

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DESENVOLVIMENTO DE UM PROMEDIADOR
PARA PROCESSAR POTENCIAL
NEURAL EVOCADO

EDUARDO TAVARES COSTA

Orientador: Prof. Dr. WANG BINSENG

108/84

*Este exemplar corresponde à
redação final de tese dispu-
tida por Eduardo Tavares
Costa e aprovada pelo
comitê julgador em
08/01/1985.*

Donna Lins

Tese de Mestrado apresentada à
Faculdade de Engenharia de Cam-
pinas da Universidade Estadual
de Campinas

- DEZEMBRO 1984 -

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Este trabalho não seria concluído sem o estímulo, a compreensão, e o amor a mim devotados pela minha querida esposa

SÔNIA MARIA

a quem devo um agradecimento especial e é dedicado este trabalho.

Este trabalho é dedicado
ainda a meus pais

HÉLIO E MARIA

e a todos os meus irmãos
e familiares.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Wang Binseng, meu orientador, pelo estímulo, paciência e orientação em todas as fases deste trabalho.

À Profa. Dra. Maria Adélia Collier Farias, pelo apoio e incentivo.

Ao Prof. José Wilson Magalhães Bassani, pelo apoio e amizade, além das valiosas sugestões, que muito contribuíram para o término deste trabalho.

À Profa. Vera Lúcia da Silveira Nantes Button, pela colaboração no desenvolvimento das rotinas matemáticas.

Ao Prof. Dr. Nubor O. Facure e ao Dr. Carlos Alberto Guerreiro, do Departamento de Neurologia da F.C.M. da Unicamp, pela paciência com que esperaram a construção do protótipo.

Ao Dr. Ariovaldo Armando da Silva, da Clínica de Otologia do HC-UNICAMP, e da Clínica de Otorrinolaringologia do Instituto Penido Burnier, pela assistência prestada na fase inicial de testes com voluntários.

À Profa. Dra. Vera Maura Fernandes de Lima, responsável pelo Laboratório de Bio-acústica do Departamento de Fisiologia da Faculdade de Medicina de Ribeirão Preto - USP, pelo apoio, assistência e análise dos resultados obtidos, e também pela facilitação do uso dos equipamentos de seu laboratório para os testes comparativos do promediador. À Profa. Vera e a seus pais devo um agradecimento especial.

Ao Sr. Flávio Del'Vecchio, técnico biólogo, e ao Eng^o estagiário Alberto Moreira Jorge Júnior, do Laboratório de Bio-acústica do Departamento de Fisiologia da FMRP-USP, pelo apoio na realização dos testes comparativos.

Ao Eng^o Analdo de Oliveira Monteiro, pelas valiosas contribuições na parte analógica do protótipo construído e pelo apoio na realização dos testes comparativos.

Ao Eng^o Dârcio de Almeida Amaral, que muito me apoiou, auxiliando-me no início deste trabalho.

Aos Eng^{os}. Luciano Baracho Rocha, Carlos Carneiro Bottesi e Carlo Giuliano, pela troca de idéias e sugestões que contribuíram para o término deste trabalho.

Ao Sr. Alexandre Henrique Hermeni, técnico em eletrônica do CEB-UNICAMP, pelo apoio e sugestões.

A todos os companheiros do Centro de Engenharia Biomédica, em especial o Engº Ícaro Frederico Bellentani, pela amizade e apoio.

Ao Prof. José Raimundo de Oliveira, do Laboratório de Sistemas e Microcomputadores (LS/M), do DEE/FEC, pela facilitação do uso do LS/M na fase inicial de desenvolvimento dos programas de controle do promediador.

À Srta. Luiza Maria de Campos, pelo excelente e paciente trabalho de desenho dos circuitos esquemáticos de figuras contidas nesta dissertação.

À Sra. Regina de Fátima Berrilli Gomes e à Sra. Susana de Oliveira Castro Ortiz, pelo ótimo trabalho de datilografia executado.

Ao CNPq e à FAPESP, pela concessão de bolsa de Mestrado, e ao CNPq e à FINEP, pelo auxílio financeiro, sem o qual dificilmente este trabalho seria concluído.

RESUMO

O diagnóstico clínico no campo neurológico tem-se baseado quase sempre na história, no exame físico, na visualização de estruturas anatômicas com emprego de equipamentos de custo muito elevado, e na descrição do distúrbio neurológico pelo próprio paciente. Potenciais evocados são potenciais elétricos registráveis perto de grupos de células nervosas após a aplicação de um estímulo externo apropriado a cada sistema sensorial. Estes potenciais, registrados de maneira não-invasiva, permitiram o avanço nos estudos e testes das funções sensoriais, bem como a criação de procedimentos clinicamente aplicáveis para o diagnóstico de distúrbios neurosensoriais.

Os potenciais evocados possuem pequena amplitude (variam de décimos de microvolts a dezenas de microvolts) e, portanto, são frequentemente mascarados pela presença de outros potenciais (neurais e não-neurais) de maior amplitude. Por ter relação sinal/ruído muito baixa, é necessária a utilização de instrumentos onde são implementadas técnicas de processamento de sinais para se extrair o sinal do ruído.

Neste trabalho, apresenta-se o projeto e a construção de um equipamento (promediador) baseado num microprocessador de 8 bits, tendo sido implementado o método do cálculo da média síncrona, ou promediação. O promediador consiste de: um microprocessador 8085A; 2k "bytes" de memória EPROM onde estão armazenados os programas residentes; 3k "bytes" de memória RAM (memória de dados da soma ou da média); 3 interfaces de comunicação paralela (8255); um sistema de conversão A/D, com circuito gerador de frequências de amostragem, amplificador e filtro; e um sistema de conversão D/A com interface de saída e circuito de controle do sistema.

A cada estímulo aplicado, são adquiridos e processados 512 pontos da resposta a este estímulo. O número de estímulos aplicados é mostrado num "display" de 5 dígitos e o resultado do segmento médio ou da soma intermediária é mostrado num osciloscópio. O usuário pode solicitar: a) zerar memória; b) iniciar processamento; c) parar processamento; e d) calcular média. Pode ainda selecionar: a) ganho do amplificador; b) frequência de corte do filtro; c) frequência de amostragem; d) número de estímulos; e) escalamento do sinal de saída; e f) atraso do sinal de sincronismo vindo do estimulador.

Além dos testes de bancada, com sinais artificiais, o protótipo foi testado com animais e com voluntários, sendo obtidos potenciais evocados auditivos de tronco cerebral e de cortex não-específico. Os resultados obtidos são praticamente análogos aos obtidos com um equipamento importado, demonstrando que foram atingidos os objetivos propostos.

ABSTRACT

Clinical diagnosis in neurology have been based almost always on medical history, physical examination, imaging of anatomical structures through expensive equipments, and description of neurological deficiencies by the patient himself. Evoked potentials are electric potentials which can be recorded from nerve cells after the application of external stimulus, appropriate to each sensory system. These potentials, obtained noninvasively, brought progress in studies and testing of sensory functions, as well as the invention of clinical procedures applicable to the diagnosis of neurosensory disorders.

Evoked potentials have small amplitudes (from fraction of microvolts to tens of microvolts), thus are often masked by other potentials (neural and nonneural) of greater amplitude. Being small the signal-to-noise ratio, it is necessary to use specialized instrumentation to extract the former from the latter.

In this thesis is presented the design and the construction of a equipment (averager) based on an 8-bit microprocessor, on which the method of synchronous averaging was implemented. The averager is composed of: an 8085A microprocessor, 2k bytes of EPROM (where is located the system software), 3k bytes of RAM (for data), 3 parallel communication interface (8255), a 10-bit A/D converter system, a circuitry for generating sampling frequencies, amplifiers and filters, a D/A converter with output interface, and a control circuit.

After application of each stimulus, 512 points of response are acquired and processed. The number of stimuli applied is presented on a 5-digit display, and the result of averaging, or the intermediate summation, is presented on an oscilloscope. The user can: a) zero the contents of the memory; b) initiate the processing; c) stop the processing, and d) compute the average. Furthermore, he can also select: a) the gain of the amplifier; b) the cut-off frequency of the filters; c) the sampling frequencies; d) the number of stimuli to be processed; e) the output gain; and f) the delay to be applied after the arrival of the synchronising signal.

Besides bench tests with artificial signals, the prototype was tested with animals and volunteers, with the recording of auditory evoked potentials from the brainstem and nonspecific cortex. The results obtained are very similar to those obtained with an imported equipment, thus proving that the goals proposed were met.

ÍNDICE

Capítulo 1 - INTRODUÇÃO	1
Capítulo 2 - O POTENCIAL NEURAL EVOCADO	4
2.1. A ORIGEM DO POTENCIAL EVOCADO	4
2.2. OS POTENCIAIS EVOCADOS SOMATOSENSORIAIS (p.e.s.) ...	8
2.3. OS POTENCIAIS EVOCADOS VISUAIS (p.e.v.)	11
2.4. OS POTENCIAIS EVOCADOS AUDITIVOS (p.e.a.)	14
Capítulo 3 - MÉTODOS PARA ESTIMATIVO DO POTENCIAL EVOCADO	18
3.1. INTRODUÇÃO	18
3.2. O MÉTODO DA PROMEDIAÇÃO	18
3.3. O MÉTODO DA RESPOSTA MEDIANA	21
3.4. O MÉTODO DA FILTRAGEM DE "WIENER" A POSTERIORI	22
3.5. O MÉTODO DA PROMEDIAÇÃO SELETIVA	26
3.6. O MÉTODO DA SOMA CUMULATIVA	27
3.7. DISCUSSÃO DOS MÉTODOS PROPOSTOS	28
Capítulo 4 - PROJETO DO PROMEDIADOR	30
4.1. DETERMINAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS IDEAIS PARA O INSTRUMENTO	30
4.2. UMA VISÃO GLOBAL DO PROMEDIADOR	33
4.3. CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SINAL DE ENTRADA	37
4.4. CIRCUITO DE CONVERSÃO A/D E INTERFACE DE ENTRADA ...	39
4.5. CIRCUITO DE CONVERSÃO D/A E INTERFACE DE SAÍDA	45
4.6. MICROCOMPUTADOR	47
4.7. PROGRAMAS DESENVOLVIDOS	56
Capítulo 5 - TESTES COM O PROMEDIADOR	62
5.1. TESTES DE BANCADA	62
5.2. TESTES COMPARATIVOS	76
Capítulo 6 - DISCUSSÃO	89
Apêndice 1 - CONVERSÃO DA ESCALA DE TEMPO DO OSCILOSCÓPIO PARA A ESCALA DE TEMPO DO PROMEDIADOR	92
Apêndice 2 - CONVERSÃO DA ESCALA DE AMPLITUDE DO OSCILOSCÓPIO PARA A ESCALA DE AMPLITUDE DO PROMEDIADOR	94
Apêndice 3 - METODOLOGIA UTILIZADA NA FASE DE DESENVOLVIMENTO E TESTES DO PROMEDIADOR	97
Apêndice 4 - FONTES DE ALIMENTAÇÃO	100
Apêndice 5 - LISTA DE COMPONENTES ATIVOS UTILIZADOS NOS DIVERSOS CIRCUITOS DO PROMEDIADOR	102
Apêndice 6 - LISTAGEM DOS PROGRAMAS DESENVOLVIDOS	105
Apêndice 7 - MAPA DA MEMÓRIA DO PROMEDIADOR, DISPOSIÇÃO DOS COMPONENTES NAS PLACAS E FIAÇÃO TRASEIRA	116
Bibliografia	125

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O diagnóstico clínico no campo neurológico tem-se baseado quase sempre na história, no exame físico, e na descrição do distúrbio neurológico pelo próprio paciente. Os métodos clássicos utilizados pelos neurologistas no diagnóstico de problemas neurosensoriais envolvem instrumentação capaz de: 1) fornecer imagens do sistema nervoso, tais como os aparelhos de raio-X e, recentemente, o tomógrafo computadorizado, sendo que são de custo muito elevado e só permitem obter informações anatômicas; 2) fornecer informações eletrofisiológicas sobre o sistema nervoso, como o eletroencefalógrafo, sendo que as informações obtidas não são específicas de um determinado sistema sensorial, mas de todo o sistema nervoso central; e 3) fornecer informações psicofísicas, medindo-se as reações do paciente, envolvendo assim muita subjetividade. O desenvolvimento de instrumentação capaz de registrar potenciais elétricos relacionados com um determinado sistema sensorial, de maneira relativamente pouco invasiva, permitiu o avanço nos estudos e testes das funções cerebrais, e também a criação de procedimentos clínicos capazes de fornecer novas e objetivas informações sobre uma grande variedade de funções do sistema nervoso central (Starr, 1978). Estes potenciais, registrados, após a aplicação de um estímulo externo, tanto na coluna espinal (no caso de alguns potenciais somatosensoriais), quanto no couro cabeludo, são chamados de potenciais neurais evocados (Davis, 1976; Regan, 1975; Sokol, 1976; Perot, 1973; Zyporin, 1981).

Os potenciais evocados (p.e.) são medidas objetivas e quantitativas das funções sensoriais. Estabelecendo-se correlações entre os estímulos aplicados, a percepção sensorial, e a latência e a amplitude dos vários componentes dos p.e. para indivíduos normais, pode-se verificar as diferenças destas características quando se trata de indivíduos que apresentam distúrbios neurológicos e que são incapazes de descrevê-los (por exemplo, crianças com menos de 3 anos de idade, pacientes com deficiências mentais, pacientes com doenças psicossomáticas, etc.). Ainda, as mudanças nas formas de onda observadas podem ser úteis na localização de lesões ao longo das vias aferentes (Cracco e Cracco, 1976). A utilização dos p.e. pode também fornecer informações sobre os processos relacionados com a maturação do sistema nervoso (Desmedt et al, 1976).

Os potenciais evocados possuem pequena amplitude, podendo variar de menos de 0.1 μ V a até 60 μ V (Campbell e Kulikowski, 1972; Goff et al, 1966). Portanto, são frequentemente mascarados pela presença de potenciais (neurais e não-neurais) de maior amplitude (e.g., a atividade elétrica cerebral espontânea, da ordem de dezenas de microvolts). Em outras palavras, a relação sinal/"ruído"

(S/N) é geralmente muito baixa (por ruído se entende todos os potenciais que não estão relacionados com a aplicação do estímulo). Assim sendo, torna-se necessária a utilização de técnicas de processamento de sinais para aumentar esta relação. Vários métodos foram propostos para a estimativa do p.e., sendo que a maioria dos instrumentos encontrados no mercado utilizam o método do cálculo da média síncrona ou promediação ("averaging").

Para se obter o potencial neural evocado, foi projetado e construído um instrumento eletrônico, utilizando o método da promediação. Uma maneira de implementar este método seria por meio do uso de circuitos integrados digitais, sendo que seria dedicado a uma única tarefa e rapidamente tenderia a ser obsoleto. Outra maneira seria por meio do uso de um microprocessador, apresentando a vantagem de ser mais versátil, devido às facilidades de projeto de microcomputadores e também devido ao fato de que inovações futuras podem ser introduzidas modificando-se apenas o "software" e talvez alguns componentes de interface do microcomputador. Optou-se pelo uso do microcomputador para implementar o método da promediação. O intuito de se desenvolver este instrumento deve-se ao fato de que os existentes no mercado internacional são de custo elevado (20 - 30 mil dólares) e que há grande dificuldade de importação. Além disso, espera-se ter contribuído para o desenvolvimento da tecnologia nacional no setor de instrumentação médico-hospitalar.

O protótipo construído permite: a) determinar a existência de bloqueios da transmissão nervosa através de nervos e tratos; b) localizar lesões dentro do sistema nervoso; c) avaliar objetiva e quantitativamente as funções sensoriais; e d) avaliar o progresso do paciente durante o tratamento. Além disso, este instrumento poderá ser utilizado por médicos, biólogos e engenheiros no estudo dos potenciais evocados, com o objetivo de compreendê-los melhor (Davis, 1976-a; Celesia, 1968; Arezzo et al, 1979; Desmedt e Manil, 1970; Picton e Hillyard, 1974; Jewett, 1970; Cracco, 1973).

O protótipo construído deve ser utilizado junto com um pré-amplificador AC de boa qualidade, com ganho de pelo menos 1000, e também com um osciloscópio para visualização do sinal promediado. As principais características do protótipo são:

- ganhos do amplificador: 10; 100; ou 1000
- frequências de corte do filtro p.b.: 0,25; 0,5; 1,0; 2,5; 5,0; ou 7,5 KHz
- frequências de amostragem: 0,5; 1,0; 2,0; 5,0; 10,0; ou 20,0 KHz
- número de pontos de cada segmento: 512
- atraso de sincronismo: 0; 1; 2; 5; 10; 20; 50; 100; 200; 500; ou 1000 ms
- resolução do conversor A/D: 10 bits
- resolução do conversor D/A: 8 bits
- número de estímulos: 32; 64; 128; 256; 512; 1024; 2048; 4096; 8192; 16384 (p

de-se parar em qualquer instante)

- comandos no painel: PARAR; INICIAR; ZERAR MEMÓRIA; CALCULAR MÉDIA
- microcomputador: CPU 8085A
 - 2 k bytes de memória EPROM
 - 3 k bytes de memória RAM
 - 3 interfaces periféricas 8255

CAPÍTULO 2

O POTENCIAL NEURAL EVOCADO

2.1. A ORIGEM DO POTENCIAL EVOCADO

O sistema nervoso é uma coleção de células nervosas especializadas, chamadas neurônios, cuja função é receber estímulos vindos de células especializadas chamadas receptores, processar estas informações e produzir respostas através de outras células especializadas chamadas efetores (células musculares, células secretoras). O sistema nervoso controla o comportamento do organismo interno e atua sobre o ambiente externo.

Os neurônios mostram grande variedade de forma, porém possuem certos traços em comum: existe um corpo celular que contém o núcleo e, projetando-se deste corpo, um grande número de finas fibras, frequentemente ramificadas. As fibras emanadas do corpo celular são de dois tipos: um número muito grande de fibras curtas e ramificadas, chamadas dendritos (do grego *dēndron* - árvore); e um tipo de fibra mais longa, chamada axônio. Os dendritos em sua maioria têm menos que 1 mm de comprimento, ao passo que os axônios podem atingir mais de um metro. Dá-se o nome de nervo ao conjunto de centenas ou milhares de axônios, cada um originário de um neurônio diferente, englobados num feixe de fibras. Os corpos celulares dos neurônios localizam-se no cérebro e na medula espinhal, e em algumas outras regiões do corpo em agregações denominadas gânglios (do grego *gāgglion* - inchamento).

As células nervosas e seus prolongamentos fazem contacto com outras células nervosas através de regiões especializadas denominadas sinapses. As sinapses podem ser químicas ou elétricas, e podem ocorrer tanto no corpo celular como nos dendritos. Na sinapse elétrica, as células são eletricamente acopladas, de modo que uma variação de potencial elétrico numa célula pode causar uma variação de potencial na outra célula. Na sinapse química, a distância entre uma célula e outra nestas regiões, é normalmente maior ou igual a 200 Å (enquanto na sinapse elétrica a distância é de 20 a 30 Å). À chegada de um impulso nervoso nesta região, é liberada uma substância química denominada neurotransmissor, que pode fazer gerar um outro impulso nervoso no neurônio seguinte e, assim, a informação é transmitida de um para outro neurônio. Na sinapse química a propagação da informação é feita sempre num mesmo sentido, ou seja, de um terminal de axônio, onde é liberado o neurotransmissor, para outro neurônio, e nunca no sentido inverso.

Verifica-se assim que um neurônio pode ter muitas entradas, que

seriam as sinapses ocorrendo no corpo celular ou nos dendritos, e uma única via de saída (pelo axônio). O axônio normalmente termina numa ramificação, podendo também fazer contacto com um ou mais (até milhares) neurônios (ver figura esquemática do neurônio na figura 2.1). Pela figura vê-se ainda que o axônio é coberto por uma camada delgada de uma substância lipídica denominada mielina. A mielina interrompe-se a intervalos de frações de milímetros, conhecidas como nódulos de Ranvier.

Costuma-se dividir o sistema nervoso em duas partes principais: o Sistema Nervoso Central (SNC) e o Sistema Nervoso Periférico (SNP). O SNP contém os axônios, agrupados em feixes, formando os nervos periféricos. Estes nervos periféricos têm a função de transmitir sinais que vêm dos receptores para o SNC (são as chamadas vias aferentes), e as mensagens ou respostas do SNC para as células efectoras (são as chamadas vias eferentes). As concentrações de células nervosas distribuídas pelo corpo (os gânglios autonômicos), têm uma relativa independência do controle cerebral e fazem a regulação automática dos órgãos internos e da circulação sanguínea. O SNC é composto pelas células nervosas da medula espinhal e do cérebro.

Observações eletrofisiológicas mostraram que a atividade nervosa é acompanhada por variações elétricas. Quando um órgão sensor está ativo (foi estimulado de alguma forma), ou quando o cérebro envia uma ordem, impulsos elétricos podem ser detectados na fibra nervosa apropriada (Hodgkin, 1971). Estes impulsos elétricos, ou impulsos nervosos, atingem uma amplitude pico-a-pico de aproximadamente 100 mV e suas características não são alteradas. Este impulso nervoso é comumente chamado de Potencial de Ação (P.A.), caracteriza-se por ser uma variação de potencial elétrico tipo "tudo-ou-nada" (ou seja, ocorre ou não ocorre, podendo sinalizar evento), e se propaga ao longo do axônio.

O meio interno do axônio mantém-se num potencial de repouso (aproximadamente 70 mV) que é negativo em relação ao meio externo. Isto é devido à grande concentração de íons-potássio (K^+) no interior do axônio e à permeabilidade da membrana a este íon. A membrana que envolve o axônio age como uma barreira e impede que os íons da solução interna se misturem com os da solução externa. Ao ser aplicado um pulso de corrente no axônio, há uma variação local do potencial de membrana que, atingindo um valor limiar, gera o potencial de ação. Durante o P.A., há uma variação na permeabilidade da membrana à passagem de íons, havendo um influxo de Na^+ e um efluxo de K^+ . Esta alteração local nos potenciais interno e externo do axônio faz com que haja correntes elétricas da região ativa para regiões inativas, estabelecendo circuitos locais de corrente. Subsequentemente as regiões inativas se tornam ativas, modificando a permeabilidade da membrana nesses locais e, desta maneira, por meio de sucessivas regenerações, o P.A. propaga-se ao longo do axônio (Katz, 1966).

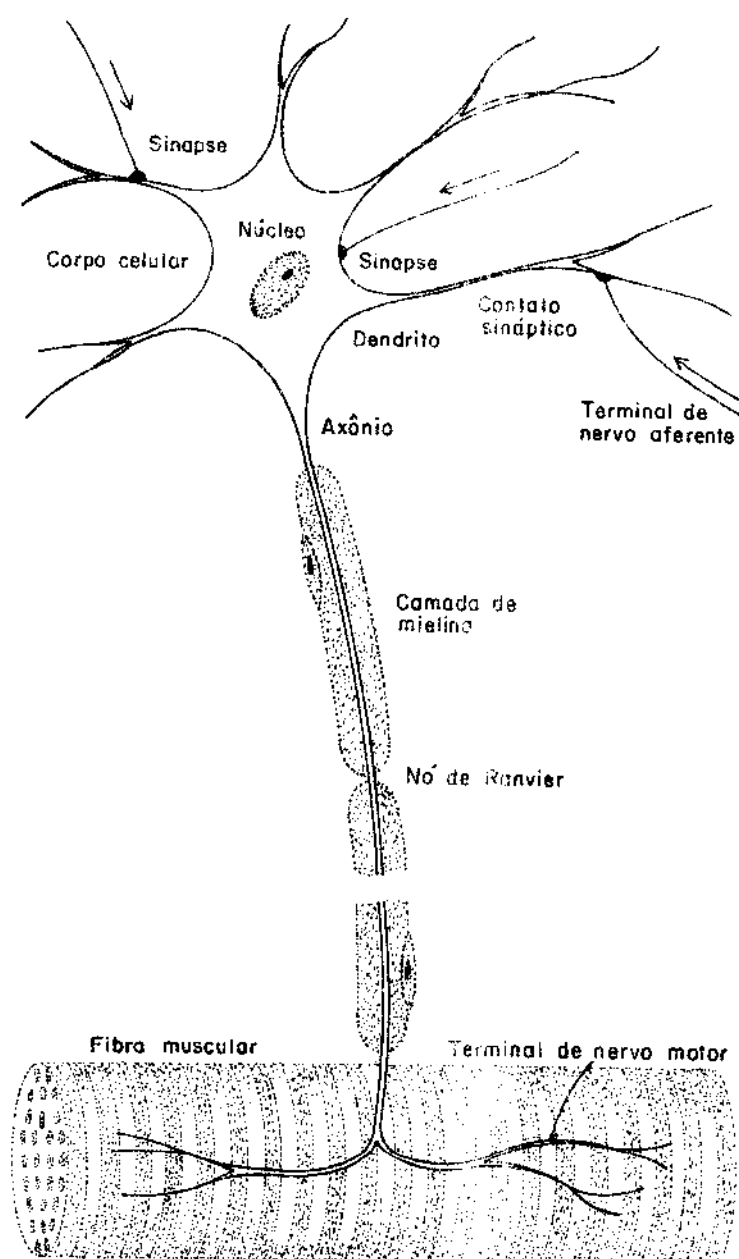


Fig. 2.1. Diagrama de uma célula nervosa (neurônio motor), mostrando alguns pontos de contato sináptico sobre o corpo celular e os dendritos, o axônio (interrompido para mostrar que é bastante longo), e os terminais nervosos numa fibra muscular. (modificado de Katz, 1966)

Verificou-se que o P.A. pode ser detectado tanto intracelularmente (colocando-se um microeletrodo dentro do axônio) quanto extracelularmente (colocando-se eletrodos sobre a superfície do axônio). Devido ao pequeno diâmetro das fibras nervosas aferentes (0.1 μm a 22 μm), torna-se muito difícil isolá-las de um feixe nervoso para serem estudadas. Ao aplicar-se um estímulo elétrico no nervo, detecta-se uma resposta eletrofisiológica extracelular, resultante da ativação simultânea de todas ou algumas das fibras que compõem o nervo. Esta resposta eletrofisiológica, que é a soma algébrica dos P.A. das fibras individuais, é o chamado Potencial de Ação Composto (P.A.C.) (Erlanger e Gasser, 1938).

O mecanismo da propagação do P.A. no nervo foi descrito como sendo do resultante do efeito de correntes iônicas através da membrana e do meio que a envolve. Por este mecanismo, o local da despolarização "move-se" até que toda a fibra nervosa (e, em alguns casos, fibras adjacentes), tenha sido ativada. Devido ao fato de que a atividade da membrana gera correntes nas vizinhanças da região ativa, haverá correntes em todo o meio que a envolve. Esta região é chamada de Volume Conductor, e os tecidos que suportam estas correntes são chamados de Fontes Ativas. Eletrodos colocados dentro deste volume condutor captam o potencial elétrico total que é produzido pela soma de todas as fontes ativas. A atividade elétrica cerebral, por exemplo, pode ser detectada com eletrodos implantados subcorticalmente, ou mesmo com eletrodos colocados sobre a superfície do couro cabeludo (Plonsey, 1969). Os potenciais assim detectados podem ser espontâneos ou podem ter relação com algum estímulo externo ao qual se deseja associar uma resposta. Assim, eletrodos colocados sobre a superfície corpórea captam potenciais elétricos gerados dentro de um volume condutor e, geralmente, têm pequena amplitude (são da ordem de décimos de microvolts a dezenas de milivolts), necessitando de processamento adequado do sinal para serem observados.

Ao se estimular um nervo periférico, por exemplo o nervo mediano (na superfície do pulso), a resposta ao estímulo pode ser detectada tanto ao longo do braço, quanto já a nível do SNC (na superfície da coluna espinal e do couro cabeludo). Verifica-se que esta resposta tem as características de um potencial gerado por um volume condutor e, dependendo do lugar de detecção do sinal, a sua forma de onda e características variam consideravelmente. Dependendo ainda do sistema sensorial que está sendo estimulado (somatosensorial, auditivo ou visual), a resposta ao estímulo tem características próprias (amplitudes, formas de onda, latência, etc.). Estas respostas são chamadas de Potenciais Neurais Evocados (p.n.e.), ou simplesmente Potenciais Evocados (p.e.), por serem provocados por estímulos adequados a cada sistema sensorial.

2.2. OS POTENCIAIS EVOCADOS SOMATOSENSORIAIS (p.e.s.)

2.2.1. Estimulação e captação dos p.e.s.

Os potenciais evocados somato sensoriais são respostas eletrofisiológicas das vias nervosas somato sensoriais provocadas por choques elétricos (pulsos de corrente com duração variável) à taxas de estimulação variáveis (Cracco, 1973; Desmedt e Cheron, 1981), normalmente aplicados nos entroncamentos dos nervos periféricos (nervos mediano e peroneal com maior frequência). Para a utilização clínica dos p.e.s. deve-se estar atento ao fato de que esta estimulação é um pouco desconfortável para o paciente. Pela figura 2.2 pode-se ver a localização dos eletrodos de estimulação (nervo mediano do pulso), e também dos eletrodos de captação dos p.e.s.

