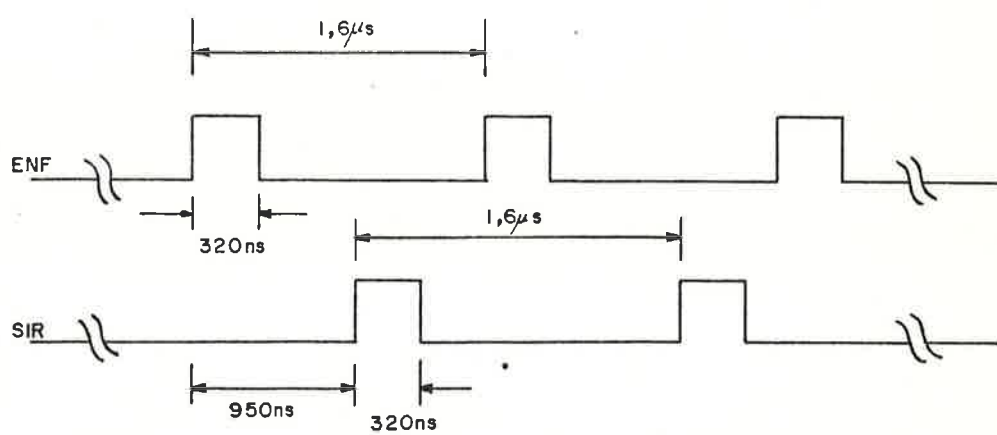


Fig. V.14- Diagrama de tempo dos sinais ENF e SIR.

temos bastante controle para a obtenção do período desejado, devido ao fato do período do relógio ser pequeno e potência de 10. Para controlar o gravador, temos dois sinais fornecidos pelo computador. No caso do gravador HP, necessitamos efetuar uma curto-circuitação para o acionamento. Usa-se os inversores TTL em coletor aberto, que podem curto-circuitar uma corrente em torno de 15 mA. Vemos na figura V.15 o circuito esquemático. O sinal E é o sinal de endereçamento da interface. Os sinais IOB00 e IOB01, são sinais de saída de dados do computador, ativadas quando se usa uma instrução OTA xx, onde xx é o número do canal onde está a interface. Ao ser executada esta instrução, o conteúdo do acumulador A é momentaneamente aplicado nas linhas de saída: bit 0 em IOB00, bit 1 em IOB01, e etc. Usamos dois bits ao invés de um só, pois caso se torne necessário gerar mais algum sinal, os CIs já se encontram na placa, bastando interligar alguns pinos para a obtenção do sinal desejado. O monoestável foi inserido, pois os sinais IOB0x tem duração muito curta (centenas de nanosegundos), que não seria suficiente para ligar o gravador. Dependendo da filosofia e características de controle remoto do gravador de áudio utilizado, algumas alterações no circuito serão necessárias. Finalmente devemos gerar um sinal, que antes de ser reconhecido o sincronismo inicial, permaneça em "0" e quando se der o reconhecimento, tal sinal passe ao estado "1", e nele permaneça. Para tal, usamos um biestável tipo D sensível à subida e geramos o relógio através dos sinais E e IOO que tem a relação temporal com as linhas de dados, IOB, vista na figura V.16 [vide ref. 37]. A linha IOO é acionada em qualquer instrução de saída do tipo OTA e OTB, sendo que E é acionado quando se endereça a interface em questão, por exemplo em instruções - como OTA 14B, OTB 14B, STC 14B, CLF 14B, etc. Como observação, acrescentamos que, poderíamos ter usado para facilitar a programação, outras linhas de dados que não IOB00 e IOB01, mas como - para outra tese em andamento já tínhamos implementado com IOB00 e IOB01, mantivemos estas linhas. A interface foi testada através de vários programas de teste, tendo funcionado de acordo com o esperado.

Finalmente o conversor D-A ocupa o canal 15. Esta interface, contendo funções específicas, (foi montada por outro grupo do Departamento para seu uso), foi acrescida de um CI



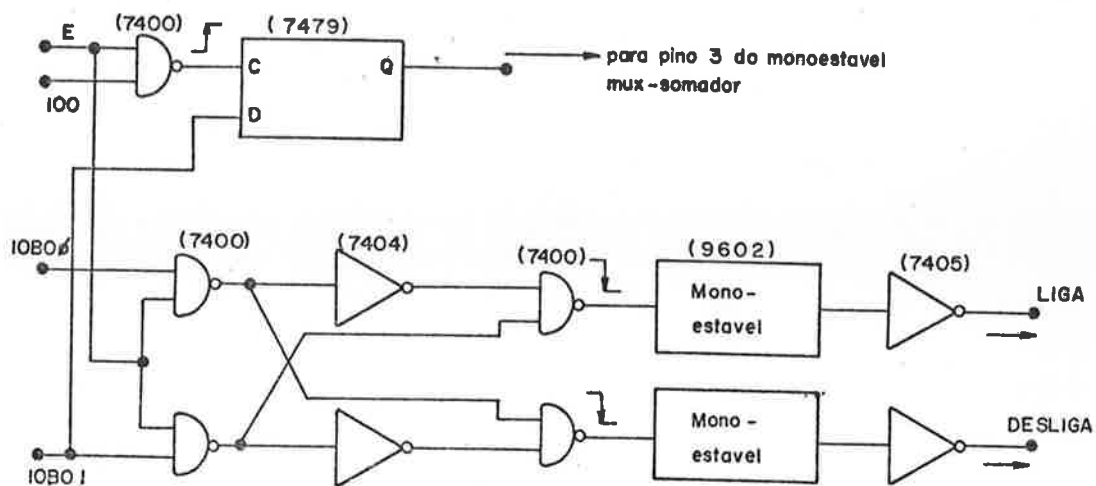


Fig. V.15- Esquema da geração dos comandos para o gravador e para o multiplexador-somador.

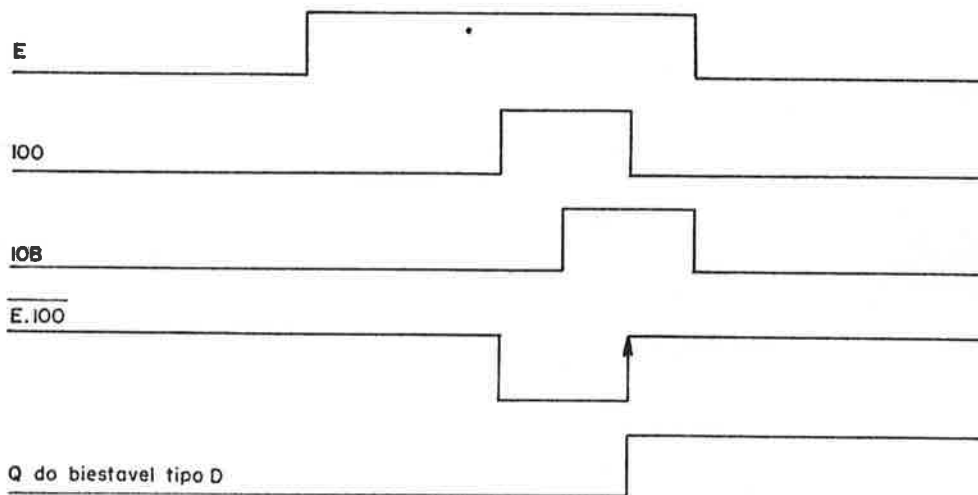


Fig. V.16- Diagrama de tempo de alguns sinais da interface.

nolítico de conversão D-A, seguido de um amplificador operacional para transformar a saída de corrente do D-A em tensão. Isto acarretou uma inversão de polaridade, do sinal de saída, que será compensada por programa. A saída do D-A é aplicada ao eixo Y do osciloscópio, tendo sido criado na interface, também, um sinal de sincronismo que pode disparar externamente a varredura do osciloscópio.

### V.3 Aspectos Sobre os Programas Desenvolvidos

#### V.3.1 Introdução

Devido ao fato de não dispormos de disco, nem de fita magnética, não temos em mãos as facilidades que, um sistema operacional (DOS) ou um MTS, nos poderiam fornecer. Portanto - todos os programas do sistema (montador, compilador, editor, carregador, biblioteca básica de programas, tratador de entrada-saída, etc) devem ser carregados através de fita de papel perfurado.

Os programas desenvolvidos, são escritos na linguagem Fortran e Assembler. Os programas em Assembler são os que tratam da aquisição dos dados, e da visualização da saída no osciloscópio. Os programas em Fortran, recebem (transferem) dados das (para as) subrotinas em Assembler, efetuando todo o processamento dos dados. Poder-se-ia utilizar programas em Basic e Assembler, mas programas em Basic são ineficientes quanto ao tempo de processamento e memória ocupada.

Tanto o montador ("assembler") como o compilador, são utilizados juntamente com os "SIO drivers", que são pequenas - rotinas que se incumbem da entrada-saída durante o processo de compilação (ou montagem). Infelizmente o montador para ser usado com os "SIO drivers" não abrange as instruções novas do HP 2108, uma vez que foi feito para o HP 2100 (e para o 2108 não desenvolveram um específico). Além do mais, o compilador é para Fortran II.

Quando já se obtiveram as fitas em código objeto relocalável, usa-se um programa de sistema chamado "Basic Control System" - BCS. O BCS se encarrega de: carregar o(s) programa(s) em localizações adequadas, estabelecendo os elos de saltos de

página e de endereçamento indireto; selecionar e carregar as subrotinas da biblioteca do sistema (que contém, por exemplo, o formatador, a rotina para transferência de endereço de parâmetros entre diversos sub-programas, a rotina de término de programa); e processar pedidos de entrada-saída [vide ref. 38].

A bateria de estímulos que usamos no nosso sistema de ECoG, consiste de:

- a. 10 séries de 510 clics, a primeira série, com clics de 100dB, a segunda de 90 dB, e assim por diante até 10 dB.
- b. 10 séries de 510 clics filtrados de 8 kHz, na mesma sequência de intensidades que em (a).
- c. 10 séries de 510 clics filtrados de 4 kHz, na mesma sequência de intensidades que em (a).
- d. 10 séries de 510 clics filtrados de 2 kHz, na mesma sequência de intensidades que em (a).

Lembramos que apesar de fornecermos 510 pulsos, o computador só irá processar 500 respostas. A grosso modo podemos esquematizar a filosofia do processamento como visto na figura V.17.

### V.3.2 Programa de aquisição dos dados - AQUIS

Este é o programa (na realidade é uma subrotina) que comanda o gravador, efetua a aquisição dos dados a cada 40µs e efetua a soma síncrona relativa aos 500 pulsos de sincronismo. Como já mencionamos, este programa é feito em Assembler.

Inicialmente se verificou, qual o método mais rápido, em termos de atendimento pelo computador de um pedido de entrada-saída. Mais especificamente, ligando o TBG2 (que gera tempos de 40µs), a cada subida do sinal que vai para o amostrador-segurador (vide figura V.13), pede-se à CPU que mande para o canal (14)<sub>8</sub> (que contém a interface-TBG2 e controle) duas palavras em sequência, (000001)<sub>8</sub> e (000000)<sub>8</sub>, ou seja, no terminal IOB00, teremos um pulso de nível lógico "1", ocorrendo após um certo tempo da subida do sinal para o amostrador. Os dois métodos utilizados são: interrupção e "skip by flag". Na figura V.18, vemos os dois programas e os sinais obtidos. Obtém-se uma incerteza no tempo de aparecimento do pulso de saída, pois, depende quando a instrução é executada em relação aos sinais de entrada-saída.

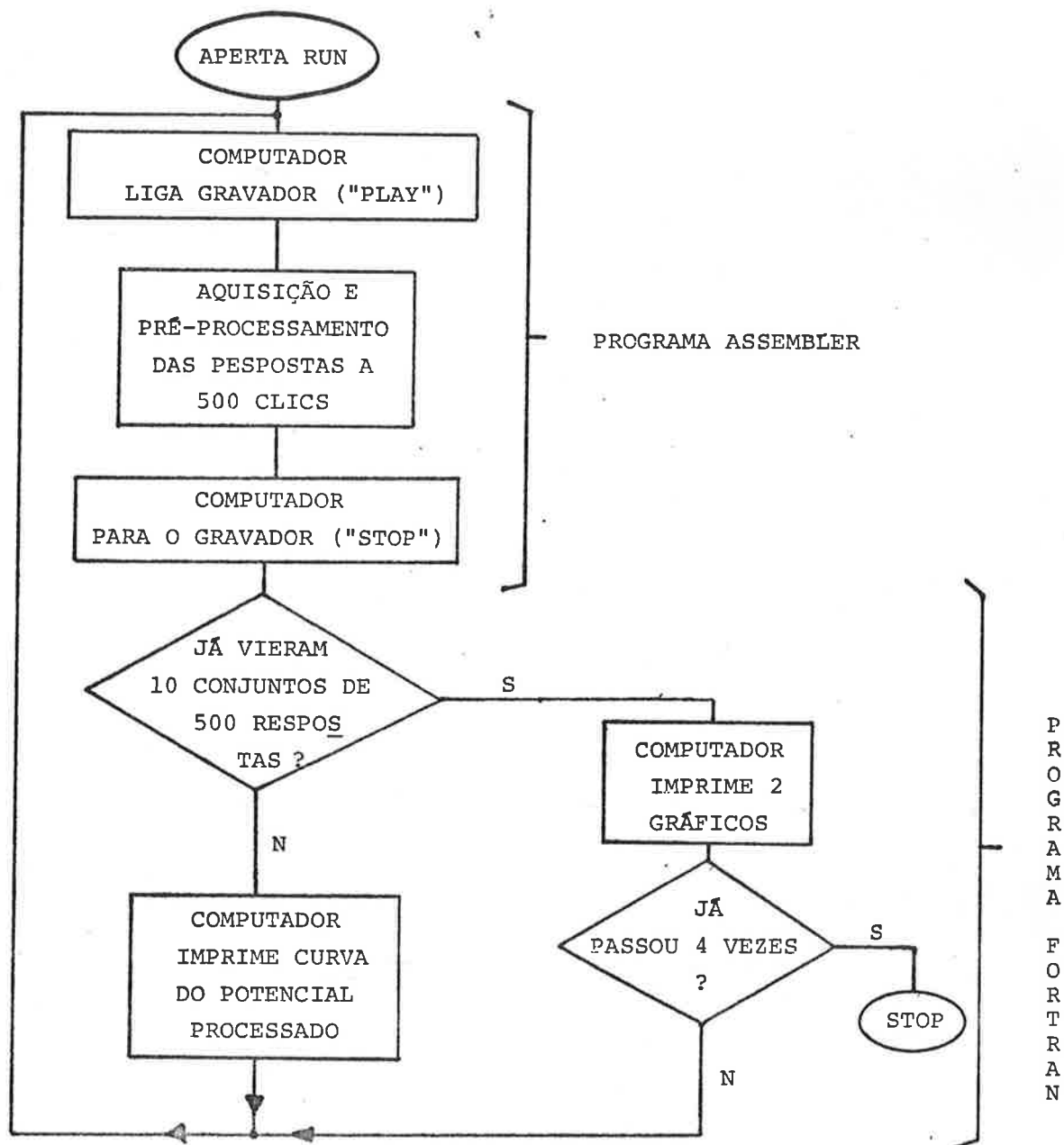


Fig. V.17- Diagrama de fluxo simplificado mostrando a filosofia do processamento.

|      | Programa com interrupção | Programa com "skip by flag" |
|------|--------------------------|-----------------------------|
| 1777 | STF 00                   | CLF 00                      |
| 2000 | STC 14B,C                | STC 14B,C                   |
| 2001 | JMP 2001                 | SFS 14B                     |
| 2002 | CLF 14B                  | JMP *-1                     |
| 2003 | OTA 14B                  | CLF 14B                     |
| 2004 | CLA                      | OTA 14B                     |
| 2005 | OTA 14B                  | CLA                         |
| 2006 | INA                      | OTA 14B                     |
| 2007 | JMP 2007                 | INA                         |
| 2010 | -                        | JMP 2001                    |
| 14   | JMP 100,I                |                             |
| 100  | OCT 2002                 |                             |

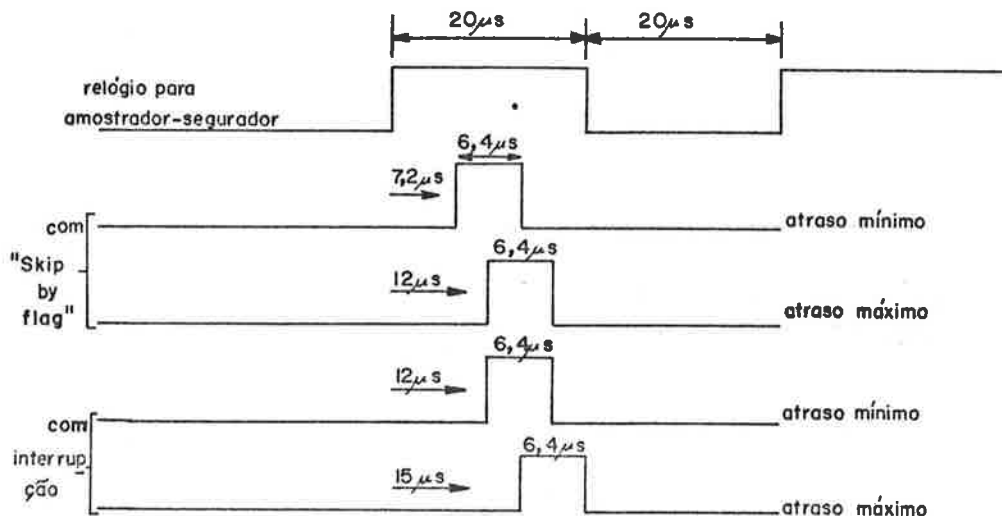


Fig. V.18- Dois programas (carregados através do painel), para testar velocidade; vendo-se abaixo as formas de onda obtidas.

da. A conclusão é que o método usando o "flag" é mais rápido, embora não se tenha a vantagem de liberar a CPU para continuar o processamento, como acontece quando se usa o método de interrupção.

Apresentamos na figura V.19, o diagrama de fluxo simplificado do programa de aquisição de dados. A subrotina .ENTR se incumbem de efetuar a transferência dos endereços dos parâmetros, e do endereço de retorno. O sistema de interrupção é desligado. Logo após, será ligado o TBG2, evitando assim o problema da carga do capacitor do amostrador-segurador e do filtro passa-altas. É emitido um comando para o canal (14)<sub>8</sub>, ligando-se o gravador. Através do TBG1, programado para 1 s, esperamos 3 s até que a rotação do gravador entre em regime. Em seguida, com TBG1 programado para 100µs, reconhece-se o sincronismo inicial de gravação-a sequência 10101. A janela para o nível "0" teve de ser ±0,4V, pois às vezes, com janela mais reduzida, havia perda do padrão de sincronismo inicial. A partir de então, passa-se a: reconhecer os pulsos de sincronismo, esperar 1 ms, adquirir os 250 dados e somá-los com a soma parcial. A espera de 1 ms é para descontar em parte o tempo de propagação de 2ms do clic (lembrando que o alto-falante está a 70 cm do ouvido testado). O bloco de aquisição dos 250 dados foi realizado, tanto usando o sistema de interrupção, como usando apenas o "flag". Com o último método não houve problema. Usando o método de interrupção, perdemos a primeira amostra (devido à localização crítica de uma instrução do programa). Mas como esta amostra ainda representa apenas ruído, pois o clic ainda não atingiu o ouvido, o programa, para a nossa aplicação, funciona perfeitamente. Apresenta-se no apêndice I a listagem da subrotina AQUIS, acompanhada de comentários.

### V.3.3 Programa de cálculo de parâmetros e impressão no teletipo do potencial de ação global-TRAÇA

Neste programa, a primeira tarefa é determinar a amplitude e a latência do potencial, além da determinação da máxima excursão do sinal. O sinal captado pelo eletrodo trans-tênico é amplificado  $G_1$  vezes até a entrada do gravador. Chamamos  $G_2$  o ganho de gravação. Na reprodução, o filtro e o multiplexador-somador dão um ganho  $G_3$ . O conversor A-D aceita ex

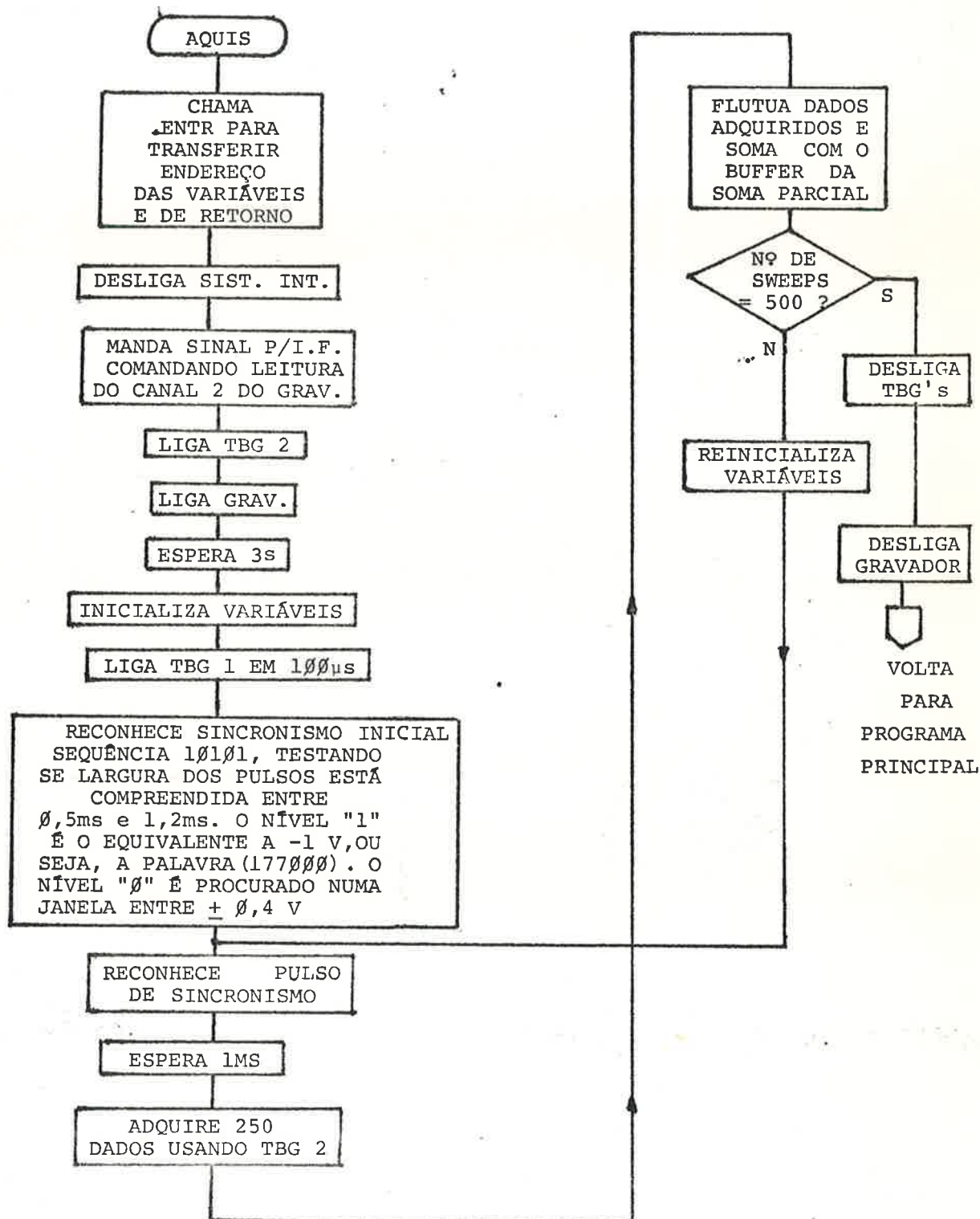


Fig. V.10- Diagrama de fluxo simplificado do programa de aquisição de dados - AQUIS.

curções de até  $\pm 1$  V e o sinal do ouvido nunca ultrapassará  $\pm 50\mu\text{V}$ . Em vista disto, foi fixado um ganho total  $G_1G_2G_3=20000$ . No gravador, notou-se que para obter máxima relação sinal-ruído,  $G_2$  toma um valor em torno de 1.  $G_3$  tem valor próximo de 1. A calibração é feita separadamente em  $G_1G_2$  e em  $G_3$ . A introdução, no começo da gravação, de sinal de calibração pode ser desejável, para evitar as constantes calibrações manuais, embora até agora não sentimos tanta necessidade desta modificação.

Vê-se na figura V.20, um diagrama de fluxo simplificado da subrotina TRAÇA. O primeiro bloco é usado para compensar a inversão de polaridade nos circuitos após o gravador. Caso o gravador utilizado cause inversão de polaridade, este bloco é dispensado. Em seguida se determina a excursão máxima do sinal, para efeitos de traçado da curva. Se estivermos processando a resposta a 100 dB, o pico  $N_1$  é procurado entre 0 e 7ms, pois examinando um grande número de casos, verificamos que a latência a 100 dB nunca ultrapassa 7ms. Se a resposta for a x dB, com  $x \neq 100$ , procuramos o ponto de mínimo entre os intervalos (latência a  $x+10$  dB)-0,5ms e (latência a  $x+10$  dB)+2,5ms. Em seguida, efetua-se a conversão de escala para obter os valores em  $\mu\text{V}$  e ms. O pico  $P_2$  é procurado entre os intervalos de tempo da latência e da latência +3 ms. Finalmente, os dados - (amplitude, latência, escalas) e a curva, são impressos no teletipo. Por razões de tempo de impressão (e em parte por aspectos de dimensão física), imprimimos pontos da curva a cada 120 $\mu\text{s}$ , o que causa um certo "aliasing" na curva impressa. No apêndice I, temos a listagem da subrotina TRAÇA.

#### V.3.4 Programa de traçado dos gráficos-GRAFI e SEGUN

Da mesma forma que os programas já descritos, estes dois também são subrotinas do programa principal, embora na realidade SEGUN seja subrotina de GRAFI. Na figura V.21, temos o diagrama de fluxo simplificado do programa GRAFI. O primeiro bloco se incumbe de achar o valor máximo da matriz (10x1) das amplitudes. Caso este máximo resulte nulo, impõe-se que assumamos o valor 1,0 (arbitrário). Na realidade, esta medida foi implementada no início da subrotina SEGUN, onde existe uma divisão pelo valor máximo. O bloco de inversão da ordem dos



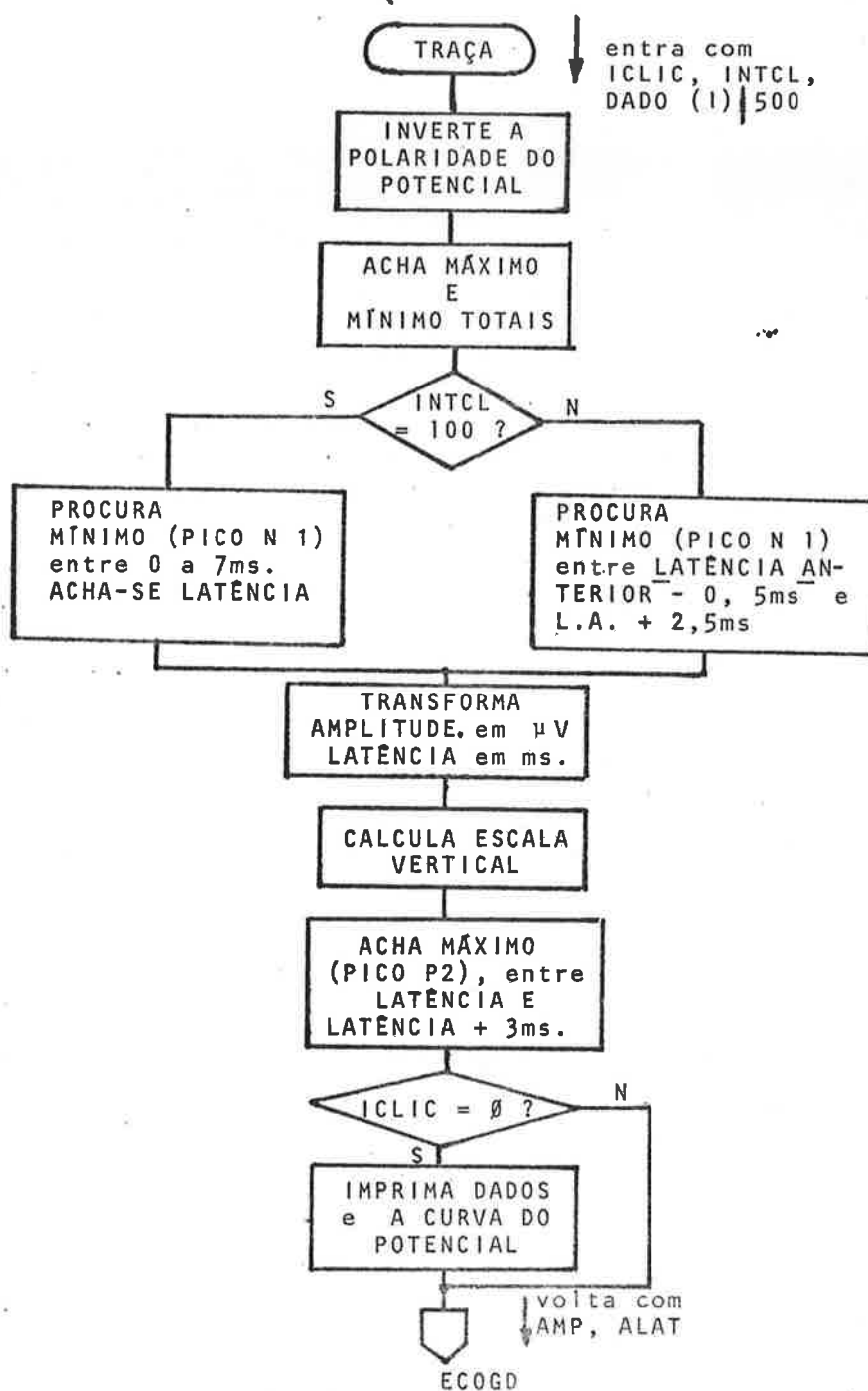


Fig. V.20- Diagrama de fluxo simplificado da subrotina TRACA.

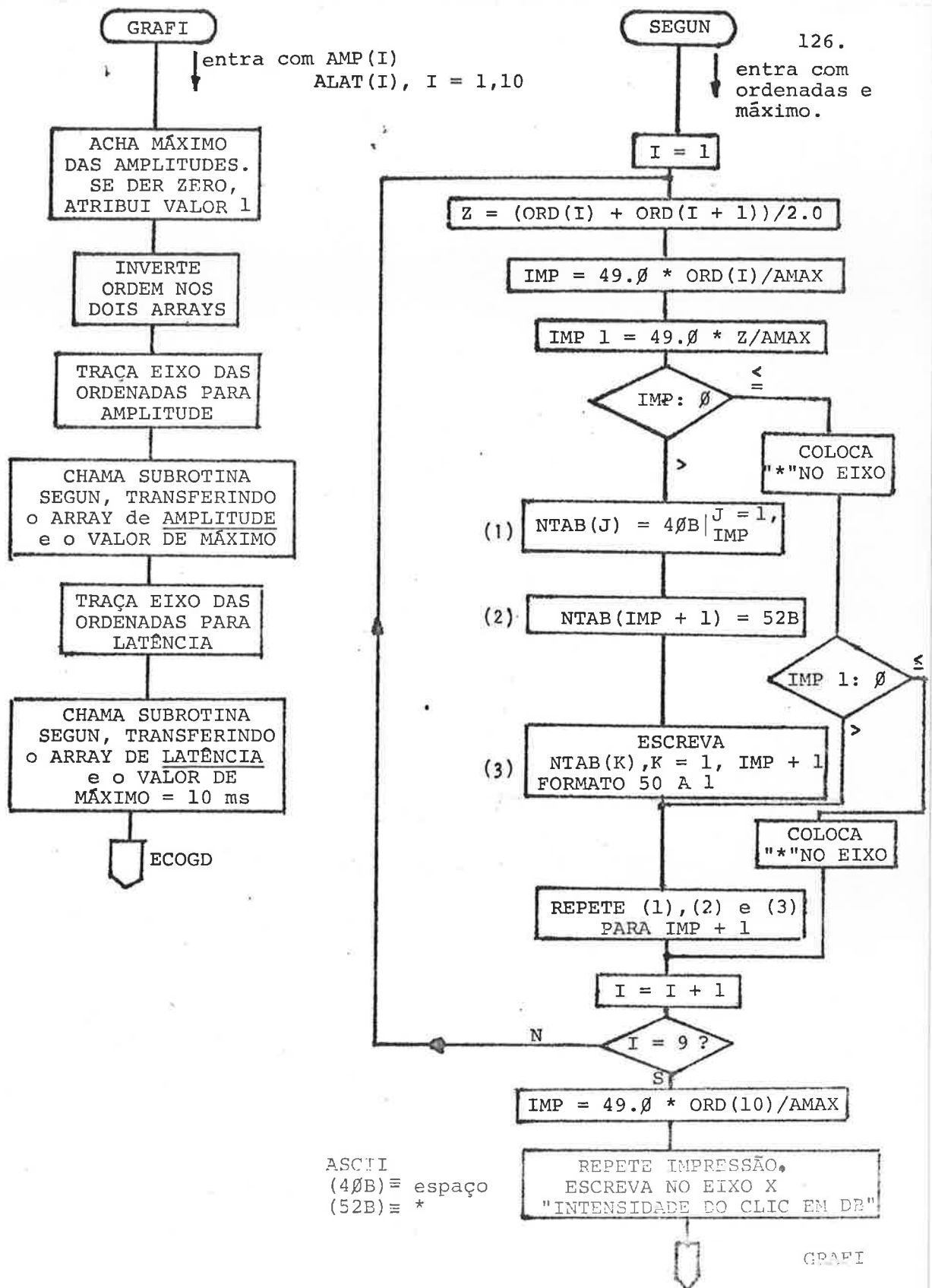


Fig. V.21- Diagramas de Fluxo das subrotinas GRAFI e SEGUN.