Sempre referindo à figura citada, pretende-se comentar brevemente os diversos tipos de p.e.s., com respeito à região de captação dos mesmos:

1. Nervo periférico - são os p.e.s. gravados ao longo das vias aferentes do sistema nervoso periférico, normalmente nos entroncamentos nervosos (cotovelo e ombro), com eletrodos colocados sobre a pele. Estes p.e.s. são normalmente utilizados para verificar a velocidade de condução nervosa e a integridade das vias aferentes periféricas. Verificou-se que há relação entre velocidades de condução nervosa anormais e os p.e.s. gravados nas estruturas centrais do cérebro (Starr, 1978).
2. Coluna espinal e tronco cerebral - os primeiros p.e.s. do sistema nervoso central são os gravados ao longo da coluna espinal, com os eletrodos de captação colocados sobre a pele (Cracco, 1973). São normalmente de pequena amplitude ($< 1\mu V$) e são necessários vários segmentos para serem promediados e permitir uma boa visualização destes p.e.s. (pode-se chegar até 8000 segmentos). Permitem verificar e estimar a velocidade de condução nervosa da coluna espinal e também a maturação do sistema nervoso central. A origem dos componentes destes p.e.s. são ainda incertas, embora haja evidências de que eles derivam da atividade das fibras nervosas periféricas e das vias ascendentes do tronco cerebral, diencéfalo e vias somato sensoriais cerebelares (Starr, 1978).
3. Cortex sensorial - os p.e.s. gravados no couro cabeludo que ocorrem entre 15 e 65 ms depois da estimulação de um nervo periférico na sua extremidade superior parecem derivar da ativação de áreas sensoriais específicas dentro dos hemisférios cerebrais. Suas amplitudes são máximas quando gravados nas regiões do cortex cerebral sensorial-motor primário contralateral ao membro

POTENCIAIS EVOCADOS SOMATOSENSORIAIS

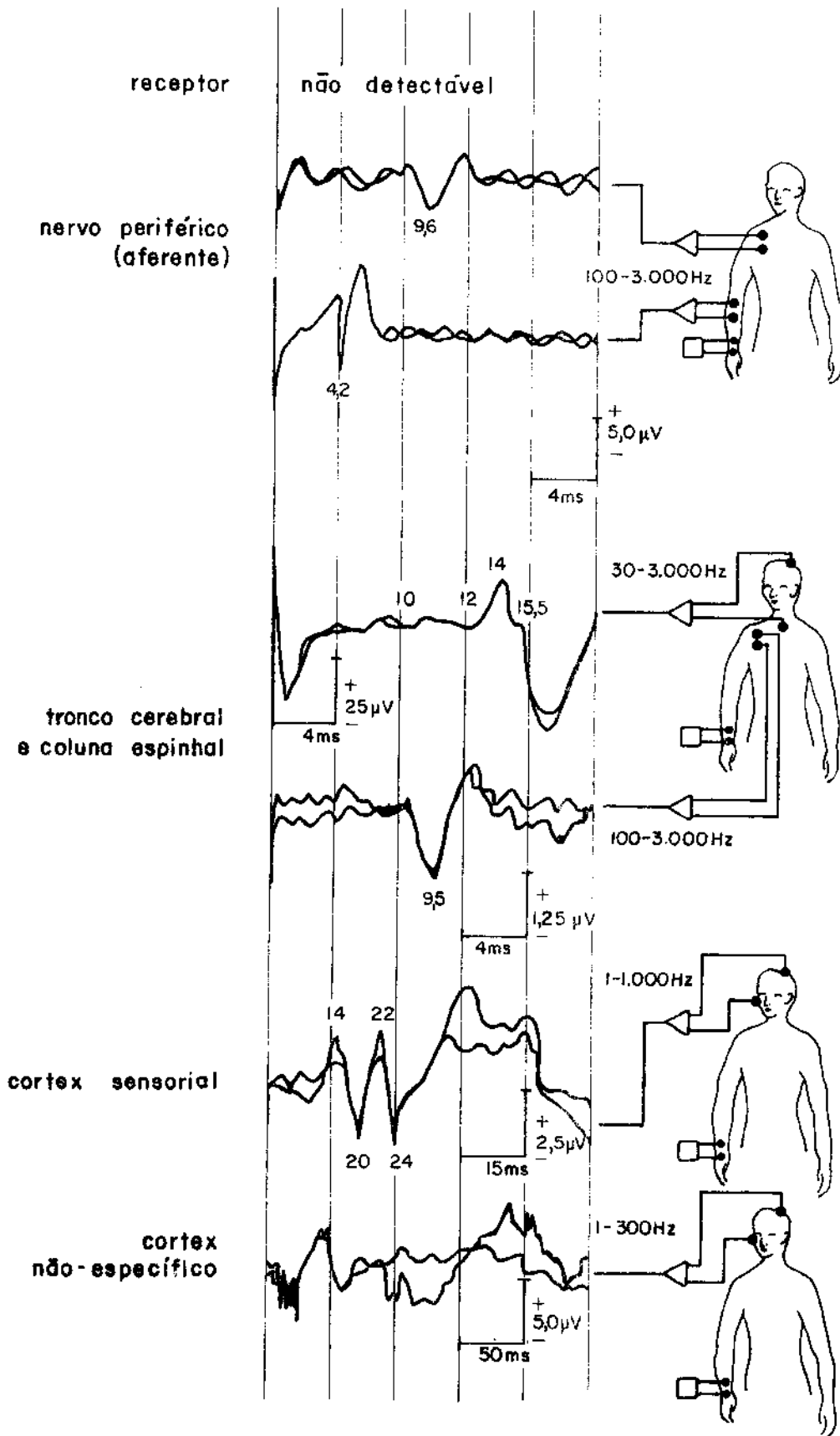


Fig. 2.2. Potenciais evocados somatosensoriais provocados por choques elétricos aplicados no pulso (sobre o nervo mediano). Observa-se as formas de onda nos diversos locais do SNP e SNC. (modificado de Starr, 1978)

estimulado (Starr, 1978).

4. Cortex não-específico - os p.e.s. que ocorrem 60 ms após a estimulação es tão distribuídos sobre os dois hemisférios cerebrais. Os componentes que surgem entre 65 e 100 ms parecem ser uma mistura de atividades neurais e musculares, enquanto que os que surgem entre 140 e 500 ms (latência longa) parecem ser de origem neural (Starr, 1978).

2.2.2. Variação nos p.e.s. devida à estimulação e às condições do indivíduo

Parece não haver grande influência a intensidade do estímulo nos p.e.s., apesar de ter sido verificado que as máximas amplitudes das respostas ao estímulo surgiram quando da aplicação de intensidades de corrente pouco acima do limiar para provocar pequenas contrações musculares. Verificou-se tam bém que a recuperação das funções dos p.e.s. devida à estimulação do nervo mediano requer entre 100 e 200 ms para completo retorno da amplitude dos componentes do cortex específico (latências menores que 65 ms), enquanto que os com ponentes de latência longa podem requerer até 3000 ms para completa recupera ção.

Verificou-se também que os estados em que o paciente se encontra (dormindo ou acordado, atento ou não, anestesiado, etc.) podem influir nas res postas aos estímulos. Por exemplo, o estado de sono pode influir nos p.e.s. com componentes de latência longa (> 100 ms) (Goff et al, 1966; Desmedt e Manil, 1970). Movimentos musculares da cabeça parecem contribuir com alguns com ponentes dos p.e.s. (particularmente entre 65 e 100 ms após a aplicação do es tímulo), bem como efeitos dos fatores de percepção tal como a atenção podem in fluir na amplitude dos p.e.s.

As fibras nervosas que são essenciais na detecção dos p.e.s. no couro cabeludo encontram-se na coluna posterior da medula e lemnisco medial. Indivíduos com lesão no tracto espinhal, que produz perda isolada das funções de dor e temperatura têm p.e.s. normais, enquanto que indivíduos com lesões na coluna espinhal, que produzem perda do senso de vibração e posição, têm p.e.s. al terados. Há ainda correlações evidentes entre p.e.s. gravados no couro cabeludo e a superfície cortical em que estão sendo gravados (Starr, 1978).

2.2.3. Utilidade clínica dos p.e.s.

Os indivíduos que apresentam neuropatias periféricas avançadas, nos quais são difíceis de detectar os potenciais de ação nervosos compostos, po dem ter sua velocidade de condução nervosa analisada medindo-se a latência do componente negativo inicial gravado no couro cabeludo dos p.e.s. provocados por

estimulação de diversos pontos do nervo periférico. Foi possível localizar o nível de patologia da coluna espinhal de crianças gravando p.e.s. ao longo da coluna espinhal (Cracco, 1975). Indivíduos que chegam aos hospitais totalmente inconscientes ou traumatizados podem ter as funções da coluna espinhal rapidamente verificadas gravando-se p.e.s. no couro cabeludo, sendo que p.e.s. normais indicam integridade das funções da coluna espinhal, enquanto sua ausência, latência prolongada ou amplitude diminuída alertam o neurologista para possíveis lesões na coluna espinhal. Pode-se utilizar os p.e.s. na monitoração de pacientes que sofreram intervenções cirúrgicas ao longo da coluna espinhal.

Lesões parciais nas vias somato-sensoriais, como as causadas por moléstias desmielinizantes podem ser associadas com um aumento na latência e diminuição dos p.e.s. gravados no couro cabeludo. Os p.e.s. podem também ser úteis na detecção de lesões não aparentes do sistema nervoso em indivíduos com suspeita de sofrerem de esclerose múltipla. Os efeitos de lesões cerebrais sobre os p.e.s. dependem da extensão e tipo da perda sensorial, do intervalo de tempo entre a lesão e o teste do potencial evocado, e do local da lesão. As lesões do hemisfério cerebral que resultam na perda de sensação (tato, dor, sensação de posição) são associados com a ausência de p.e.s. em ambos os lados do cérebro (hemisfério anormal e normal), quando o estímulo é aplicado a um membro com sensibilidade decrescente. Quando se estimulam os membros não afetados (sensibilidade normal), os p.e.s. aparecem nos dois hemisférios cerebrais (Starr, 1978).

2.3. OS POTENCIAIS EVOCADOS VISUAIS (p.e.v.)

2.3.1. Estimulação e captação dos p.e.v.

Os potenciais evocados do sistema visual são respostas eletrofisiológicas da retina e do nervo óptico a estímulos apropriados. Compreendem o eletroretinograma e os potenciais evocados visuais cerebrais. O eletroretinograma é uma resposta de massa da retina, e os potenciais evocados visuais cerebrais são respostas das áreas corticais a estímulos visuais. Os estímulos podem ser apresentados na forma de padrões (barras verticais ou horizontais, ou combinação de áreas claras e escuras), colocados numa tela de televisão ou projetados numa tela translúcida de modo apropriado, e também podem consistir de breves "flashes" de luz de alta intensidade. Podem ainda constituir-se de luzes coloridas. Para se conseguir os chamados "T-PEV" (p.e.v. transientes) utiliza-se baixas taxas de estimulação (até 2Hz). Quando se utiliza taxas relativamente altas (10Hz ou maior) de estimulação, a resposta apresenta um comportamento oscilante que permanece enquanto estiver sendo apresentados os estímulos,

o que indica uma condição aparentemente estável, sendo portanto referenciada como "S-PEV" (p.e.v. de "Steady-State") (Guideline for Clinical Evoked Potential Studies, 1984; Sokol, 1976; Starr, 1978). Pela figura 2.3. pode-se ver a localização dos eletrodos de captação e as respostas a "flashes" e a padrão xadrez. Sendo referida esta figura, comenta-se os p.e.v.:

1. Retina - os potenciais da retina ou eletroretinograma (ERG) provocados por um "flash" de luz difusa, podem ser detectados, sem promediação, por eletrodos colocados diretamente sobre a córnea. Também podem ser detectados com eletrodos colocados sobre a pele bem perto do olho, necessitando-se assim, de um promediador para "limpar" o sinal (Starr, 1978).
2. Nervo óptico e núcleo geniculado lateral - não se conseguiu obter p.e.v. ao longo das vias aferentes ascendentes, como se conseguiu com os p.e.s. e p.e.a., provavelmente devido à grande amplitude e longa duração dos potenciais da retina (Starr, 1978).
3. Cortex sensorial - os p.e.v. devidos a "flashes" de luz difusa ocorrem entre 40 e 145 ms após a estimulação e são captados sobre a área occipital do couro cabeludo. Há grande discrepância na literatura sobre latência, amplitude e até ocorrência destes componentes (Sokol, 1976; Starr, 1978). Os p.e.v. provocados por estímulos padrão (tipo xadrez) a uma taxa de 2Hz têm latência de aproximadamente 100 ms. A localização dos eletrodos não tem efeito sobre a latência dos p.e.v., enquanto que a localização do estimulador visual dentro do campo visual do indivíduo afeta a distribuição dos potenciais. Os S-PEV provocados por estimulação repetitiva têm três amplitudes máximas (em 10Hz; 16-18Hz; e 45-60Hz).

2.3.2 Variação nos p.e.v. devida à estimulação e às condições do indivíduo

Os p.e.v. provocados por "flash" de luz difusa são afetados tanto na latência quanto na amplitude ao se variar a luminância. A amplitude dos p.e.v. é afetada pelo foco do estímulo sobre a retina, o que não ocorre com a latência. O uso de lentes também afeta a amplitude do p.e.v. (decrece se forem usadas lentes para distorcer os padrões e aumenta se forem usadas lentes que corrigem os erros de refração).

Verificou-se que o estado de atenção pode reforçar certos componentes do p.e.v. (principalmente os que ocorrem entre 300 e 400 ms). Também há mudança nos p.e.v. devido à idade do indivíduo, sendo que em crianças a latência é maior e a amplitude é menor que nos adultos (Starr, 1978).

POTENCIAIS EVOCADOS VISUAIS

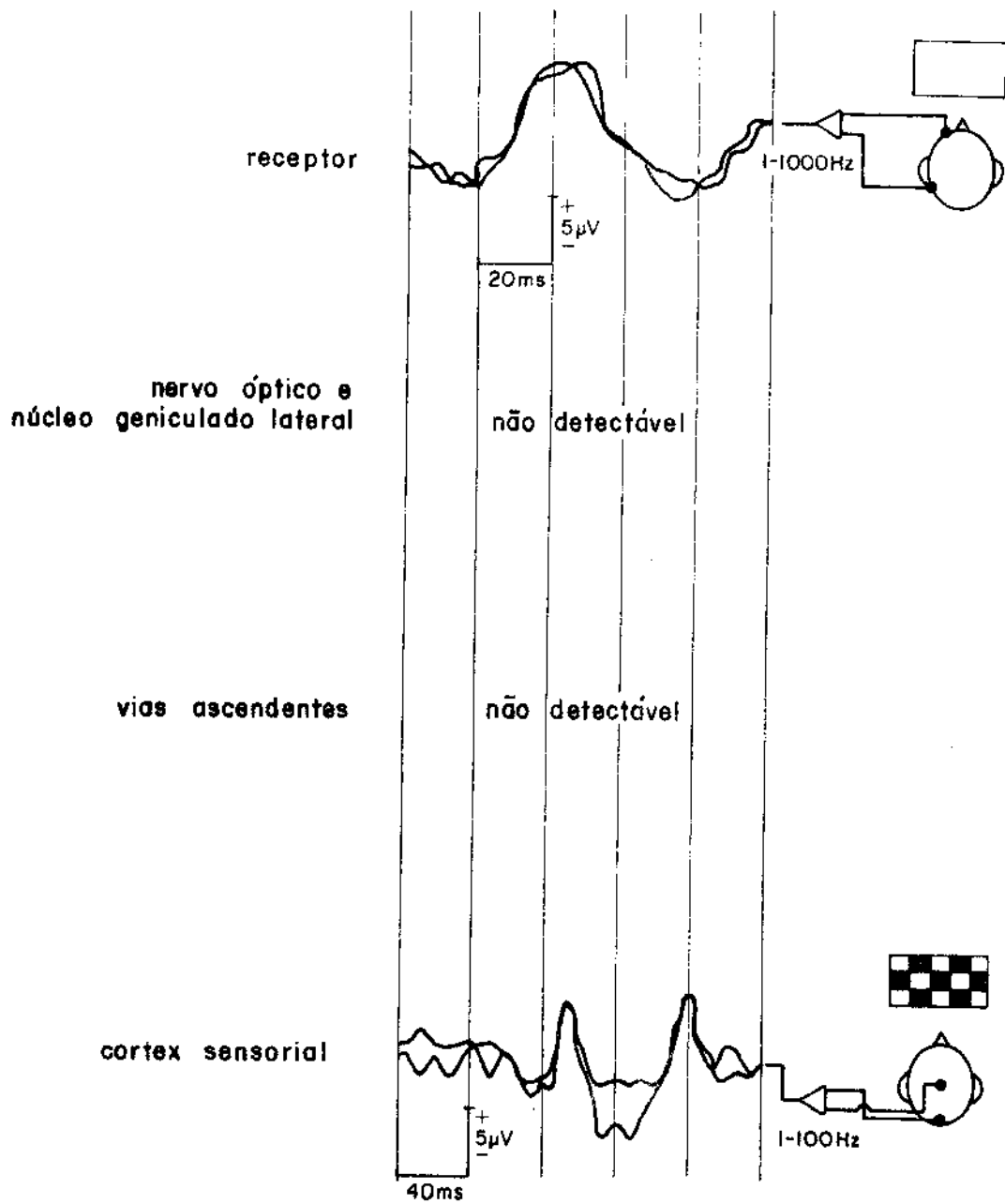


Fig. 2.3. Potenciais evocados visuais provocados por "flash" (p.e.v. de receptor) e por padrão xadrez (cortex sensorial).
(modificado de Starr, 1978)

2.3.3. Utilidade clínica dos p.e.v.

Os p.e.v. podem ser utilizados para avaliar objetivamente a acuidade visual, contribuindo para a seleção de lentes corretivas para crianças com erros de refração. Erros de astigmatismo também podem ser detectados utilizando estímulos apropriados. Foram encontradas anormalidades nos p.e.v. provocados por "flash" de luz difusa em indivíduos com perda de visão devido ao envolvimento do nervo óptico por tumores ou com desmielinização aguda. Indivíduos com esclerose múltipla também têm alterações de p.e.v., o que pode sugerir que um dos testes para diagnosticar esta enfermidade poderia ser a existência destas alterações nos p.e.v. Lesões centrais das áreas corticais visuais, produzindo defeitos no campo visual, também provocam alterações evidentes nos p.e.v.

A integridade do nervo óptico pode ser monitorada durante operações cirúrgicas em indivíduos com lesão orbital ou quiasmática. Foi mostrado que os p.e.v. crescem em amplitude após a retirada de tumores comprimindo o nervo óptico, e também o súbito aparecimento de p.e.v. em indivíduos com tumores na glândula pituitária, e que não tinham visão ou p.e.v. antes da operação (Starr, 1978).

2.4. OS POTENCIAIS EVOCADOS AUDITIVOS (p.e.a.)

2.4.1. Estimulação e captação dos p.e.a.

Os potenciais evocados auditivos são provocados por estalidos ou por "tone bursts", que podem variar em intensidade, frequência, taxa de repetição, tempo de subida, descida e platô do "tone burst", duração, ou apresentação do estímulo a um (monaural) ou aos dois (binaural) ouvidos (Davis, 1976; Starr, 1978). Pela figura 2.4 pode-se ver a localização do fone de ouvido e os p.e.a. captados nas diversas regiões do sistema nervoso auditivo. Com base nesta figura, que mostra os p.e.a. de pacientes normais, comenta-se a seguir os diversos p.e.a. e sua localização no sistema nervoso central:

1. Cóclea e VIII nervo - os potenciais do VIII nervo e o microfônico coclear podem ser detectados por um eletrodo colocado no ouvido médio, num exame chamado eletrococleografia. Estes mesmos potenciais podem ser detectados pela técnica da promediação, colocando-se os eletrodos de captação no canal do ouvido ou sobre o mastóide do ouvido estimulado. Têm pequena amplitude (aproximadamente 0.3 μ V) e latência curta (0.6 ms) (Starr, 1978).
2. Tronco cerebral - os p.e.a. do tronco cerebral podem ser provocados ou por

POTENCIAIS EVOCADOS AUDITIVOS

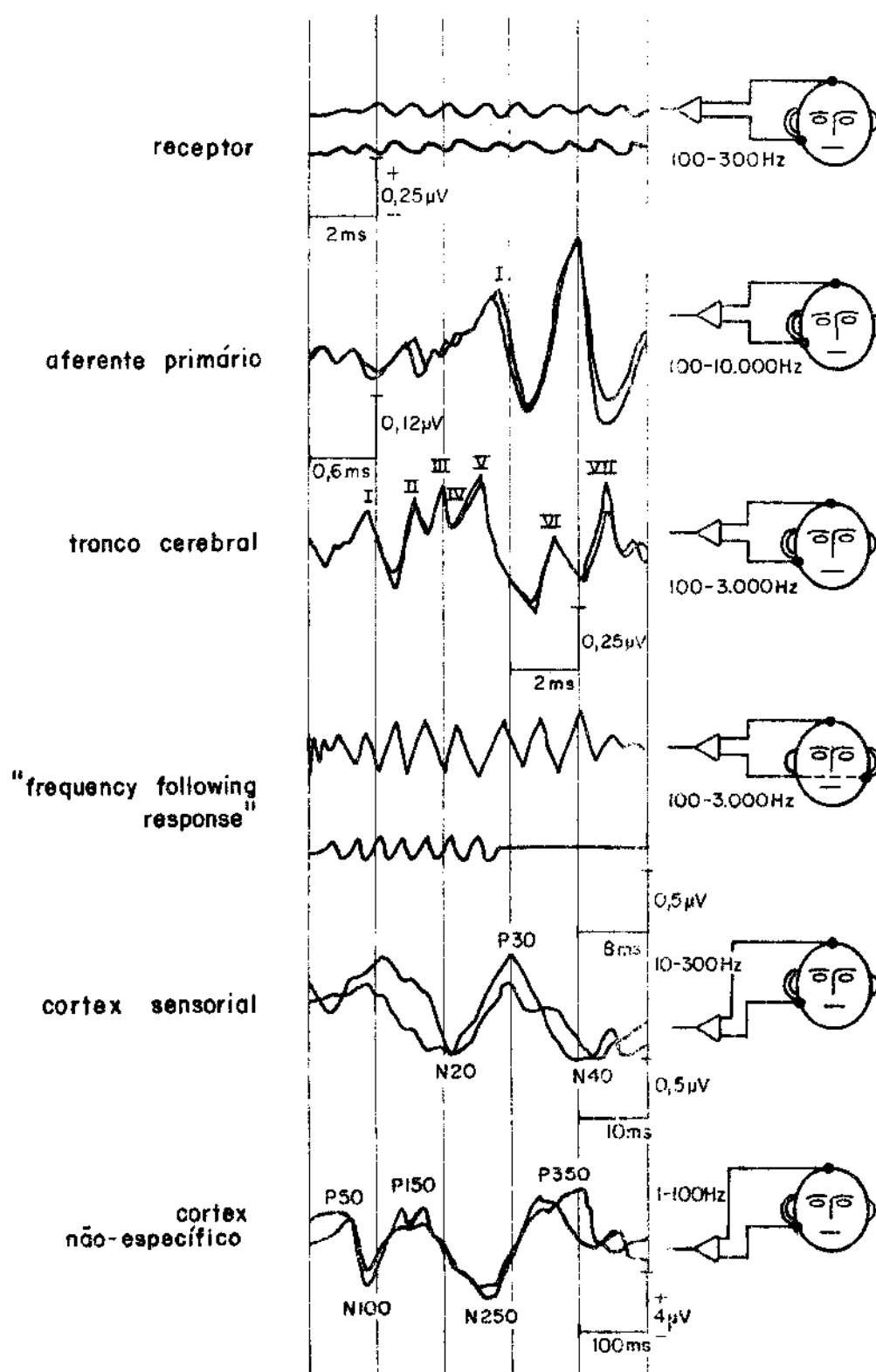


Fig. 2.4. Potenciais evocados auditivos provocados por estalidos e "tone bursts". Observa-se as formas de onda típicas para diversos locais do SNC.

(modificado de Starr, 1978)

estalidos ou por "tone bursts". Os estalidos provocam uma resposta de pequena amplitude ($<1.0\mu\text{V}$), dentro de 10 ms após a aplicação do estímulo. Necessita-se um mínimo de 2000 estímulos para se conseguir uma boa visualização do p.e.a. Os "tone bursts" de baixa frequência provocam outra forma de onda como resposta das vias ascendentes do nervo auditivo que é denominada FFR ("frequency following response"). Este potencial também tem pequena amplitude e pode ocorrer dentro dos primeiros 10 ms (após a apresentação do estímulo), e continuar por mais 15 ms. Ocorre na mesma frequência do estímulo na faixa abaixo de 1kHz (Starr, 1978).

3. Cortex sensorial - os p.e.a. ocorrendo entre 10 e 50 ms após a apresentação do estímulo são denominados componentes de latência média. Há evidências de que estes componentes sejam atividades elétricas talâmicas e as atividades auditivas primárias do cortex. Também têm pequena amplitude ($<2\mu\text{V}$) (Davis, 1976).
4. Cortex não específico - os p.e.a. de latência longa ocorrem entre 50 e 500 ms, têm grande amplitude (em relação aos demais p.e.a.) e são melhor provocados por "tone bursts" com um mínimo de 30 ms de duração (Davis, 1976).

2.4.2. Variação nos p.e.a. devida à estimulação e às condições do indivíduo

Todos os p.e.a. são afetados por um aumento de intensidade do estímulo. Há uma diminuição na latência e um aumento em amplitude de todos os potenciais. Também a frequência do estímulo influencia a resposta. Os p.e.a. do tronco cerebral são mais facilmente provocados por estalidos de 2kHz ou mais. Também a taxa de estimulação afeta os p.e.a. A amplitude dos primeiros componentes dos p.e.a. do tronco cerebral diminui sensivelmente quando a taxa de estimulação é maior que 20 Hz. Os p.e.a. de latência longa diminuem em amplitude se a taxa de estimulação for maior que 0.1 Hz.

O estado de atenção ao estímulo aumenta a amplitude dos p.e.a. de latência longa, mas não afeta nos outros tipos de p.e.a. O mesmo ocorre quando ao estado de sono do indivíduo. Há evidências de que diminui a latência dos p.e.a. do tronco cerebral com a maturação (Starr, 1978).

2.4.3. Utilidade clínica dos p.e.a.

Os p.e.a. podem servir como uma medida objetiva da audição (Davis, 1976). Os p.e.a. do tronco cerebral podem fornecer informações sobre o limiar e o tipo de perda auditiva. Deve-se utilizar os p.e.a. do tronco cerebral e p.e.a. FFR para se obter medidas acuradas de função coclear. Os p.e.a.

de latência média são úteis na definição da sensibilidade auditiva a uma larga faixa de frequências.

Variações de amplitude dos p.e.a. do tronco cerebral estão associadas com lesões da região específica apropriada das vias nervosas auditivas. Há evidências de que os p.e.a. podem ajudar, na clínica, a definição de neuro-ma acústico, tumores do tronco cerebral, e doenças desmielinizantes. Os p.e.a. do tronco cerebral podem ser usados na análise e monitoração das funções do tronco cerebral em pacientes em coma e, ainda, auxiliar na avaliação da chamada morte cerebral (Starr, 1978).

CAPÍTULO 3

MÉTODOS PARA ESTIMATIVA DO POTENCIAL EVOCADO

3.1 INTRODUÇÃO

O potencial neural evocado (p.e.) é um potencial elétrico registrável perto de células (ou grupos de células) nervosas após a aplicação de um estímulo externo, seja ele visual, auditivo ou tátil. Possui pequena amplitude podendo variar de décimos de microvolts a dezenas de microvolts (Yu e Mc-Gillen, 1983), e é frequentemente mascarado por outros potenciais, neurais e não neurais, o que não permite a sua visualização sem um processamento adequado para extraí-lo deste "ruído".

O potencial evocado pode ser definido como sendo a soma de: a) a atividade elétrica cerebral provocada pelo estímulo; b) o "ruído", ou a atividade elétrica cerebral não relacionada com o estímulo; e c) o "ruído" ou atividade elétrica não cerebral originada fora do sistema nervoso central (SNC) (por exemplo, movimentos musculares perto dos eletrodos de captação do p.e., ruídos introduzidos pelo equipamento eletrônico, etc.).

Vários métodos foram propostos para se obter a melhor estimativa da forma de onda do potencial evocado (Ruchkin e Glaser, 1976). Pretende-se neste capítulo discutir os seguintes métodos: a) promediação ("synchronous averaging"); b) resposta evocada mediana ("median evoked response"); c) filtragem de Wiener *a posteriori* (f.w.a.p.); d) promediação seletiva. Além destes métodos, quando o conjunto de formas de onda apresentam uma característica de não-homogeneidade, mas apresentam sub-conjuntos homogêneos, pode-se utilizar o método da "soma cumulativa" ("CUMSUM") para se estimar os potenciais evocados.

3.2 O MÉTODO DA PROMEDIAÇÃO

O método da promediação, também chamado de método do cálculo da média síncrona ou média coerente, consiste em: 1) aplicar uma série de estímulos idênticos; 2) dividir o potencial captado pelos eletrodos em segmentos consecutivos usando os instantes de aplicação do estímulo como delimitadores dos segmentos; e 3) determinar o segmento médio como sendo a média de todos os segmentos. A figura 3.1 ilustra este método.

O segmento médio é uma estimativa do valor esperado do p.e. se as seguintes condições se mantiverem: 1) o "ruído" é aditivo; 2) as contribui-

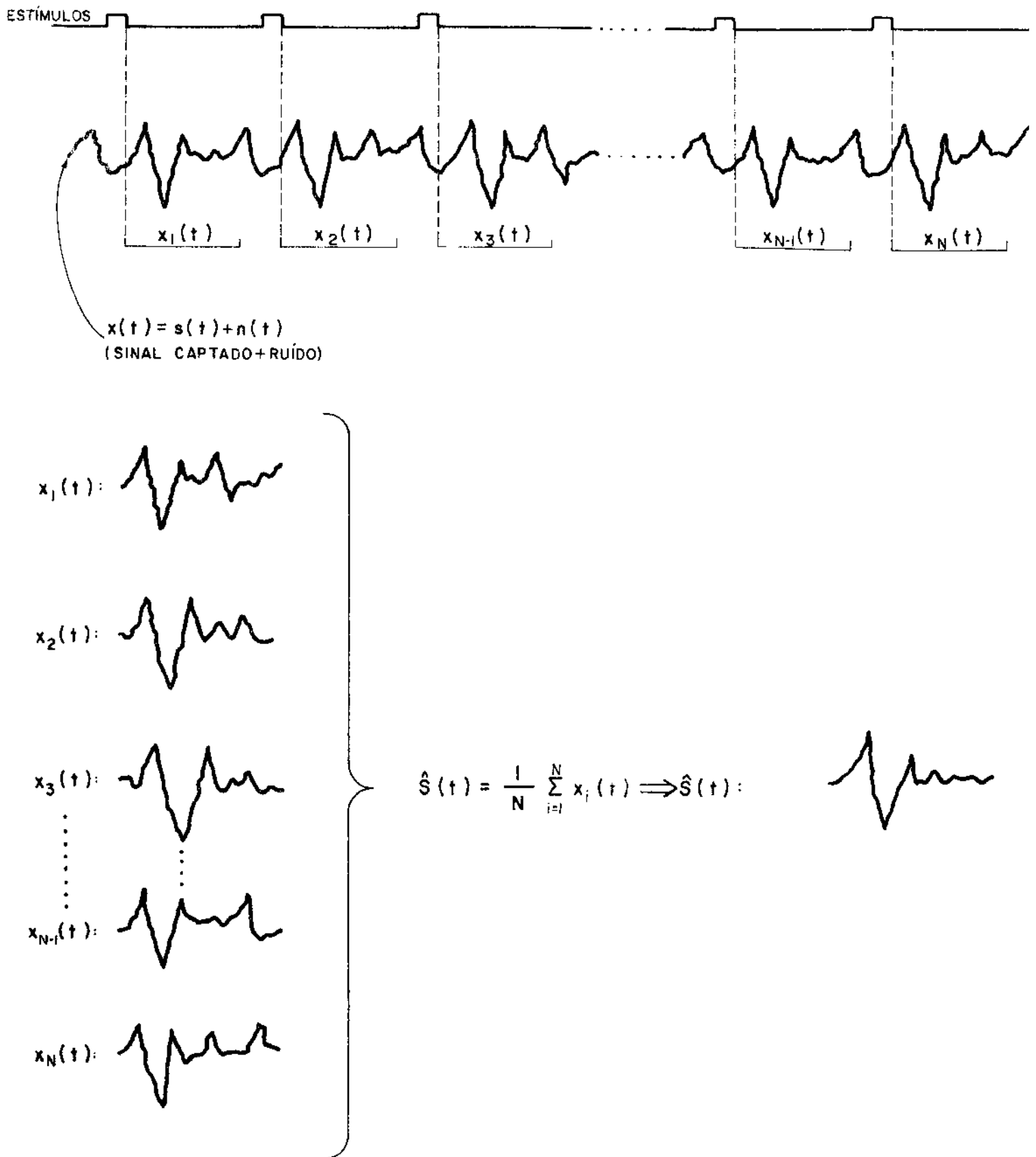


Fig. 3.1- Ilustração do método do cálculo da média síncrona (ou promediação).

ções do ruído são suficientemente irregulares de tal forma a serem considerados como amostras estatisticamente independentes de um processo aleatório com média nula ou constante, não correlacionadas com a aplicação dos estímulos; e 3) o potencial neural evocado pode ser considerado como um processo estocástico estacionário (pelo menos no sentido amplo).

Analicamente, para cada forma de onda, tem-se:

$$(3.2.1) \quad x_i(t) = s_i(t) + n_i(t); \quad i = 1, 2, \dots, N; \quad 0 \leq t \leq T$$

onde:

N = número de estímulos

$x_i(t)$ = resposta ao i -ésimo estímulo

$s_i(t)$ = sinal (p.e. verdadeiro) associado ao i -ésimo estímulo

$n_i(t)$ = ruído durante o período de aquisição de dados associado ao i -ésimo estímulo

T = duração ou período de tempo em que $x_i(t)$ foi adquirido

A média das N formas de onda amostradas é usada como estimativa do potencial evocado. Esta média, denotada por $\bar{s}(t)$, é dada por:

$$(3.2.2) \quad \bar{s}(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i(t) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n_i(t)$$

A equação acima descreve completamente o método do cálculo da média síncrona. Indica ainda que a média será uma boa estimativa do potencial evocado dependendo da média de $s_i(t)$ e da média do ruído. Assumindo-se também que o valor esperado do ruído é zero (ou constante), tem-se que o valor esperado de $\bar{s}(t)$ é dado por:

$$E[\bar{s}(t)] = E\left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t)\right] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E[s_i(t)] + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E[n_i(t)] \quad \begin{array}{l} \nearrow \\ 0 \text{ (ou cte.)} \end{array}$$

$$(3.2.3) \quad E[\bar{s}(t)] = \bar{s}(t)$$

Esta equação mostra que, com a promediação com um número suficientemente grande de estímulos, $\bar{s}(t)$ será igual a $\bar{s}(t)$. Todavia, ainda não mostra quantos segmentos devem ser promediados para se conseguir um nível razoável de atenuação do ruído. Sendo a variância do ruído $E[n_i^2(t)]$ denotada por σ e, assumindo-se que $E[n_i(t) \cdot n_k(t)] = 0$ para todo $i \neq k$ (devido à independência entre as amostras do ruído), pode-se ter uma estimativa de magnitude do ruído re-

residual, calculando-se o desvio padrão da média (SE):

$$(SE)^2 = E \left[\bar{s}(t) - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i(t) \right]^2$$

de (3.2.2), tem-se:

$$\begin{aligned} (SE)^2 &= E \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N n_i(t) \right]^2 \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N E [n_i(t) \cdot n_j(t)] \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N E [n_i^2(t)] \\ &= \frac{1}{N^2} \cdot N\sigma^2 = \frac{\sigma^2}{N} \end{aligned}$$

Portanto:

$$(3.2.4) \quad SE = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$$

A equação acima mostra que a promediação deixa um ruído residual que é diretamente proporcional à intensidade do ruído e inversamente proporcional à raiz quadrada do número de segmentos promediados.

Para que se verifique a reprodutibilidade da forma de onda promediada, o que geralmente se faz é aplicar uma série de estímulos e mostrar num terminal gráfico a forma de onda obtida nesta série. Em seguida, nova série de estímulos é aplicada e a forma de onda nesta série é mostrada no mesmo terminal gráfico, fazendo-se assim uma inspeção visual das duas formas de onda. Quanto maior superposição de curvas houver, maior confiabilidade haverá nos resultados obtidos. Desejando-se uma medida quantitativa da variabilidade, pode-se ter uma estimativa do desvio padrão do ruído e uma medida quantitativa do ruído residual pela equação (3.2.5) (Ruchkin e Glaser, 1976):

$$(3.2.5) \quad \bar{\sigma} = \left[\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N [x_i(t)]^2 - \frac{N}{N-1} [\bar{s}(t)]^2 \right]^{1/2}$$

3.3 O MÉTODO DA RESPOSTA MEDIANA (r.m.)

Para o cálculo da média síncrona, assume-se que o ruído é aleató-

rio, não correlacionado com o instante de aplicação do estímulo e que suas amostras associadas com cada resposta têm média zero e são estatisticamente independentes. Nem sempre estas condições se mantêm: devido a um artefato, pode-se dar o fato de um ruído excessivamente grande ocorrer, alterando assim a média dos segmentos, ou seja, o p.e. promediado não é uma boa estimativa do p.e. verdadeiro.

Para se evitar este tipo de problema, foi proposto (Borda e Frost, 1968) o método da resposta mediana (r.m.). Este método consiste em: a) aplicar uma série de estímulos idênticos; b) adquirir e armazenar em memória as respostas aos estímulos, utilizando os instantes de aplicação dos estímulos como delimitadores dos segmentos; c) para cada ponto dos segmentos armazenados, acha-se o valor mediano (V.M.), tal que metade dos pontos tem valor menor que VM e metade tem valor maior que VM; d) forma-se a resposta mediana (r.m.) como o segmento mediano, sendo esta r.m. a estimativa para o p.e. Este método pode ser visto pela figura 3.2.

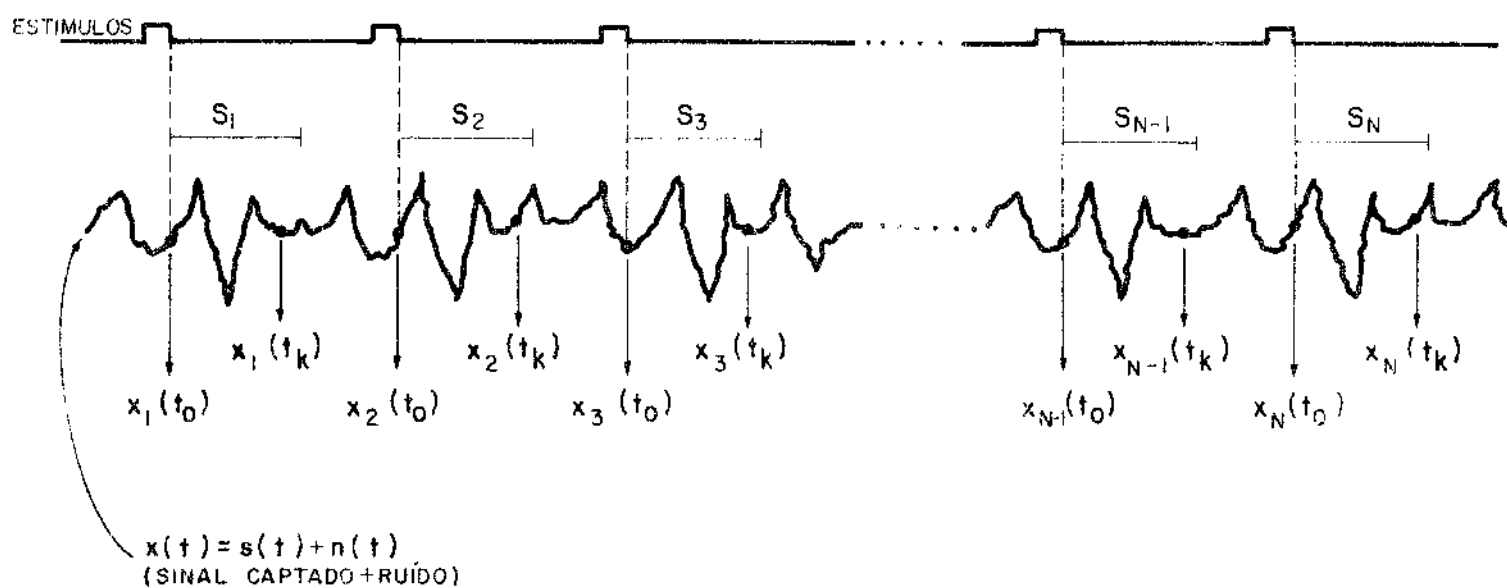
A vantagem deste método sobre o da promediação consiste em que, ao ocorrer um artefato, alterando assim um determinado segmento, essa alteração não será notada na r.m., uma vez que o valor mediano (VM) muda muito pouco. Verifica-se que a r.m. é muito mais insensível do que a promediação em relação aos artefatos.

Em contrapartida, há duas desvantagens (Ruchkin e Glaser, 1976):

1. se o ruído for quase senoidal, a r.m. pode apresentar componentes harmônicos do ruído;
2. há necessidade de se armazenar todos os segmentos antes de achar a r.m., o que implica em muito mais posições de memória do que as requeridas pela promediação.

3.4. O MÉTODO DE FILTRAGEM DE "WIENER" A POSTERIORI

O Método da Filtragem de "Wiener" *a posteriori* (f.w.a.p.), foi primeiramente proposto por Walter (1969), e é baseado na teoria de Wiener para resolver o problema de estimação ótima de um sinal na presença de ruído. Assume-se que o sinal e o ruído sejam: a) estatisticamente independentes; b) linearmente aditivos; e c) são processos estocásticos estacionários com densidade espectral de potência conhecida (Wiener, 1949, conforme citado por De Weerd, 1981). Analiticamente, tem-se:



Procedimento:

1. Os segmentos ($S_1, S_2, S_3, \dots, S_N$) são amostrados e armazenados em memória.
2. Para cada ponto $x_i(t_k)$ dos segmentos S_i , acha-se o valor mediano $[x_m(t_k)]$, tal que metade dos pontos tem valor menor que $x_m(t_k)$ e metade tem valor maior que $x_m(t_k)$.
3. O segmento mediano S_m , dado por $x_m(t)$, é tomado como estimativa da forma de onda do p.e.

Fig. 3.2- Ilustração do método da resposta mediana.

$$(3.4.1) \quad x(t) = s(t) + n(t)$$

onde:

$x(t)$ = sinal com ruído

$s(t)$ = sinal verdadeiro

$n(t)$ = ruído

Se o sinal e o ruído forem não correlacionados, a filtragem ótima segundo Wiener é dada por

$$(3.4.2) \quad H(\omega) = \frac{S_{ss}(\omega)}{S_{ss}(\omega) + S_{nn}(\omega)}$$

onde:

$H(\omega)$ = função de transferência do filtro

$S_{ss}(\omega)$ = função densidade espectral de potência do sinal $s(t)$

$S_{nn}(\omega)$ = função densidade espectral de potência do ruído $n(t)$

É importante notar que na teoria de Wiener, tanto $S_{ss}(\omega)$ quanto $S_{nn}(\omega)$ são conhecidas *a priori*. O filtro da equação (3.4.2) aplicado ao sinal $x(t)$ (3.4.1) leva a uma estimação ótima do sinal $s(t)$ no sentido do erro quadrático médio, pois, fazendo:

$$(3.4.3) \quad Y(j\omega) = H(\omega) \cdot X(j\omega)$$

$$(3.4.4) \quad F^{-1}[Y(j\omega)] = F^{-1}[H(\omega) \cdot X(j\omega)]$$

$$\text{vem:} \quad \hat{s}(t) = F^{-1}[Y(j\omega)]$$

onde:

$\hat{s}(t)$ = representa o sinal verdadeiro otimamente filtrado

$H(\omega)$ = função de transferência do filtro de Wiener

$X(j\omega)$ = transformada de Fourier de $x(t)$

$Y(j\omega)$ = transformada de Fourier de $s(t)$

$F^{-1}[\]$ = transformada inversa de Fourier

A figura 3.3 mostra que, nas regiões onde não há potência do sinal $s(t)$, os componentes espectrais são totalmente suprimidos; nas regiões onde o sinal $s(t)$ e o ruído $n(t)$ mostram sobreposição de espectros, tanto os componentes do ruído presente em $X(j\omega)$ quanto os componentes espectrais de $s(t)$ são afetados.

A aplicação da filtragem de Wiener na estimação de potenciais evocados, proposta por Walter (1969), parte da idéia de que o sinal promediado, que ainda está contaminado com ruído, poderia ser melhorado tomando-se por base as densidades espectrais de potência $S_{ss}(\omega)$ e $S_{nn}(\omega)$ estimadas a posteriori. Segundo Walter (1969), o filtro seria dado pela equação (3.4.5):

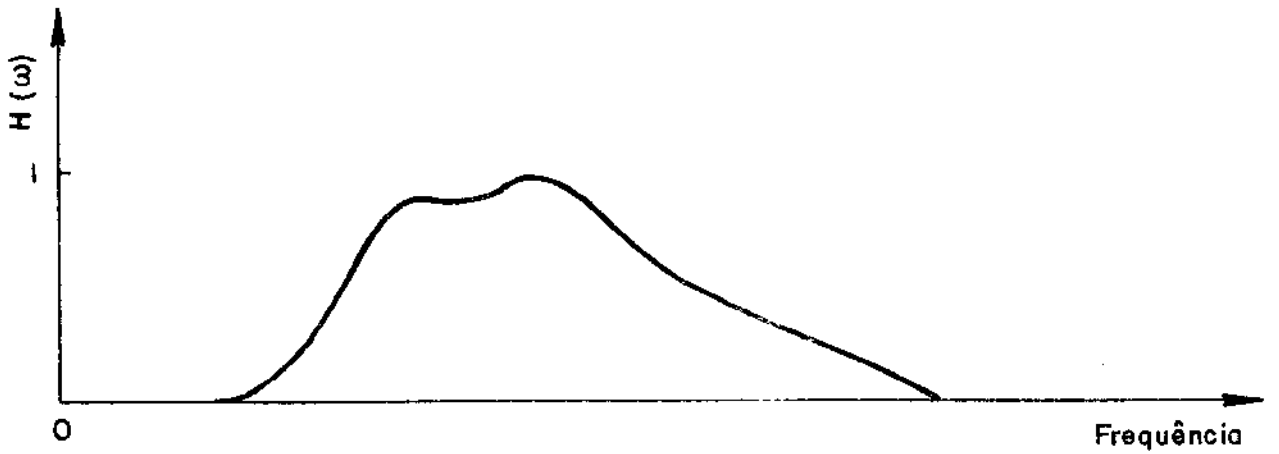
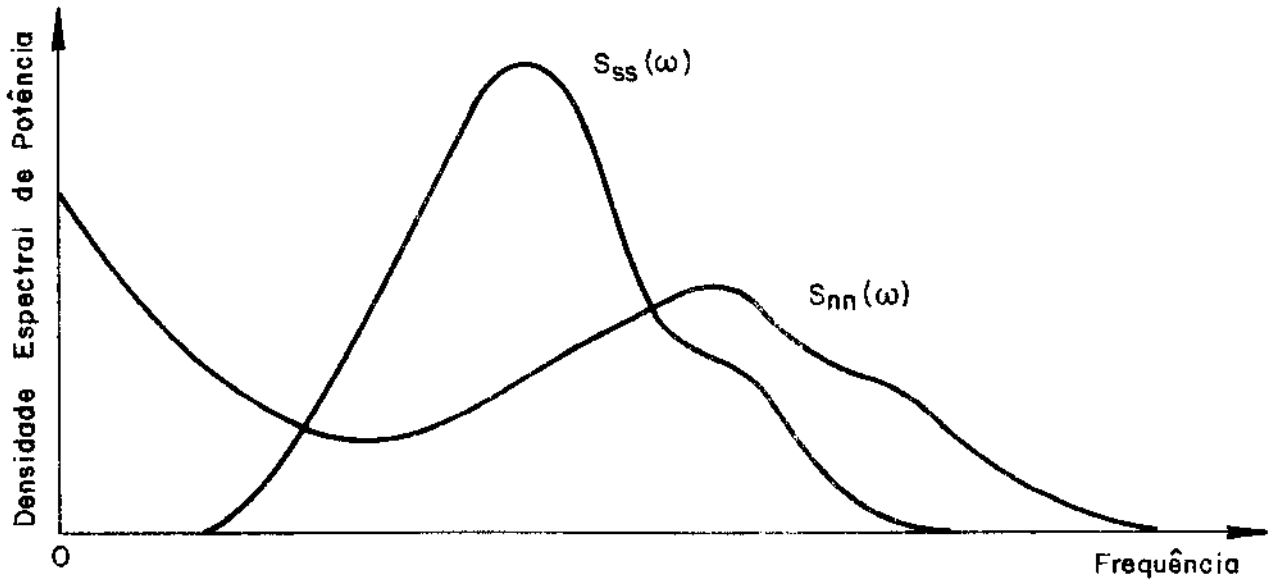


Fig. 3.3. Ilustração da função de transferência $H(\omega)$ baseada na relação entre a densidade espectral de potência do sinal $S_{ss}(\omega)$ e a densidade espectral de potência do ruído $S_{nn}(\omega)$.
(modificado de De Weerd, 1981)

$$(3.4.5) \quad H(\omega) = \frac{S_{SS}(\omega)}{S_{SS}(\omega) + S_{rn}(\omega)}$$

$$\text{onde: } S_{SS}(\omega) = \frac{N}{N-1} S_{XX}(\omega) - \frac{1}{N-1} \overline{S_{XX}}(\omega)$$

N = número de segmentos promediados

$S_{XX}(\omega)$ = potência espectral do sinal promediado

$\overline{S_{XX}}(\omega)$ = média das potências espectrais de cada segmento individual do sinal gravado

Doyle (1975) mostrou que esta expressão (3.4.5) é verdadeira quando aplicada a qualquer p.e. individual mascarado por ruído, mas a fórmula para p.e. promediado (levando-se em consideração o número de segmentos promediados N no cálculo da potência espectral do ruído) é dada pela equação (3.4.6):

$$(3.4.6) \quad H(\omega) = \frac{S_{SS}(\omega)}{S_{SS}(\omega) + \frac{1}{N} S_{rn}(\omega)}$$

onde:

N = número de segmentos promediados

$S_{SS}(\omega)$ = potência espectral do sinal promediado (estimada)

$S_{rn}(\omega)$ = potência espectral do ruído

Vê-se que a f.w.a.p. é uma técnica baseada na teoria de Wiener, mas que difere desta quando torna a equação do filtro uma estimativa, pois baseia-se em estimativa da potência espectral do p.e. verdadeiro (a potência espectral do sinal promediado ainda está contaminada por ruído). Segundo De Weerd (1981), a aplicação de f.w.a.p. é restrita a sinais determinísticos com distribuição de potência invariante no tempo, contaminados por ruído estacionário não correlacionado com o sinal, dentro de uma faixa limitada de razão sinal/ruído. Além disso, é necessária a promediação para se conseguir a estimativa da densidade espectral de potência do p.e.

Apesar de precisar da promediação a f.w.a.p. é uma técnica que precisa de um número muito menor de estímulos para se conseguir uma boa estimativa do p.e. do que a promediação convencional. É uma técnica que tem muita utilidade quando se deseja um tempo de experimento pequeno, para que não haja mudanças de estado (sono para vigília, ou vice-versa) no paciente, pois mostrou-se (Ungan e Basar, 1976; Ruchkin e Glaser, 1976) que p.e. diferentes são obtidos quando o paciente muda do estado de sono para vigília, quando fica atento ou não ao estímulo, etc.

3.5. O Método da Promediação Seletiva

É sabido que a atividade elétrica espontânea do cérebro tem um carácter não estacionário, implicando em que a promediação convencional não é o melhor método de obtenção do p.e. quando o pesquisador está interessado em analisar respostas provocadas por estímulos em diferentes estados cerebrais e condições experimentais quase invariantes.

O método da promediação seletiva, proposto por Basar (1980), permite ao pesquisador selecionar segmentos individuais da resposta provocada pelo estímulo, após o experimento estar completo, eliminando assim perturbações (artefatos devidos a movimentos, por exemplo) e mudanças de estado que tenham ocorrido durante a gravação das respostas ao estímulo. Este método consiste em: a) aplicar estímulos idênticos; b) após cada estímulo, gravar a resposta em fita magnética; c) selecionar os segmentos segundo critérios específicos, após o término do experimento; e d) promediar os segmentos selecionados.

O inconveniente deste método é que há necessidade de gravação em fita magnética e posterior seleção visual dos segmentos a serem promediados. Além disso, há a necessidade de alguns equipamentos adicionais para que o método seja implementado. Mas é um método que faz com que o segmento médio obtido seja melhor estimativa do p.e. do que o segmento médio obtido pela promediação convencional.

3.6. O Método da Soma Cumulativa

O método da soma cumulativa (CUMSUM) foi proposto por Burns e Melzack (1966) para permitir a separação de subsequências homogêneas num conjunto de formas de onda de uma sequência não-homogênea. Adaptação, atenção e aprendizado são exemplos de fenômenos que podem alterar significativamente os p.e. durante um experimento. Essas alterações produzem conjuntos não homogêneos de dados. O método proposto permite, sem a utilização dos equipamentos necessários pelo método da promediação seletiva, separar os subconjuntos homogêneos utilizando as amplitudes das respostas aos estímulos para uma latência particular para construir a CUMSUM. A CUMSUM é definida por:

$$(3.6.1) \quad \text{CUMSUM}_t(k) = \sum_{i=1}^k x_{it}, \quad k = 1, 2, \dots, N,$$

onde:

x_{it} = amplitude da i -ésima resposta na latência t

N = número de estímulos

Com a equação 3.6.1 é feito um gráfico para cada latência e a inspeção visual destes gráficos permite determinar quando o componente da resposta ao estímulo em dada latência é não-homogêneo e onde, na sequência de respostas, a mudança ocorre. Assim, promediações separadas são feitas para cada

sub-sequência.

Quando há um grande número de respostas para serem analisadas, fica difícil calcular a CUMSUM para todas as latências. Utiliza-se assim o cálculo de uma soma pré-cumulativa (PRECUM), que é feito para todas as latências e indica quando uma sequência se divide em várias subseqüências, dando as latências destes componentes. São que a PRECUM não indica quando, na sequência das respostas aos estímulos, as mudanças ocorrem. Esta informação é obtida calculando-se a CUMSUM nas latências onde a PRECUM atingiu valores significantes (Ruchkin e Glaser, 1976). A PRECUM pode ser calculada a partir da equação 3.6.2:

$$(3.6.2) \quad \text{PRECUM} = \frac{6}{N+1} \frac{\sum_{k=1}^N \left[\sum_{j=1}^k x_{jt} - \frac{k}{N} \sum_{i=1}^N x_{it} \right]^2}{\sum_{k=1}^N \left[x_{kt} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{it} \right]^2}$$

Uma limitação deste método é que somente seqüências não-homogêneas consistindo de subseqüências homogêneas e bem definidas serão reconhecidas. Outra limitação é a necessidade de armazenamento de todos os segmentos digitalizados após a aplicação do estímulo.

3.7. Discussão dos Métodos Propostos

Alguns métodos para se estimar o potencial evocado foram propostos e verificou-se que existem vantagens e desvantagens de cada um deles. Os métodos da promediação seletiva e o da soma cumulativa são métodos que exigem grande capacidade de memória para armazenamento dos dados obtidos, sendo que o método da promediação seletiva exige alguns equipamentos adicionais ao promediador, enquanto que o da soma cumulativa exige grande trabalho de computação de dados. Ambos são métodos para se analisar *a posteriori* os dados obtidos. O método da resposta mediana apresenta o inconveniente de necessitar também de grande capacidade de memória para armazenamento dos dados no computador, além de apresentar componentes harmônicos do ruído se este tiver características senoidais; mas é um método que, comparado com a promediação convencional, apresenta menor sensibilidade a variações bruscas (artefatos) na resposta ao estímulo. O método da filtragem de Wiener *a posteriori* é um método que, aplicado com o devido cuidado, pode apresentar uma estimativa do potencial evocado melhor que a estimativa obtida com o método da promediação convencional. É um método que exige o cálculo de transformadas e antitransformadas de Fourier, o que exige grande trabalho de computação, principalmente quando implementado em microcomputador. O método da promediação convencional é um método que apresenta inconvenientes de não selecionar seqüências homogêneas de respostas aos estímulos, e pode ser con-

taminada por artefatos se não houver um eliminador de artefatos no equipamento que está sendo utilizado. Apresenta a vantagem de ser facilmente implementada num equipamento baseado em microprocessador, e mesmo em equipamentos que sejam construídos somente com circuitos lógicos discretos, o que torna o equipamento de baixo custo, além de não exigir do usuário (médico ou assistente) um conhecimento profundo sobre as diversas fases que existem nos outros métodos. O método da promediação convencional, como foi visto, apresenta o inconveniente de não selecionar sequências homogêneas do p.e., se implementado num equipamento sem eliminador de artefatos. Entretanto, pode-se construir um equipamento que contenha um circuito discriminador de artefatos, de modo que, ao ser detectada uma forma de onda atípica (com artefatos), indique para a unidade de controle que não devem ser levados em consideração no cálculo os segmentos que contenham artefatos. Com um circuito eletrônico deste tipo, pelo menos um dos problemas da promediação convencional é resolvido.

CAPÍTULO 4

PROJETO DO PROMEDIADOR

4.1. DETERMINAÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS IDEAIS PARA O INSTRUMENTO

Foi visto nos capítulos anteriores que os potenciais evocados são geralmente classificados como visuais, auditivos e somatosensoriais, de acordo com o sistema sensorial estimulado. Foi feito um estudo na literatura especializada, cujo resultado se encontra resumido na tabela 4.1, visando estabelecer parâmetros que possibilitassem a escolha das características técnicas ideais para o instrumento. Salienta-se que a maioria dos artigos pesquisados fornece poucos detalhes técnicos dos instrumentos utilizados.

Da tabela 4.1, obteve-se as faixas de valores de 4 características importantes, a saber:

1. taxa de estimulação: 0.1 a 25 estímulos/s.
2. número de varreduras : 30 a 14000
3. tempo de análise: 10 a 1000 ms
4. faixa de frequência do filtro: 8Hz a 3kHz

A partir dos dados acima, foram determinadas algumas especificações básicas do promediador, que são:

1. frequência máxima de amostragem: de acordo com o Teorema de Nyquist, a frequência de amostragem para um circuito de conversão A/D deve ser pelo menos o dobro da frequência do sinal amostrado. Embora, pela tabela 4.1, note-se que a frequência máxima seja de 3kHz, existem sinais neuroelétricos com componentes em frequência de até 10kHz (Geddes e Baker, 1975). Portanto, idealmente, o instrumento deveria poder amostrar o sinal em até 20kHz.
2. frequência de corte máxima do filtro: para que o Teorema de Nyquist seja satisfeito, o filtro de entrada deve possuir frequência de corte igual à metade da frequência de amostragem. Portanto, no caso da frequência de amostragem ser 20kHz, a frequência de corte do filtro deve ser de 10kHz.
3. número de pontos no período de análise: supondo que a frequência de amostragem seja 20kHz, seriam necessários 200 pontos para se poder observar 10 ms e 20000 pontos para se observar 1000 ms. Como seria impraticável (em termos do tamanho da memória e tempo de processamento) fazer um instrumento com 20000 pontos, optou-se por um compromisso: escolher um valor fixo para o nū-

SISTEMA SENSORIAL	REFERÊNCIA	ESTÍMULO	TAXA DE ESTIMULAÇÃO	NÚMERO DE ESTÍMULOS	TEMPO DE ANÁLISE	FAIXA DE FREQ. DO FILTRO	LOCALIZAÇÃO DOS ELETRODOS	AMPLITUDE DO POTENCIAL	LATÊNCIA DO PICO
SOMATO-SENSORIAL	Cracco (1973)	Choques elétricos de 0.2 ms no nervo peroneal ou mediano	1 a 9 pulsos/s	128 a 8192	20 a 40 ms	10 Hz a 1 kHz	coluna dorsal	2 a 3 μ V	12 a 18 ms
	Desmedt e Manil (1970)	Choques elétricos de 0.5 a 1.6 ms nos dedos	0.1 a 0.3 pulsos/s	--	1000 ms	--	vertex	3 a 25 μ V	31 a 34 ms
	Goff et.al. (1966)	choques elétricos de 0.5 ms no nervo mediano	0.2 pulsos/s	30 a 50	600 ms	--	couro cabeludo	10 a 60 μ V	800 a 1000 ms
AUDITIVO	Davis (1976-a)	pulsos de tom (1200 ou 2000 Hz)	0.5 a 25 pulsos/s	32 a 2048	40 a 600 ms	--	vertex	0.3 a 15 μ V	3 a 25 ms
	Davis (1976-a)	pulsos de tom (2000 Hz)	--	--	10 ms	--	cóclea ou nervo auditivo	1 a 15 μ V	2 ms
	Picton e Hillyard (1974)	estalido de 60 dB SL	1 estímulo /s	1100	12.5 a 500 ms	30 Hz a 3 kHz	vertex	1 a 4 μ V	1.5 a 60 ms
VISUAL	Campbell e Kulikowski (1972)	barras alternadas (verticais) num CRT	8 alternâncias por segundo	14000	125 ms	8 Hz a 25 kHz	couro cabeludo	0.025 a 1 μ V	15 ms
	Jeffreys (1971)	padrões espaciais numa tela	1 a 2 apres. (aperiódico)	50	250 ms	--	couro cabeludo	20 μ V	250 ms

Tabela 4.1

mero de pontos e oferecer ao usuário diversas frequências de amostragens mais baixas. Assim, escolheu-se 512 (2^9) para o número de pontos na "janela", de forma que, com frequência de amostragem de 20 kHz, a "janela" (período de análise) é de 25,6 ms. Por outro lado, a amostragem deve ter frequência mínima de 0,5 kHz para se poder observar 1000 ms do sinal (1024 ms, para ser mais exato).

4. taxa máxima de processamento: em condições ideais, essa taxa deve ser igual à taxa máxima de estimulação, isto é, 25 estímulos por segundo. Neste caso, o instrumento deve processar 512 pontos em 40 ms (supondo, naturalmente, que o período de análise seja inferior à 40 ms).
5. número máximo de varreduras: segundo a tabela 4.1, este número é 14000. Preferindo uma potência de 2, escolheu-se 16384 ($=2^{14}$).

Embora as especificações acima já caracterizem o instrumento, discute-se a seguir a escolha dos conversores A/D e D/A. Os conversores A/D existentes no mercado são de 8, 10, 12 ou 14 bits, sendo que a sua precisão é proporcional ao inverso de 2^8 , 2^{10} , 2^{12} , 2^{14} , respectivamente. Naturalmente, o custo é proporcional à precisão, ou seja, ao número de bits. Foi escolhido um conversor A/D de 10 bits, pois ele assegura uma boa precisão (0,1%), e se ajusta bem com a capacidade de memória do microcomputador. Mais precisamente, o tamanho da memória para cada ponto é dado pela expressão:

$$m = n + \log_2 N$$

onde m é o número de bits da memória, n é o número de bits do conversor A/D, e N é o número de varreduras. Para $N = 16384$ e $n = 10$, m seria 24, isto é, 3 "bytes" em termos da palavra do microcomputador (8 bits).

Já para o conversor D/A na saída do instrumento, a precisão não é crítica, uma vez que a saída serve apenas para visualização. Neste caso, uma precisão de 0,4% fornecida por um conversor D/A de 8 bits é mais que suficiente.

Sumariza-se a seguir as especificações técnicas para um instrumento ideal, especificações estas que serviram de base para o projeto do promediador. Nota-se que alguns valores intermediários foram escolhidos para a frequência de amostragem (e, portanto, também para o filtro).