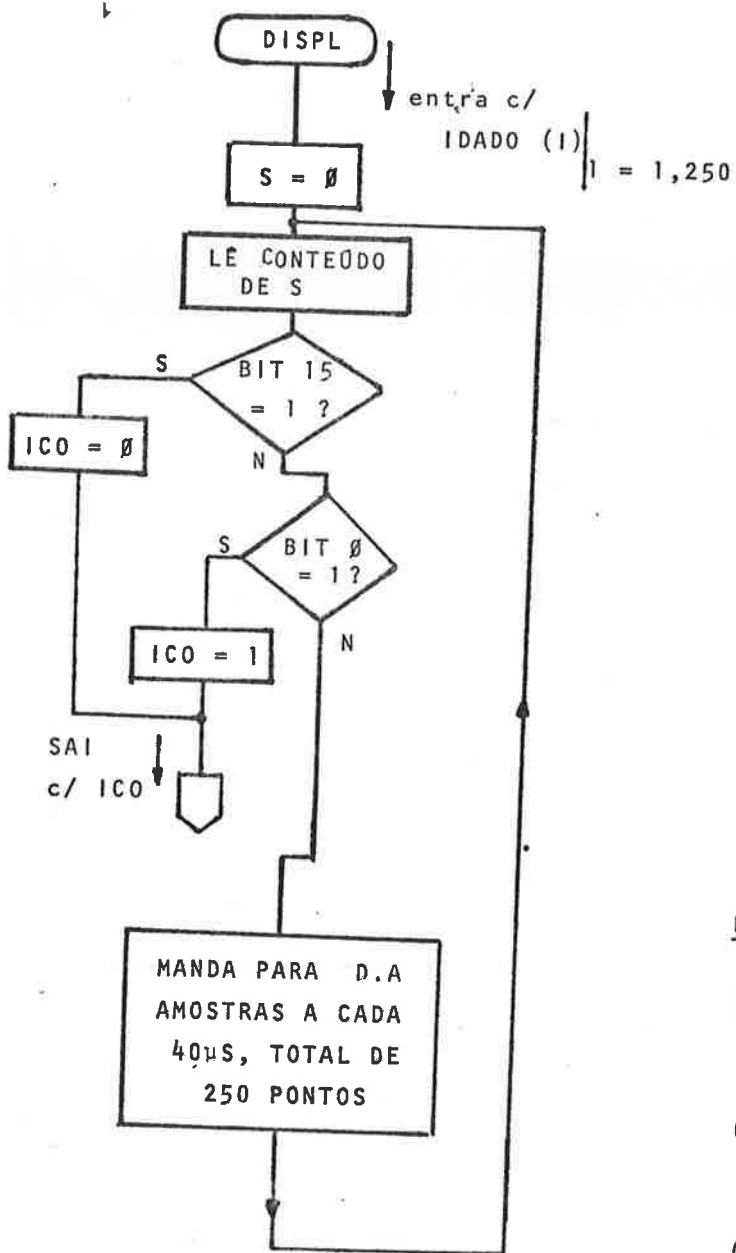
elementos das duas matrizes coluna, é devido ao fato que, o primeiro elemento corresponde a resposta a 100 dB, ao passo que na impressão do gráfico, o primeiro elemento deve ser relativo a resposta a 10 dB e assim por diante. A divisão dos dois eixos é a mesma para os dois gráficos (amplitude e latência), embora nas ordenadas, as grandezas sejam outras. O eixo das abcissas é o mesmo para os dois gráficos, bem como a técnica de impressão dos pontos. Portanto criou-se a subrotina SEGUN, que se encarrega de traçar o eixo das abcissas, bem como de imprimir o gráfico. No apêndice I, tem-se a listagem do programa GRAFI. Na figura V.21, vemos o diagrama de fluxo do programa SEGUN, explicitando-se a técnica de impressão dos pontos do gráfico (que é similar à usada na impressão da curva do PA feita pelo programa TRAÇA). A listagem do programa pode ser encontrada no apêndice I.

#### V.3.5 Programa de saída para o osciloscópio-DISPL

Esta subrotina tem por finalidade diminuir o tempo de impressão no teletipo de sinais em que, a relação sinal-ruído não permite a visualização do PA. Impõe-se que o operador do computador esteja continuamente interagindo com o sistema, inicialmente analisando o sinal obtido na tela do osciloscópio e em seguida tomando a iniciativa adequada. Na figura V.22, se vê o diagrama de fluxo do programa, O registrador S (que interage com o registrador do painel) é limpo e os 250 pontos do sinal são mandados para o conversor D-A, a 40 $\mu$ s por ponto. Enquanto o operador não alterar o registrador do painel, o ciclo se repete continuamente. Se o operador não desejar a impressão da curva no teletipo, ele pressiona o bit 0 do registrador, caso contrário ele pressiona o bit 15. Encontra-se no apêndice I a listagem do programa.

#### V.3.6 Programa principal - ECOGD e ECOG

A filosofia inicial do processamento da fita magnética contendo as respostas do ouvido, foi que, uma vez iniciado o processamento, todas as operações deviam ser automaticamente comandadas pelo computador. Devido ao fato de usarmos como periférico de impressão o teletipo, o traçado de uma curva de potencial de ação global, toma cerca de 4 minutos e 20 segundos (usan



Registrador S

- (0XXXX0): → não prosse<sub>8</sub>gue, recir<sub>8</sub>cula.
- (1XXXX0): → Próssegue, imprime po<sub>8</sub>tencial
- (0XXXX1): → Próssegue, não imprime potencial, mas sim "NÃO HOUVE RESPOSTA"

Fig. V.22- Diagrama de fluxo da subrotina DISPL.

do 50 pontos na vertical e imprimindo só até 7,64 ms). Torna-se então, absolutamente necessário o uso de uma impressora de linha que poderia ter uma velocidade típica de 200 linhas por minuto. Como no laboratório só dispunhamos do teletipo, evitamos que sinais, onde não se nota o PA, fossem impressos, diminuindo assim o tempo total de uso do computador. Para a verificação se a relação sinal-ruído é suficiente para distinguir o PA, usamos o ser humano como reconhecedor de padrões. Através da visualização no osciloscópio, o operador (treinado) decide pela impressão ou não da curva. Para o método automático, desenvolveu-se o programa ECOG, e para o método com visualização intermediária, o programa ECOGD. Apresenta-se na figura V.23 o diagrama de fluxo do programa ECOGD. O programa ECOG não será mostrado por ser obtido, eliminando-se alguns blocos do programa ECOGD. O cabeçalho é preenchido pelo operador à medida que o computador vai pedindo os dados, que são: data do exame, hospital, nome do paciente, número de registro, número de prontuário, idade, sexo, cor, ouvido (direito ou esquerdo). Em seguida, comanda-se a aquisição dos dados em resposta a 500 clics, ajusta-se a escala e transfere-se os dados para a subrotina que se incumbe de mostrá-los no osciloscópio. No local onde temos o asterístico, ainda existe um teste: se  $ICO \neq 0$ , os valores de AMP e ALAT passam a ser zero e se  $ICO = 0$ , prossegue-se. Se todos os tipos de clics já tiverem sido processados, está findo o processamento, e para reiniciar o programa todo, bate-se qualquer tecla alfanumérica no teletipo, seguido de CR e LF. Por motivo de tempo de impressão, nos clics filtrados, só se imprime, se fôr desejada pelo operador, a curva em resposta a clic de 50 dB, além da impressão dos gráficos. Esta medida não seria tomada no caso de se dispor de uma impressora de linha. Encontra-se no apêndice I, a listagem do programa ECOGD.

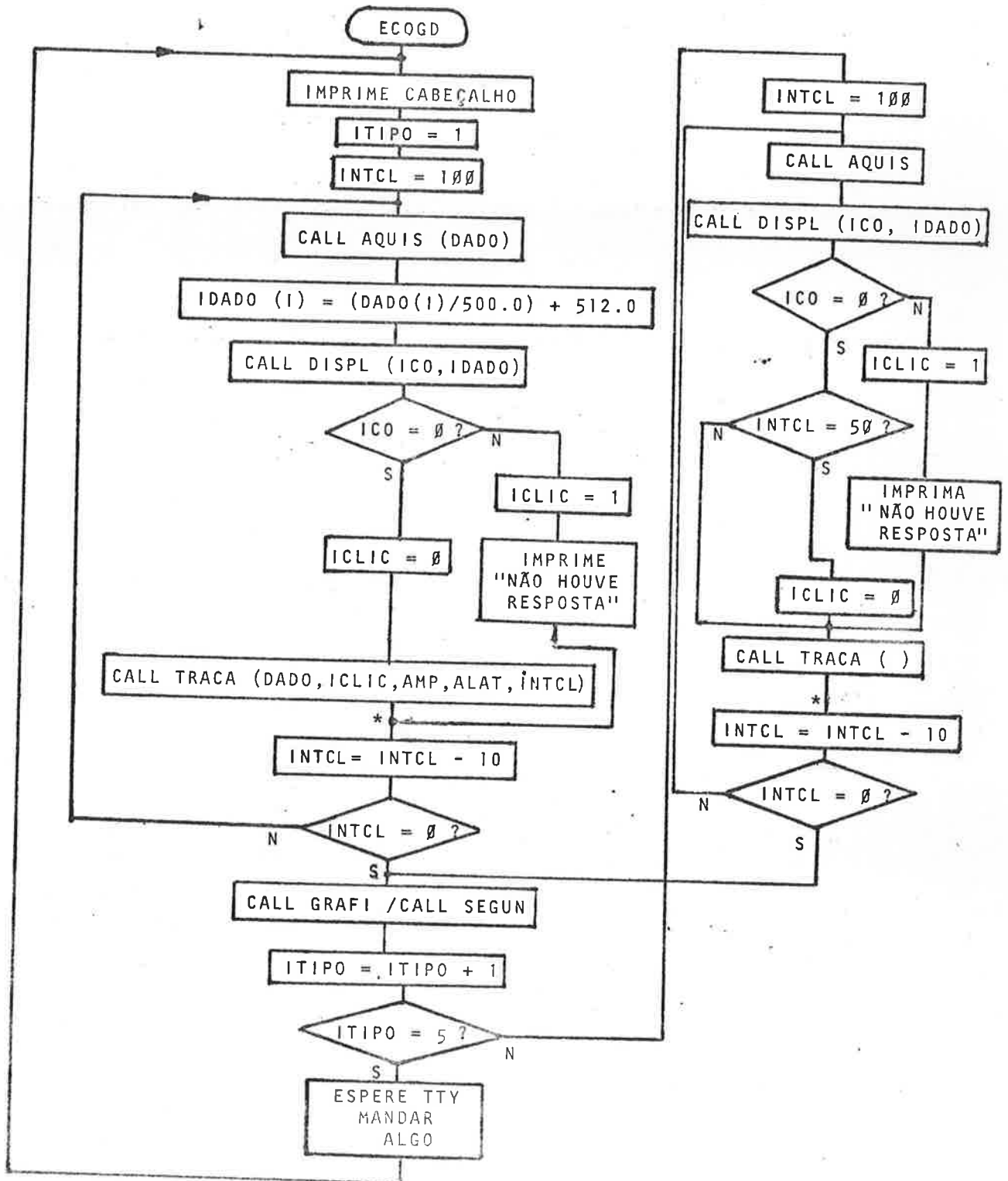


Fig. V.23- Diagrama de fluxo do programa principal ECOGD.

## CAPÍTULO VI

### RESULTADOS, DISCUSSÕES E CONCLUSÕES

#### VI.1 Resultados

Uma vez implementados e testados individualmente todos os circuitos e programas já descritos, passamos a simular a parte relativa à captação dos potenciais no hospital. Fizemos gravações usando o CCGS (circuito de controle e geração de sincronismo) sincronizando um gerador de pulsos, em que obtemos formas de onda triangular, trapezoidal e outras. A saída do gerador era então somada com ruído, de banda limitada a 10kHz. Efetuadas as gravações equivalentes à série de clics, a reprodução e o processamento foram feitos normalmente. Estes primeiros resultados nos orientaram sobre os ajustes a serem feitos nos circuitos, e após uma série de novas simulações, fizemos gravações em três pacientes com audição supostamente normal (duas gravações no Hospital das Clínicas e uma no Hospital São Paulo).

Ficou demonstrado que, no hospital, uma vez efetuadas as conexões entre os aparelhos (que normalmente estariam sempre conectados), o desenrolar do exame é uma rotina de fácil execução. No processamento da fita junto ao centro, mesmo no caso do programa não automático, a operação também é extremamente simples, uma vez que após a visualização do potencial no osciloscópio, o operador deve optar pela impressão ou não do potencial, simplesmente apertando teclas convenientes no painel.

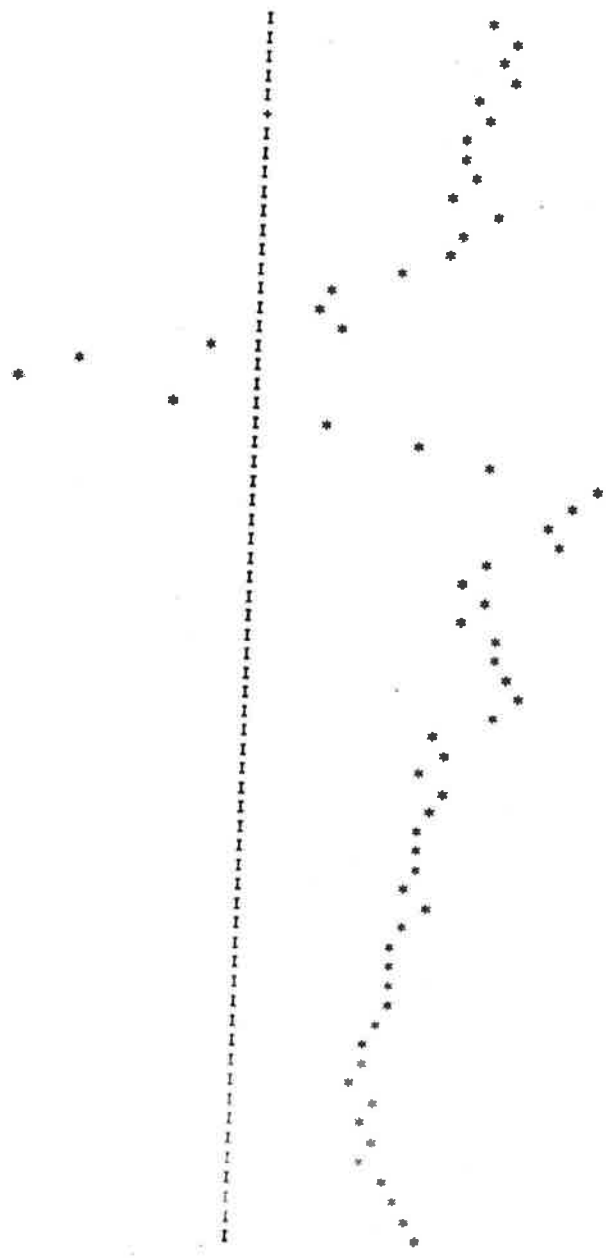
Apresenta-se logo a seguir a listagem obtida no tele tipo, do eletrococleograma do paciente H.S. (que chamaremos de PAC 1), de 42 anos, sexo masculino. Na seção IV.2, pode-se ver, para efeitos de comparação, alguns potenciais de ação globais deste mesmo paciente, obtidos usando o sistema Medelec-Amplaid do Hospital das Clínicas. Na seção IV.4, pode-se ver os gráficos obtidos a partir destes mesmos potenciais.

DATA 30/1/76  
HOSPITAL HOSPITAL DAS CLINICAS DA FMUSP  
NOME HILARIO DE SOUZA  
REGISTRO 1122822  
PRONTUARIO 132128  
IDADE 42  
SEXO M  
COR B  
OUVIDO D

RESPOSTAS A CLIC

CLIC DE 100DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 23.93 E-6 V LATENCIA = 1.67 MS  
1 CM Y = 1.915 E-6 V DIV. TEMPO = 0.12 MS

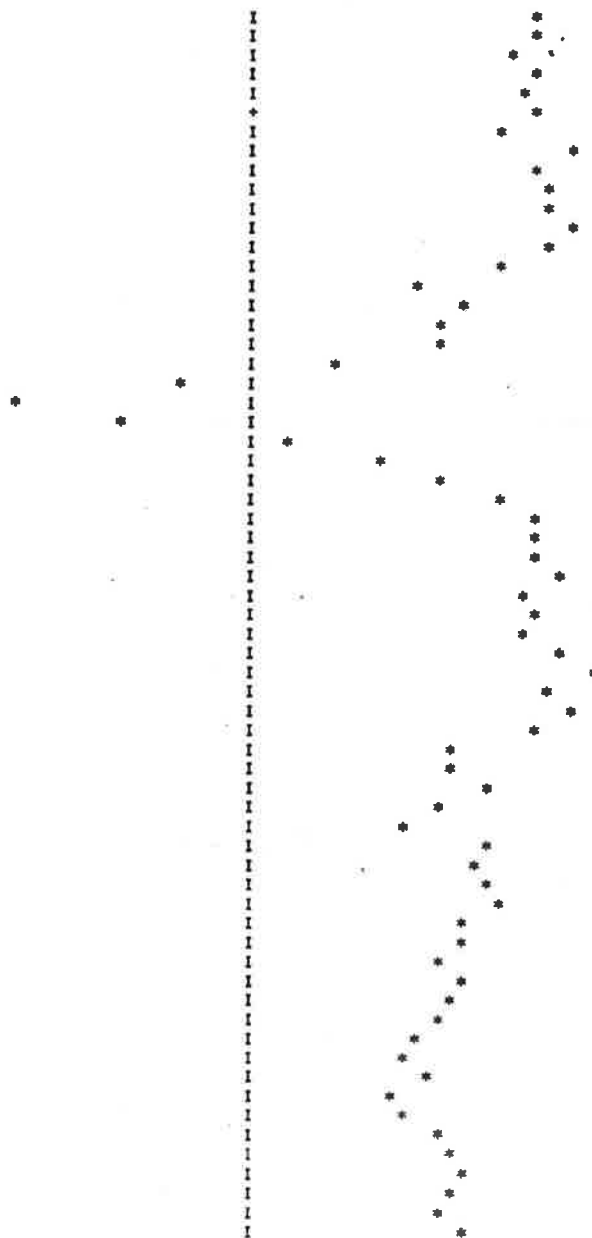




CLIC DE 90DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 13.87 E-6 V    LATENCIA = 1.83 MS