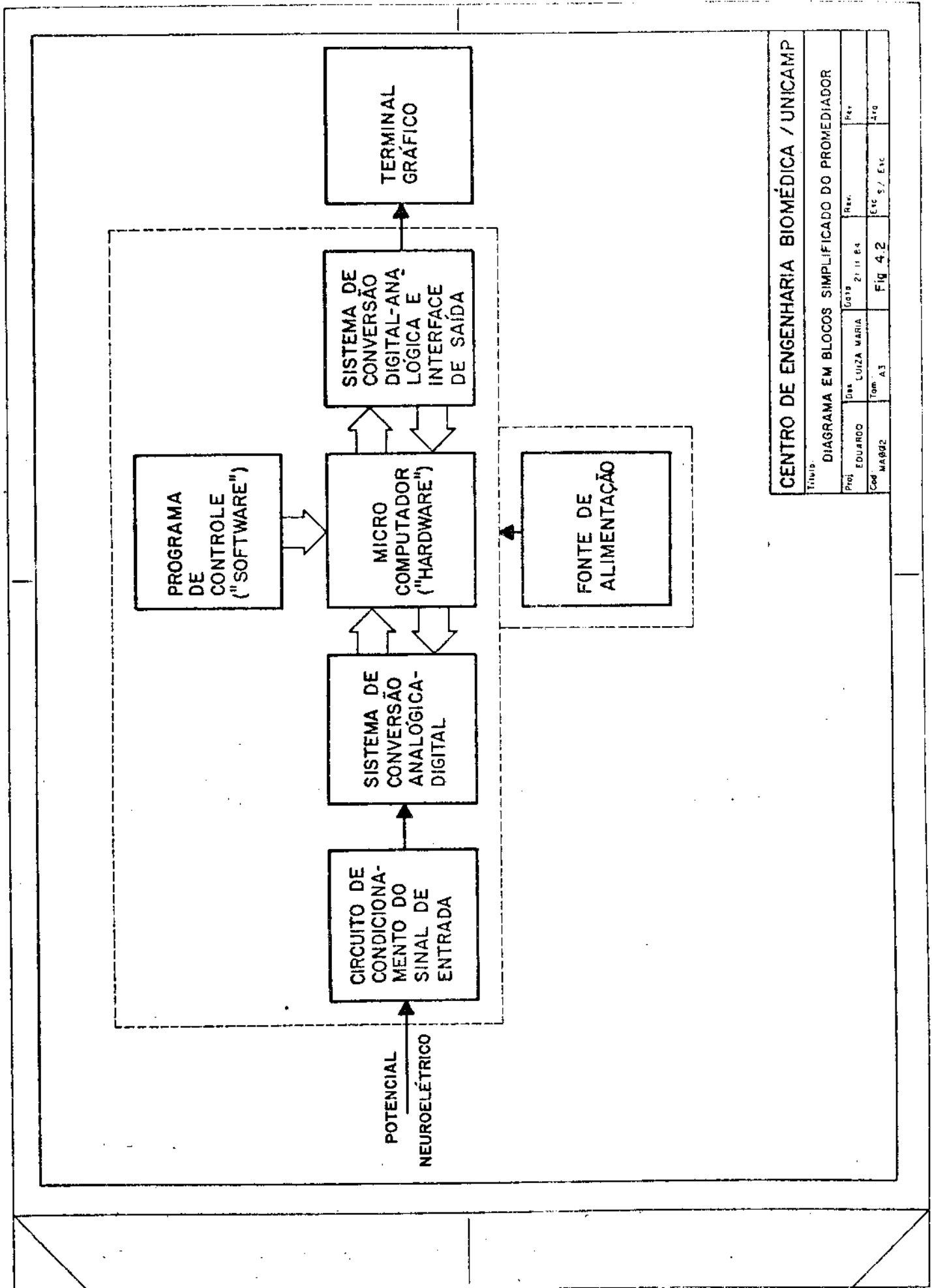
- frequência de amostragem: 0,5; 1; 2; 5; 10; ou 20 kHz
- frequências de corte do filtro: 0,25; 0,5; 1; 2,5; 5; ou 10 kHz.
- número de pontos: 512
- taxa máxima de estimulação: 25 Hz
- número máximo de varreduras: 16384
- precisão do conversor A/D: 0,1% (10 bits)
- precisão do conversor D/A: 0,4% (8bits)

4.2. UMA VISÃO GLOBAL DO PROMEDIADOR

O diagrama em blocos do instrumento projetado pode ser visto na figura 4.2. Dividiu-se o instrumento em seis seções: 1) circuito de condicionamento do sinal de entrada; 2) circuito de conversão analógica-digital (A/D); 3) microcomputador ("hardware"); 4) programas de controle ("software"); 5) interface de saída; 6) fonte de alimentação; consta ainda nesta figura um terminal gráfico que não faz parte do instrumento desenvolvido. Descreve-se a seguir a função e as características de cada seção citada:

1. circuito de condicionamento do sinal de entrada: necessário para amplificação e filtragem do sinal de entrada, para que este chegue ao circuito de conversão A/D com amplitude adequada e com ruídos de alta (e baixa) frequências reduzidos.
2. circuito de conversão analógica-digital: neste circuito é amostrado o sinal de entrada (que vem do circuito de condicionamento do sinal de entrada), e convertido da forma analógica para a forma digital, sob o controle do microcomputador.
3. microcomputador: tem as funções de controlar a aquisição de dados e processá-los (soma e média), controlar a saída de dados para a interface de saída, e providenciar todos os sinais de controle necessários ao funcionamento do instrumento.
4. programas de controle: os programas de controle contêm os algoritmos necessários para o microcomputador executar corretamente as suas funções.
5. interface de saída: os dados processados pelo microcomputador são apresentados para o usuário por meio de um circuito de conversão digital-analógica (D/A), de acordo com os programas de controle de saída de dados.
6. fonte de alimentação: fornece as tensões e correntes necessárias para o funcionamento das diversas seções do instrumento (exceto o terminal gráfico).
7. terminal gráfico: o terminal gráfico é um osciloscópio utilizado para exibir os sinais analógicos (convertidos pelo circuito de conversão D/A) processados pelo microcomputador.

Pode-se ter uma visão global do promediador pelo diagrama em blocos da figura 4.3. O bloco CPU é constituído de uma unidade central de proces

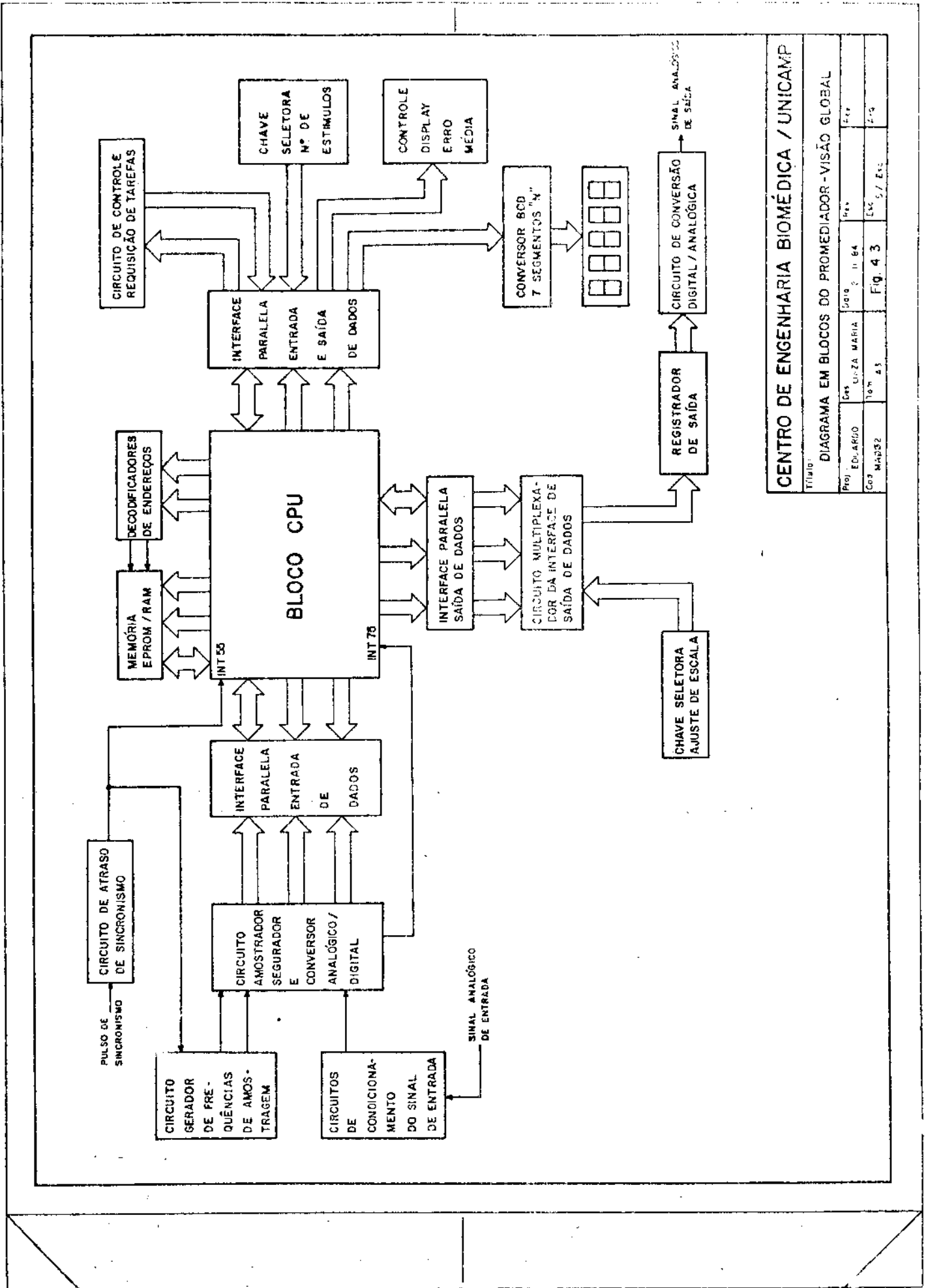


Centro de Engenharia Biomédica / UNICAMP

Título:

DIAGRAMA EM BLOCOS SIMPLIFICADO DO PROMEDIADOR

Proj. EDUARDO	Des. LUIZA MARIA	Out 21 11 84	Rev.	Rev.
Cod. MA892	Tom. A3	Fig. 4.2	Esc. S. / Esc.	Arg.



TÍTULO: DIAGRAMA EM BLOCOS DO PROMEDIADOR - VISÃO GLOBAL

Proj. EDUARDO	Des. LUIZA MARIA	Rev. 11/84	Esc.
Coor. MARCELO	10 ^o 65	Fig. 4.3	Esc. 2/4

CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

samento (CPU8085A), com relógio de 6,144 MHz, um "buffer" (8212) para os 8 bits mais significativos do barramento de endereços, um "buffer/latch" (8212) para os 8 bits menos significativos do mesmo barramento, dois "buffers/latches" (8216) para os 8 bits do barramento de dados, e dois "buffers" (8216) para os sinais de controle utilizados em outros blocos que não da CPU. Utilizando-se de sinais de controle e sincronismo convenientes, este bloco comunica-se com o banco de memória e os periféricos (A/D, D/A, e "displays") pelos barramentos de dados, de endereços e de controle, sendo que a memória é acessada após devido selecionamento por um decodificador de endereços (74LS138), e os periféricos são acessados por meio de três interfaces paralelas programáveis (8255), também selecionadas por outro decodificador de endereços (74LS138).

A primeira interface paralela (8255-1) é utilizada como entrada de dados que vêm do sistema de conversão analógica-digital (A/D), sendo que a porta B1 recebe os 8 bits menos significativos do A/D, a porta A1 recebe os 2 últimos bits (mais significativos) do A/D, e os bits C1-2 e C1-4 da porta C1 são ligados ao sinal de "dados prontos" (\overline{DR}), proveniente do conversor A/D. Este sinal também é aplicado à CPU para gerar uma interrupção no processamento do microcomputador para que este possa adquirir os dados convertidos pelo A/D e que já estão presentes nas portas da 8255-1.

A segunda interface paralela (8255-2) é utilizada como saída de dados (da soma ou da média). As portas A2, B2 e C2 formam uma saída paralela de 24 bits, que são ligados às entradas de 8 multiplexadores (74LS151-A). Através de uma chave seletora o usuário seleciona 8 dos 24 bits que devem ser vistos no osciloscópio, após a devida conversão digital/analógica (D/A), tendo sido utilizado como conversor D/A o C.I. AD559 (de 8 bits). Este "hardware" auxiliar foi utilizado por ser a alternativa aparentemente mais rápida para a saída de dados. Uma outra alternativa estudada seria escolher por "software" os 8 bits mais significativos da soma para serem enviados ao conversor D/A; porém, o tempo da rotina de saída de dados seria demasiadamente longo (centenas de milissegundos), diminuindo bastante a frequência de estimulação do paciente (recorda-se que deseja-se frequência de estimulação de até 15Hz).

A terceira interface paralela (8255-3) é utilizada tanto para entrada como para saída de dados e sinais de controle. A porta A3 é utilizada como saída do número de estímulos já processados (N) num "display" de 5 dígitos. Os dados que saem da porta A3 são ligados aos conversores BCD-7 segmentos (CD4511), para o "display" de N. A porta B3 é utilizada para ler o número de estímulos (n° de varreduras) a serem processados pelo instrumento. Esse número é dado por uma chave seletora que é ligada a um conversor binário-BCD (CD40147), cuja saída fornece os 4 primeiros bits da porta B3 (B3-0 a B3-3). Os 4 últimos bits dessa mesma porta (B3-4 a B3-7) são utilizados como entradas

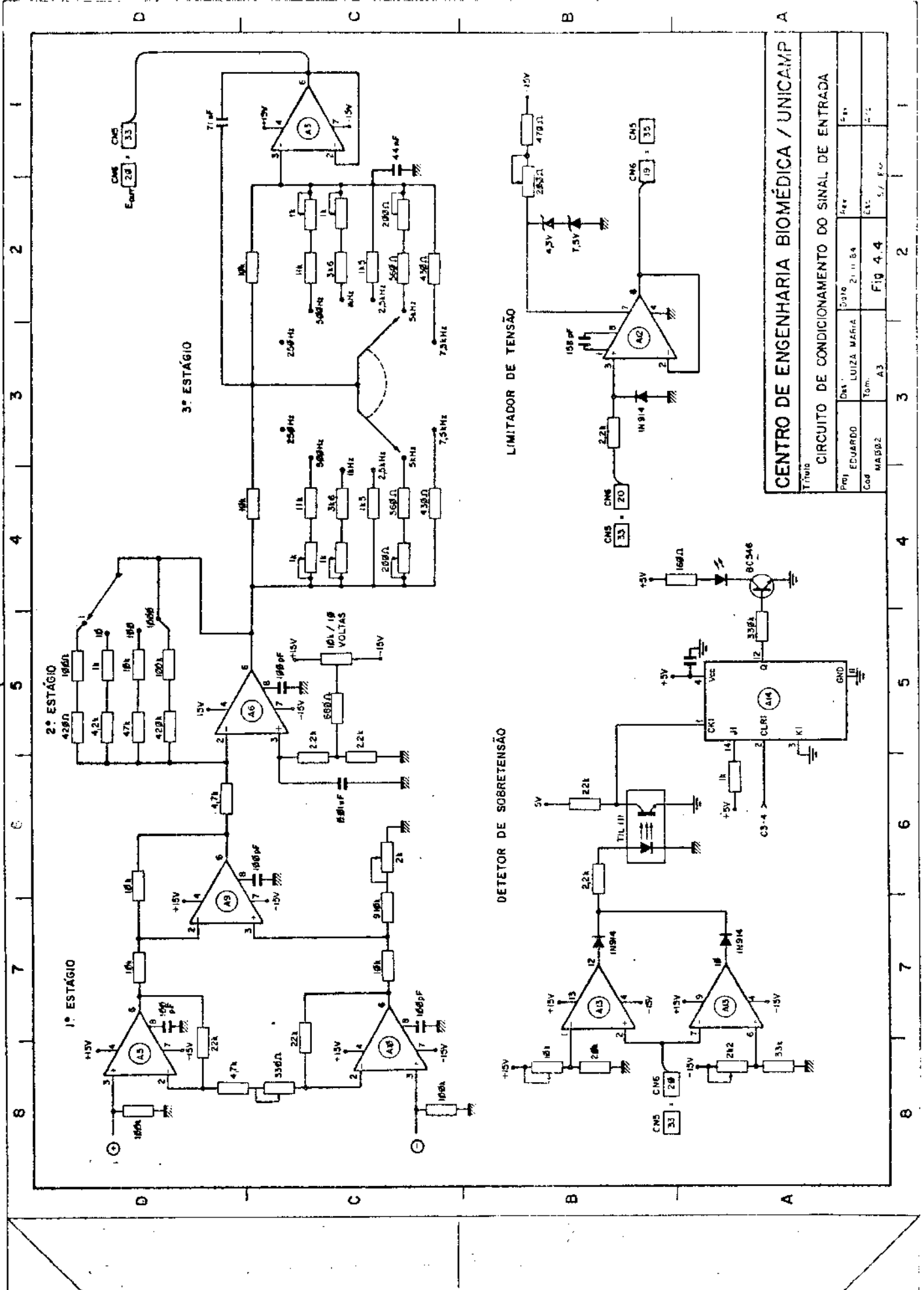
dos sinais vindos dos "flip-flops" de requisição de tarefas. Estes "flip-flops" são do tipo JK (74LS73-A) e são "setados" através das teclas de requisição de tarefas (INICIAR, PARAR, ZERAR MEMÓRIA, e MÉDIA) e são "resetados" através do sinal de controle proveniente da porta C3 (C3-6). Os bits C3-0 a C3-3 da mesma porta são utilizados para gerar os seguintes sinais de controle por meio de um decodificador (CD4028): seleção dos conversores BCD-7 segmentos, seleção do registrador de dados (74100) da interface de saída, seleção ("set" e "reset") dos "flip-flops" de MÉDIA CALCULADA e ERRO, e pulso de sincronismo para o osciloscópio. Ainda, o bit C3-4 é utilizado para "resetar" o flip-flop que indica erro de sobretensão no conversor A/D, e o bit C3-7 é utilizado para permitir ou não o funcionamento do circuito gerador de frequência de amostragem.

O sistema de condicionamento do sinal de entrada (proveniente de um pré-amplificador junto ao paciente) serve para filtrar e amplificar o sinal de entrada de forma que este tenha, na entrada do circuito amostrador-segurador, um nível de tensão adequado para não saturar o conversor A/D. As frequências de amostragem são geradas por um circuito especial ("hardware" auxiliar), sendo que diferentes frequências de amostragem podem ser selecionadas por meio de uma chave.

O banco de memória é composto por 5k bytes, sendo que 2k bytes são destinados a programas residentes, armazenados em EPROM (2716), e 3k bytes de memória tipo RAM (2114), destinados à memória de dados a serem processados.

4.3. CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO DO SINAL DE ENTRADA

O circuito de condicionamento do sinal de entrada consiste de um amplificador com filtros, mais um limitador de tensão, implementados com amplificadores operacionais existentes no mercado nacional (fig. 4.4). Este circuito tem um primeiro estágio com entrada diferencial, um segundo estágio que permite ajuste da tensão de "offset" e determina o ganho total do amplificador, um terceiro estágio que é um filtro passa-baixas do tipo "TBT-Transitional Butterworth Thompson" (Melsheimer, 1967), e um último estágio que limita o sinal de entrada, já amplificado e filtrado, para a faixa de trabalho do conversor A/D. Como é necessário que o sinal seja amplificado em até 1 milhão de vezes, torna-se absolutamente necessária a utilização de um pré-amplificador de boa qualidade junto ao paciente, já que o ganho máximo do amplificador é 1000. Para os primeiros dois estágios são utilizados os amplificadores operacionais LM308, sendo que o primeiro estágio tem ganho diferencial de 10, o que implica em que, no estágio de amplificação, sejam usados resistores de realimentação de tal forma a ter-se ganhos de 0.1, 1, 10, ou 100, neste estágio. Desta forma,



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título

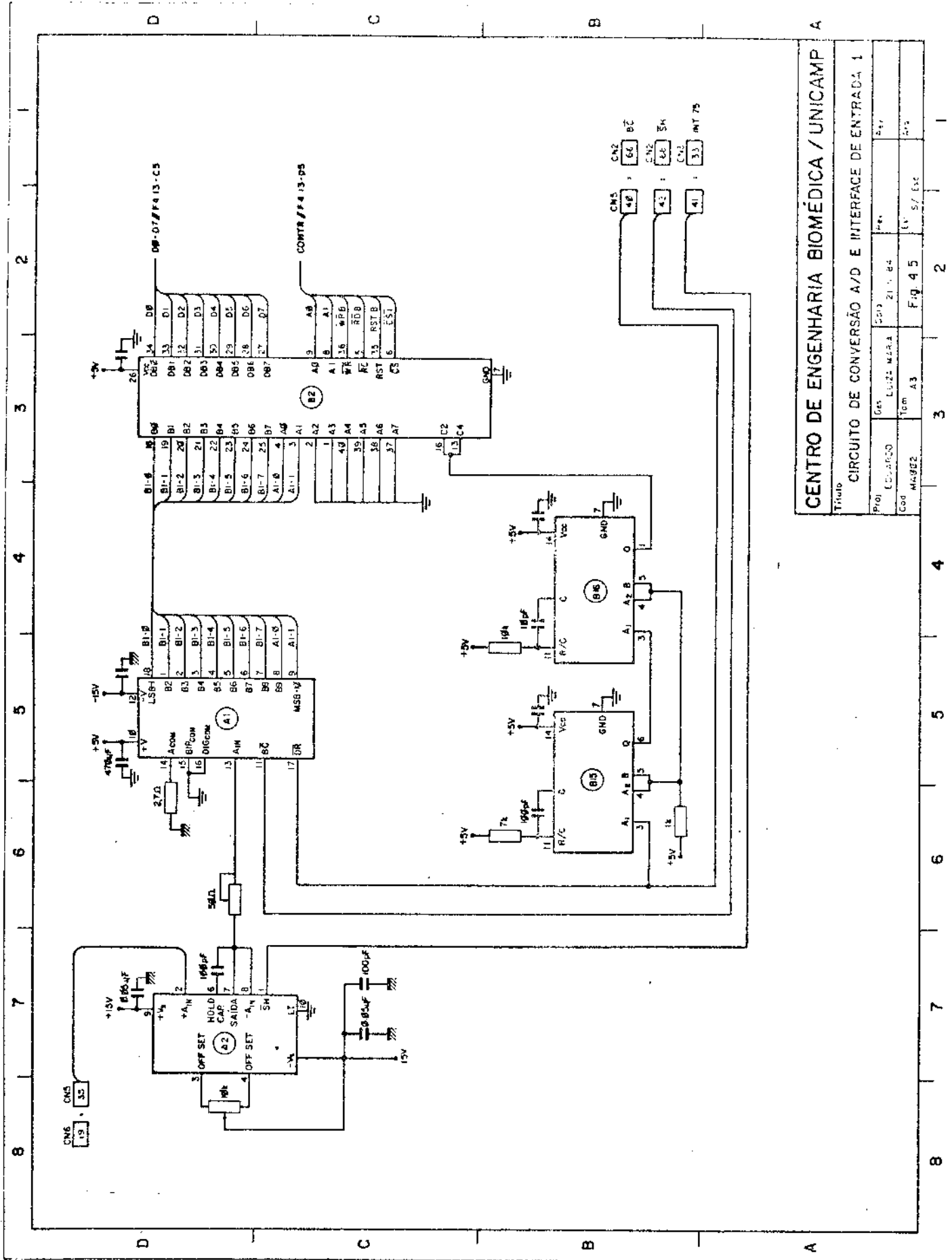
CIRCUITO DE CONDIÇÃOAMENTO DO SINAL DE ENTRADA

Proj.	Des.	Auto	Rev.	Escala
EDUARDO	LUIZA MARIA	ZILIO BA		
Cod.	Matrícula	Tom.	Fig.	Scale
MAB02	A3	4.4	1/1	2/1

os dois estágios juntos têm ganho total de 1, 10, 100 ou 1000. Ainda, na entrada positiva do amplificador operacional CI-16, é colocado um nível de tensão dc, para que seja ajustado o "offset". Este nível de tensão dc é somado ao sinal para que se consiga que este tenha uma excursão na faixa de 0 a 10 V. No 3º estágio, o de filtragem, é utilizado um amplificador operacional μ A741 (CI-A3). É um filtro ativo que combina as características de um filtro com fase linear, e de um tipo "Butterworth". As frequências de corte do filtro são as seguintes: 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2,5kHz, 5kHz e 7,5kHz. O último estágio é um limitador de tensão, sendo utilizado um amplificador operacional CA3130 (CI-A12), alimentado com as tensões 10,8V e 0V. Assim, sempre que o nível de tensão do sinal ultrapassar 0V e/ou 10,24V (tensão de fundo de escala do conversor A/D), a tensão de saída do amplificador operacional satura ("grampeia") ou em 0V, ou em 10,24V, tornando-se assim um circuito de proteção para o conversor A/D. Para que o operador do equipamento saiba que estão sendo atingidos os níveis de saturação, foi implementado um circuito comparador com janela com amplificador operacional μ A747 (CI-A13), que, em se mudando de estado, gera um pulso de "clock" para acionar um "flip-flop" 74LS73A (CI-A14); a saída Q deste "flip-flop" acende um LED, permitindo assim ao operador saber que o nível foi ultrapassado. Se estiver iniciado o processo de promediação, o operador deve pará-lo, zerar memória e reiniciar a promediação (pois neste caso pode ter ocorrido um artefato ou erro). O "flip-flop" tem o seu controle feito pelo microcomputador, por meio do bit C3-4. Quando este bit está no nível lógico "1", permite-se que o pulso de "clock" acione o "flip-flop", e quando está no nível "0" (o que ocorre rapidamente, na forma de um pulso), o "flip-flop" é resetado.

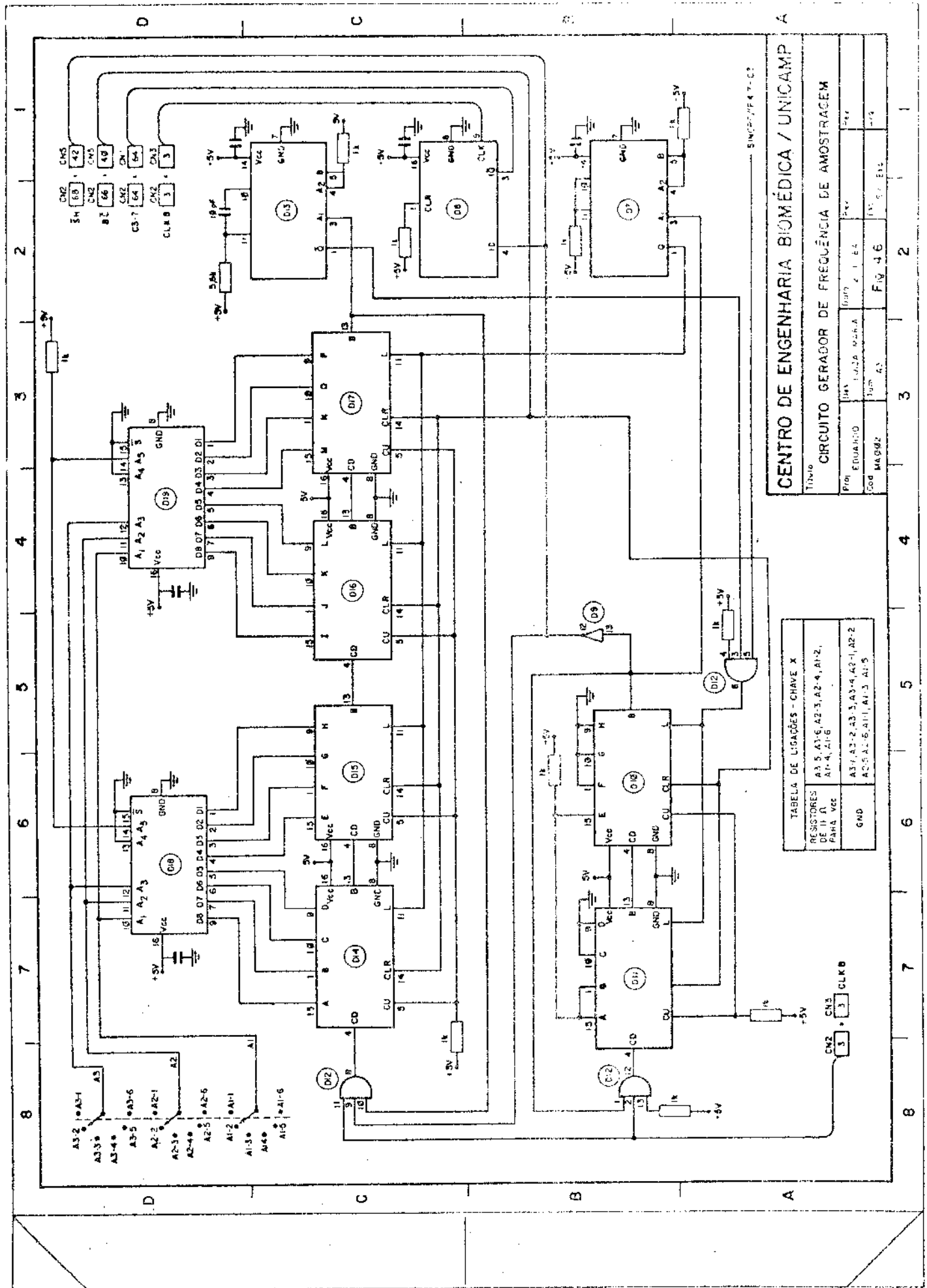
4.4: CIRCUITO DE CONVERSÃO A/D E INTERFACE DE ENTRADA

Este circuito é dividido em duas partes: a analógica e a digital. A parte analógica (fig. 4.5) consiste de um amplificador operacional atuando como amostrador-segurador (A/S), com ganho de 1, e um conversor analógico/digital (A/D) completo, com relógio e comparador internos a ele. São utilizados componentes da Analog Devices (PO Box 280, Norwood, MA 02062 - USA), sendo o amostrador-segurador o AD582 (CI-A2), com tempo de aquisição de 6 μ s, tempo de "aperture" de 150 ns, tempo de "jitter" de 15 ns e um "slew rate" de 3V/ μ S; o conversor utilizado é o AD571 KD (CI-A1), com 10 bits de resolução, tensão de entrada unipolar (0 a 10 V), tempo de conversão de 30 μ s (máx.) e erro máximo de $\pm 1/2$ LSB. A parte digital consiste de um circuito gerador de frequências de amostragem e interface de entrada (com o microcomputador). Devido à necessidade de se ter altas frequências de amostragem, foi implementado um circuito (fig. 4.6) com con



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP
CIRCUITO DE CONVERSÃO A/D E INTERFACE DE ENTRADA 1

Proj	EDUARDO	2013	21	04	***	571
Doc	MARCELO	Tom	A3	Fig	4.5	11 / 57 / 575



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título

CIRCUITO GERADOR DE FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM

Proj. EDUARDO

Cod. MA982

Sup. 43

Fig. 4.6

Rev. 01

Esc. 1:1

TABELA DE LIGAÇÕES - CHAVE X

RESISTORES DE 10 Ω PARA VCC	A3-5, A1-6, A2-3, A2-4, A1-2, A1-4, A1-6
GND	A3-4, A2-2, A3-3, A3-4, A3-1, A2-2, A2-3, A1-1, A1-3, A1-5