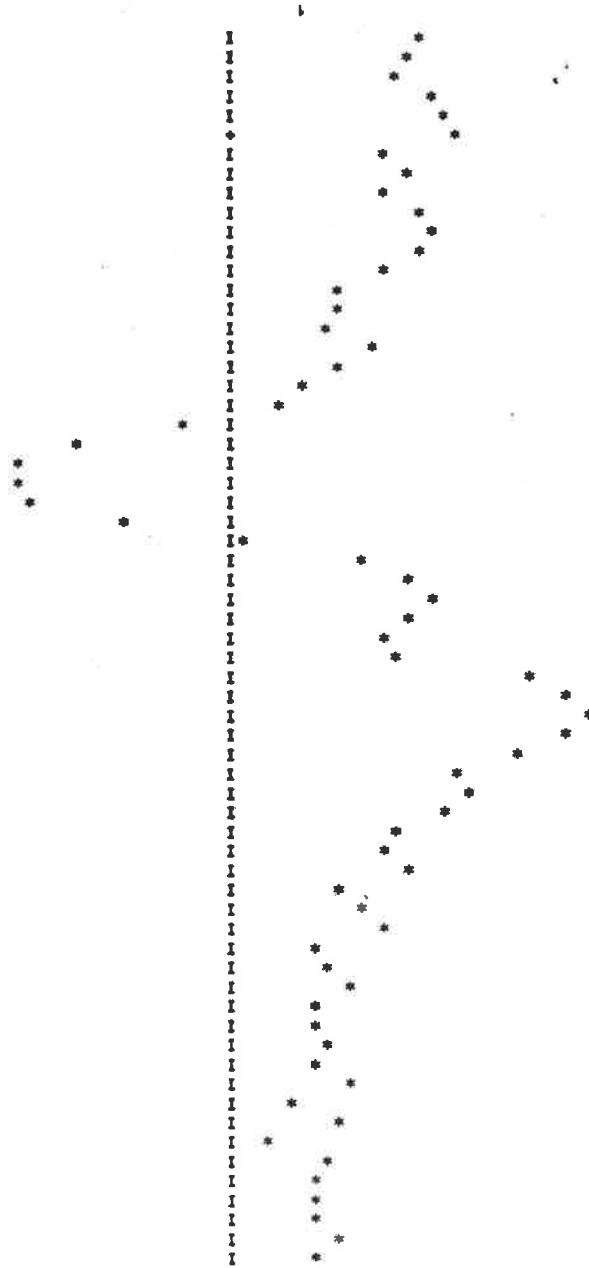
1 CM Y = 1.116 E-6 V    DIV. TEMPO = 0.12 MS



CLIC DE 80DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 13.96 E-6 V LATENCIA = 2.23 MS

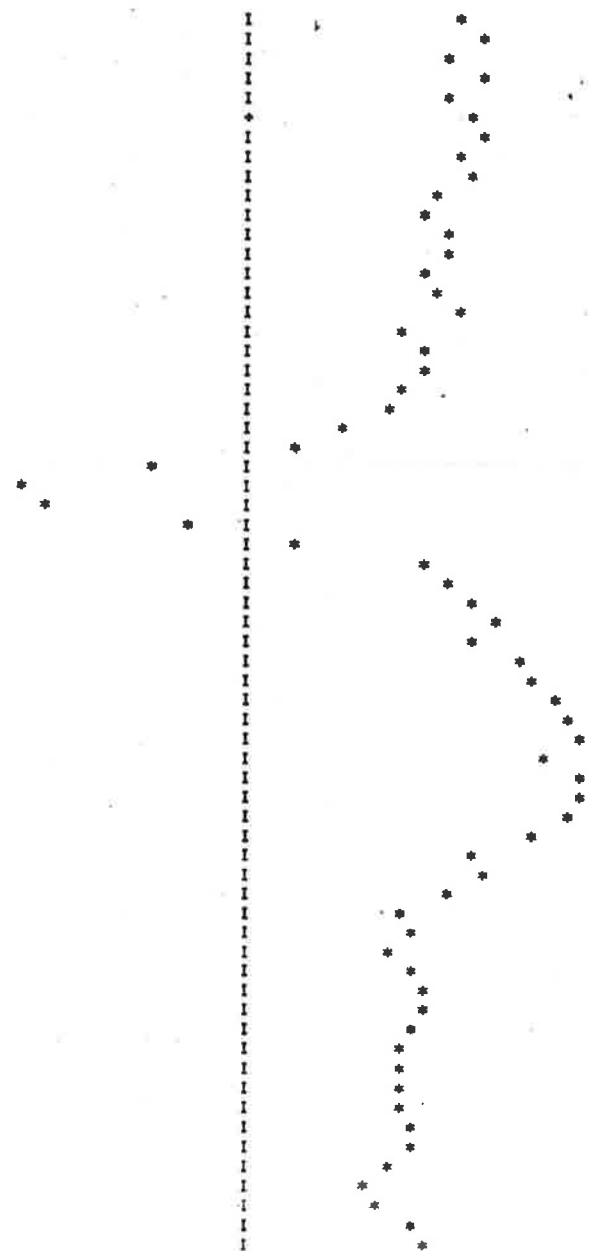
1 CM Y = 1.117 E-6 V DIV. TEMPO = 0.12 MS



CLIC DE 70DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 16.33 E-6 V LATENCIA = 2.39 MS

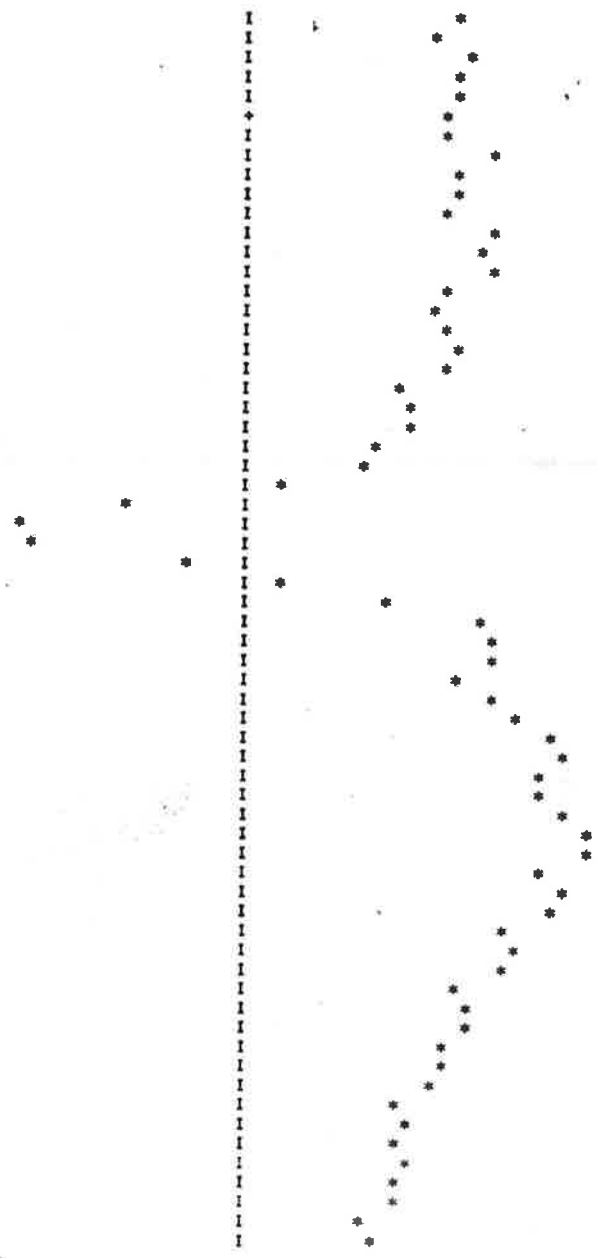
1 CM Y = 1.306 E-6 V DIV. TEMPO = 0.12 MS



CLIC DE 68DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 13.82 E-6 V    LATENCIA = 2.63 MS

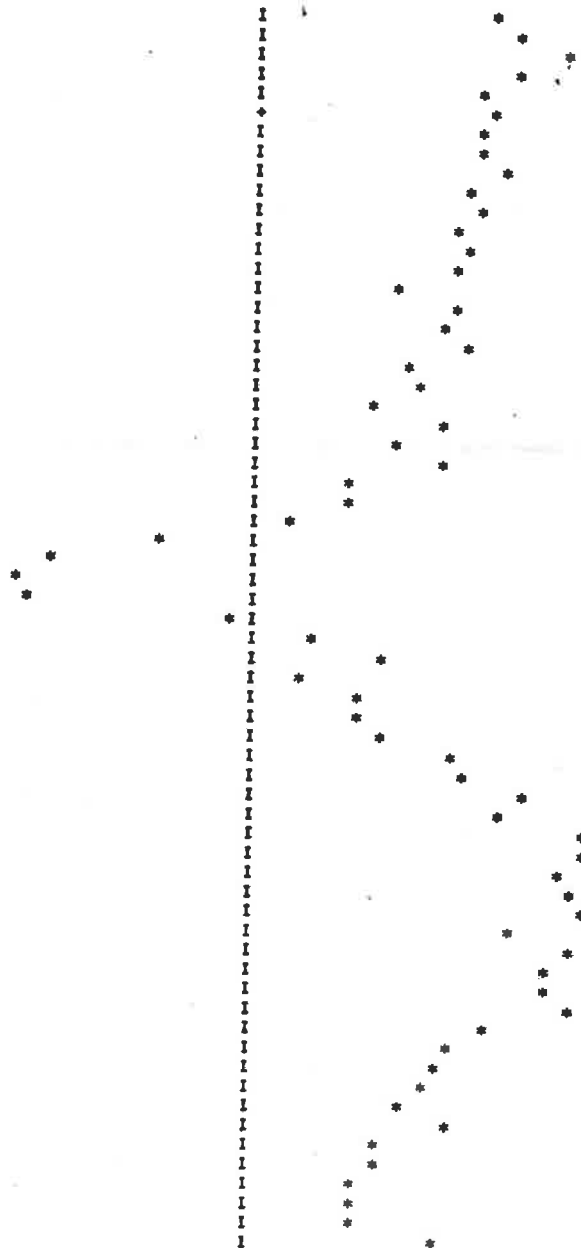
1 CM Y = 1.106 E-6 V    DIV. TEMPO = 0.12 NS



CLIC DE 50DB

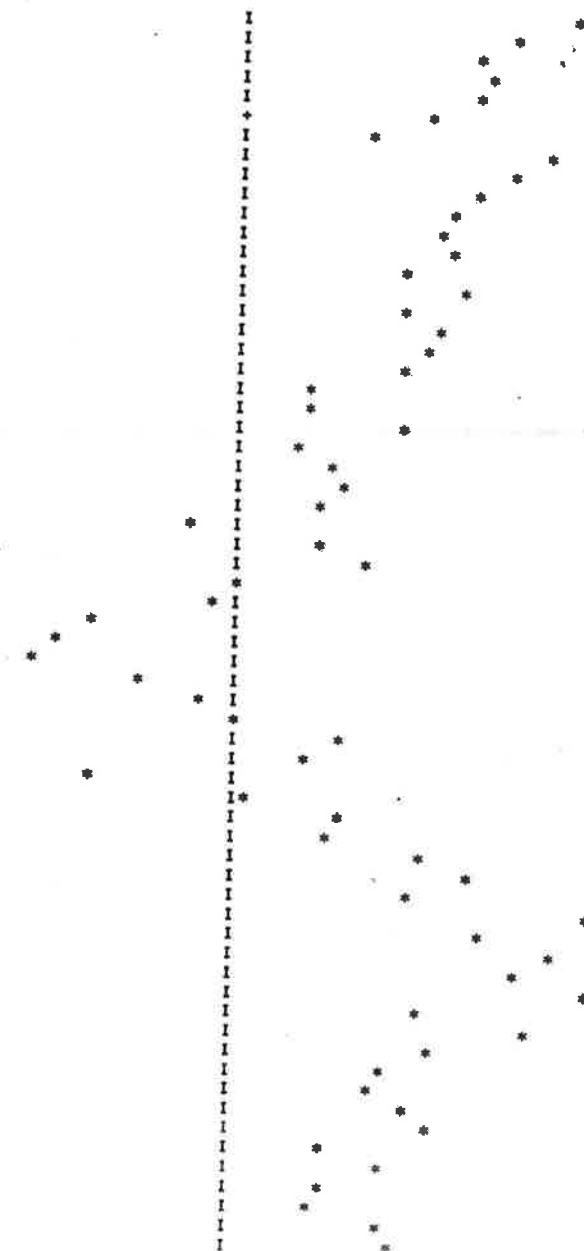
AMPLITUDE PICO A PICO = 8.73 E-6 V LATENCIA = 2.91 MS

1 CM Y = .698 E-6 V DIV. TEMPO = 0.12 MS



CLIC DE 40DB

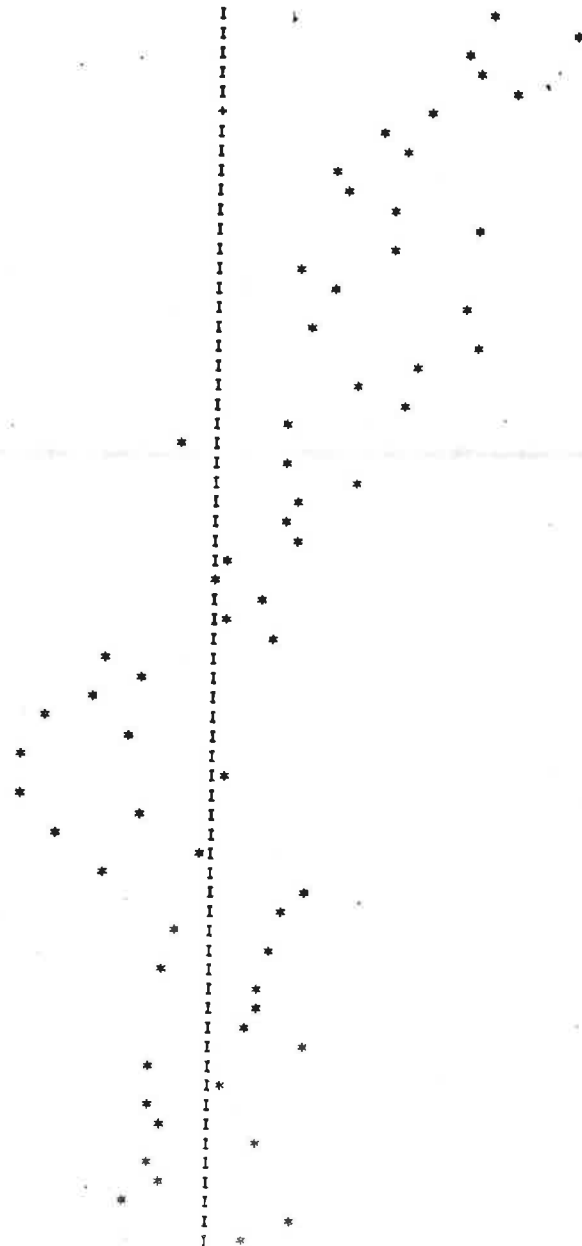
AMPLITUDE PICO A PICO = 5.15 E-6 V    LATENCIA = 3.35 MS  
1 CM Y = .412 E-6 V    DIV. TEMPO = 0.12 MS



CLIC DE 30DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 1.90 E-6 V    LATENCIA = 3.95 MS

1 CM Y = .251 E-6 V    DIV. TEMPO = 0.12 MS



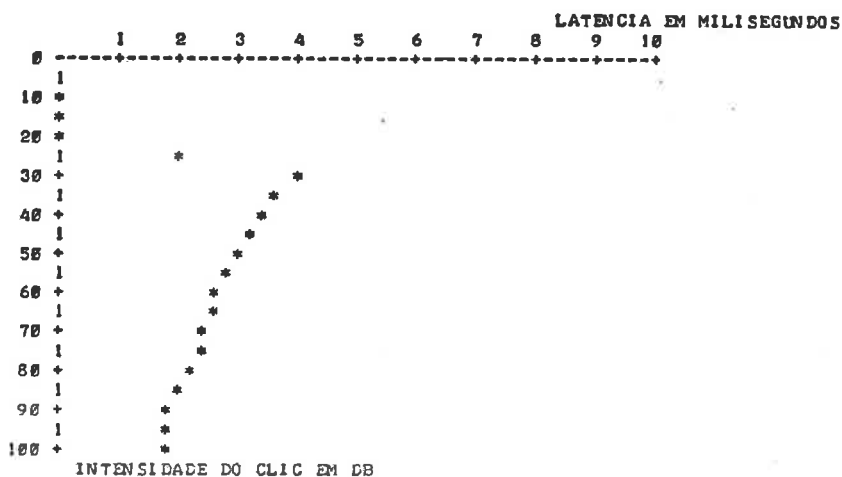
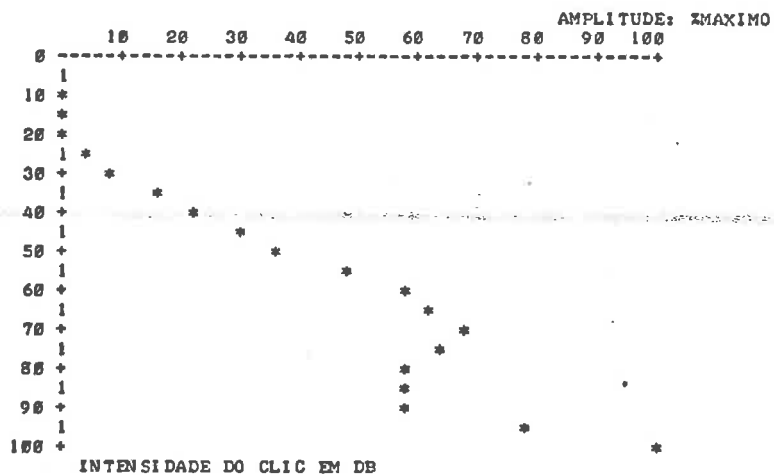
CLIC DE 20DB

NAO HOUE RESPOSTA

CLIC DE 10DB

NAO HOUE RESPOSTA

MAXIMO = 23.93 MICROVOLTS



////////////////////////////////////



RESPOSTAS A CLIC FILTRADO DE 8 KHZ

•  
CLIC DE 100DB

•  
CLIC DE 90DB

•  
CLIC DE 80DB

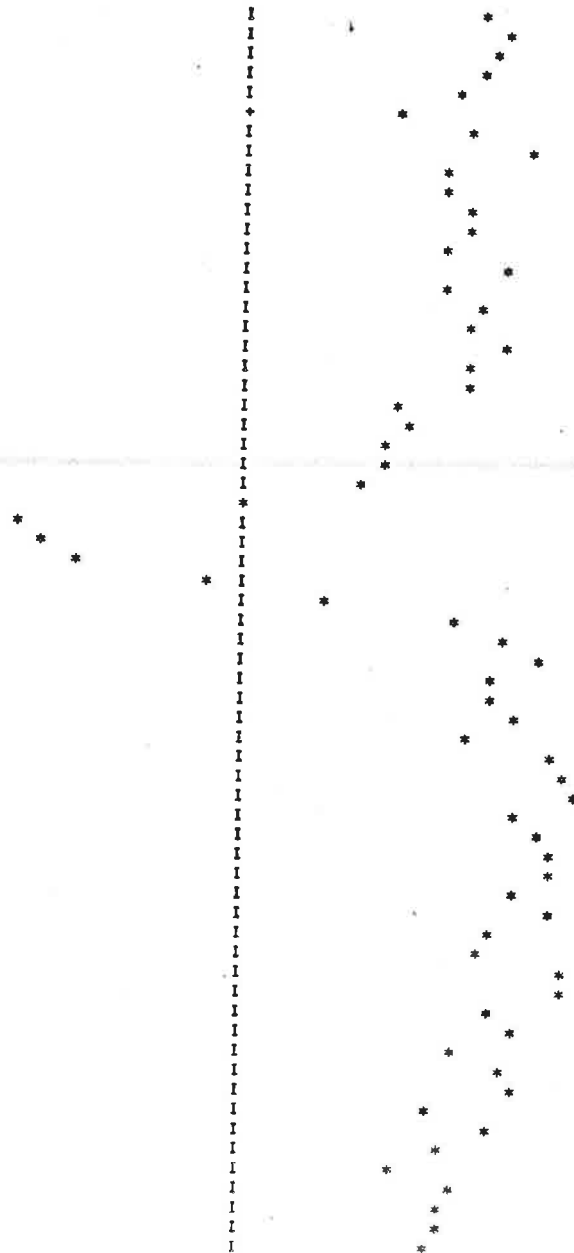
•  
CLIC DE 70DB

•  
CLIC DE 60DB

CLIC DE 50DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 8.03 E-6 V LATENCIA = 2.71 MS

1 CM Y = .642 E-6 V DIV. TEMPO = 8.12 MS



CLIC DE 40DB

.