RESISTORES DE 10 Ω PARA VCC

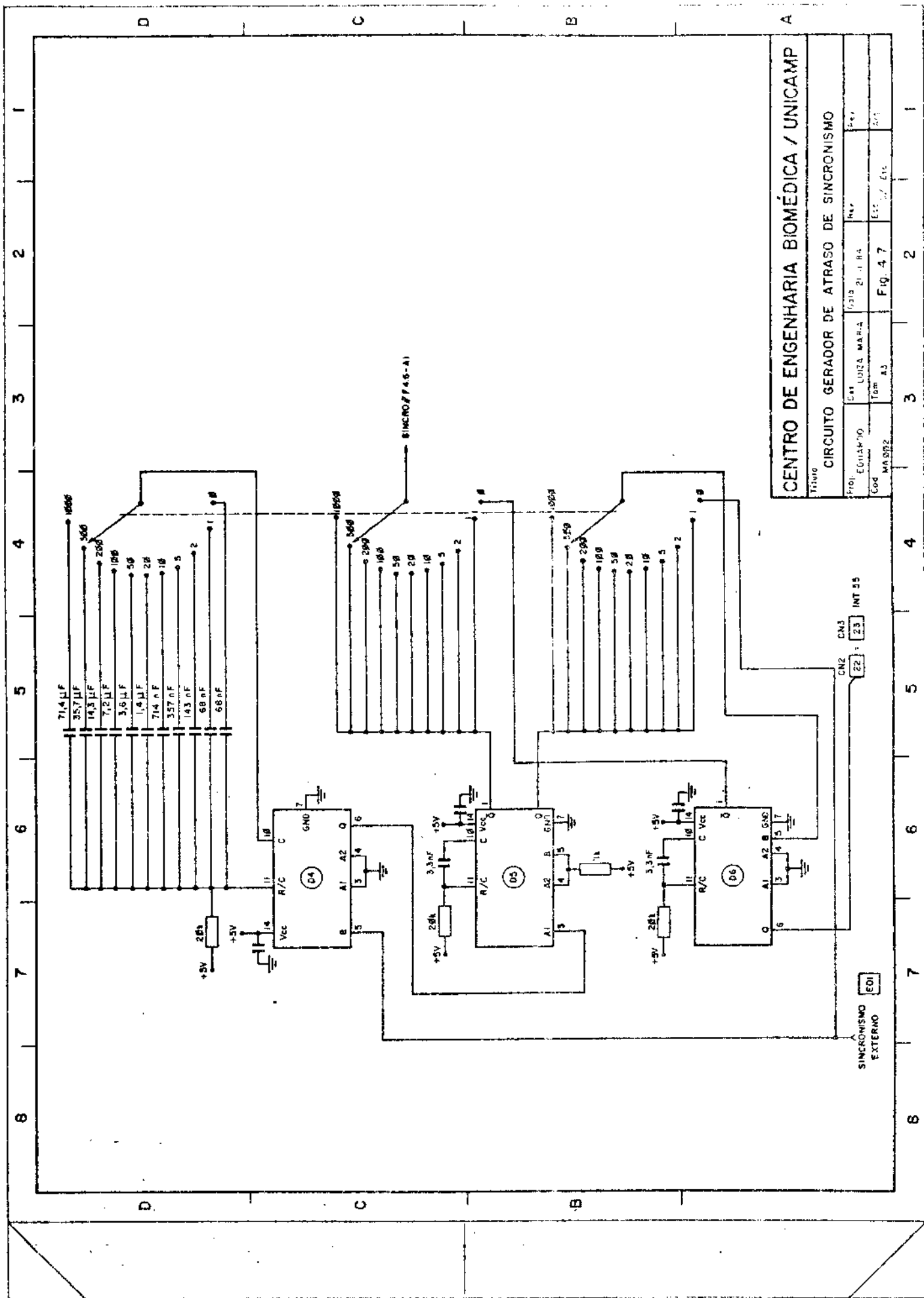
A3-5, A1-6, A2-3, A2-4, A1-2, A1-4, A1-6

GND

A3-4, A2-2, A3-3, A3-4, A3-1, A2-2, A2-3, A1-1, A1-3, A1-5

tadores (74LS193), para gerar os sinais \overline{SH} (\overline{sample} = amostra; hold = segura) e \overline{BC} (blank = limpa; $\overline{convert}$ = converte), para controlar o processo de amostragem e conversão do sinal analógico para digital (as frequências de amostragem possíveis são: 500 Hz; 1 kHz; 2 kHz; 5 kHz; 10 kHz; e 20 kHz). Neste circuito utiliza-se o relógio do microcomputador (3,072 MHz). Ao ser apresentado um estímulo ao paciente, o microcomputador recebe um pulso de sincronismo (vindo do estimulador). Este pulso é aplicado no circuito (fig. 4.7) que pode gerar um atraso para iniciar a conversão. Os atrasos permitidos são: 0; 1; 2; 5; 10; 20; 50; 100; 200; 500; e 1000 (em ms). Deste circuito de atraso partem os sinais SINCRO (sincronismo para conversão) e INT55 (interrupção RST 5.5). Este último aciona a interrupção RST 5.5 do microcomputador que por meio de "software", prepara a aquisição de dados convertidos para a forma digital. O microcomputador faz com que o bit C3-7 da interface de controle (8255-3) fique com o nível lógico 0 e, como o sinal SINCRO é um pulso e aplicado ao pino LOAD do contador C1 (após a operação lógica E com o sinal que indica fim de contagem do contador C2), o contador C1 inicia a contagem de 19 pulsos de relógio. Este contador gera o tempo para amostrar o sinal (aproximadamente 6 μ s), e para de contar. Ao parar, a sua saída vai para nível baixo e, após inversão no inversor 7404 (CI-D9), é aplicado à porta E 74LS11 (CI-D/12). Sendo então nível alto, permite que o sinal do relógio chegue ao segundo contador. Este contador deverá contar o número de pulsos de relógio necessários para "segurar" o sinal analógico amostrado (pode variar de 44 μ s até 1,994 ms). Portanto, o tempo de amostragem é dado pela soma dos dois tempos citados acima. O contador C2, ao parar de contar, aciona novamente o contador C1 e este começa um novo ciclo. Após 512 vezes (o número de pontos do sinal a ser amostrado), o microcomputador, por meio do sinal C3-7 (que vai para nível alto), impede o funcionamento do circuito (é aplicado ao pino CLR dos contadores, o que impede a contagem quando está em nível alto). A programação do contador C1 é fixa (deve contar 19 pulsos), enquanto que a programação do contador C2 é variável. Esta programação é feita por meio de uma chave seletora no painel que, ao selecionar um dos endereços das PROMs 74S288 (CI's D18 e D19), fixa os valores de programação do contador C2. Na tabela da figura 4.8 são indicados: 1) frequência de amostragem; 2) número de pulsos do contador C1; 3) número de pulsos do contador C2; 4) número total de pulsos; e 5) programação das PROM1, PROM2 e contador C1. Verifica-se ainda que houve a necessidade de "atrasar" o sinal \overline{BC} (que é o sinal \overline{SH} invertido) de aproximadamente 330 ns. Isto é feito para que, quando o A/S receber a ordem de segurar o sinal, haja o necessário tempo de estabilização do sinal analógico na entrada do A/D. O tempo mínimo de estabilização é de 165 ns. Utiliza-se um "flip-flop" 74LS175 (CI-D8), que atrasa o sinal \overline{BC} de um pulso de relógio.

A interface de entrada consiste de uma interface periférica programável 8255-1 (CI-B2) e dois monoestáveis 74121 (CI's B15 e B16). Após conver



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título
CIRCUITO GERADOR DE ATRASO DE SINCRONISMO

PROJ. EQUIPADO	CAT. LÓGICA MARCA	FABR.	REV.	PÁG.
MAN582	Tom. A3	Fig. 4.7	Est. 1/1	3/1
Cod.				

SINCRONISMO EXTERNO [E0]

CN2 CN3
[22] [23] INT 55

FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM (Hz)	NÚMERO DE PULSOS DO CONTADOR C1	NÚMERO DE PULSOS DO CONTADOR C2	NÚMERO TOTAL DE PULSOS	PROGRAMAÇÃO (EM HEXADECIMAL)		
				PROM1	PROM2	CONTADOR C1
500	19	6125	6144	B7	E8	13
1000	19	3053	3072	B7	D0	13
2000	19	1517	1536	B7	A0	13
5000	19	595	614	CA	40	13
10000	19	288	307	04	80	13
20000	19	134	153	51	00	13

Fig. 4.8 - Tabela mostrando a programação do contador C1 e a do contador C2 (programação da PROM1 e da PROM2).

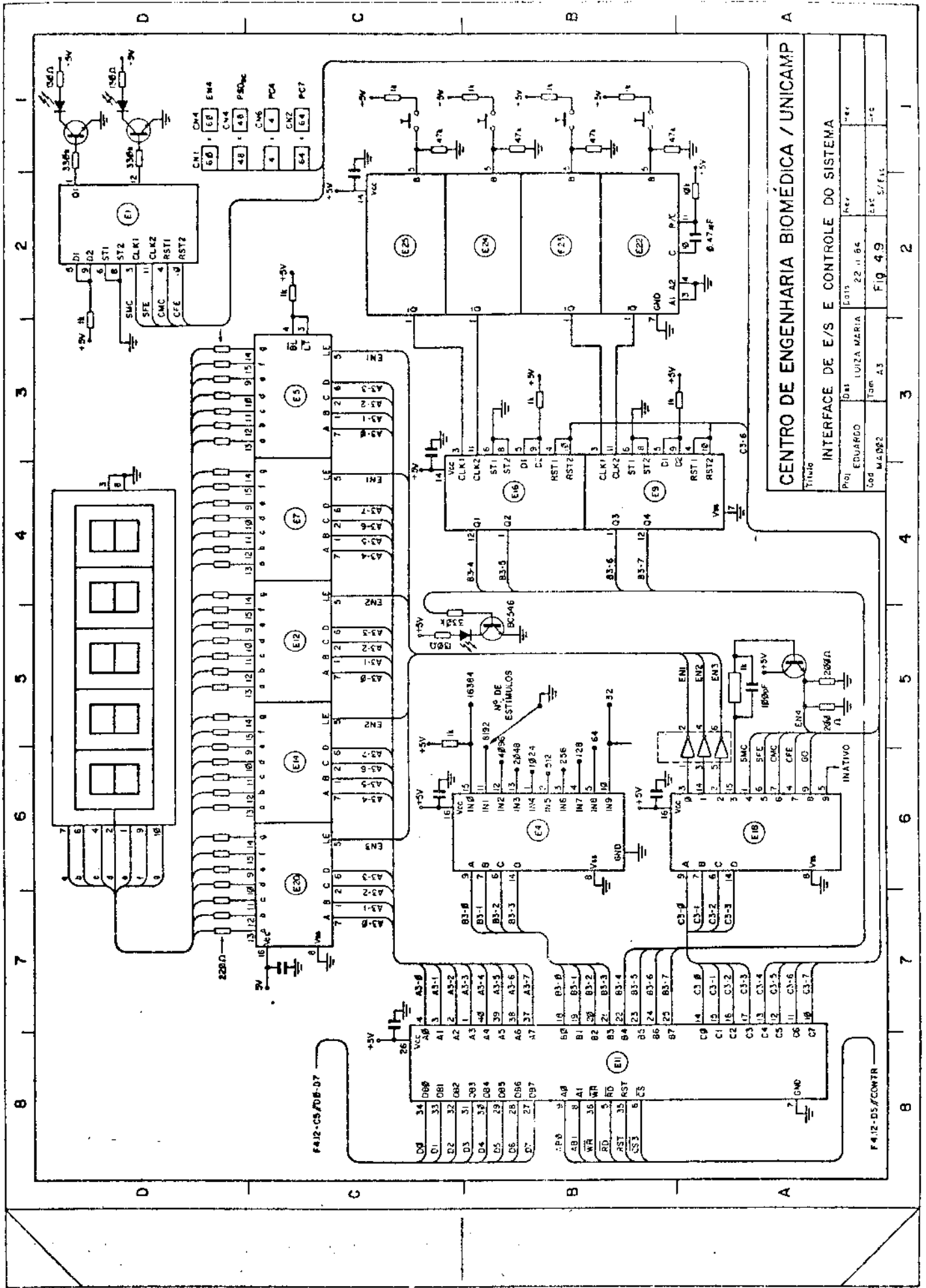
ter um dado, o A/D faz com que o sinal \overline{DR} ("data ready" = dados pontos) vá para nível baixo. Este sinal é aplicado ao pino A1 do CI-B15 e, após um atraso de aproximadamente 500 ns, o CI-B16 é acionado para gerar um pulso de 60 ns. Este pulso é aplicado aos pinos C1-2 e C1-4 da interface paralela (esta está programada para Modo 1). Assim que este pulso é aplicado, o dado que está na saída do conversor (já estável) é armazenado nas portas A e B da interface. O sinal \overline{DR} é invertido gerando o sinal INT75, que é aplicado ao pino da interrupção RST7,5 da CPU. A rotina de interrupção contém instruções que farão a leitura do dado que está armazenado na interface paralela, para posterior processamento.

4.5. Circuito de conversão D/A e interface de saída

A interface de saída é dividida em duas partes: "display" do número de estímulos aplicados (ou número de varreduras feitas), e saída de dados da soma intermediária ou da média calculada.

Para se apresentar o número de estímulos aplicados é utilizada a porta A3, junto com os sinais de controle necessários por meio da porta C3, ambas da interface paralela (8255-3). Este circuito pode ser visto na figura 4.9. Como o contador do número de estímulos (N) é implementado por "software" na forma BCD, é feita a saída ordenada dos 5 dígitos de N (que pode chegar até 16384), através da porta A3. A esta porta estão ligadas as entradas dos decodificadores BCD-7 segmentos (CD4511), utilizados também como registradores/"drivers" para os displays de 7 segmentos (FND560). Por instruções adequadas, coloca-se na porta A3 os dois dígitos menos significativos de N. Manda-se um pulso, por meio da porta C3, para que se possa "gravar" o valor nos dois primeiros decodificadores. Coloca-se na porta A3 os próximos dois dígitos N, com novo pulso para "gravação" deste dado nos próximos decodificadores. Finalmente, coloca-se o último dígito de N (mais significativo) na porta A3 e manda-se o pulso para "gravação". Estes pulsos são feitos por "software"; a palavra binária que aparece na porta C3, devidamente selecionada (ver item 4.7 - programas), é decodificada num decodificador 4x10 (CD4028), gera os sinais EN1, EN2, e EN3, usados para "gravar" o número N nos decodificadores.

Para exibir a soma intermediária ou a média calculada, adotou-se o princípio de deixar ao usuário selecionar, por meio de uma chave seletora (CH6) no painel, o escalamento a ser utilizado (i.e., selecionar quais os 8 dos 24 bits de cada ponto devem ser enviados para o conversor D/A). Esta estratégia foi adotada após verificar que seria impraticável, em termos de tempo de processamento, implementar um programa que verificasse automaticamente, para cada ponto processado, o bit mais significativo e, a partir daí, os 8 bits que deveriam ser mandados para o conversor. Assim, projetou-se a interface de saída de dados



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título: INTERFACE DE E/S E CONTROLE DO SISTEMA

Proj: EDUARDO

Coord: LUIZA MARIA

Local: M4/D92

Tom: A3

Esc: S/F/L

Fig: 4.9

1 2 3 4 5 6 7 8

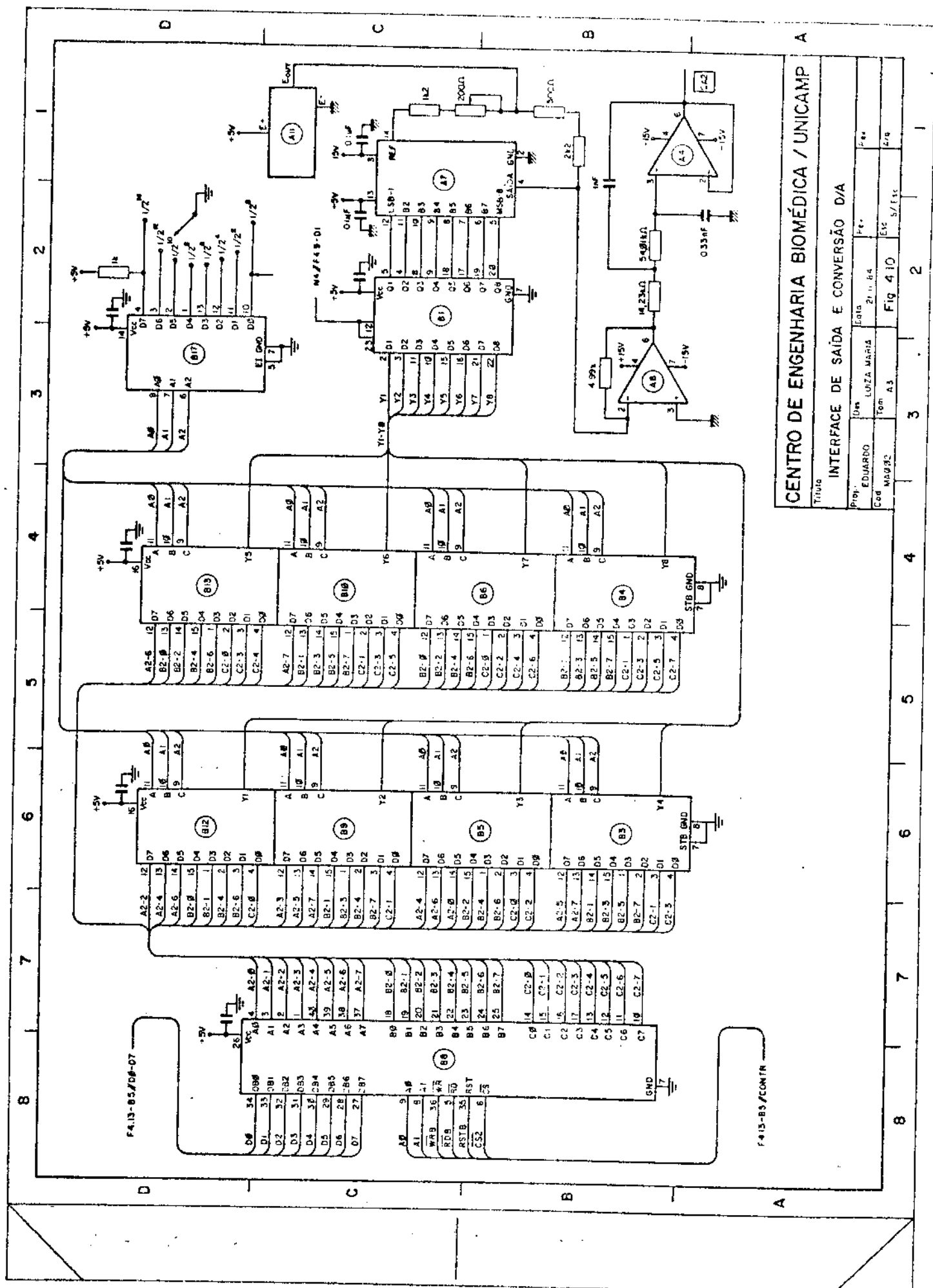
1 2 3 4 5 6 7 8

com uma interface paralela (8255-2), um decodificador 8x3 (74148), oito multiplexadores /seletores (74LS151), um registrador de 8 bits (74100), um conversor D/A de 8 bits (AD559), uma referência de tensão (AD580), um amplificador operacional (AD741), e outro amplificador operacional (AD741) para filtro de saída ("smoothing filter"). Esta interface de saída pode ser vista na figura 4.10. Por meio de um programa adequado, o microcomputador envia para as portas A2, B2, e C2, da interface paralela (8255-2), os 24 bits correspondentes a cada ponto a ser mostrado. A chave seletora (CH10) tem os seguintes códigos de saída: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, e 111. Estas saídas estão ligadas às entradas de seleção (A, B e C) dos multiplexadores, que estão em paralelo. As entradas 0 a 7 dos multiplexadores ligadas às portas A2, B2 e C2 da interface paralela. Chamando o bit A2-0 como o menos significativo (LSB) da palavra de 24 bits, e o bit C2-7 como o mais significativo (MSB) da mesma, tem-se, para um código 000 aplicado pela chave seletora às entradas A, B e C dos multiplexadores, os bits A2-2 a B2-1 da palavra de 24 bits. Se A="1", B="0" e C="0", tem-se Y0 = 5º bit (A2-4), Y1 = 6º bit (A2-5), e assim por diante até Y7 = 12º bit (B2-3); assim, escolhe-se sempre 8 bits que serão enviados para o conversor D/A.

Após ter sido completada a 3ª instrução OUT de saída dos oito bits mais significativos (MSByte do ponto que será mostrado no osciloscópio) e, portanto, tendo-se toda a palavra de 24 bits escrita nas portas A2, B2 e C2, é enviado um pulso (EN4) para o registrador (74100). Este pulso vem do decodificador (CD4028), por meio do qual são enviados vários sinais de controle. Este pulso transfere os 8 bits da entrada do registrador para a entrada do conversor D/A. Este dado é convertido para analógico, sendo que os níveis de tensão na saída do amplificador operacional são de ± 5 V. Após isto, é utilizado um filtro tipo Butterworth, para "alisar" a forma de onda. Este sinal é então enviado ao osciloscópio.

4.6. Microcomputador

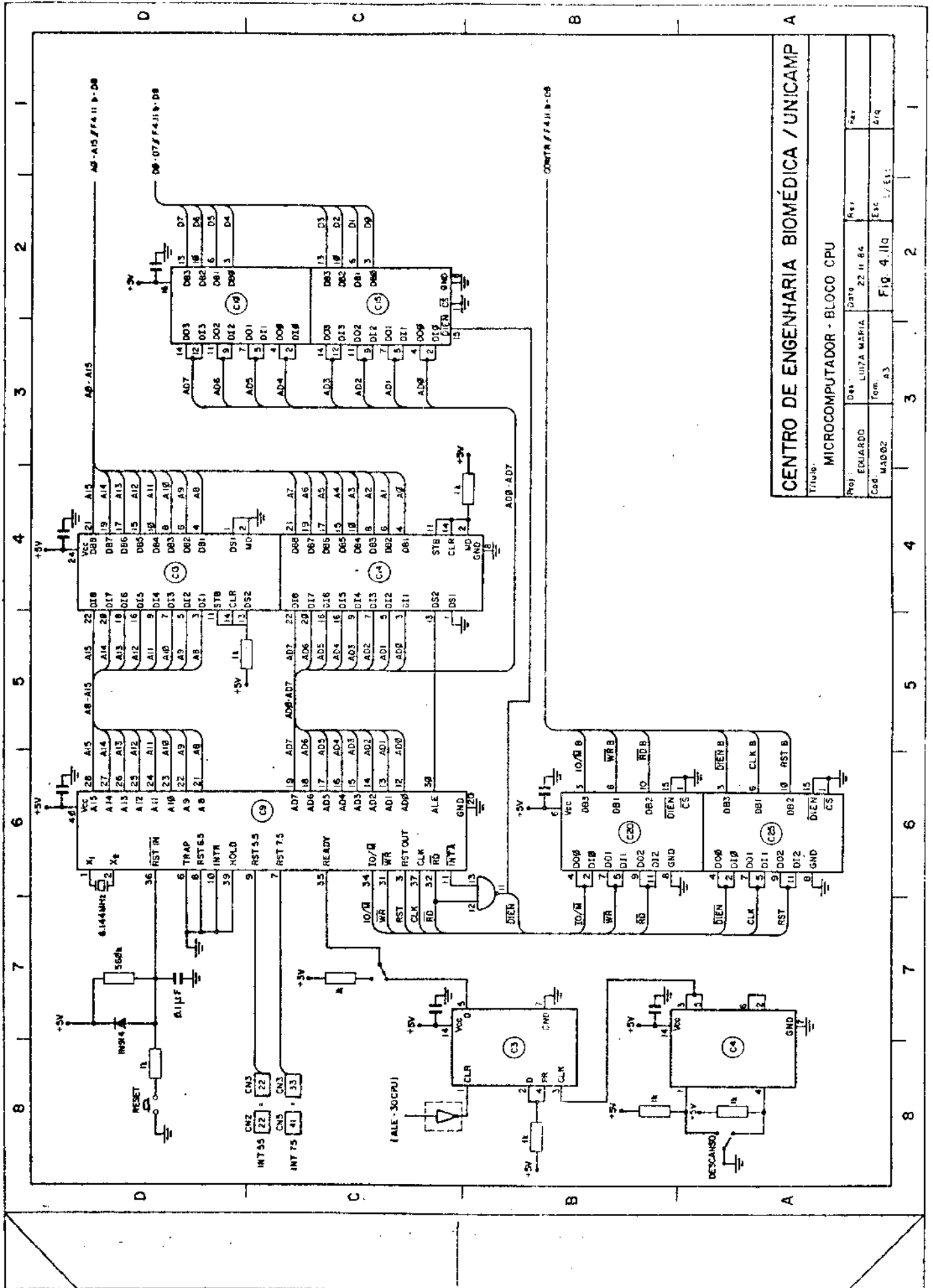
O microcomputador tem como processador central o microprocessador 8085A. Seu funcionamento é conhecido e detalhes poderão ser encontrados na literatura especializada (INTEL, 1980; NATIONAL, 1980). O microcomputador (figs. 4.11.a e 4.11.b) montado pode ser dividido nas seguintes partes: bloco CPU, bloco de memória e bloco de interfaces. O bloco CPU contém: o microprocessador (8085A), dois "buffer/latches" (8212) para o barramento de endereços, quatro "buffer/latches" (8216) para o barramento de dados e outros sinais de controle que saem da placa do microcomputador, e ainda portas lógicas e "flip-flops" para circuito auxiliar de "passo-a-passo". O relógio é providenciado por um cristal de 6,144 MHz. O bloco de memória contém um decodificador de endereço (74LS138), 2 k bytes de memória EPROM (2716) para os programas residentes, e



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Interface de Saída e Conversão D/A

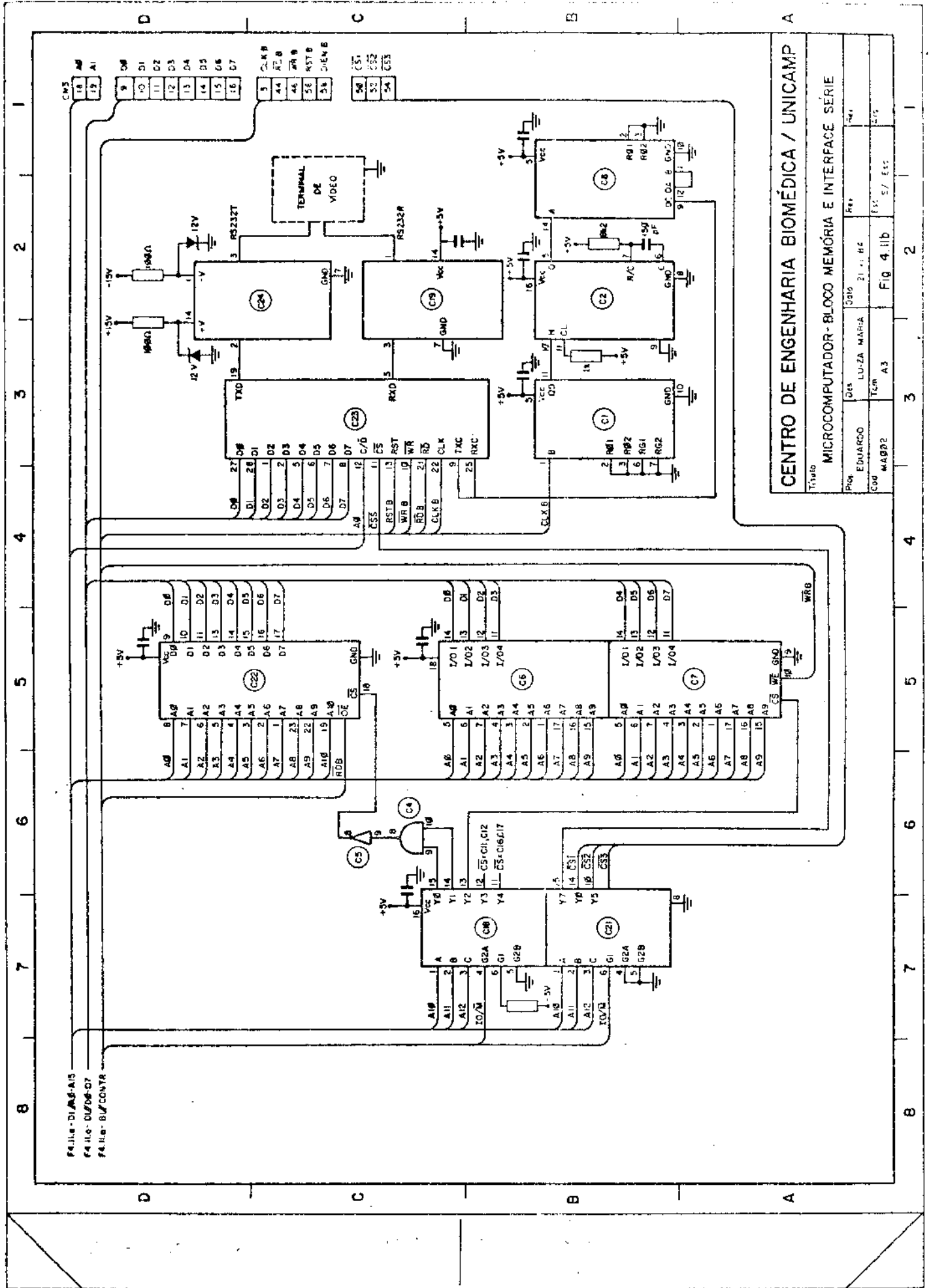
Proj.	Des.	Data	Rev.
EDUARDO	LUÍZA MARIA	27.11.84	1.00
Cod	Tom	Exc	Esc
MA032	A3	Fig 4.10	5/155



TÍTULO:
MICROCOMPUTADOR - BLOCO CPU

Proj: EKLARDOD
 Data: 22.11.86
 Cad: MAD02
 Tom: a3
 Esc: 1/10
 Fig: 4.11a

1 2 3 4 5 6 7 8



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título: MICROCOMPUTADOR-BLOCO MEMÓRIA E INTERFACE SÉRIE

Proj. EDUARDO Des. LUÍZA MARIA. Cód. 21.11.84. Rev. 2/85

Cod. MA992 T.C.M. A3 Ess. S/ Ess. 2/5

Fig. 4.11b

3 k bytes de memória RAM (2114), utilizada como memória de dados. O bloco de interfaces contém um decodificador de endereço (74LS138), três interfaces periféricas paralelas (8255) e, opcionalmente, uma interface série (8251). Esta última interface, juntamente com dois transmissores/receptores de linha serial (1488 e 1489), foi utilizada na fase de testes do equipamento, contando-se com um "software" para interação homem-máquina, via terminal de vídeo. Para as placas com as interfaces paralelas (8255-1 e 8255-2, 8255-3), foi providenciado um estágio de isolamento e "driver" (8212 e 8216) para os sinais de controle e barramento de dados. Todos os blocos serão descritos a seguir. A unidade central de processamento (CPU) tem 16 linhas constituindo o barramento de endereços, 8 linhas de dados, e vários sinais de controle. O barramento de dados (8 bits) é compartilhado com a parte menos significativa do barramento de endereços (A0 a A7), durante o primeiro ciclo de máquina. A cada ciclo de máquina que envolva operação com memória ou interface, alterando assim o barramento de endereço, aparece neste barramento o endereço desejado (A0 a A15) e o sinal ALE ("address latch enable"). Este sinal é usado para "gravar" a parte menos significativa deste endereço (A0 a A7) no "buffer" latch (8212) e, após isto ocorrer, os AD0 e AD7 da CPU tornam-se barramento de dados. Estes pinos são ainda ligados às entradas de dois "buffers" 8216, para aumentar o "fan-out" das linhas de dados. O controle desses dois "buffers" é feito por dois sinais (\overline{CS} e \overline{DIEN}). O pino \overline{CS} é deixado em nível baixo, selecionando o dispositivo permanentemente, e o pino \overline{DIEN} controla o fluxo de dados (da CPU para o sistema, ou deste para a CPU). Este controle é feito da seguinte maneira: $\overline{DIEN} = \overline{RD.INTA}$. Se $\overline{DIEN} = "1"$, o fluxo de dados é do sistema para a CPU; se $\overline{DIEN} = "0"$, o fluxo de dados é da CPU para o sistema. Os outros dois "buffers/latches" (8216), usados para aumentar o "fan-out" dos sinais de controle, são permanentemente selecionados e trabalham no modo unidirecional, sendo que tem-se os seguintes sinais nas suas entradas: $\overline{IO/\overline{M}}$, \overline{WR} , \overline{RD} , \overline{DIEN} , CLK e RST. Dá-se assim os nomes de $\overline{IO/\overline{MB}}$, \overline{WRB} , \overline{RDB} , \overline{DIENB} , CLKB e RSTB para os sinais na sua saída.