CLIC DE 30DB

.

CLIC DE 20DB

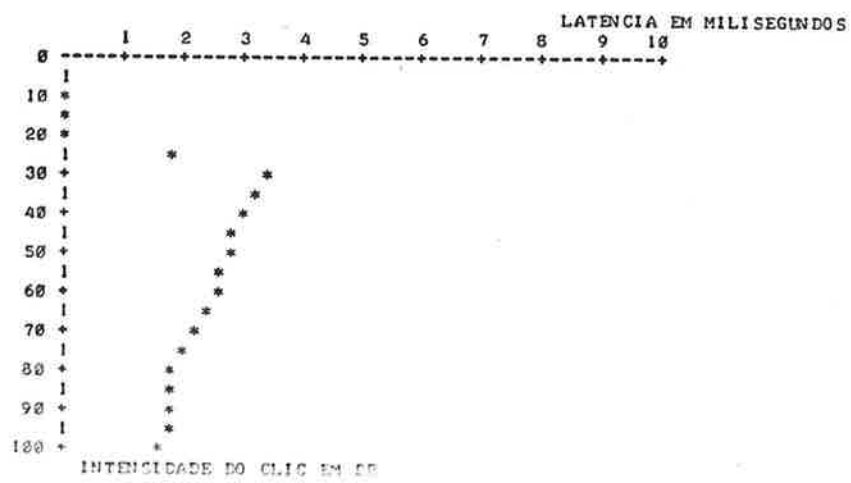
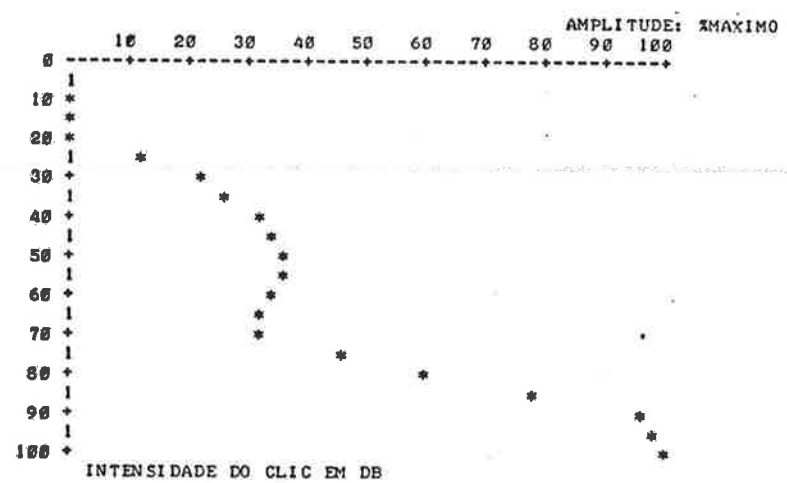
NAO HOUE RESPOSTA

.

CLIC DE 10DB

NAO HOUE RESPOSTA

MAXIMO = 21.96 MICROVOLTS



RESPOSTAS A CLIC FILTRADO DE 4 KHZ

CLIC DE 100DB

CLIC DE 90DB

CLIC DE 80DB

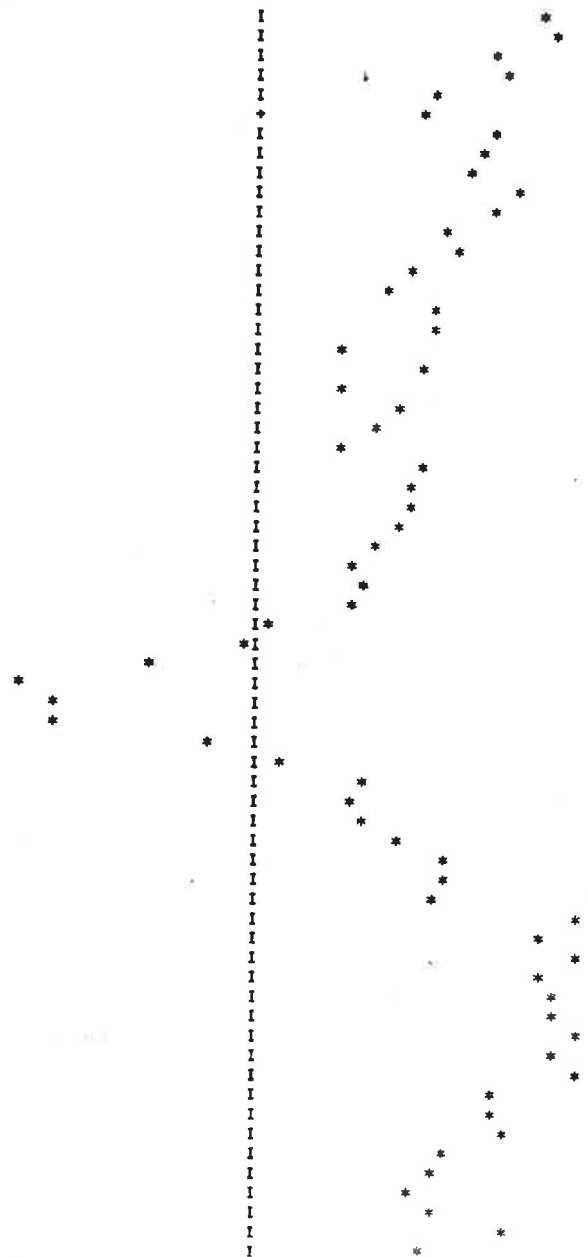
CLIC DE 70DB

CLIC DE 60DB

CLIC DE 50DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 8.30 E-6 V LATENCIA = 3.51 MS

1 CM Y = .664 E-6 V DIV. TEMPO = 0.12 MS



CLIC DE 40DB

CLIC DE 30DB

NAO HOUE RESPOSTA

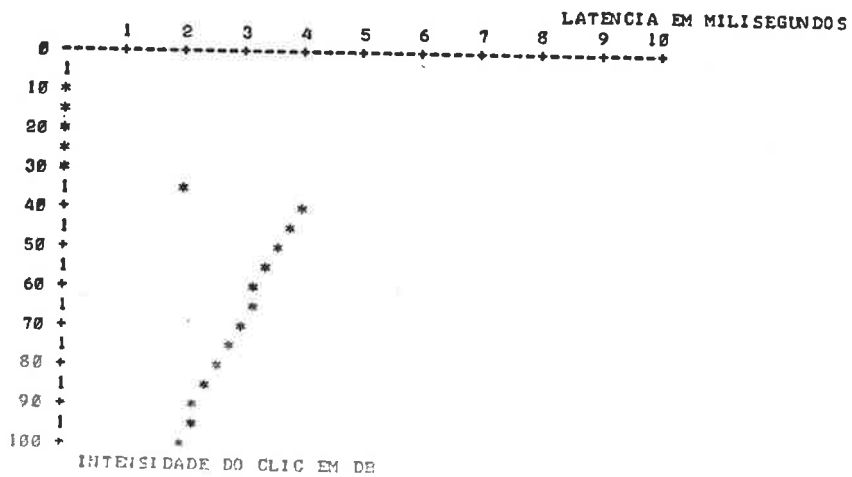
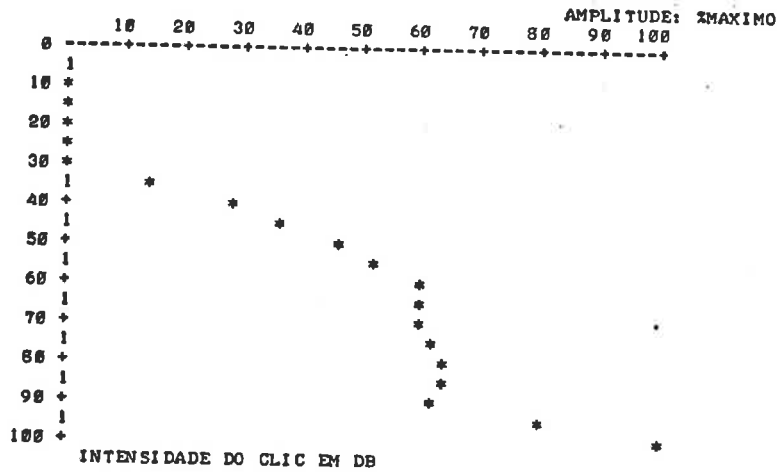
CLIC DE 20DB

NAO HOUE RESPOSTA

CLIC DE 10DB

NAO HOUE RESPOSTA

MAXIMO = 18.16 MICROVOLTS



////////////////////////////////////

RESPOSTAS A CLIC FILTRADO DE 2 KHZ

•  
CLIC DE 100DB

•  
CLIC DE 90DB

•  
CLIC DE 80DB

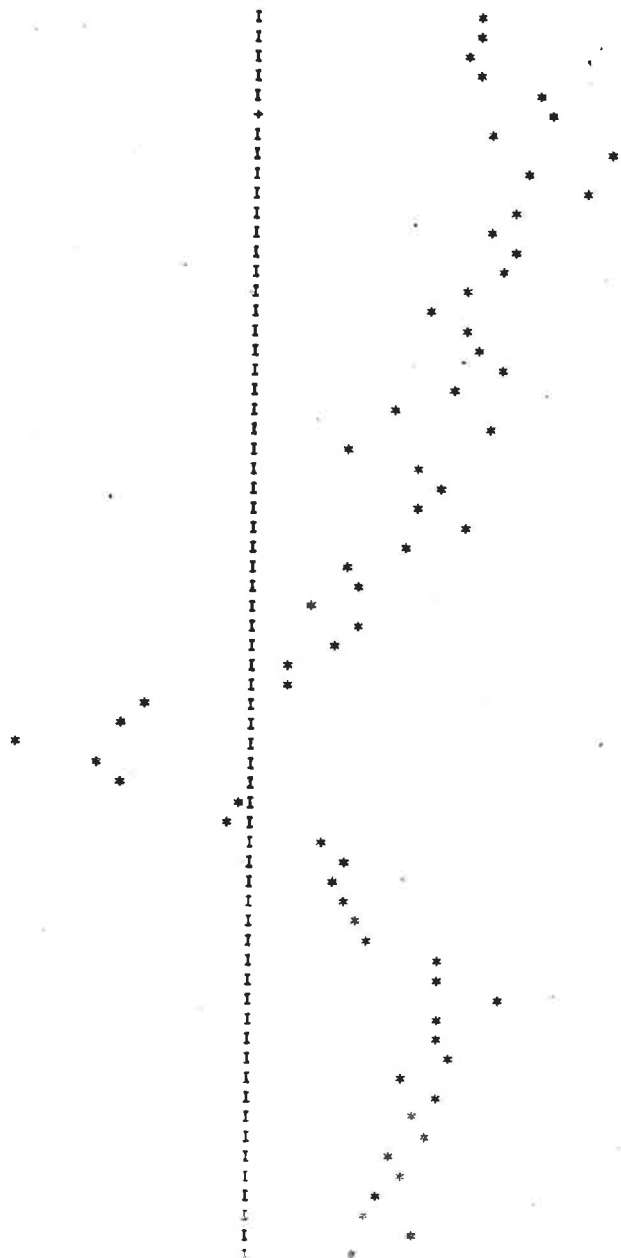
•  
CLIC DE 70DB

•  
CLIC DE 60DB  
•

CLIC DE 50DB

AMPLITUDE PICO A PICO = 3.90 E-6 V    LATENCIA = 3.87 MS

1 CM Y = 0.353 E-6 V    DIV. TEMPO = 0.12 MS





CLIC DE 40DB

CLIC DE 30DB

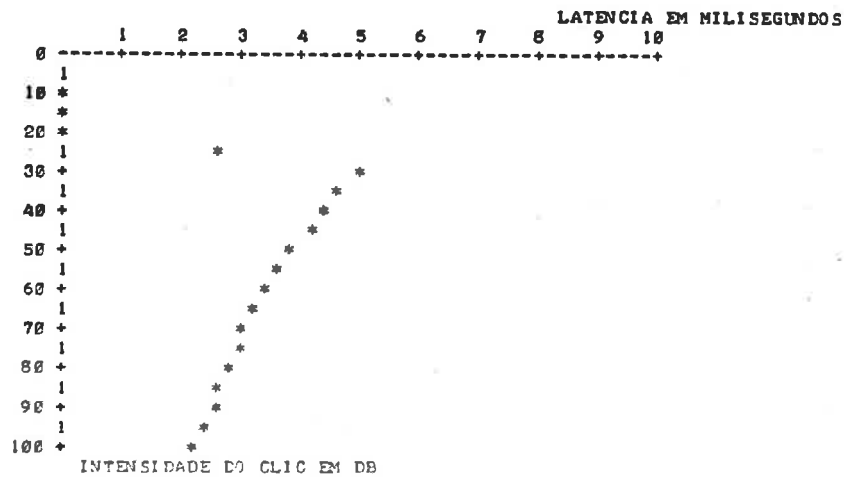
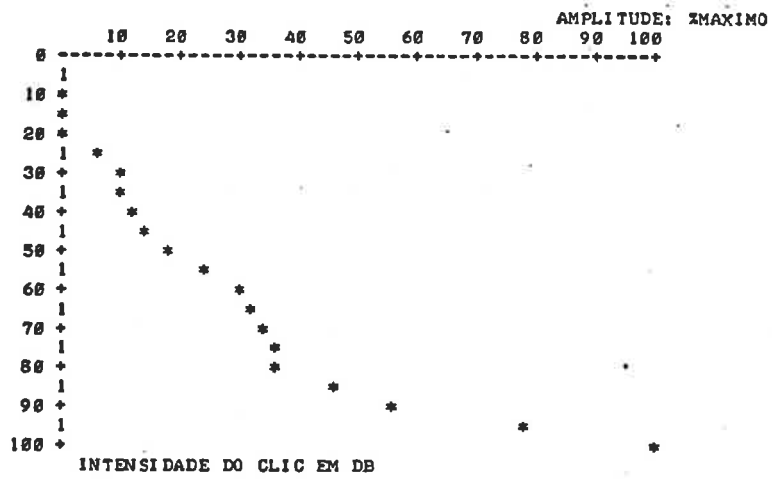
CLIC DE 20DB

NAO HOUE RESPOSTA

CLIC DE 10DB

NAO HOUE RESPOSTA

MAXIMO = 22.69 MICROVOLTS



////////////////////////////////////

Cabem aqui alguns comentários:

- . a amplitude é dada em  $\mu\text{V}$  pico a pico e a escala vertical fornecida é a correspondência entre 1 cm e a tensão em  $\mu\text{V}$ .
- . lembramos que o sinal "+" no eixo horizontal marca a chegada do clic ao ouvido.
- . com clic a 30 dB, não se nota a forma do potencial, embora se perceba claramente a sua localização.
- . nos gráficos, percebe-se que quando não houve resposta, os valores da amplitude e latência são zerados. Isto facilita o reconhecimento do limiar pelo otologista, pois o operador do computador já analisou esta informação, olhando na tela do osciloscópio. No programa automático (ECOG), tem-se uma imprecisão maior no reconhecimento do limiar, devido à ausência da análise prévia no osciloscópio. Isto tem maior repercussão no caso de clics filtrados, pois nesses, só se imprime a resposta a 50 dB (isto porque estamos usando o teletipo, pois se usarmos uma impressora de linha, passaremos a ter a impressão de todas as respostas) e então, a visualização do limiar só pode ser feita através dos gráficos de amplitude e latência em função da intensidade, o que causa uma imprecisão de 10 dB em média.
- . os programas (do sistema, da biblioteca e os desenvolvidos) ocupam cerca de 6k palavras na memória.
- . o processamento (incluindo impressão), para este paciente, levou cerca de uma hora e meia, onde meia hora é devida à duração da gravação na fita.
- . caso dispuséssemos de uma impressora de linha, o processamento com impressão de todos os potenciais além dos gráficos, levaria em torno de 50 minutos, dos quais 30 minutos são devidos à duração da gravação.