Há a possibilidade de o usuário reinicializar o sistema sempre que o desejar. Isto é feito por meio de uma chave de pressão (CH9) colocada no painel. No pino 36 da CPU ($\overline{RESET IN}$) há nível alto permanente. Ao ser pressionada a chave, é colocado nível baixo neste pino, levando assim o apontador de programa (PC) para a posição 0000H, reinicializando o sistema.

O pino 35 (READY) é ligado por meio de duas chaves internas a um circuito que permite o funcionamento do microcomputador passo-a-passo. Quando $READY = "1"$, o microprocessador funciona normalmente; se $READY = "0"$, não há continuidade na execução do programa e é possível analisar o estado do microcomputador (barramentos de dados e de endereços, e os diversos sinais de controle da CPU). Este circuito só é utilizado em caso de necessidade de reparo no sistema. É deixado o pino READY em nível alto permanentemente, para funcionamento

normal do sistema.

O acesso à memória é feito pelos barramentos de dados e de endereços (D0 a D7, e A0 a A12). É utilizado um decodificador (74LS138) com três entradas (A, B e C) para selecionamento, três entradas (G1, G2A, e G2B) para sinais de controle ou habilitação, e oito saídas que são sinais de ativação (ativos em nível baixo) que, quando ligadas ao \overline{CS} ("chip select") de cada bloco de 1 k byte de memória, selecionam o bloco a ser acessado. A entrada A é ligada a linha de endereço A10, a B a linha A11, e a C a linha A12. A entrada G1 é deixada em nível alto, a entrada G2A é deixada em nível baixo e a entrada G2B é ligada ao sinal IO/\overline{MB} . Quando $IO/\overline{MB} = "1"$, não há selecionamento de memória; se $IO/\overline{MB} = "0"$, há selecionamento de memória pela combinação das linhas A10, A11 e A12. As saídas Y0 e Y1 do decodificador são ligadas a uma porta lógica NAND e a saída desta porta é ligada a uma porta lógica NOT. É a saída da porta NOT que é ligada ao pino de seleção de memória EPROM (2716). Utilizou-se este artifício para selecionar a EPROM porque esta tem capacidade para 2 k bytes e o selecionamento de memória é feito de 1 k em 1 k byte. Assim, os primeiros 2 k bytes (de 0000H até 07FFH) são endereços de programa residente em EPROM. A saída Y2 é ligada ao primeiro bloco de 1 k byte de RAM (de 0800H até 0BFFH), a saída Y3 é ligada ao segundo bloco de RAM (de 0C00H até 0FFF) e a saída Y4 é ligada ao último bloco de memória RAM (de 1000 até 13FFH). Estes 3 k bytes de memória RAM (2114) não são inteiramente utilizados, mas devem ser usados quando se utilizar o programa monitor para comunicação com o usuário (não há necessidade desta comunicação com o equipamento tendo utilização normal). Ainda, o pino 20 da memória EPROM (2716) é ligado ao sinal \overline{RD} (leitura) que, quando baixo, permite a leitura do conteúdo da posição de memória selecionada. O pino 10 da memória RAM (2114) é ligado ao sinal \overline{WR} (escrita) que, quando baixo, permite à CPU escrever um dado na posição de memória especificada e, quando alto e juntamente com o pino 8 (\overline{CS}) em baixo, permite a leitura do conteúdo da posição de memória selecionada. Ainda são possíveis utilizar mais 3 k bytes de memória (tanto EPROM quanto RAM).

O selecionamento das interfaces de entrada e saída (E/S) é feito por outro decodificador (74LS138), com as linhas de endereço A10, A11 e A12 ligadas às entradas A, B e C respectivamente, as entradas G2A e G2B deixadas em nível baixo e a entrada G1 ligada ao sinal IO/\overline{MB} . Quando $IO/\overline{MB} = "1"$, podem ser selecionadas as interfaces (dependendo da combinação existente nas entradas A, B e C); se $IO/\overline{MB} = "0"$, não há selecionamento de interfaces, mas sim de memórias.

Além da interface série (8251) utilizada na fase de testes do sistema, os dispositivos de E/S utilizados são três interfaces periféricas programáveis (8255), que podem receber e transmitir dados na forma paralela (8

bits), sendo que cada dispositivo tem três portas de E/S de dados (A, B e C) e um registrador da palavra de controle (RPC). Esta interface aceita os sinais \overline{RD} , \overline{WR} , \overline{RESETB} e \overline{CS} . Para selecionar qual porta está sendo acessada, ou se é o registrador da palavra de controle, liga-se as linhas de endereço A1 e A0 aos pinos 8 e 9 da interface, respectivamente. Este selecionamento é feito da seguinte maneira:

A0	A1	SELECIONA
0	0	Porta A
0	1	Porta B
1	0	Porta C
1	1	Registrador da palavra de controle(RPC)

Verifica-se assim que, para cada dispositivo de E/S paralela utilizado, são associados quatro endereços. Os endereços das diversas portas das interfaces são dados a seguir (todos na base hexadecimal):

Para 8255-1:

Porta A1 : E0H
 Porta B1 : E1H
 Porta C1 : E2H
 RPC1 : E3H

Para 8255-2:

Porta A2 : E4H
 Porta B2 : E5H
 Porta C2 : E6H
 RPC2 : E7H

Para 8255-3:

Porta A3 : F4H
 Porta B3 : F5H
 Porta C3 : F6H
 RPC3 : F7H

A primeira interface paralela (8255-1) está programada para operar no MODO 1, com as portas A1 e B1 como entradas de dados, e os bits C1-2 e C1-4 (da porta C1) como sinais de "strobe" para a gravação de dados nas outras duas portas (A1 e B1). A sua palavra de controle de modo é B6H.

A segunda interface paralela (8255-2) está programada para operar no MODO 0, com as portas A2, B2 e C2 como saída de dados. A sua palavra de controle é 80H.

A terceira interface paralela (8255-3) está programada também para operar no MODO 0, com as portas A3 e C3 como saída de dados e a porta

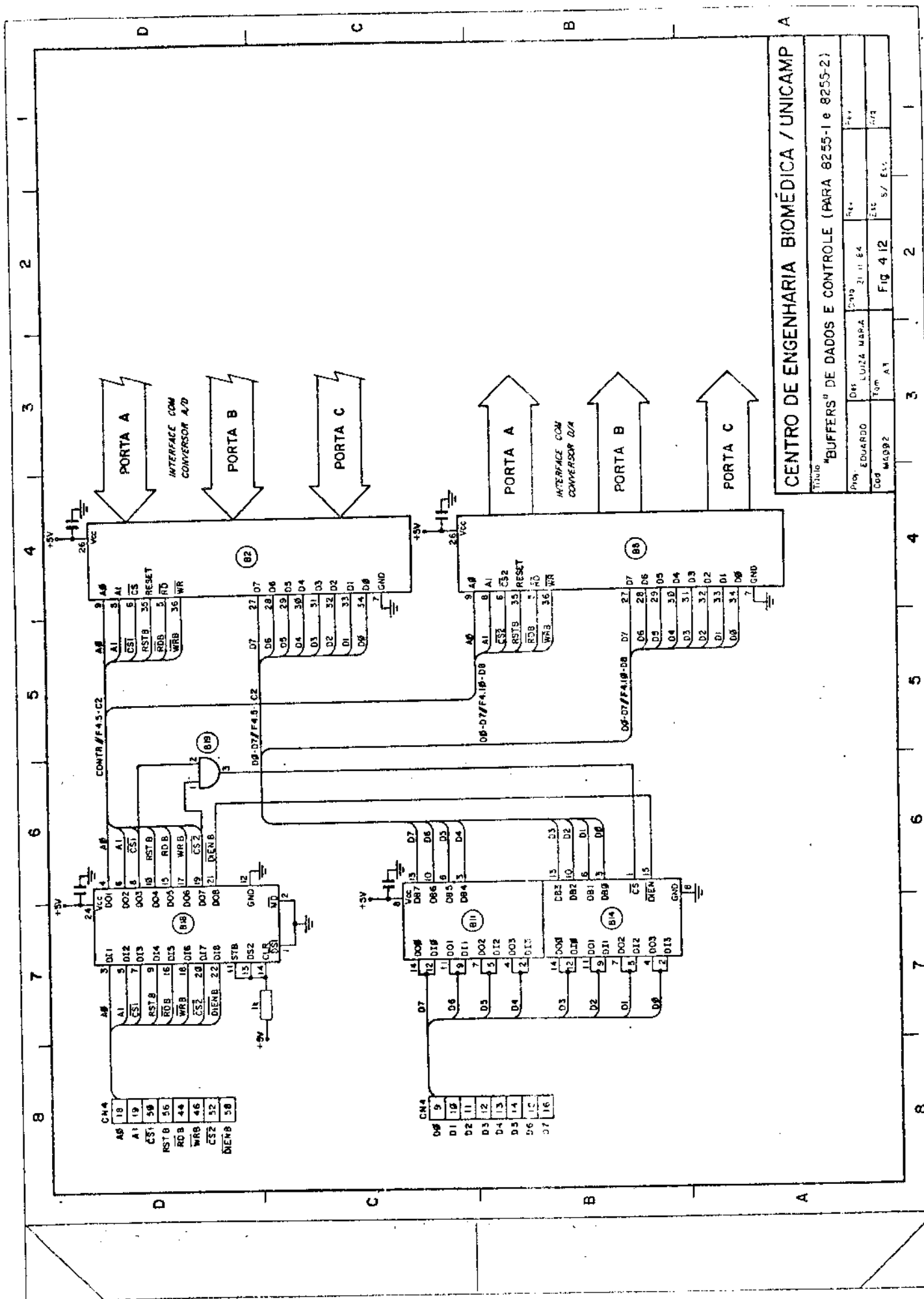
B3 como entrada de dados. A sua palavra de controle é 8211.

As interfaces utilizadas para comunicação com os sistemas de conversão A/D e D/A (8255-1 e 8255-2, respectivamente), estão colocadas numa única placa. Para esta placa foram providenciados "buffers" para o barramento de dados e sinais de controle (ver fig. 4.12). Assim, o barramento principal (fiação trazeira do "rack") é isolado destas interfaces, sendo que os sinais A0, A1, $\overline{CS1}$, $\overline{CS2}$, RSTB, \overline{RD} , \overline{WR} e \overline{DIENB} são ligados ao "buffer" unidirecional (8212), e o barramento de dados (D0 a D7) ligado a dois "buffer/drivers" (8216). O isolamento do barramento de dados é feito pelos sinais \overline{CS} e \overline{DIEN} (pinos 1 e 15 dos dispositivos 8216's, respectivamente). Quando uma ou outra interface está sendo selecionada ($\overline{CS1}$ ou $\overline{CS2}$ em nível baixo), há seleção deste dispositivo ($\overline{CS} = 0$) e a direção do fluxo de dados é dada pelo sinal \overline{DIENB} . Se $\overline{DIENB} = 0$, o fluxo de dados é do barramento principal para as interfaces (está sendo feita uma escrita de dados numa das portas da interface); se $\overline{DIENB} = 1$, o fluxo de dados é das interfaces para o barramento principal (está sendo feita uma leitura de dados da interface). Nas seções 4.4 e 4.5 foi descrito como estas interfaces estão ligadas aos sistemas de conversão A/D e D/A e por isto não será repetido nesta seção.

A interface paralela (8255-3) utilizada para controle do sistema (ver fig. 4.9) pelo microcomputador está localizada numa placa com sete decodificadores (CD40147, CD4028 e 5xCD4511), portas lógicas e "flip-flops" (CD 4011 e CD4013). No painel frontal desta placa estão cinco "displays" de 7 segmentos (FND560), cinco chaves de requisição de tarefas e uma chave seletora do número de estímulos (a chave permite a seleção dos seguintes números: 32; 64; 128; 256; 512; 1024; 2048; 4096; 8192; 16384). Os "displays" estão ligados às saídas dos decodificadores /"drivers" CD4511 (a, b, c, d, e, f, g). As entradas destes decodificadores estão ligados à porta A3 da interface de E/S. Uma chave seletora do número de estímulos (CH6), com 10 posições, é ligada às entradas do decodificador decimal-BCD (CD40147). As saídas deste decodificador são ligadas aos bits menos significativos da porta B3 (B3-0, B3-1, B3-2 e B3-3). Por programa, o dado que está nesta porta é "lido" pelo microcomputador, preparando o sistema para aceitar o número de estímulos determinado pela chave.

Os bits menos significativos da porta C3 (C3-0 a C3-3) são ligados à entrada do decodificador BCD-decimal (CD4028). Por meio de um dado adequado mandado para a porta C3 da interface, são gerados os diversos sinais de controle do sistema. São utilizados também os bits mais significativos desta porta (C3-4 a C3-7) para controle específico. Do decodificador CD4028 saem os seguintes sinais de controle:

- .EN1, EN2, EN3 - ativam os decodificadores CD4511
- .EN4 - ativa o registrador 74100 da interface da saída



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título: "BUFFERS DE DADOS E CONTROLE (PARA 8255-1 e 8255-2)"
 Profa. EDUARDO Def. LUZIA MARA, CNPQ 31.111.84
 Cod. M4092 Tom. A1 FIG. 4.12 5/ E.V. 1/74

- .SMC - aciona o "flip-flop" que indica média calculada
- .CMC - "reseta" o "flip-flop" que indica média calculada
- .SFE - aciona o "flip-flop" que indica erro de processamento
- .CFE - "reseta" o "flip-flop" que indica erro de processamento
- .GO - aciona o gatilho do osciloscópio

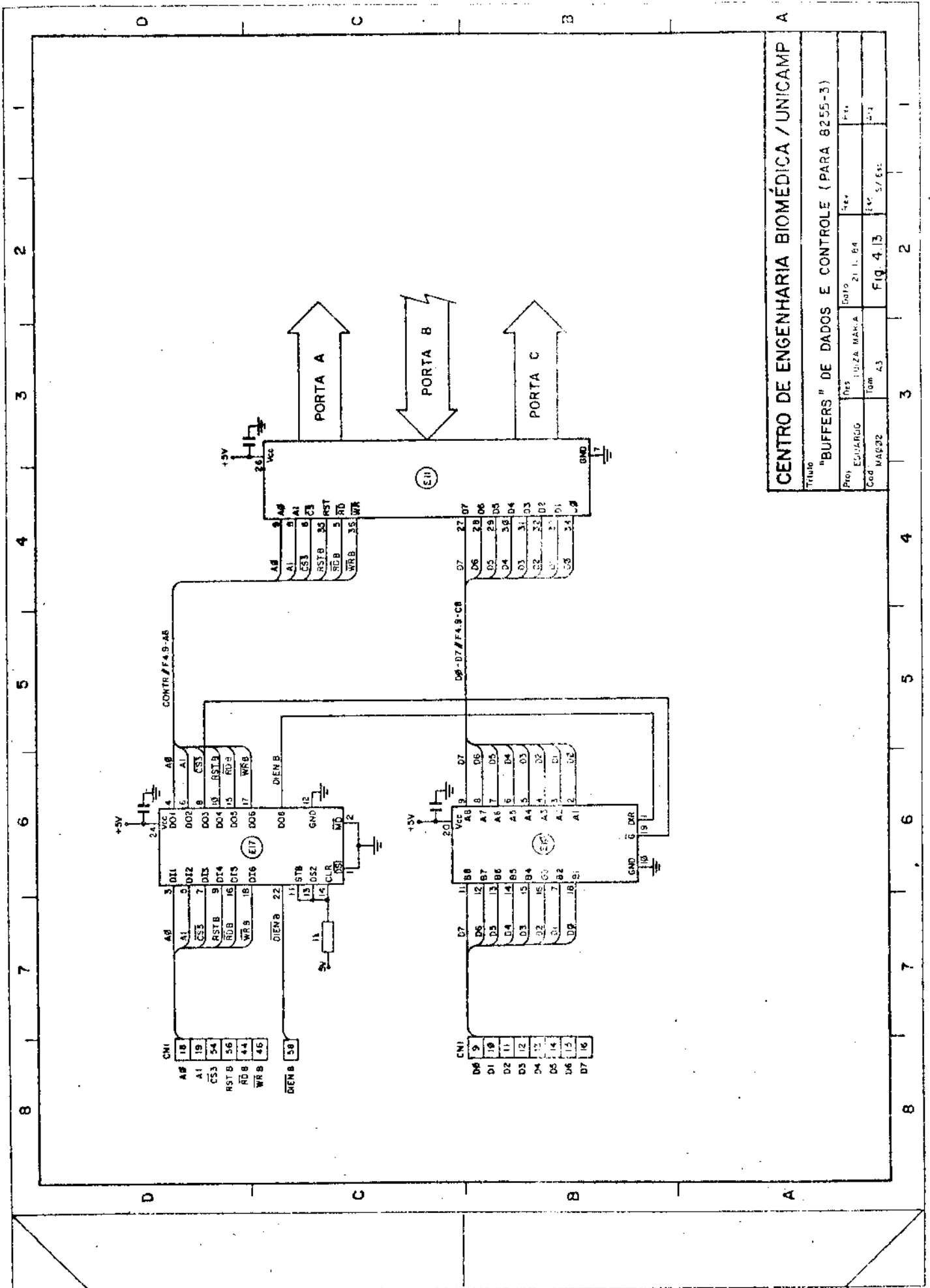
O bit C3-4 é usado para "resetar" o "flip-flop" que indica sobretensão no conversor A/D. Se C3-4 = "1", o "flip-flop" aceita pulso de relógio e pode mudar de estado; se C3-4 = "0", a saída deste "flip-flop" vai a zero. O bit C3-5 não é utilizado; o bit C3-6 é usado para "resetar" os "flip-flops" de requisição de tarefas. Se C3-6 = "0", os "flip-flops" podem ser acionados pelas chaves de requisição de tarefas; se C3-6 = "1", as saídas dos "flip-flops" vão a zero. O bit C3-7 é utilizado para permitir ou não o funcionamento do circuito gerador de frequência de amostragem. Se C3-7 = "1", o circuito não funciona; se C3-7 = "0", o circuito funciona.

Os bits mais significativos da porta B3 (B3-4 a B3-7) são ligados às saídas dos "flip-flops" (CD4013) de requisição de tarefas. Estes "flip-flops" são ligados às chaves de requisição de tarefas (CH1; CH2; CH3; CH4; CH5), sendo que as chaves CH1 e CH2 devem ser acionadas simultaneamente; foi feito um circuito eliminador de ruído de chave (com monoestáveis) (ver fig.4.9). As chaves CH1 e CH2 são acionadas conjuntamente para solicitar que seja zerada a memória de dados. A chave CH3 é acionada para iniciar o processamento. A chave CH4 é usada para parar processamento e a chave CH5 é usada para solicitar que a média seja calculada. Todas as chaves acionam "flip-flops" próprios. Ao fazer leitura periódica na porta B3, o microcomputador verifica se algum dos "flip-flops" está acionado e, em caso positivo, deve atender à solicitação. O "flip-flop" que indica ZERAR MEMÓRIA tem um LED (L1) em sua saída, para indicar que foi solicitado zerar memória. O acendimento deve ser rápido mas, em caso de erro de programa, o LED ficará aceso, indicando que não foi atendida a solicitação do usuário. Em caso de ocorrer erro ao iniciar o processamento, um LED (L2) ligado à saída do flip-flop que indica erro ficará aceso. Quando a média estiver calculada, um LED (L3) é aceso no painel, até a memória ser zerada.

Salienta-se que esta placa também contém os "buffer/drivers" utilizados na placa das interfaces 8255-1 e 8255-2. A diferença no circuito consiste somente na substituição do sinal $\overline{CS1}$ pelo sinal $\overline{CS3}$, e o sinal $\overline{CS2}$ não chega até a placa (ver fig. 4.13). O seu funcionamento é idêntico ao circuito já descrito.

4.7. Programas desenvolvidos

O "software" do sistema é constituído de um programa princí



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título: "BUFFERS" DE DADOS E CONTROLE (PARA 8255-3)

Proj:	Des:	Dirto:	Per:
EDUARDO	LUÍZA MARA	ZI L. B4	
Cod:	Tom:	Fig:	Esc:
MAG92	A3	Fig. 4.13	2-3

pal, que imprime dados (a soma intermediária ou a média calculada), e de um programa de interrupção, que efetua a aquisição e soma de 512 pontos do sinal de entrada toda vez que receber o sinal de sincronismo do estimulador. Procurou-se combinar o "hardware" e o "software" de maneira a minimizar os circuitos e maximizar a velocidade e eficiência do sistema.

Embora as diferentes frequências de amostragem sejam geradas por "hardware" (ver secção 4.4), é o programa de controle ("software") que sincroniza o sistema de conversão A/D com o microcomputador, de forma a garantir que nenhuma informação seja perdida. Além disso, o programa monitora periodicamente a porta de requisição de tarefas, de modo que o usuário pode solicitar que seja iniciado o processamento, pará-lo, zerar a memória e calcular a média. É possível ainda ao usuário determinar o número de segmentos a serem processados pelo instrumento (isto é, o número de somas a serem feitas), sendo que o número mínimo (selecionado por chave no painel; ver secção 4.5) é 32 e o máximo é 16384. Salienta-se que o usuário pode parar o processamento a qualquer instante, mesmo não tendo sido atingido o número de estímulos selecionado na chave.

Se o usuário não estiver satisfeito com o resultado exibido na tela do osciloscópio, há a possibilidade de se adquirir mais dados antes de se calcular a média. Para tanto, o usuário deve reposicionar a chave seletora do número de estímulos e acionar a tecla de iniciar processamento. Se, por engano, for iniciado o processamento com o mesmo número, ou o novo número for menor ou igual que o anterior, um LED de aviso de ERRO acenderá no painel e não será adquirido nenhum dado.

Em resumo, o programa controla todos os dispositivos de entrada e saída de dados, verifica se as chaves de requisição de tarefas foram acionadas, providenciando pulsos para reinicializar os "flip-flops" de requisição de tarefas, sinal para permitir/impedir estímulos, pulso para o registrador de 8 bits da interface de saída de dados, pulso de sincronismo para o "trigger" do osciloscópio, pulsos para aviso de ERRO e MÉDIA CALCULADA, e pulsos de habilitação dos decodificadores (para o "display" de 5 dígitos do número de estímulos já processados).

A figura 4.14 mostra o fluxograma geral do promediador. O funcionamento do promediador é iniciado ao ser ligada a chave liga/desliga do aparelho (na fonte de alimentação), pois é gerado um RESET automático na CPU, fazendo com que seja zerado o registrador que armazena o endereço da próxima posição de memória a ser acessada (ou seja, o apontador de programa). Assim, apontando para a posição 0000H de memória, inicia-se o processamento pelo programa principal.

A inicialização geral começa com a execução de uma instrução de impedimento de interrupções e também de mascaramento das interrupções utiliza-

"SOFTWARE" BÁSICO. DO PROMEDIADOR

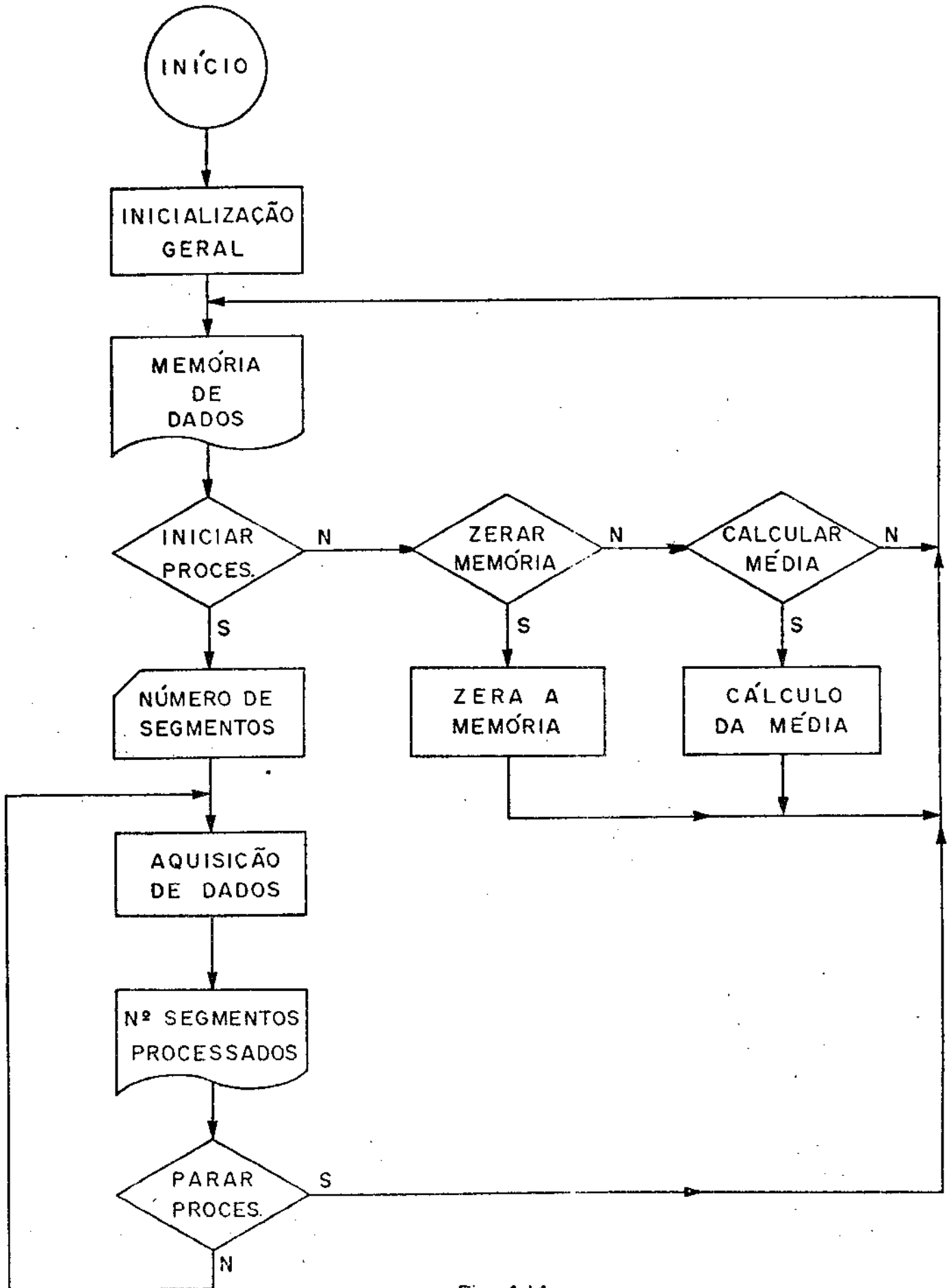


Fig. 4.14

das (RST5.5 e RST7.5). Após isto, é feita a programação das portas de E/S (8255-1, 2 e 3) e a inicialização dos "flip-flops" de requisição de tarefas, de aviso de média calculada, de aviso de erro, e coloca-se zero no "display" de cinco dígitos do número de segmentos a serem processados. Impede-se ainda o funcionamento do circuito de geração de frequências de amostragem.

Após a inicialização, é chamada uma subrotina de impressão da memória de dados. Esta memória é apresentada continuamente na tela de um osciloscópio, até que haja solicitação de tarefa, que podem ser: ZERAR MEMÓRIA; CALCULAR MÉDIA; INICIAR PROCESSAMENTO. Deve-se acionar as duas chaves de ZERAR MEMÓRIA antes de iniciar o processamento. Pelo osciloscópio vê-se que a memória está zerada por um traço horizontal que é visto na tela. Após posicionar a chave seletora de número de estímulos para o ponto desejado, deve-se acionar a chave de pressão INICIAR.

Ao iniciar, é feita a leitura do número de segmentos e armazenado este número na memória (este número é armazenado em BCD e ocupa três posições de memória) e há a preparação para aquisição de dados. Há um mascaramento da interrupção RST7.5 e habilitação da interrupção RST5.5, e depois o programa fica em laço de impressão do conteúdo da memória de dados. Ao ser aplicado um estímulo no paciente e, conseqüentemente, ocorrer um pulso de sincronismo vindo do estimulador, o programa desvia para a rotina de interrupção RST5.5 (posição de memória 002CH). Nesta rotina, são inicializados os pares de registradores D e H, é habilitada a interrupção RST7.5 e mascarada a interrupção RST5.5, há a permissão para gerar o sinal de amostragem (\overline{SH} , ver secção 4.4), por meio do bit C3-7 da 8255-3, e por fim, aguarda a ocorrência de interrupção RST7.5 (que ocorrerá 512 vezes, por meio do sinal \overline{DR} - ver secção 4.4).

Ao ocorrer a interrupção RST7.5, o programa é desviado para a posição 003CH, onde está localizada na memória a rotina de aquisição e soma dos dados do sinal analógico amostrado e convertido para digital. Esta é uma subrotina rápida, que adquire um dado de 10 bits e o adiciona ao conteúdo anterior da memória (esta é zerada inicialmente). Como se tem 24 bits (3 bytes) para cada ponto convertido, é feita uma soma de 3 bytes, levando-se em consideração o bit de "carry". Após adquirir e somar 512 pontos do sinal, o endereço do apontador da pilha é restaurado e o programa volta para o programa principal, onde é mostrado o número de segmentos já processados no "display" de 5 dígitos e é verificado se houve requisição para parar processamento (tecla de "PARAR" foi acionada), ou se já foi atingido o número selecionado por chave no painel. Em caso negativo, o programa volta para o laço de impressão da memória de dados e aguarda nova interrupção RST5.5 para adquirir mais 512 pontos. Em caso positivo, o programa volta para o laço de impressão principal, onde pode ser solicitado que seja zerada a memória, calculada a média, ou iniciar novamente o processa-

mento. Neste caso, para iniciar novamente, o usuário deve posicionar a chave seletora do número de estímulos para uma nova posição, necessariamente maior que a que se encontra. Se o usuário não mudar a posição da chave, ou a colocar em posição inferior (ou seja, da posição 64 mudar para 32), ao ser iniciado o processamento será detectada uma situação de ERRO, e é acionado um "flip-flop" para ligar um LED de aviso no painel. Será necessário reposicionar a chave e iniciar novamente o processamento.

A subrotina de ZERAR MEMÓRIA coloca 00H em 1550 posições de memória, sendo que 1536 posições são relativas à memória da soma, 3 posições são relativas ao contador N (em BCD) do número de segmentos processados, mais 3 posições são relativas ao número M de estímulos selecionado por chave no painel, e 4 outras para resultado da média de cada ponto e contador utilizados na subrotina de cálculo da média.

A subrotina de impressão da memória de dados (IMPRM) manda um pulso de "trigger" para o osciloscópio e, após isto, manda o conteúdo de 3 posições de memória subsequentes (um ponto processado) e mais um pulso para o registrador da interface de saída (sinal EN4 - ver secção 4.5); faz isso para 512 pontos e retorna ao ponto de onde foi chamada.

A listagem de todos os programas desenvolvidos encontram-se no Apêndice 6. Em caso de necessidade de reparos no equipamento, pode-se mudar os programas gravados em EPROM por um Monitor de Teste do Promediador, que está gravado numa outra EPROM, que não acompanha o equipamento.

CAPÍTULO 5

TESTES COM O PROMEDIADOR

5.1. TESTES DE BANCADA

5.1.1. Medida do ruído existente na saída (conversor D/A e filtro)

Para se medir o ruído existente na saída do promediador, após ser feita a conversão digital/analógica de um sinal colocado na memória do promediador, foi feita a montagem da figura 5.1. Esta montagem foi a mesma utilizada na fase de desenvolvimento e teste dos programas de controle do promediador (ver apêndice 3).

Inicialmente, foi colocado o número 00000000 (00H) em 1536 posições de memória (correspondentes à memória da soma). Em seguida, foi enviado um comando para executar os programas de controle do promediador, sendo verificada a resposta na saída. Esta verificação foi feita por meio de um osciloscópio com memória (Tektronix série 5000), sendo o sinal da saída gravado na tela do osciloscópio. Este sinal pode ser visto na figura 5.2. (foto da tela do osciloscópio), sendo o traçado inferior desta figura. Verifica-se que este sinal tem 0,2 mV pico a pico.

Como o conversor D/A utilizado tem 8 bits de resolução e trabalha com tensão de fundo de escala de 10 V, um bit significativo corresponde a aproximadamente 40 mV. Isto pode ser visto pelo traçado superior da mesma foto (fig. 5.2.). Este traçado mostra a memória da soma com o conteúdo alterado para permitir a visualização de 1 bit significativo. Para se conseguir esta visualização, colocou-se o número 00H nas posições iniciais da memória (que, ao serem mostrados, corresponderam a 4 ms de sinal na tela do osciloscópio), o número 04H em posições alternadas da memória (corresponderam a 5 ms de sinal na tela do osciloscópio), e o restante da memória foi preenchido com o número 00H. Convém lembrar que cada ponto do sinal amostrado pelo promediador é representado em 3 posições de memória. Assim, quando a memória foi preenchida com 00H, obteve-se o seguinte número binário:

$$\begin{array}{ccccccc} \underbrace{00000000} & & \underbrace{00000000} & & \underbrace{00000000} & & \equiv 000000H \\ \text{byte (+) signif.} & & \text{byte intermediário} & & \text{byte (-) signif.} & & \end{array}$$

Para se observar um bit significativo, foi colocado o número 04H no byte menos significativo de cada ponto, porque na interface de saída, com a

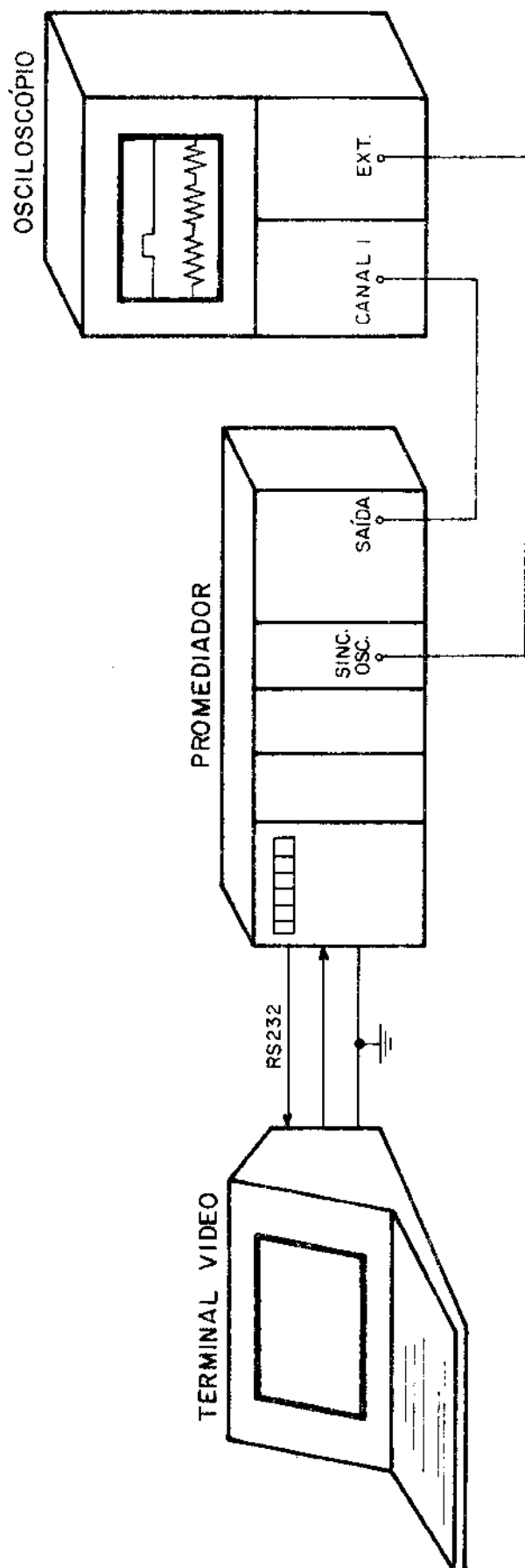


Fig. 5.1. Esquema da montagem para verificação do ruído existente na saída do promediador (conversor D/A e filtro).

chave de seleção do fator de escala colocada em $1/2^0$, são escolhidos os 8 bits que serão enviados para o conversor D/A a partir do 3º bit (ver seção 4). Assim, a memória da soma foi preenchida do seguinte modo:

byte (+) significativo	- 00000000	} corresponde a um ponto da memória da soma com 1 bit significativo
byte intermediário	- 00000000	
byte (-) significativo	- 00000100	
byte (+) significativo	- 00000000	} corresponde a outro ponto (subsequente) da memória da soma com 1 bit significativo
byte intermediário	- 00000000	
byte (-) significativo	- 00000100	

Verifica-se pela figura 5.2. que 1 bit significativo do D/A (correspondente a aproximadamente 40 mV) ficou perfeitamente caracterizado, não havendo possibilidade de mascaramento pelo ruído (0,2 mVpp) existente na saída, garantindo uma boa discriminação do sinal contido na memória do promediador.

5.1.2. Medida do ruído intrínseco do promediador

Foi feito um teste para se medir o ruído existente no equipamento. Para tanto, foi feita a montagem da fig. 5.3., onde se vê o promediador com um osciloscópio e um estimulador. Pela figura vê-se que as entradas positiva(+) e negativa(-) do amplificador de entrada foram curto-circuitadas, a saída do promediador ligada ao canal 1 do osciloscópio, a saída de sobretensão (na entrada do conversor A/D) ligada ao canal 2 do osciloscópio, e a saída de sincronismo externo do promediador ligada à entrada EXT ("trigger externo") do osciloscópio. O estimulador foi utilizado para permitir a contagem do número de varreduras a serem feitas pelo promediador. A taxa de estimulação foi 20 Hz. As condições do promediador foram as seguintes:

- número de estímulos: 16384 (máximo)
- atraso de sincronismo: 0 ms
- taxa de amostragem: 20 kHz
- ganho do amplificador: 1000
- frequência de corte do filtro de entrada: 7,5 kHz
- fator de escala: $1/2^{10}$

Após 16384 estímulos, obteve-se o resultado que se ilustra pela foto da figura 5.4., na qual pode-se notar o resultado da adição (traçado superior) e o sinal na entrada do conversor A/D (traçado inferior). O sinal da entrada do promediador (entradas (+) e (-) curto-circuitadas) foi colocado na faixa de trabalho do A/D (de 0 a 10 V), ficando com um nível DC de aproximadamente 6 V. Notou-se a formação de um degrau de tensão em 17,5 ms. Quando a frequência de amostragem do sinal foi mudada de 20 kHz para 10 kHz, este degrau de tensão continuou aparecendo na mesma posição da tela do osciloscópio, correspondendo

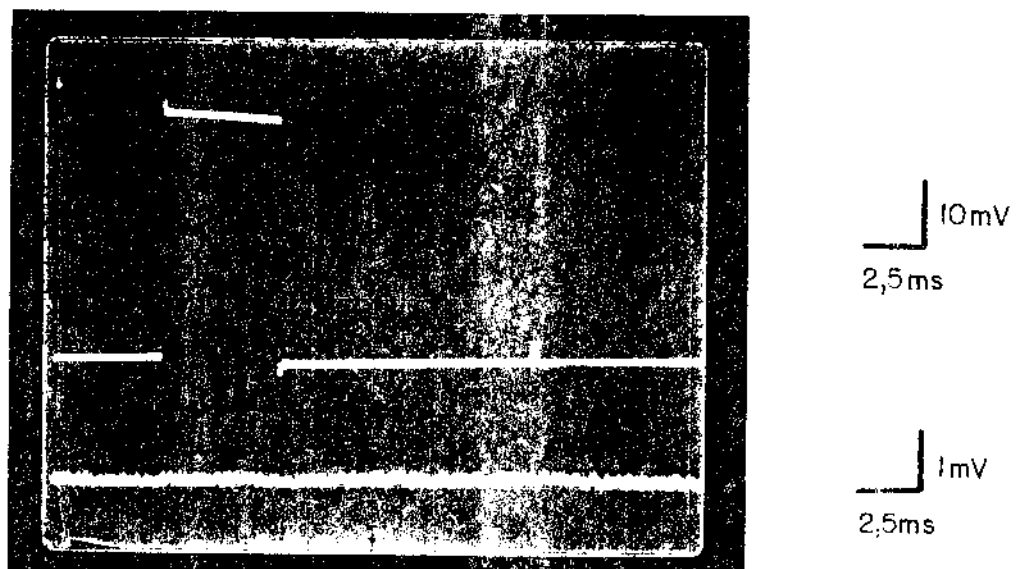


Fig. 5.2 - Ruído na saída do promediador:

- (a) mostrando 1 bit significativo (traço superior)
- (b) mostrando a saída com a memória zerada (traço inferior)

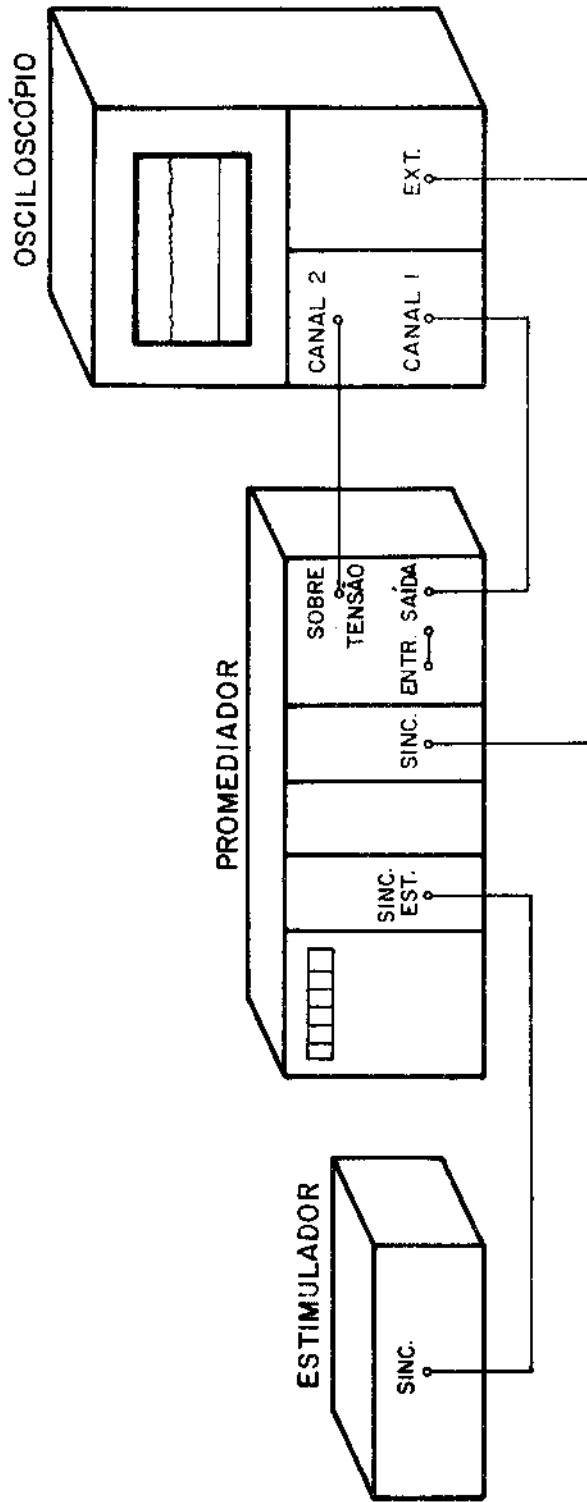


Fig. 5.3. Esquema da montagem para verificação do ruído intrínseco do promediador.

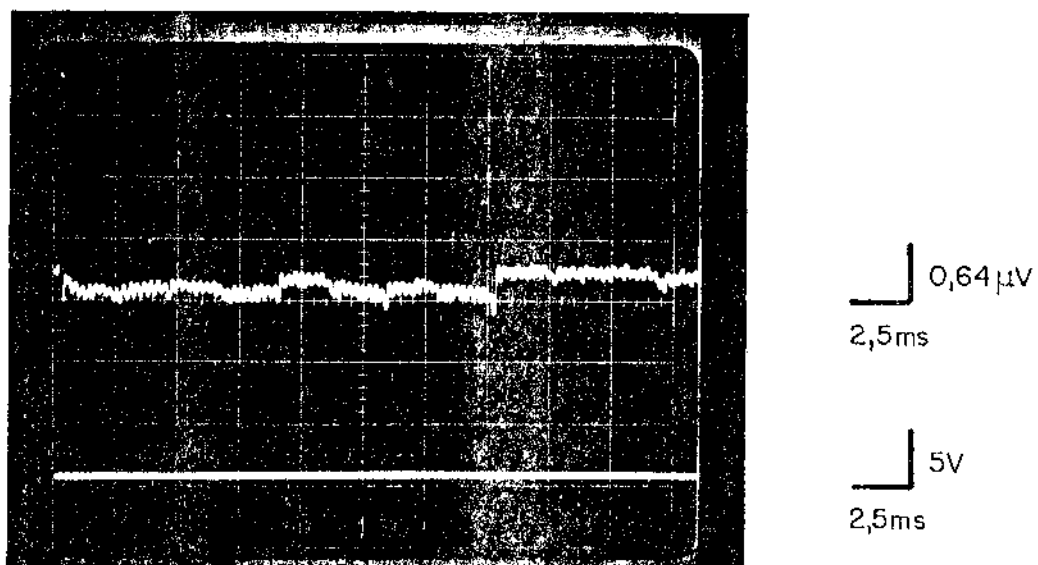


Fig. 5.4 - Ruído intrínseco do promediador:

- (a) traçado superior mostrando a saída após 16384 somas, com as entradas (+) e (-) do promediador curto-circuitadas
- (b) o traçado inferior mostra o sinal na entrada do conversor A/D, com um nível de tensão dc de 6V

agora a 35 ms na base de tempo do promediador (ver apêndice 1). Isto parece indicar que o degrau se forma a partir de alguma operação que ocorre na subrotina IMPRM, que mostra na tela do osciloscópio o conteúdo da memória da soma. É importante notar a escala de tensão do traçado superior, que é de 61,04 $\mu\text{V}/\text{div}$ (escala do promediador). Quando foi calculada a média este degrau desapareceu, pois o conversor D/A não teve resolução para detectá-lo.

5.1.3. Promediação de um pulso retangular mascarado por ruído

Para ilustrar o método da promediação foi feito um primeiro teste com o promediador, utilizando-se da montagem mostrada pela fig. 5.5. Nesta montagem não houve preocupação em quantificação dos sinais envolvidos. Foi montado um circuito somador inversor com um amplificador operacional CA3140, com o objetivo de somar o sinal do gerador de pulso retangular (HP8012B) com o sinal do gerador de ruído (General Radio: 1381). O sinal do gerador HP foi dividido por 100, para se conseguir uma relação sinal/ruído de aproximadamente 1/100. O sinal da saída do somador foi colocado na entrada do promediador e na entrada do canal 1 do osciloscópio. O sinal da entrada do conversor A/D foi colocado no canal 3 do osciloscópio, enquanto o sinal de saída do promediador foi colocado no canal 2 do osciloscópio. O sinal de sincronismo do osciloscópio (saindo do promediador) foi ligado à entrada EXT ("trigger" externo) do osciloscópio. O estimulador disparava tanto o promediador (SINC. EST.) quanto o gerador de pulso. Ao receber o sinal de sincronismo, o promediador amostrava 512 pontos do sinal vindo do circuito somador. O gerador de pulso HP, ao receber o sinal de sincronismo vindo do estimulador, gerava um pulso retangular de 10 ms de duração. Este pulso era gerado aproximadamente 4 ms após o gerador receber o sinal de sincronismo.

Foram tiradas 2 fotos (fig. 5.6 e fig. 5.7), sendo que a primeira foto (fig. 5.6) foi tirada após 1024 estímulos, e a segunda foto (fig. 5.7), foi tirada após 4096 estímulos. Nas duas fotos, o traçado superior mostra o sinal+ruído vindo do somador. O traçado do meio mostra o conteúdo da memória da soma. O traçado inferior mostra o sinal na entrada do conversor A/D. Verificou-se claramente o efeito do número de estímulos no processo da promediação, sendo que na fig. 5.6 o sinal ainda mostrou-se bastante contaminado pelo ruído, principalmente em termos da definição do sinal na tela (o pulso retangular não ficou bem definido). Já na fig. 5.7 o pulso mostrou-se bastante definido, podendo-se observar claramente as bordas de subida e de descida do sinal. Pôde-se notar ainda o pulso com aproximadamente 10 ms de duração (cada divisão da base de tempo do osciloscópio corresponde a 2,5 ms).

5.1.4. Promediação de um sinal com forma senoidal mascarado por ruído

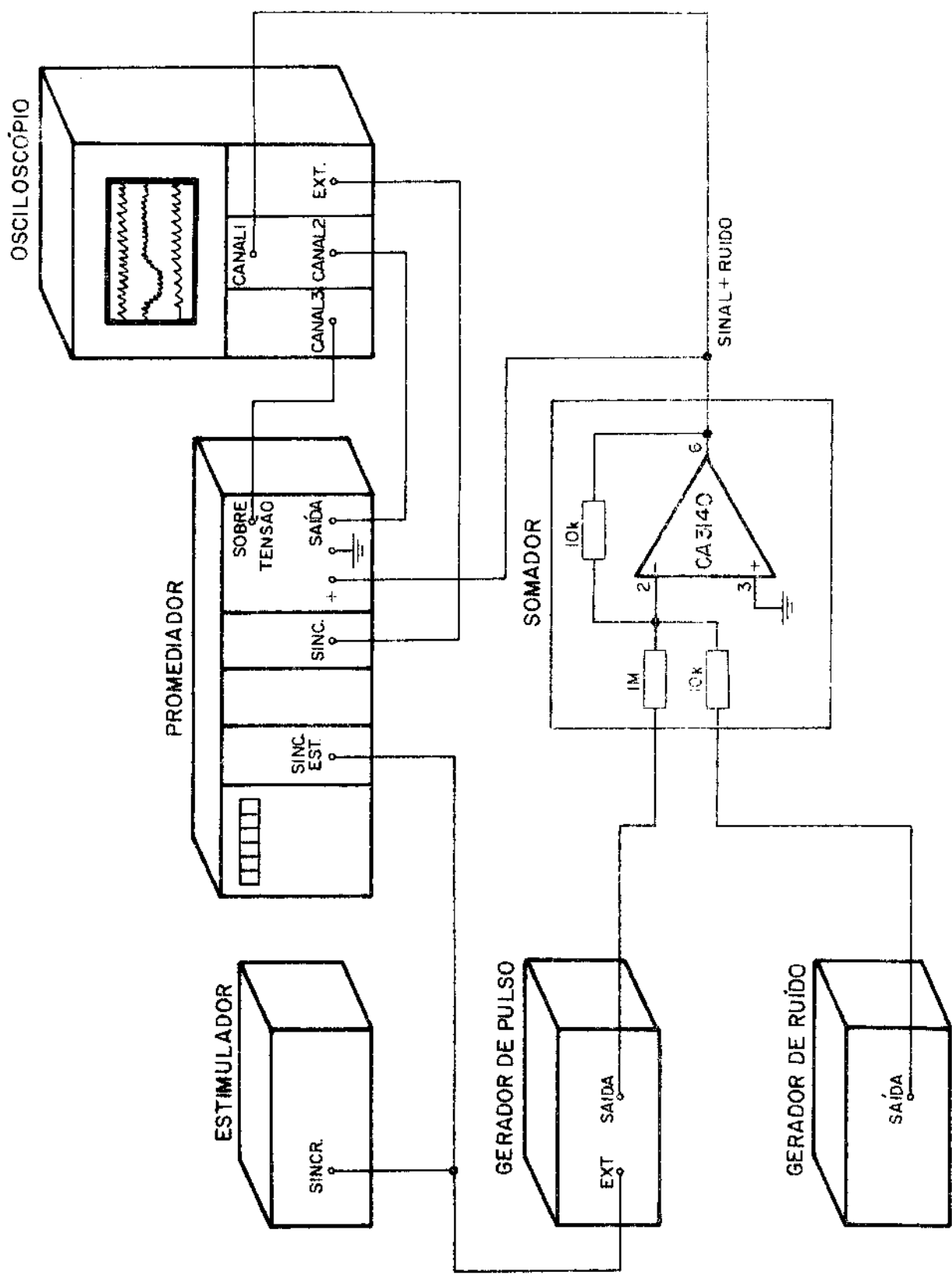


Fig. 5.5. Esquema da montagem de teste do promediador para "extrair" do ruído um pulso retangular.

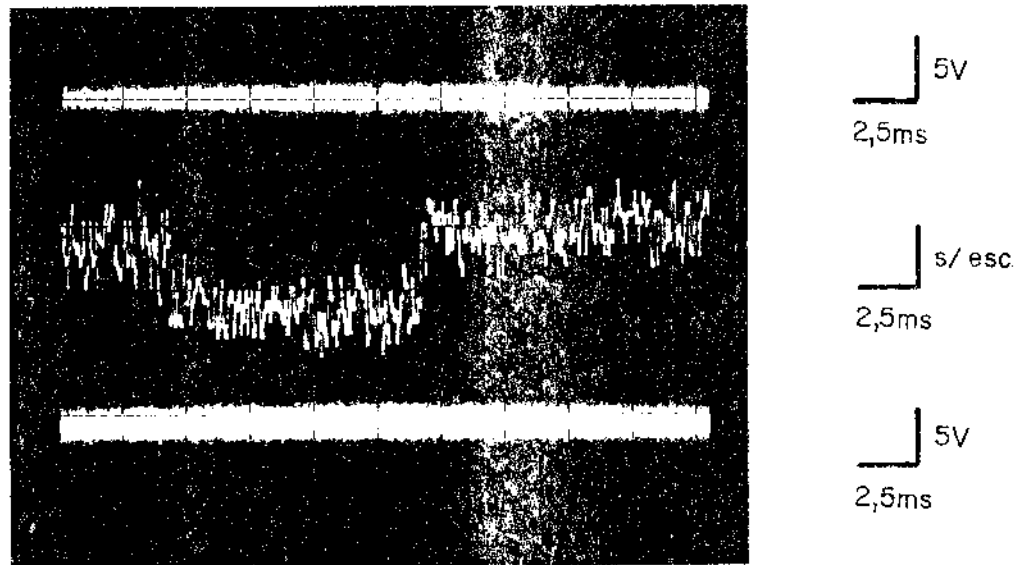


Fig. 5.6 - Teste de bancada do promediador com pulso retangular imerso em ruído (traços inferior e superior) e resultado obtido após 1024 estímulos. (Ver texto).

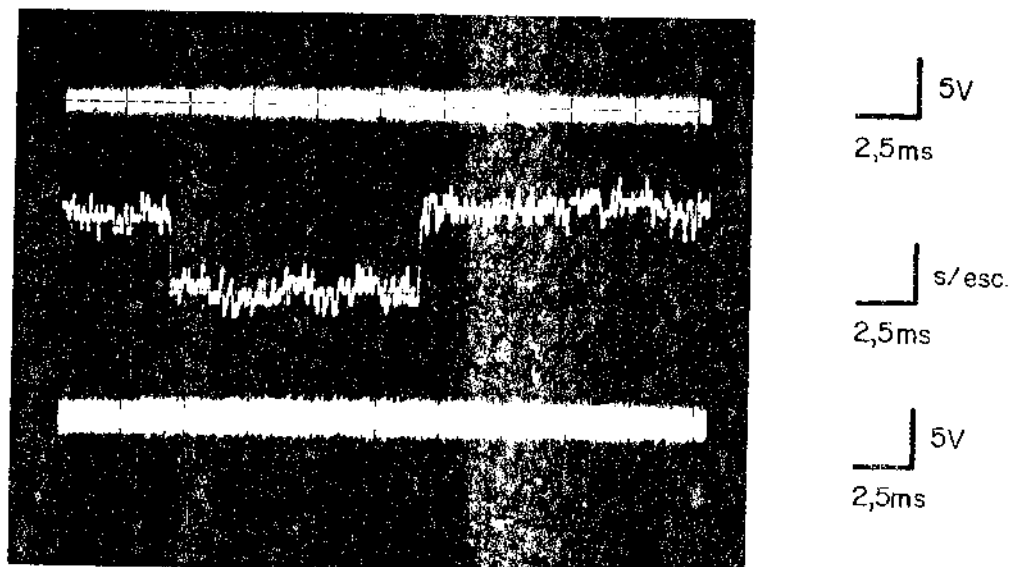


Fig. 5.7 - Teste de bancada do promediador com pulso retangular imerso em ruído (traços inferior e superior) e resultado obtido após 4096 estímulos. (Ver texto).

Neste teste procurou-se quantificar os resultados obtidos de forma a mostrar o uso do fator de escala, do número de estímulos e do ganho do amplificador na visualização da forma de onda no osciloscópio. Foi feita a montagem da fig. 5.8, com os seguintes equipamentos: um gerador de pulso HP8012B, um gerador de sinais HP3010B (com "trigger" externo), um osciloscópio para visualização dos sinais, um gerador de ruído e o promediador. Utilizou-se ainda dois circuitos integrados TTL monoestáveis (74121) e um circuito somador com um amplificador operacional LM741. Os sinais da saída do gerador de ruído e do gerador de sinais eram divididos por 10 no circuito somador. Na foto da fig. 5.9 pode-se ver o sinal do gerador de ruído no traçado inferior, com uma amplitude de aproximadamente 1 V pico a pico; no traçado superior vê-se o sinal do gerador de sinais, que aparece 10 ms após o promediador iniciar a amostragem dos 512 pontos. Este sinal tinha forma senoidal (uma única senóide era gerada a cada pulso de sincronismo), com amplitude aproximada de 100 mV pico a pico. Na saída do somador o sinal a ser promediado era uma senóide de 10 mV pico a pico mascarada por ruído de 100 mV pico a pico, portanto, com uma relação sinal/ruído de 1/10. A duração da senóide era de aproximadamente 8 ms (escala de tempo do osciloscópio). Os monoestáveis foram utilizados para sincronizar os diversos equipamentos e para quantificar os tempos envolvidos. Assim, o gerador de pulsos gerava um pulso para disparar o monoestável 1 (disparável na subida do pulso do gerador). O monoestável gerava um pulso de 10 ms. Este pulso era aplicado no promediador na entrada de sincronismo externo (disparável na subida do pulso), e ao mesmo tempo era aplicado à entrada do monoestável 2 (disparável na descida do pulso). A saída do segundo monoestável gerava um pulso de 2 ms que era aplicado à entrada de sincronismo externo do gerador de sinais. Assim, 10 ms após haver sido disparado o promediador, havia a liberação da senóide. O sinal de saída do somador (senóide mascarada por ruído) foi colocado na entrada negativa (-) do promediador.

Para este teste, colocou-se o promediador nas seguintes condições:

- número de estímulos: 4096
- atraso de sincronismo: 0 ms
- frequência de amostragem: 20 kHz
- ganho do amplificador: 100
- frequência de corte do filtro de entrada: 7,5 kHz
- fator de escala: $1/2^{10}$

A foto da fig. 5.10 mostra no traçado inferior o sinal na entrada do A/D, que era o sinal da saída do circuito somador amplificado de 100 vezes, e ajustado o nível DC para ficar na faixa de trabalho do A/D (0 a 10 V). Verifica-se que o sinal senoidal estava completamente mascarado pelo ruído. No

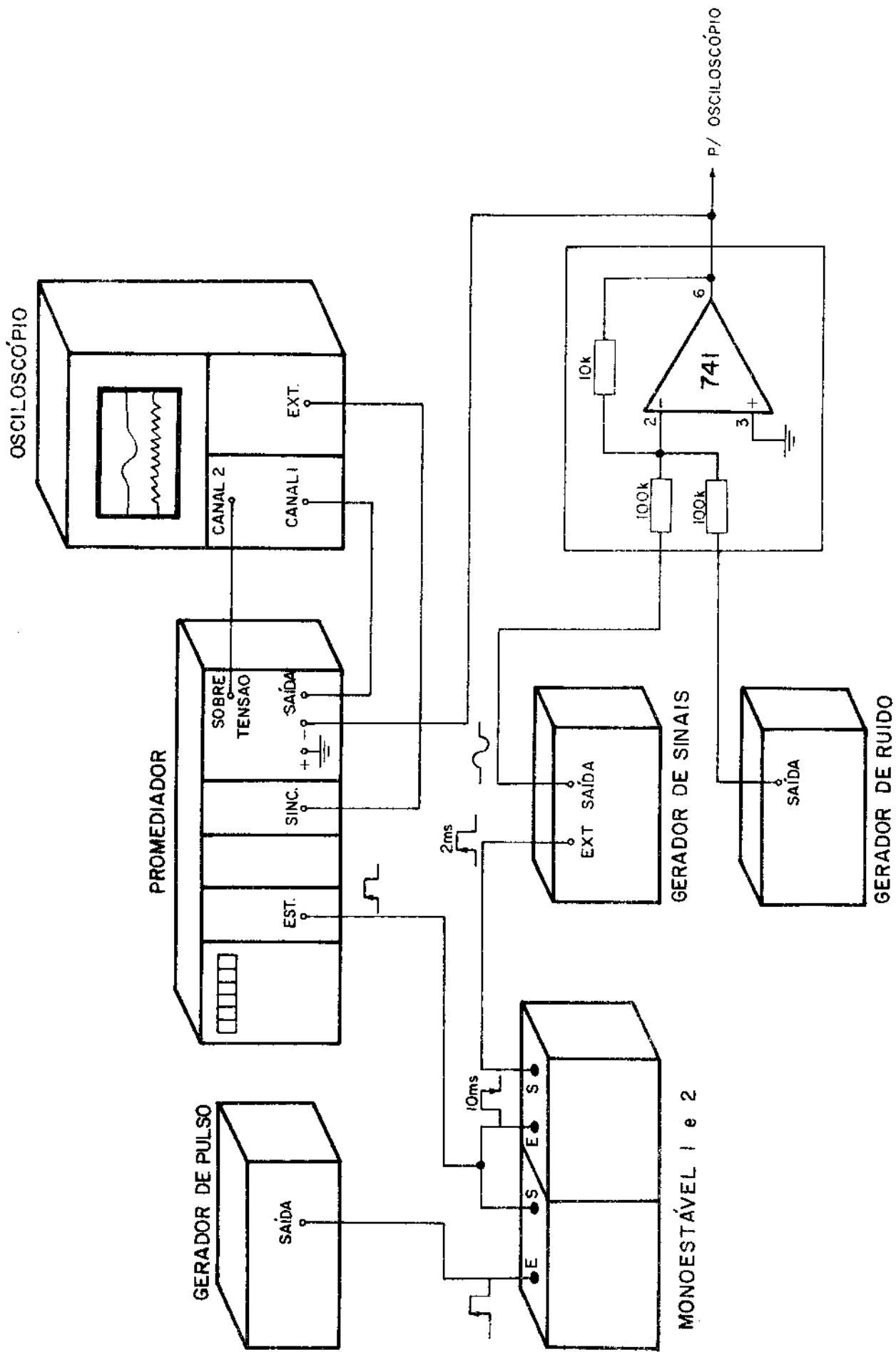


Fig. 5.8. Esquema da montagem de teste do promediador para "extrair" do ruído um sinal senoidal.