Apresenta-se na figura VI.1 as fotos tiradas do osciloscópio (junto ao centro de computação), mostrando a saída do conversor D-A. Pode-se comparar estes PAs (potenciais de ação globais) com os impressos no teletipo e os apresentados na seção IV.2. O valor em milivolts da amplitude do PA deve ser dividido por 20.000 (que é o ganho  $G_1G_2G_3$ , vide seção V.3.3). A latência pode ser lida diretamente, pois o ponto onde começa a onda é o equivalente à chegada do clic ao ouvido. Nos clics de 30 dB, notamos apenas uma leve ondulação, evidenciando que o limiar está em torno deste valor.

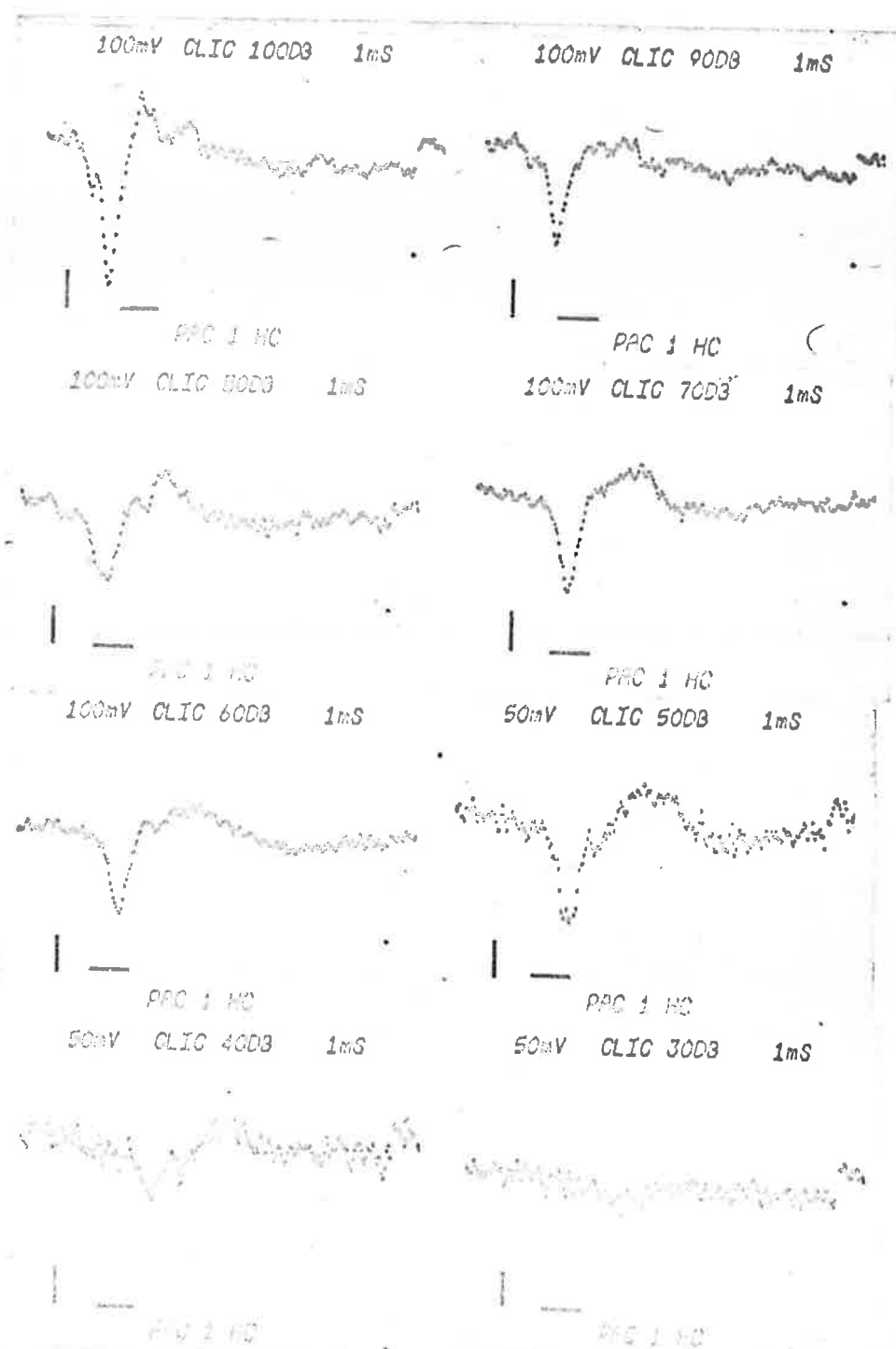


Fig. VI.1- Fotos de osciloscópio mostrando os potenciais de ação globais do paciente H.S., processados pelo computador.

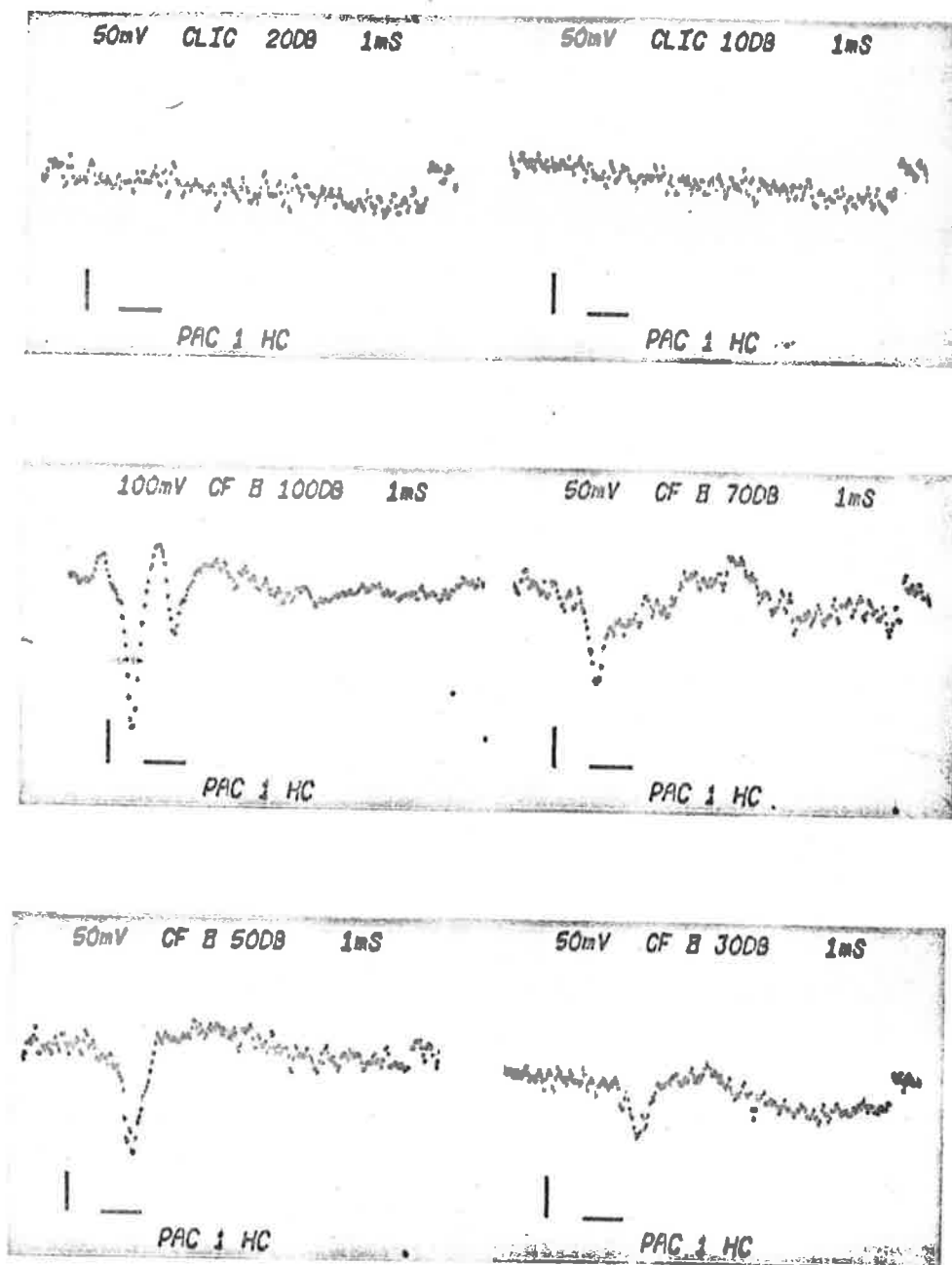


Fig. VI.1- continuação

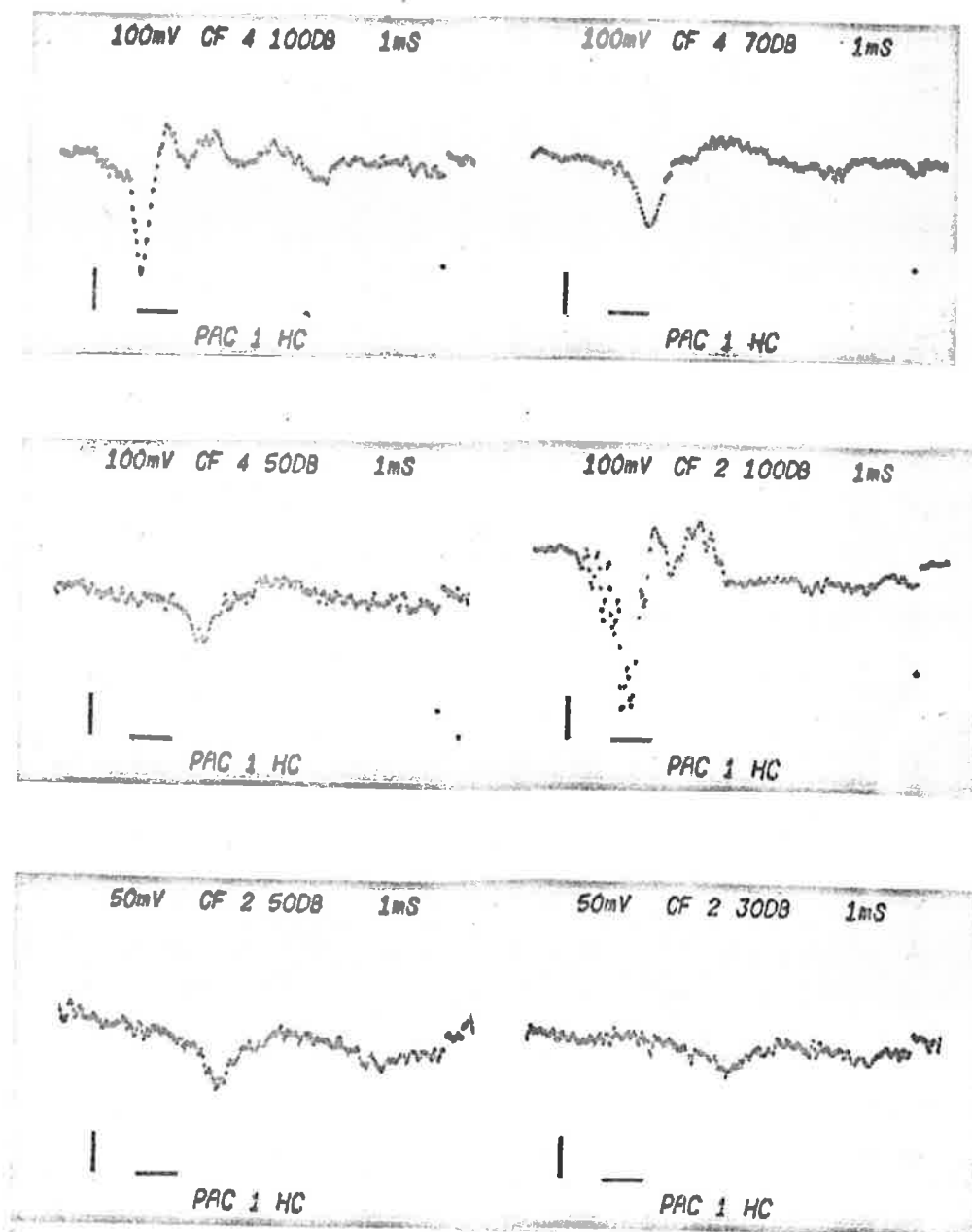


Fig. VI.1- continuação

## VI.2 Discussões

Inicialmente convém ressaltar que o eletrodo transtímico não apresenta inconvenientes, como demonstra a estatística feita pela referência [39], onde em 3969 casos, o risco de efeitos colaterais foi menor que 0,1%.

A adição de um circuito no hospital, de detecção de mau contato dos eletrodos, é necessária pois, algumas vezes ocorre leve ou total descolamento de um dos eletrodos de disco. O circuito deve detectar a existência de mau contato, gravar no canal 2 um sinal especial, desligar o gravador e ativar uma luz ou apito de aviso. Na reprodução, o computador periodicamente testa a saída do canal 2, e quando determinar a existência do sinal especial, reinicializa todo o processamento pois a série de 510 estímulos será recomeçada. Quando ocorre um descolamento (total ou parcial) de eletrodo, ou acontece uma saturação DC do sistema de amplificação ou temos uma onda de 60 Hz (interferência da rede) bem saturada. A saturação DC pode não existir, dependendo do pré-amplificador, dos desacoplamentos DC (filtros). Neste caso, a detecção de 60 Hz pode ser feita através de um circuito disparador de Schmitt, seguido de dois mono-estáveis, dois biestáveis e algumas portas lógicas, formando um filtro passa-bandas. Uma alternativa na filosofia de detecção do descolamento, é efetuar periodicamente uma medição das resistências inter-eletródicas, mas este método apresenta alguns inconvenientes do ponto de vista de circuitos, e só em último caso, o adotaremos. Como o nosso pré-amplificador e amplificador estão ainda em fase de implementação, não podemos antecipar como será o circuito de detecção.

O custo do sistema quanto à parte do centro de computação é de aproximadamente Cr\$ 260.000,00\* (CPU, impressora de linha, leitora de fita perfurada, teletipo, interfaces e gravador comercial). No hospital, o custo é de aproximadamente Cr\$ 10.000,00 (gravador comercial e circuitos). O centro de computação, funcionando seis dias por semana e vinte horas por dia, suporta o processamento de pelo menos 120 pacientes por semana.

\* aproximadamente 03326 000,00

Então, de 10 a 20 hospitais poderiam trabalhar com o centro de computação, resultando um custo individual baixo.

O gravador comercial, deve ser de boa qualidade, tendo-se optado a priori, por um "tape-deck minicassette", que tem a vantagem de ser compacto, além da manipulação da fita ser muito fácil. Iniciaremos em futuro próximo os testes com um gravador GXC-38D da Akai.

A precisão das medidas de amplitude e latência, está limitada pelos ruídos gerados pelos sistemas, biológico e eletrônico, sendo que erros introduzidos pelo sistema eletrônico são devidos principalmente aos ruídos do pré-amplificador e do gravador, bem como ao "flutter" do mesmo. Devido à existência do ruído gerado pelo próprio sistema biológico, e ao fato de que medidas muito precisas não trazem informação adicional para o ECoG, o sistema desenvolvido fornece resultados dentro da precisão necessária para a presente aplicação.

Já foi mencionado anteriormente que como a impressão dos pontos se dá a cada 120 $\mu$ s, existe entrelaçamento de banda no potencial impresso no teletipo (ou na impressora rápida). Poder-se-ia evitar este fato, sem limitar a banda de trabalho, usando uma câmara fotográfica (eventualmente acionada pelo computador). Disporíamos dos 250 pontos, além de termos um passo de quantização muito menor na vertical, o que forneceria maior precisão na forma de onda. Para um sistema mais sofisticado, poder-se-ia usar um terminal de tubo de raios catódicos (ou vídeo) - acoplado a um sistema copiador rápido ("hard copy unit").

No hospital, poderíamos aumentar a automação, fazendo um gerador de clics programável. Naturalmente o CCGS também ficaria um pouco mais complexo, mas em compensação, não haveria necessidade de operador (o otologista seria chamado apenas para a colocação inicial ou recolocação dos eletrodos).

A medição da latência sofre uma imprecisão devido ao fato de se medir a distância de 70 cm, entre frente da caixa acústica e o ouvido, com uma fita métrica. Como se desconta sempre 2 ms devido à propagação, um microfone junto ao ouvido poderia ser usado para o ajuste da distância.

Se por alguma interferência, o sincronismo inicial for

se perdido pelo computador, seria conveniente que este desligasse o gravador, avisando o operador para voltar um pouco a fita. Com o gravador HP, a prática mostrou que não é necessário adicionar esta alteração. (Poderíamos também, acrescentar redundância ao padrão de sincronismo inicial, aumentando a confiabilidade).

É provável que se possa melhorar a eficiência do sistema se utilizarmos um processamento estatístico mais elaborado, que entretanto exige que se tenha uma boa estimativa das características dos sinais aleatórios envolvidos.

É importante notar que o sistema de processamento pode operar "on line". Além do mais, os programas desenvolvidos, com a adição de algumas instruções, permitem que uma série de parâmetros possam ser comandados através do teletipo, conferindo-se assim uma enorme versatilidade, não só para aplicação em eletrococleografia, como para qualquer outro tipo de análise de potenciais disparados em sincronismo com um trem de pulsos (por exemplo: audiometria de potenciais evocados, potenciais evocados - por fotoestimulação).

### VI.3 Conclusões

Podemos concluir dos resultados obtidos e pelas considerações feitas no presente trabalho, que o sistema fornece resultados satisfatórios, tem boa eficiência e seu custo é competitivo. Como consequência, o método proposto poderá prover a popularização da eletrococleografia, permitindo que um grande número de centros hospitalares utilize este importante exame audiológico.



APÊNDICE ILISTAGEM DOS PROGRAMAS E COMENTÁRIOS RELEVANTES

## A.I.1 Subrotina AQUIS

Apresentamos a listagem da subrotina usando interrupção, uma vez que o programa não usando interrupção pouco difere deste, e não apresenta alguns detalhes que queremos realçar.

|       |            |   |
|-------|------------|---|
|       | NAM AQUIS  |   |
|       | ENT AQUIS  |   |
|       | EXT .ENTP  |   |
|       | EXT .IOC.  |   |
| DADO  | NOP        |   |
| AQUIS | NOP        | } transferência de enderêços  |
|       | JSB .ENTP  |   |
|       | DEF DADO   |   |
| VAR   | JSB .IOC.  | } pedido de "status" feito ao BCS para saber se a saída de teletipo já foi realizada                            |
|       | OCT 040002 |   |
|       | SSA        |   |
|       | JMP VAR    |   |
|       | CLF 00     | desliga sistema de interrupção  |
|       | CLA        | zera sinal para interface, chaveando MUX.   |
|       | OTA SEL14  | para canal 2  |
|       | STC SEL14  | liga TBG2   |
|       | LDA LIGA   | } liga gravador   |
|       | OTA SEL14  |   |
|       | LDA CONS   | nº de pontos (250)  |
|       | STA TEMPO  |   |
|       | LDA WOR    | } carrega no "TRAP CELL" 13 um JMP,I  |
|       | STA SEL13  |   |
|       | LDA KA     | } carrega no "TRAP CELL" 14 um JMP,I  |
|       | STA SEL14  |   |
|       | LDA NSWEP  | } nº de somas (500)   |
|       | STA MSWEP  |   |
|       | LDA JJ     | } inicializa contadores p/sincronismo inicial (6)   |
|       | STA JJT    |   |
|       | STA KKT    | } contador de pulsos de sincronismo inicial (3)   |
|       | LDA LL     |   |
|       | STA LLT    | } contador de largura "extra" dos pulsos de sincronismo inicial (5)   |
|       | LDA EPRO   |   |
|       | STA EPROT  | } contador de amostras do pulso de sincronismo (4)  |
|       | LDA II     |   |
|       | STA IIT    | } endereço "buffer" de 500 palavras (vem do Fortran)  |
|       | LDA BASO   |   |
|       | STA OBRD   | } tamanho do "buffer" (500)   |
|       | LDA YRPT   |   |
|       | STA ANXT   | } controle p/ TBG1 em 100ns   |
|       | LDA EPT    |   |
|       | STA SEL13  | } para complementos de "1" de LIMP (limiar posi-<br>tivo para detecção de nível "0" no sincronis-<br>mo inicial |
|       | LDA LIMP   |   |
|       | OTA        | } idem para LIMP (limiar negativo)  |
|       | STA LIMP   |   |
|       | LDA LIMP   |   |

```

CMA
STA MLIMN } Idem para LIMN (limiar negativo)
CLA
STA INIC } INIC = 0
LDA ENBUF } endereço inicial do buffer de 250 pontos (usa
STA AUBUF } do pelo A-D)
CLDAD CLA
STA ODADO, I }
ISZ ODADO } limpa "buffer" de 500 palavras
ISZ AU2XB }
JMP CLDAD }
LDA DADO } repõe endereço
STA ODADO }
STC SEL10, C } liga TBG1 (em 100µs)
SAM SFS SEL10
JMP *-1
CLF SEL13 }
CLF SEL10 } Amostra
SFS SEL13 }
JMP *-1 }
LIA SEL13 }
CPA MENU
JMP UMA
JMP TRES
UMA ISZ JJT
JMP SAM
JMP MUITO
TRES LDA JJT } JJ=-6?
CPA JJ }
JMP PRIM
LDA LL }
STA LLT } repõe valores iniciais
LDA JJ }
STA JJT }
JMP SAM
PRIM CLA
CPA INIC INIC=0?
JMP SAM sim
ISZ ERROT largura de nível ≠ "1" deu maior que 1 ms?
JMP SAM não
LDA LL } repõe contador
STA LLT }
LDA ERROT }
ADA TIPIM } subtrai um de ERROT
STA ERROT }
JMP SAM
MUITO LDA TIPIM } faz INIC≠0
STA INIC }
LDA ERPO } repõe
STA ERROT }
ISZ LLT } deram 3 pulsos de sincronismo inicial?
JMP NEG
CLC SEL10, C
LDA THREE } sinal p/interface vai para "1", liberando o
OTA SEL14 } monoestável do mux-somador, sem afetar o
JMP CIMA } vador
NEG SFS SEL10
JMP *-1
CLF SEL10 } amostra
CLF SEL10 }

```

```

      SFS SEL13
      JMP *-1
      LIA SEL13 } amostra
      STA DATU
      ADA MLIMP
      SZA, RSS
      JMP LALA
      SSA, RSS
      JMP KAU
      LDA DATU
      ADA MLIMN
      SZA, RSS
      JMP LALA
      SSA
      JMP KAU
      JMP LALA
      LDA KKT
      CPA JJ
      JMP PRUM
      LDA LL
      STA LLT
      JMP LULU
      ISZ ERROT
      JMP NEG
      LDA LL
      STA LLT
      LDA TIPUM
      ADA ERROT
      STA ERROT
      JMP NEG
      ISZ KKT
      JMP NEG
      LDA JJ
      STA JJT
      STA KKT
      LDA ERPO
      STA ERROT
      JMP SAM
      CLF SEL13
      CLF SEL10
      SFS SEL13 } amostra
      JMP *-1
      LIA SEL13
      CPA MENIM
      JMP BAIXO
      LDA II
      STA IIT
      JMP CIMA
      ISZ IIT
      JMP TATA
      JMP TUTU
      STA SEL10, C }
      SFS SEL10 } liga TBG1, deu 100us?
      JMP *-1
      JMP CIMA
      CLC SEL10 } desliga TBG1
      LEA SEL10 }
      STA SEL10 } controle p/ TBG1 em 1 ms
      STA SEL10, C }
      SFS SEL10 } liga TBG1
      SFS SEL10 } deu 1 ms?

```

|       |                |  |
|-------|----------------|--|
|       | JMP *-1        | deu 1 ms?                                  |
|       | CLC SEL10,C    | desliga TBG1                               |
|       | CLC SEL14      | desliga TBG2                               |
|       | STF 00         | liga sistema de interrupção                |
|       | STC SEL14,C    | liga TBG2                                  |
|       | JMP *          |  |
| KE    | STC SEL13,C    | } aquisição de 250 dados                   |
|       | CLF SEL14      |  |
|       | ISZ AUBUF      |  |
|       | ISZ TEMPC      |  |
|       | JMP *          |  |
|       | CLC SEL13,C    |  |
|       | CLC SEL14,C    |  |
|       | JMP SOMA       |  |
| AMOST | LIA SEL13      |  |
|       | CLC SEL13      |  |
|       | STA AUBUF,I    |  |
|       | JMP *          |  |
| SOMA  | CLF 00         | desliga sistema de interrupção             |
|       | LDA CONS       | } repõe                                    |
|       | STA TEMPC      |  |
|       | LDA ENBUF      |  |
|       | STA AUBUF      |  |
| LOOP5 | LDA AUBUF,I    |  |
|       | OCT 105120     | .. código da instrução FLT                 |
|       | OCT 105000     | .. código da instrução FAD } equivalente a |
|       | OCT 102335     | .. endereço da instrução FAD } FAD ODADO,I |
|       | DST ODADO,I    | converte dados para ponto flutuante e so   |
|       | ISZ AUBUF      | ma com a soma parcial anterior.            |
|       | ISZ ODADO      |  |
|       | ISZ ODADO      |  |
|       | ISZ TEMPC      |  |
|       | JMP LOOP5      |  |
|       | ISZ MSWEP      | deu 500 pulsos?                            |
|       | JMP ABA        |  |
|       | LDA DESLI      | } desliga gravador                         |
|       | OTA SEL14      |  |
|       | JMP AQUIS,I    | volta para programa que chamou             |
| ABA   | STC SEL14      | liga TBG2                                  |
|       | LDA II         | } repõe                                    |
|       | STA IIT        |  |
|       | LDA ENBUF      |  |
|       | STA AUBUF      |  |
|       | LDA CONS       |  |
|       | STA TEMPC      |  |
|       | LDA DADO       |  |
|       | STA ODADO      |  |
|       | LDA MS100      | } contrôle p/ TBG1 em 100µs                |
|       | OTA SEL10      |  |
|       | JMP CIMA       |  |
| LIGA  | OCT 1          | } constantes                               |
|       | SEL14 EQU 14B  |  |
|       | SEL13 EQU 13B  |  |
|       | SEL12 EQU 12B  |  |
|       | CONS DEC -250  |  |
|       | TEMPC BSS 1    |  |
|       | VGR JMP 201    |  |
|       | KA JMP 201     |  |
|       | MSWEP DEC -250 |  |
|       | MSWEP BSS 1    |  |

```

II + DEC -4
IIT BSS 1
ODADO BSS 1
X2BUF DEC -500
AU2XB BSS 1
MS100 DEC 0
MENUM OCT 177000
BUF BSS 250
ENBUF DEF BUF
AUBUF BSS 1
DESLI OCT 2
DELAY OCT 1
JJ DEC -5
LL DEC -3
JJT BSS 1
KKT BSS 1
LLT BSS 1
LIMP DEC 200
LIMN DEC -200
MLIMP BSS 1
MLIMN BSS 1
DATU BSS 1
ERPO DEC -9
EPPOT BSS 1
INIC BSS 1
TIPUM DEC -1
THREE DEC 3
OPB
WO DEF AMOST      elos ("LINKS") de página base
K DEF KE
END

```

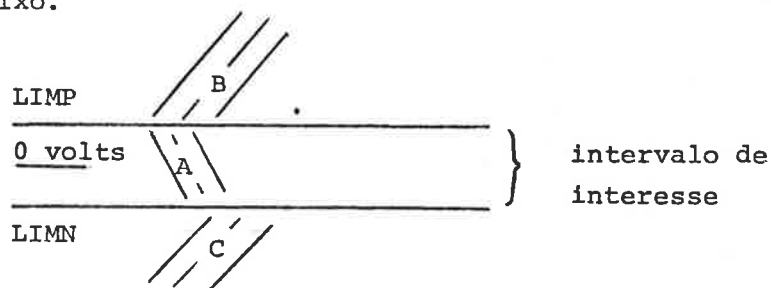
} constantes

Cabem aqui algumas observações sobre o programa:

- no início do programa, foi necessário verificar se as transferências do teletipo já foram concluídas. O problema surge quando, em um programa em Fortran for dada uma instrução de WRITE (2,x) (A(I), I=1,20) e em seguida, uma chamada para a subrotina AQUIS. Como os "drivers" do BCS usam o sistema de interrupção, é inicializada uma transferência de dado para o teletipo, e a próxima instrução começa a ser executada. E como logo no começo do programa AQUIS, foi desligado o sistema de interrupção, bloqueia-se a finalização da transferência. Somente quando ligamos o sistema de interrupção, a transferencia continuará, mas haverá mal-funcionamento da aquisição dos 250 dados, pois o teletipo está em canal mais prioritário. A subrotina de controle de entrada-saída (.IOC.) provê uma resposta de status através dos registradores A e B. Testando o bit 15 do registrador A, sabemos se o teletipo está ocupado ou não.
- na subrotina AQUIS, trabalha-se com dois "buffers". O primeiro é o BUF de 250 palavras, que é usado durante a conversão A-D, para armazenar os 250 dados (de 10 bits) amostrados. O

segundo é o DADO, cujo endereço inicial é fornecido pelo programa Fortran de chamada. Este "buffer" é de 500 palavras, pois armazenará as sucessivas somas em ponto flutuante de 250 dados (lembrando que um dado em ponto flutuante ocupa duas palavras). Usamos as somas em ponto flutuante devido ao fato de que com 16 bits não se consegue representar o resultado de 500 somas de palavras de 10 bits (geradas pelo A-D). Seria necessário o uso de palavras de 19 bits. A mantissa, de dados em ponto flutuante, é representada por 23 bits, que é mais que suficiente. Além do mais, a transferência de um dado neste formato para o programa Fortran é direta (sem necessidade de modificar formato). O computador leva cerca de 22,5 ms na efetuação das 250 conversões e somas em ponto flutuante.

- o teste para verificar se o nível da amostra está no intervalo especificado ao nível "0", para o sincronismo inicial, é visto abaixo.



|          | $LIMN \leq A \leq LIMP$  | $B > LIMP$  | $C < LIMN$  |
|----------|--|---|---|
| 1ª parte | $LIMN - LIMP \leq \underbrace{A - LIMP}_R \leq 0$<br>$\therefore R \leq 0$ | $\underbrace{B - LIMP}_R > 0$<br>$\therefore R > 0$ | $\underbrace{C - LIMP}_R < LIMN - LIMP$<br>$\therefore R < -\alpha$ |
| 2ª parte | $0 \leq A - LIMN \leq LIMP - LIMN$<br>$\therefore R \geq 0$                | $B - LIMN > LIMP - LIMN$<br>$\therefore R > \alpha$ | $C - LIMN < 0$<br>$\therefore R < 0$                                |

- deve-se observar que, tanto o sinal que sai do canal 1, como do canal 2 do gravador, chegam ao conversor A-D com polaridade invertida (vide figuras V.8, V.9 e V.10). Por esta razão, o nível "1" dos pulsos é convertido pelo conversor A-D na palavra (177000).

- a duração mínima admissível dos pulsos de sincronismo provenientes do canal 2 do gravador é de 400  $\mu$ s, de modo que se possa, em qualquer caso, dispor de 4 amostras distanciadas de 100  $\mu$ s. Visto que dado o sincronismo, temos 2 ms de tempo morto, deveríamos iniciar a amostragem, a 2 ms após o começo do pulso de sincronismo. No programa, demos 1 ms de espera após ter sido reconhecida a 4.<sup>a</sup> amostra do pulso. Isto nos dá um tempo de início na conversão, de em média 1,35 ms (varia de 1,3 a 1,4 ms) após o início do pulso. Para a medida de latência, deve-se levar em conta estes 1,35 ms.
- quando ocorre uma interrupção, por exemplo, do canal (14)<sub>8</sub>, a próxima instrução a ser executada é buscada no endereço (14)<sub>8</sub> da página base. Neste local, temos a instrução JMP K,I, onde K é uma posição de memória na página base (isto foi imposto pela pseudo-instrução ORB). O conteúdo de K é o endereço final de transferência, na página corrente.
- devido ao fato já mencionado no item V.3.1, algumas instruções em Assembler do HP 2108, não são reconhecidas pelo montador. No nosso caso isto obrigou ao uso do código octal das instruções, só havendo problema no caso do endereçamento (a instrução FAD ODADO,I é composta de duas palavras, a primeira é o código da operação e a segunda é o endereço). Pode-se, na palavra correspondente, deixar por exemplo, OCT (Ø)<sub>8</sub> e sempre após carregar o programa, corrigir esta palavra igualando-a com a 2.<sup>a</sup> adiante (pois a próxima instrução é DST ODADO,I, que tem a mesma estrutura). Se sempre carregarmos a subrotina AQUIS em primeiro lugar, podemos de antemão colocar o endereço ODADO,I em código octal, o que foi feito.

#### A.I.2 Subrotina TRACA

```

SUBROUTINE TPACA(DADO, ICLIC, AMP, ALAT, INTCL)
DIMENSION DADO(1), NETA(75)
BMIN=1.0E37
EMAX=-1.0E37
DO 20 I=2, 250
  BIFMI=DADO(I)-BMIN
  IF(BIFMI) 15, 15, 16
16  BIFMA= DADO(I)-EMAX
  IF(BIFMA) 15, 15, 18
18  EMAX= DADO(I)
  GO TO 20
15  BMIN=DADO(I)
20  CONTINUE

```

Determina execução máxima

```

BMINA=1.0E37
IF(100-INTCL)91,91,92
91 DO 93 I=17,117
DI FR=DADO(I)-BMINA
IF(DI FR)94,94,93
94 BMINA=DADO(I)
IL=I
93 CONTINUE
GO TO 97
92 LM=JL-12
LN=JL+62
DO 95 I=LM, LN
DI FR=DADO(I)-BMINA
IF(DI FR)96,96,95
96 BMINA=DADO(I)
IL=I
95 CONTINUE
97 AMINA=BMINA/5120.0
JL=IL
AMIN=BMIN/5120.0
AIL=FLOAT(IL)
ALAT=1.35+0.04*AIL-2.0
MIL=IL+75
CMAX=BMIN
IF(MIL-250)149,149,150
150 MIL=250
149 DO 30 I=IL,MIL
DI F2=DADO(I)-CMAX
IF(DI F2)30,30,26
26 CMAX=DADO(I)
30 CONTINUE
DMAX=CMAX/5120.0
AMP=DMAX-AMINA
IF(1-CLIC)222,222,333
222 AMAX=BMAX/5120.0
EXC=BMAX-BMIN
ANDIV=(AMAX-AMIN)/50.0
ANCM=4.0*ANDIV
NZERO=20
WRITE(2,100)AMP,ALAT,ANCM
100 FORMAT("AMPLITUDE PICO A PICO = ",F7.2," E-6 V",4X,"LATENCIA =
1 ",F4.2," MS"// "1 CM Y = ",F5.3," E-6 V",6X,"DIV. TEMPO = 0.12
2 MS"//)
DO 40 I=2,191,3
NTTY=50.0*(DADO(I)-BMIN)/EXC+0.5
IF(I-17)22,33,22
33 NETA(NTTY+1)=52B 52B é o código em octal da representação
NETA(NZERO+1)=53B ASCII do caracter *
MDIF=NZERO-NTTY 53B é o código em octal do caracter +
IF(MDIF)44,55,66
55 DO 172 K=1,NZERO
NETA(K)=40B 40B é o código em octal do comando de espa-
172 CONTINUE go.
NI=NZERO+1
GO TO 250
44 DO 173 K=1,NTTY
NETA(K)=40B
173 CONTINUE
NETA(NZERO+1)=33B
NI=NTTY+1

```

a 100 dB, procura  $N_1$  entre 0 e 7ms

procura  $N_1$  entre latência anterior  
- 0,5 ms e latência anterior +2,5ms

conversão de escala

Procura  $P_2$  entre latência e latên-  
cia + 3 ms.

excursão total do sinal em  $\mu V$

escala vertical em  $\mu V/cm$  para 50 pon-  
tos linha de zero volts artificial

52B é o código em octal da representação  
ASCII do caracter \*  
53B é o código em octal do caracter +

40B é o código em octal do comando de espa-  
ço.



```

GO TO 200
66 DO 174 K=1,NZERO
   NETA(K)=40B
174 CONTINUE
   NETA(NTTY+1)=52B
   NI=NZERO+1
   GO TO 200
22 NETA(NZERO+1)=111B
   NETA(NTTY+1)=52B
   NDI F=NZERO-NTTY
   IF(NDI F) 45, 46, 47
47 DO 60 K=1,NZERO
   NETA(K)=40B
60 CONTINUE
   NETA(NTTY+1)=52B
   NI=NZERO+1
   GO TO 200
45 DO 70 K=1,NTTY
   NETA(K)=40B
70 CONTINUE
   NETA(NZERO+1)=111B
   NI=NTTY+1
   GO TO 200
46 DO 80 K=1,NTTY
   NETA(K)=40B
80 CONTINUE
   NI=NTTY+1
200 WRITE(2,300)(NETA(J),J=1,NI)
300 FORMAT(72A1)
40 CONTINUE
333 RETURN
   END
   ENDS

```

} rotina de impressão da curva

Observações:

- o bloco de inversão, constaria das instruções:

```

DO 10 I = 2,250
DADO(I) = - DADO(I)

```

```
10 CONTINUE
```

que seriam inseridas antes da instrução DO 20 I=2,250.

- a conversão de escala para  $\mu\text{V}$ , é obtida através da seguinte operação:  $(\text{DADO} \times 10^6 / 500 \times 512 \times 20000) = (\text{DADO} / 5120.0)$ , onde a divisão por 500 é devida às 500 somas (pois queremos obter a média); a divisão por 512 é devido ao fato de uma tensão de  $\pm 0,5 \text{ V}$  ser convertida na palavra  $\pm 256$ ; a divisão por 20000 é devida ao ganho total; e o fator  $10^6$  no numerador, é para resultar um valor em  $\mu\text{V}$ .
- como já tínhamos mencionado anteriormente, devemos levar em conta no cálculo da latência, o tempo de propagação de 2 ns,



```

221  FORMAT(9X,"1",4X,"2",4X,"3",4X,"4",4X,"5",4X,"6",4X,"7",4X,"8",
      24X,"9",3X,"10")
      WRITE(2,40)
      WRITE(2,50)
      AMAX=10.0
      CALL SEGUN(BALAT,AMAX)
      WRITE(2,331)
331  FORMAT(///,71"/")
      RETURN
      END
      ENDS

```

## A.I.4 Subrotina SEGUN

```

      SUBROUTINE SEGUN(COOR,AMAX)
      DIMENSION NTAB(65),COOR(1)
      IF(AMAX)293,294,293
294  AMAX=1.0
293  CONTINUE
      DO 200 I=1,9
      Z=(COOR(I)+COOR(I+1))/2.0      valor interpolado
      IMP=49.0*COOR(I)/AMAX
      IMP1=49.0*Z/AMAX
      INTEN=10*I
      IF(IMP)13,13,14
13  WRITE(2,60) INTEN
60  FORMAT(1X,12,"*")
555  IF(IMP1)15,15,16
15  WRITE(2,70)
70  FORMAT(4X,"*")
      GO TO 200
14  DO 33 J=1,IMP
      NTAB(J)=40B
33  CONTINUE
      IMPU=IMP+1
      NTAB(IMPU)=52B
      WRITE(2,80) INTEN,(NTAB(K),K=1,IMPU)
80  FORMAT(1X,12,"+",51A1)
      GO TO 555
16  DO 44 J=1,IMP1
      NTAB(J)=40B
44  CONTINUE
      IMP11=IMP1+1
      NTAB(IMP11)=52B
      WRITE(2,90)(NTAB(K),K=1,IMP11)
90  FORMAT(4X,"1",51A1)
200  CONTINUE
      IMP=49.0*COOR(10)/AMAX
      IF(IMP)59,59,60
59  WRITE(2,77)
77  FORMAT("100*")
      GO TO 300
60  DO 55 J=1,IMP
      NTAB(J)=40B
55  CONTINUE
      IMPU=IMP+1

```

```

      NTAB(IMPU)=52B
      WRITE(2,88)(NTAB(J),J=1,IMPU)
88    FORMAT("100 +",51A1) ,
330   WRITE(2,99)
99    FORMAT(6X,"INTENSIDADE DO CLIC EM DB")
      RETURN
      END
      ENDS

```

Como temos pontos a cada 10 dB, e o gráfico (para melhor visualização) tem divisões de 5 dB, usamos uma interpolação entre dois pontos distanciados de 10 dB, para dar maior continuidade ao traçado do gráfico.

#### A.I.5 Subrotina DISPL

```

      NAM DISPL
      ENT DISPL
      EXT .ENTR
BUSCA BSS 2
DISPL NOP
      JSB .ENTR
      DEF BUSCA
      CLF 00
      LDA BUSCA+1
      STA ENDER
      LDA PONTO
      STA CONTA
CORRI ISZ ENDER
      LDA ENDER,I
      CMA
      INA
      ADA A1023 } D-A inverte por causa do amplificador operacio
                  } nal que transforma corrente em tensão
      AND MASK - - - - evitar que bit 10 - uba, pois este é usado pa-
      LDB CONTA } - ra saída de sincronismo
      CPB PULSO } - deteta se o dado é aquele em que justamente
      JMP **2 } - chëgou o clic no ouvido
      JMP **2
      CLA - - - - - zera dado relativo ao instante de chegada do
      STA ENDER,I } - clic no ouvido.
      ISZ CONTA
      JMP CORRI
      LDA PONTO
      STA CONTA
      LDA BUSCA+1
      STA ENDER
      CLA }
      OTA 01 } limpa S
LE.S LIA 01
      SSA,RSS
      JMP BIT0
      CLB
VOLTA STB BUSCA,I
      JMP DISPL,I
BIT0 SLA,RSS

```

```

        JMP D.A
        CLB
        INB
        JMP VOLTA
D.A     STC TBG2,C } Manda sincronismo
        LDA BIT10 }
        OTA DA
        ISZ ENDER
CARRE   LDA ENDER,I }
        SFS TBG2
        JMP *-1 } manda amostras
        CLF TBG2
        OTA DA
        ISZ ENDER
        ISZ CONTA
        JMP CARRE
        LDA BUSCA+1 } reinicializa variáveis
        STA ENDER
        LDA PONTO
        STA CONTA
        CLC TBG2,C
        JMP LE.S
BIT10  OCT 002777
DA     EQU 15B
TBG2   EQU 14B
PONTO  DEC -249
ENDER  BSS 1
CONTA  BSS 1
MASK   OCT 001777
A1023  DEC 1023
PULSO  DEC -235
        END

```

Com este programa, dispõe-se de dois sinais de sincronismo: um deles vindo do bit 10, que marca o começo da amostragem dos 250 pontos (que ocorre a 1,35 ms após dado o clic no alto-falante); e o outro que está "somado" ao próprio sinal, que marca a chegada do clic ao ouvido.

#### A.I.6 Programa Principal ECOGD

```

PROGRAM ECOGD
DIMENSION DADO(250),X(10),Y(10),IDADO(250)
5  WRITE(2,10)
10  FORMAT(37,"DATA",11X,"-") --- o símbolo "←" faz com que
    READ(1,30) CABE           a impressora pare onde es-
30  FORMAT(A2)                tá; e se continue a escre-
    WRITE(2,30)               ver a próxima instrução (
20  FORMAT(37,"RESPIRAL",11X,"-") ou seja, não se gera LF)
    READ(1,30) CABE
    WRITE(2,30)
40  FORMAT(7,"INDE",11X,"-")
    READ(1,30) CABE

```

```

WRITE(2, 50)
50  FORMAT(/, "REGISTRO", 7X, "-")
    READ(1, 30) CABE
    WRITE(2, 60)
60  FORMAT(/, "PRONTUARIO", 5X, "-")
    READ(1, 30) CABE
    WRITE(2, 70)
70  FORMAT(/, "IDADE", 10X, "-")
    READ(1, 30) CABE
    WRITE(2, 80)
80  FORMAT(/, "SEXO", 11X, "-")
    READ(1, 30) CABE
    WRITE(2, 90)
90  FORMAT(/, "COR", 12X, "-")
    READ(1, 30) CABE
    WRITE(2, 100)
100 FORMAT(/, "OUVIDO", 9X, "-")
    READ(1, 30) CABE
    WRITE(2, 110)
110 FORMAT(6/, 20X, "RESPOSTAS A CLIC")
    IFILT=16
    ITIPO=1
    I=1
    ICLIC=0
21  INTCL=100
44  WRITE(2, 600)
    CALL AQUIS(DADO)
    DO 3 KA=1, 250
    IDADO(KA)=DADO(KA)/500.0+512.0
3   CONTINUE
    CALL DISPL(ICO, IDADO)
    WRITE(2, 330) INTCL
330 FORMAT(2/, "CLIC DE ", I3, "DB", 2/)
    IF(ICO) 27, 28, 27
27  WRITE(2, 107)
107 FORMAT(/, "NAO HOUVE RESPOSTA")
    ICLIC=1
    GO TO 29
28  ICLIC=0
29  CALL TRACA(DADO, ICLIC, AMP, ALAT, INTCL)
    IF(ICO) 82, 83, 82
82  X(1)=0.0
    Y(1)=0.0
    GO TO 86
83  X(1)=AMP
    Y(1)=ALAT
86  I=I+1
    INTCL=INTCL-10
    IF(INTCL) 99, 99, 44
99  CALL GRAFI(X, Y)
    ITIPO=ITIPO+1
    IF(5-ITIPO) 66, 66, 77
77  ICLIC=1
    I=1
    INTCL=100
    IFILT=IFILT/2
    WRITE(2, 500) IFILT
500 FORMAT(6/, 20X, "RESPOSTAS A CLIC FILTRADO DE ", I1, " MS", 2/)
51  WRITE(2, 600)
510 FORMAT(1/,

```

} impressão dos  
dos dados do  
paciente

} se ICO≠0 se faz ampli  
tude e latência iguais  
a zero

```
CALL AQUIS(DADO)
DO 4 KA=1, 250
IDADO(KA)=DADO(KA)/500.0+512.0
4 CONTINUE
CALL DISPL(ICO, IDADO)
WRITE(2, 330) INTCL
IF(ICO) 142, 152, 142
142 WRITE(2, 107)
ICLIC=1
GO TO 154
152 IF(INTCL-50) 141, 151, 141
141 ICLIC=1
GO TO 154
151 ICLIC=0
154 CALL TRACA(DADO, ICLIC, AMP, ALAT, INTCL)
IF(ICO) 53, 54, 53
53 X(I)=0.0
Y(I)=0.0
GO TO 57
54 X(I)=AMP
Y(I)=ALAT
57 I=I+1
INTCL=INTCL-10
IF(INTCL) 88, 99, 88
66 READ(1, 30) CABE
GO TO 5
END
ENDS
```

O programa ECOG é similar ao apresentado, com a omissão de algumas instruções e com pequena modificação na lógica.

REFERÊNCIAS

1. E.Gardner, D.J. Gray e R.O'Rahilly, Anatomia, Trad. 2<sup>a</sup> Ed., Editora Guanabara Koogan, 1967.
2. H.Hungria, Manual de Otorrinolaringologia, 3<sup>a</sup> Ed., Editora Guanabara Koogan, 1973.
3. B.J.Melloni, "Plates on the internal ear" em: An atlas of some pathological condition of the eye, ear and throat, Abbott Laboratories.
4. R. Thompson, Foundations of Physiological Psychology, Harper & Row, 1967.
5. A.B.M. Machado, Neuroanatomia Funcional, Livraria Atheneu S/A, 1974.
6. M.H.Goldstein, JR., "The auditory periphery", em Medical Physiology, V.Mountcastle Ed., vol. I, capítulo 64, Mosby, 1974.
7. H.Davis, "Excitation of auditory receptors", em Handbook of Physiology, H.W. Magoun Ed., Vol. 1, cap. 23, The Williams & Wilkins Co., 1959.
8. A.R. Møller, "Acoustic reflex in man", The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 34, nº8, Part 2, pp. 1524 - 1534, September 1962.
9. D.C. Teas, D.H.Eldredge e H.Davis, "Cochlear responses to acoustic transients: an interpretation of whole-nerve action potentials", The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 34, nº 8, Part 2, PP 1438-1459, September 1962.
10. J.P. Legoux e Annick Pierson, "Investigations on the sources of whole-nerve action potentials recorded from various places in the guinea-pig cochlea", The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 56, nº 4, pp 1222-1225, October 1974.
11. E.A. Daigneault, "Source of the P<sub>1</sub> component of the cochlea round window recording", Acta Otolaryngologica (Stockh), vol. 77, pp 405-411, June 1974.



12. N. Y-S. Kiang, T.Watanabe, E.C.Thomas e L.F.Clark, "Discharge patterns of single fibers in the cat's auditory nerve", Research Monograph nº 35, MIT Press, 1965.
13. W.T. Peake, M.H. Goldstein e N. Y-S. Kiang, "Responses of the auditory nerve to repetitive acoustic stimuli", The Journal of the Acoustical Society of America, vol. 34, nº 5, pp. 562-570, May 1962.
14. Aram Glorig, Ed., Audiometry: Principles and Practices, The Williams & Wilkins Co., 1965.
15. Joaquina Fernandes Vieira, "Disacusia Neurosensorial", publicação da Fac. Med. USP, Hospital das Clínicas, 1974.
16. J.E.R. Barbosa, O.C. Lopes Fº. e A.C.C.Borges, "Avaliação da criança surda", Rev. Brasileira de Otorrinolaringologia, vol. 41, nº3, pp 219-231, 1975.
17. Peters AP61 Handbook, publicado por Alfred Peters & Sons Limited, Inglaterra.
18. O.C.Lopes Fº. e S.R.Schievano, "Predição do limiar auditivo por meio da impedanciometria", Rev. Brasileira de Otorrinolaringologia, vol. 41, nº3, pp 238-246, 1975.
19. Clinical Manual of Electrical Response Audiometry, Editado por Madsen Electronics, 1974.
20. H.Davis, "Auditory response evoked in the human cortex", em Ciba Foundation Symposium on Hearing Mechanisms in Vertebrates, 1968.
21. K.Hecox e R.Galambos, "Brain stem auditory evoked response in human infants and adults", Arch. Otolaryngology, Vol. 99, pp 30-33, Jan. 1974.
22. T.W.Picton, S.A. Hillyard, H.I.Krausz e R.Galambos, "Human auditory evoked potentials, I: evaluation of components", Electroencephalography and Clinical Neurophysiology, vol.36, nº 2, pp 179-190, Febr. 74.
23. J-M Aran, L'electrocochleogramme,
  - I - Principe et Technique, 1971
  - II - Resultats, 1971
  - III - Interpretation, 1972
 Cahiers de la Compagnie Française d'Audiologie, vols.12,13 e 14, Paris.

24. F.C.R.Reverbel, "Estudos e desenvolvimento de um sistema para detecção de sinais da cóclea", Relatório nº2 à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, editado na EPUSP-DEE, 1975.
25. R.P.Borda e J.D.Frost Jr., "Error reduction in small sample averaging through the use of the median rather than the mean", *Electroencephalography & Clinical Neurophysiology*, vol.25 , pp. 391-392, 1968.
26. J.S. Bendat e A.G.Piersol, *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*, Wiley-Interscience, 1971
27. W.T.Peake e N. Y-S. Kiang, "Cochlear responses to condensation and rarefaction clicks", *Biophysical Journal*, vol.2, nº1,1962.
28. N. Y-S. Kiang, M.H. Goldstein e W.T.Peake, "Temporal coding of neural responses to acoustic stimuli", *Ire Transactions on Info.Theory*. vol. IT-8, nº2, pp. 113 -119, Febr. 1962.
29. "E.Co.G. - basic principles and clinical applications", *Acta Otolaryngologica*, Supplement 316, Leiden, Stockholm, Sweden, 1974.
30. Hewlett-Packard Medical - Electronics Division, "Patient safety", Application Note 718, 1971.
31. Siemens Medical - Engineering Group, "Safety of electromedical equipment", *Electro-medica* 3, 1973.
32. Hélio Creder, *Instalações Elétricas, Livros Técnicos e Científicos Editora S.A./MEC*, 1974.
33. H.C. Hansen, "On signal to noise ratio of tape recorders" , *Bruel & Kjaer Technical Review*, nº 2, pp. 3-12, 1974.
34. J.A.Howard e L.N. Ferguson, "Magnetic tape recording handbook", Hewlett-Packard Application Note Number 89, reprint 1970.
35. A.F.Kohn, "Filtros Ativos: passa-baixos, tipo Butterworth", apostila do curso de Laboratório de Comunicações I, do DEE, EPUSP, 1974.
36. Hewlett-Packard 21MX Computer Series, Reference Manual, May 1974.
37. A Packet Guide to Interfacing HP Computers, March 1973 (for HP 2100) and April 1970 (for HP 2116).

38. Hewlett-Packard Basic Control System, February 1968.
39. D.E.Crowley, H.Davis & H.A.Beagley, "Survey of the clinical use of electrocochleography", The Annals of Otology, Rhinology and Laringology, vol. 84, pp 297-307, n93, part 1, May -June 1975.