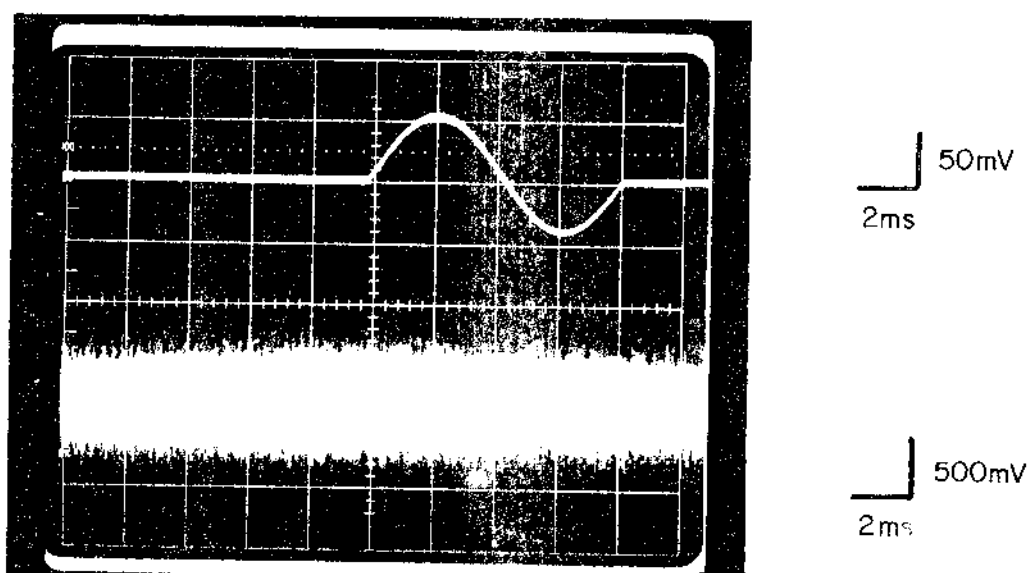


Fig. 5.9 - Sinal senoidal (traço superior) e ruído (traço inferior) a serem somados para efeito de teste do promediador.

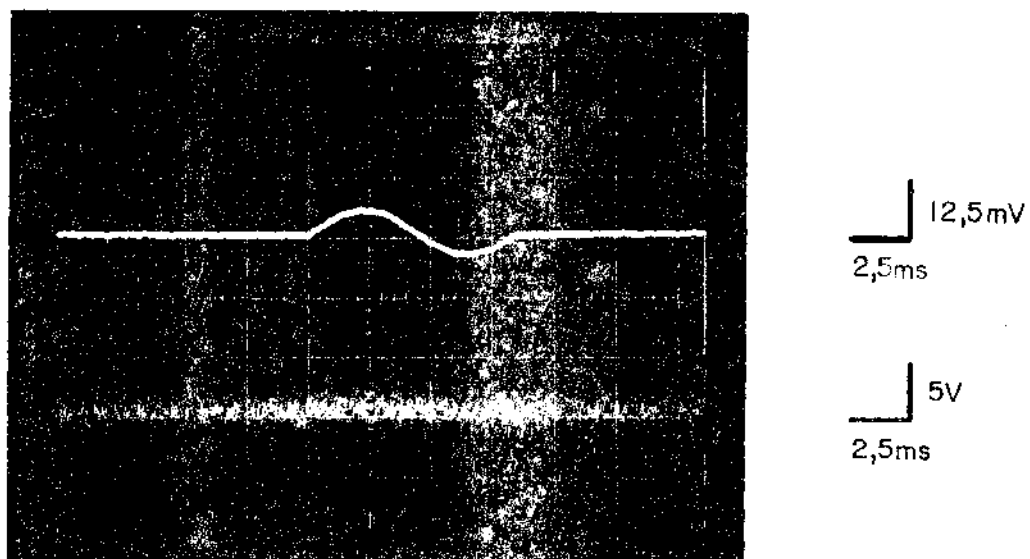


Fig. 5.10 - No traço superior encontra-se o resultado após 4096 "estímulos" (conteúdo da memória da soma). Nota-se claramente o sinal senoidal extraído do ruído. No traço inferior apresenta-se o sinal senoidal mais o ruído na entrada do conversor A/D.

traçado superior é apresentado o conteúdo da memória da soma, após 4096 "estímulos". A amplitude pico a pico da senóide, que é percebida claramente, era de aproximadamente 1 V. Verifica-se ainda que a senóide começava em 10 ms (escala de tempo do promediador). Como o sinal foi amostrado em 20 kHz, cada 2 ms/div. do osciloscópio corresponde a 2,5 ms/div. (ver apêndice 1). Isto mostra que a senóide ocorria no sinal promediado, 10 ms após o início da amostragem com uma duração de aproximadamente 8 ms (como no sinal original). Com relação à escala de amplitude (12,5 mV/div.) do traço superior da foto 5.10, utilizou-se a expressão (ver apêndice 2):

$$V_s = \frac{V_x}{N \cdot G_{pr\bar{e}} \cdot G_{amp}} \cdot \frac{1}{FE}$$

Sendo: $V_x = 5$ V (escala do osciloscópio: 5 V/div).

$$N = 4096$$

$$G_{pr\bar{e}} = 1 \text{ (não foi utilizado)}$$

$$G_{amp} = 100$$

$$FE = 1/2^{10}$$

Assim:

$$V_s = \frac{5}{4096 \cdot 1 \cdot 100} \cdot \frac{1}{1/2^{10}}$$

$$V_s = \frac{5}{4096 \cdot 100} \cdot 1024$$

$$V_s = 1,25 \times 10^{-2}, \text{ ou } V_s = 12,5 \text{ mV}$$

Para verificar o resultado calculando-se a média, foi pressionada a tecla CALCULAR MÉDIA. O resultado pode ser visto na foto da figura 5.11. O valor pico a pico da senóide do traçado superior desta figura era de 10 mV, já levando em consideração o ganho do amplificador de entrada do promediador. Quando a média foi calculada, foi necessário mudar a chave de variação do fator de escala (FE) de $1/2^{10}$ para $1/2^0$. O traço inferior da figura 5.11 corresponde ao sinal na entrada do conversor A/D.

Vê-se que o promediador conseguiu "extrair" o sinal senoidal do ruído, mantendo as suas características (tempo de ocorrência, duração e amplitude da senóide), sendo portanto considerado em condições para ser utilizado em testes com voluntários para se obter potenciais evocados.

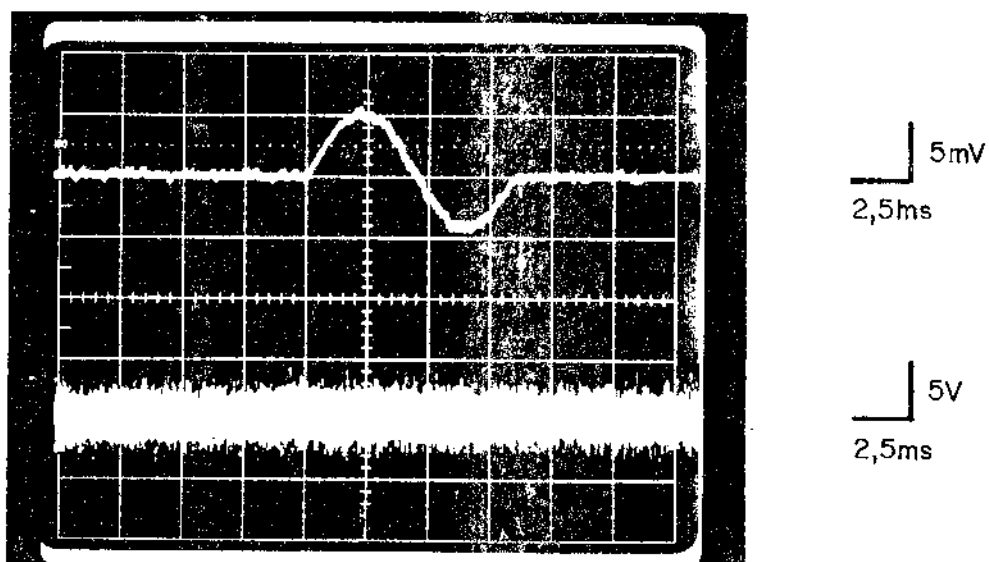


Fig. 5.11 - Resultado da promediação (após ser calculada a média) quantificando o sinal senoidal da fig. 5.9.

5.2. TESTES COMPARATIVOS

Testes comparativos do protótipo construído foram realizados no Laboratório de Bio-Acústica (LBA) do Departamento de Fisiologia da Faculdade de Medicina de Ribeirão Preto da USP. Foi feita uma montagem (ver figura 5.12), com os seguintes equipamentos:

- o promedidor construído
- um osciloscópio para visualização do sinal do protótipo
- um estimulador acústico do sistema NICOLET 1000
- um promediador do sistema NICOLET (1702)
- uma unidade de saída vídeo para o equipamento NICOLET
- uma unidade de saída em papel para o equipamento NICOLET
- um pré-amplificador isolado (Princeton Applied Research, mod. 113)
- um amplificador e filtro (passivo) construído no LBA

Segundo a responsável pelo LBA, a intensidade sonora medida a 3cm do alto-falante (saída do estimulador acústico) é de 107 dB SPL. A 10cm é de 87 dB SPL, o que corresponderia a 60 dB HL. Em todos os testes foi utilizada a estimulação em campo livre ("free-field"), ou seja, não foram utilizados fones de ouvido.

Foram obtidos resultados com um voluntário, Sr. A.M.J.J., de 26 anos de idade, sem apresentar perda auditiva, e também com um gato jovem, no qual foram implantados eletrodos justa-dural no lobo parietal (+), sobre o cerebelo(-) e na musculatura do pescoço (terra ou referência). Foi utilizada uma sala isolada tanto elétrica quanto acusticamente, e o pré-amplificador (PAR-113) era colocado junto ao examinado.

5.2.1. Potenciais evocados auditivos do tronco cerebral de gato

O gato jovem, com eletrodos na cabeça e ligado ao pré-amplificador, mantido em semi-restrição física, podendo movimentar-se pouco, não foi anestesiado (mantido acordado), e a estimulação era em campo livre. O ganho total do estágio de pré-amplificação (antes do sinal chegar aos promedidores) foi de 100000 vezes. O sinal (antes de chegar aos promedidores) foi filtrado entre 100 Hz e 5 kHz (6 dB/oitava). A taxa de estimulação foi 10 Hz, utilizando-se de estalidos e estimulação bilateral.

Para o protótipo tinha-se:

$$G_{amp} = 1$$

atraso de sincronismo = 0 ms

frequência de corte do filtro = 5 kHz

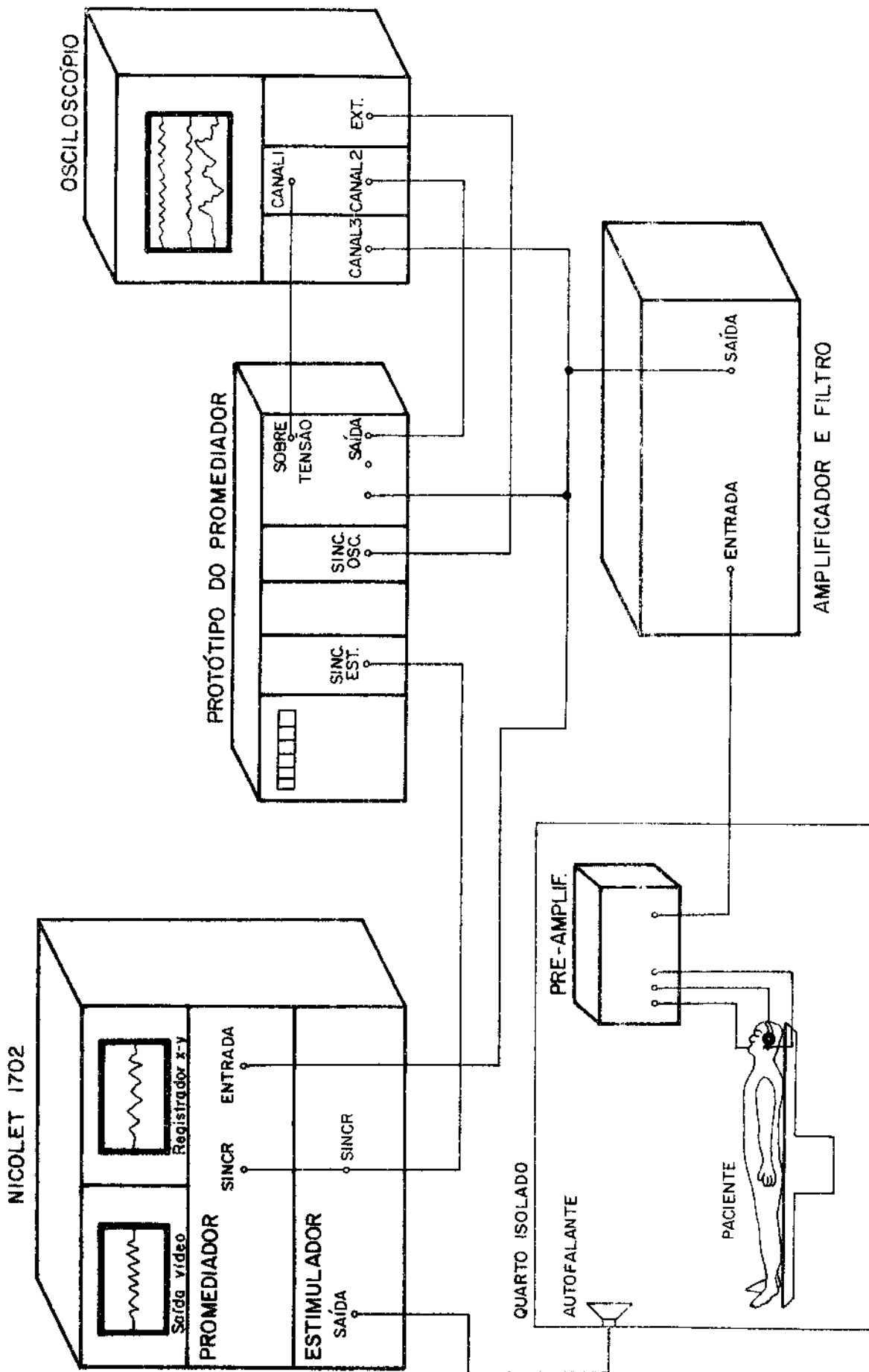


Fig. 5.12. Esquema da montagem para obter p.e.a. (testes comparativos entre o protótipo construído e o equipamento NICOLET 1702).

frequência de amostragem = 20 kHz

número de estímulos (N) = 535

fator de escala (FE) = $1/2^4$

As condições do sistema NICOLET foram:

$G_{amp} = \pm 1/4V$

atraso de sincronismo = 0 ms

frequência de corte do filtro = 5 kHz

frequência de amostragem = 25 kHz

número de estímulos (N) = 512

número de pontos na memória = 256

escala V = 16.384

Para o NICOLET, o período de análise foi de 10,24 ms, e para o protótipo construído foi de 25,6 ms. Foram obtidas duas fotos (figura 5.13.a e b) e uma saída em papel (fig. 5.14). O resultado obtido com o protótipo construído (fig. 5.13.a) mostrou grande semelhança com o resultado obtido no equipamento importado (fig. 5.13.b e fig. 5.14). Pode-se observar claramente o surgimento das ondas I, II, III e V, sendo que as latências, para os dois equipamentos foram semelhantes, como mostra o quadro a seguir:

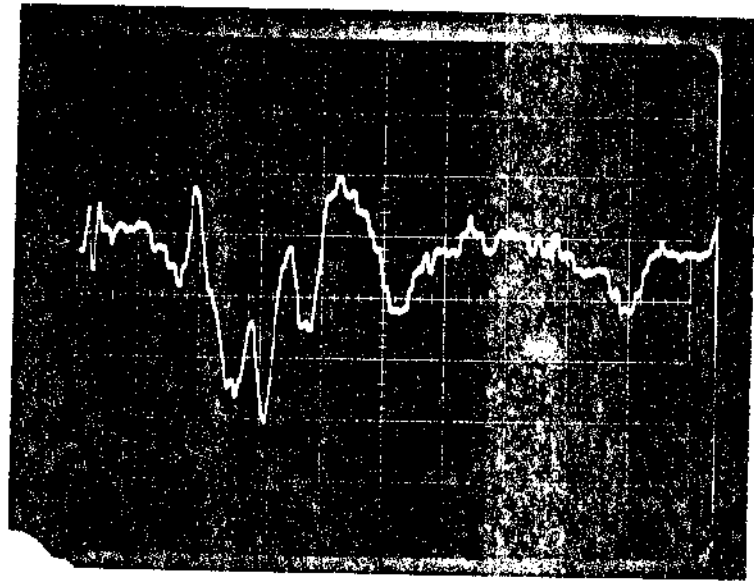
	latência protótipo	latência NICOLET
I	2,3 ms	2,2 ms
II	3,5 ms	3,1 ms
III	4,25 ms	4,2 ms
V	5,25 ms	5,2 ms

Houve discrepância na escala de amplitude de um equipamento para outro, sendo que no protótipo a escala de amplitude (0,6 $\mu V/div$) indicou uma tensão pico-a-pico de 2,4 μV , enquanto que para o NICOLET a escala (0,15 $\mu V/div$) indicou uma tensão pico-a-pico de 0,45 μV . Acredita-se que esta discrepância tenha ocorrido porque a tabela de conversão de amplitude (de mm para V) do NICOLET não tenha sido consultada de forma correta pelo técnico do LBA.

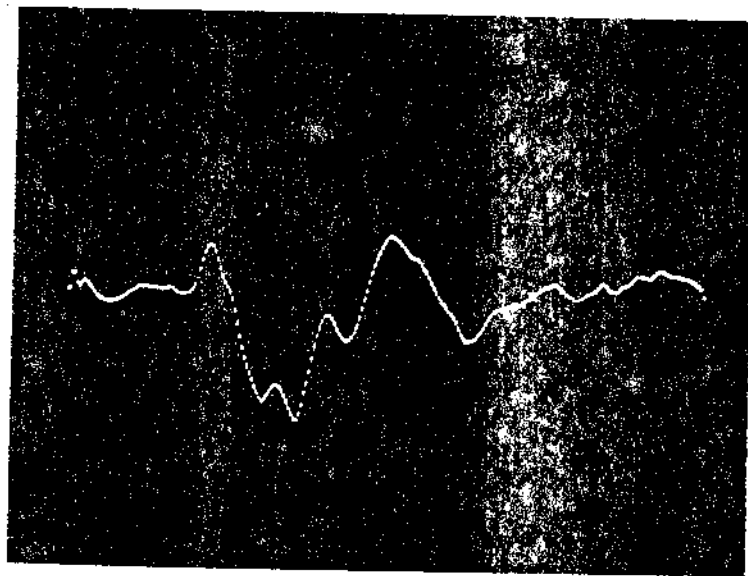
Os resultados obtidos com o promediador construído, neste teste, foram bastante satisfatórios. É interessante ressaltar o fato de, quando não se obtinha p.e. no equipamento importado (às vezes devido aos fios de ligação do gato ao pré-amplificador terem se soltado com a movimentação do gato), também não se obtinha resultados no protótipo.

5.2.2. Potenciais evocados auditivos do tronco cerebral de um voluntário

O voluntário, Sr. A.M.J.J., de 26 anos de idade, foi colocado numa sala isolada, com um alto-falante colocado a 10cm do ouvido direito, com estímulo



(a)



(b)

Fig. 5.13 - Potenciais evocados auditivos de um gato com eletrodos de prata justadural no lobo parietal (+), cerebelo (-), e fio de prata inserido na musculatura do pescoço (para referência). A foto de cima (a) foi obtida com o promediador construído, e a de baixo (b) foi obtida com o NICOLET 1702.

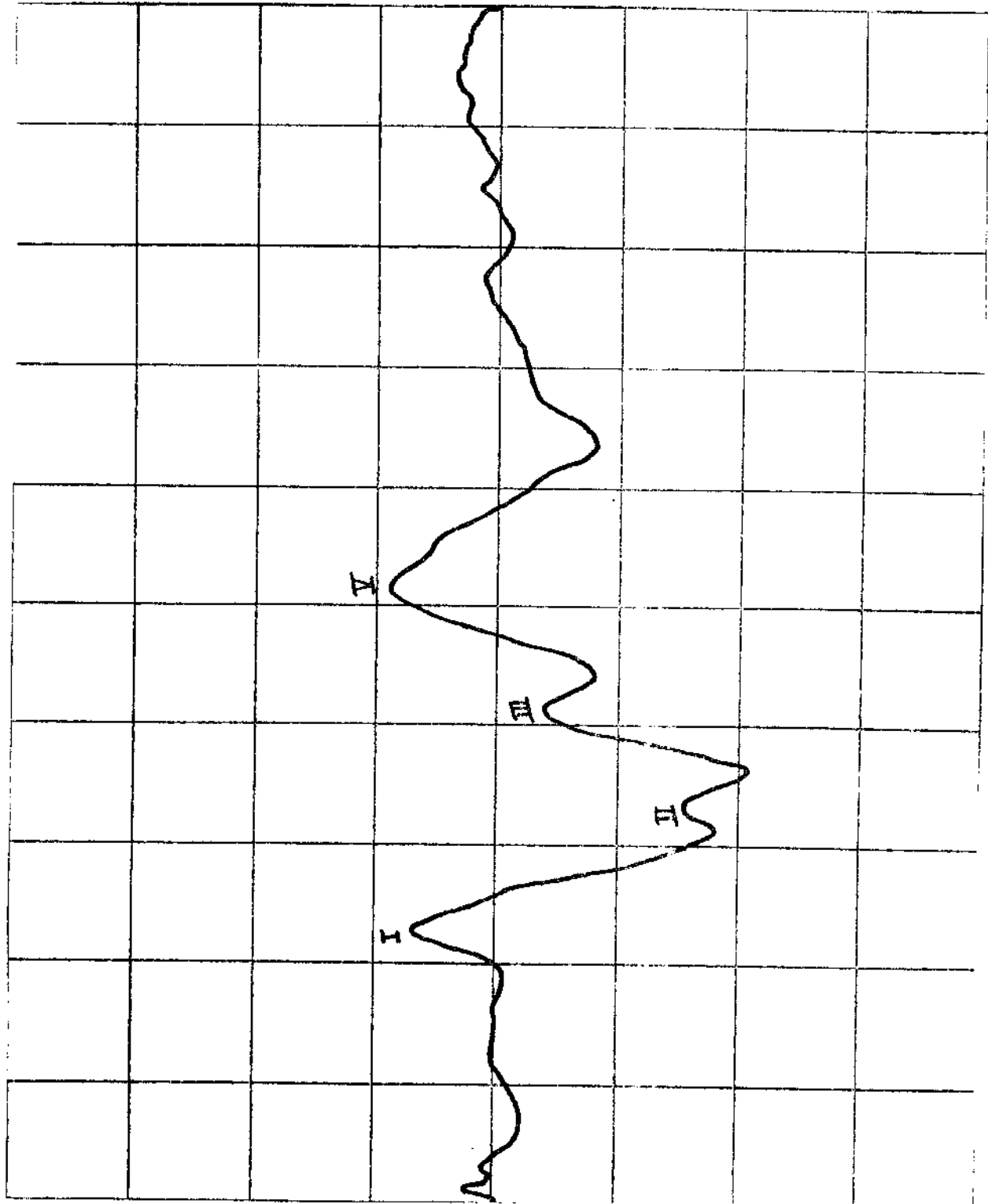


Fig.5.14 - Potencial evocado auditivo do tronco cerebral obtido de um gato com eletrodos implantados. Vê-se as ondas I, II, III e V. Resultado obtido com o equipamento NICO LET 1702.

0,15 μ V

1,024 ms

lação em campo livre. A taxa de estimulação foi de 10 Hz, sendo o estímulo um estalido de 0 dB. Foram colocados três eletrodos de EEG (em forma de taça), sendo feitos de prata cloretada. Os eletrodos foram fixados com colódio elástico e preenchidos com gel condutor da Gel Contact. O eletrodo positivo (+) foi colocado no vertex, o negativo (-) no lóbulo da orelha (ipsilateral ao ouvido estimulado), e o eletrodo de referência (T) foi colocado na testa. O conjunto pré-amplificador/amplificador com filtro ficou com ganho total de 100000 e faixa de frequência do sinal entre 100 Hz e 5 kHz. Foram feitas duas séries para o protótipo construído e quatro séries para o Nicolet 1702. As condições de estimulação e do pré-amplificador e filtros mantidas em todas as séries.

Para o promediador construído tinha-se:

$$G_{\text{amp}} = 1$$

atraso de sincronismo = 0 ms

frequência de corte do filtro = 5 kHz

frequência de amostragem = 20 kHz

número de estímulos (N) = 1929 (1ª série); e 1901 (2ª série)

fator de escala (FE) = $1/2^4$

Para o Nicolet 1702 tinha-se:

$$G_{\text{amp}} = \pm 1/2V$$

atraso de sincronismo = 0 ms

frequência de corte do filtro = 5 kHz

frequência de amostragem = 25 kHz

número de pontos na memória = 256 (para cada série)

número de estímulos (N) = 1024 (para cada série)

escala V = 32.768

Para o Nicolet, o período de análise foi de 10,24 ms e para o protótipo construído foi de 25,6 ms. Foram obtidas 2 fotos (fig. 5.17) e duas saídas em papel (fig. 5.15 e 5.16). Para as duas séries feitas com o promediador (fig. 5.17.a e 5.17.b), somente o número de estímulos variou (1929 e 1901). Para as quatro séries com o Nicolet (fig. 5.15), apesar de haver confiabilidade nos p.e. obtidos, não se consegue distinguir muito bem as ondas I, II, III, IV, V e VI. Por isso, utilizou-se o artifício de somar, ponto a ponto, os resultados obtidos nas quatro séries isoladas. Assim, como se pode notar pela figura 5.16, há a visualização de todos os potenciais mencionados (citados na literatura). Como se pode notar, os resultados obtidos com o protótipo construído apresentam as mesmas formas de onda, e com confiabilidade no resultado, uma vez que duas séries distintas produziram as mesmas respostas. Os resultados em termos de latência, encontram-se listados a seguir:

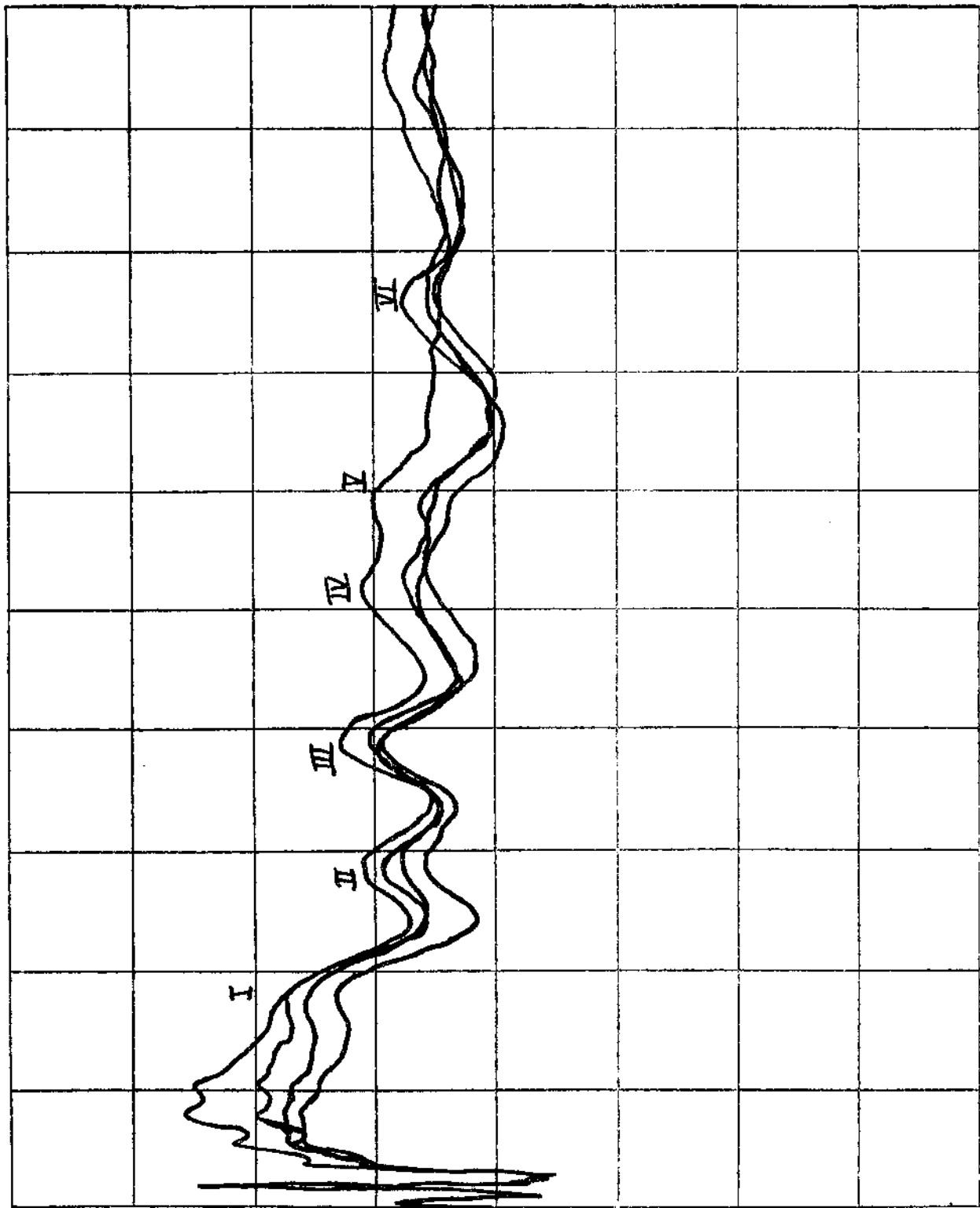


Fig. 5.15 - Potenciais evocados auditivos do tronco cerebral de um voluntário (Sr. A.M.J.), obtidos em quatro séries distintas com o equipamento NICOLET 1702 (cada série foi armazenada em 256 pontos da memória). Em cada série foram apresentados 1024 estímulos. Maiores detalhes no texto.

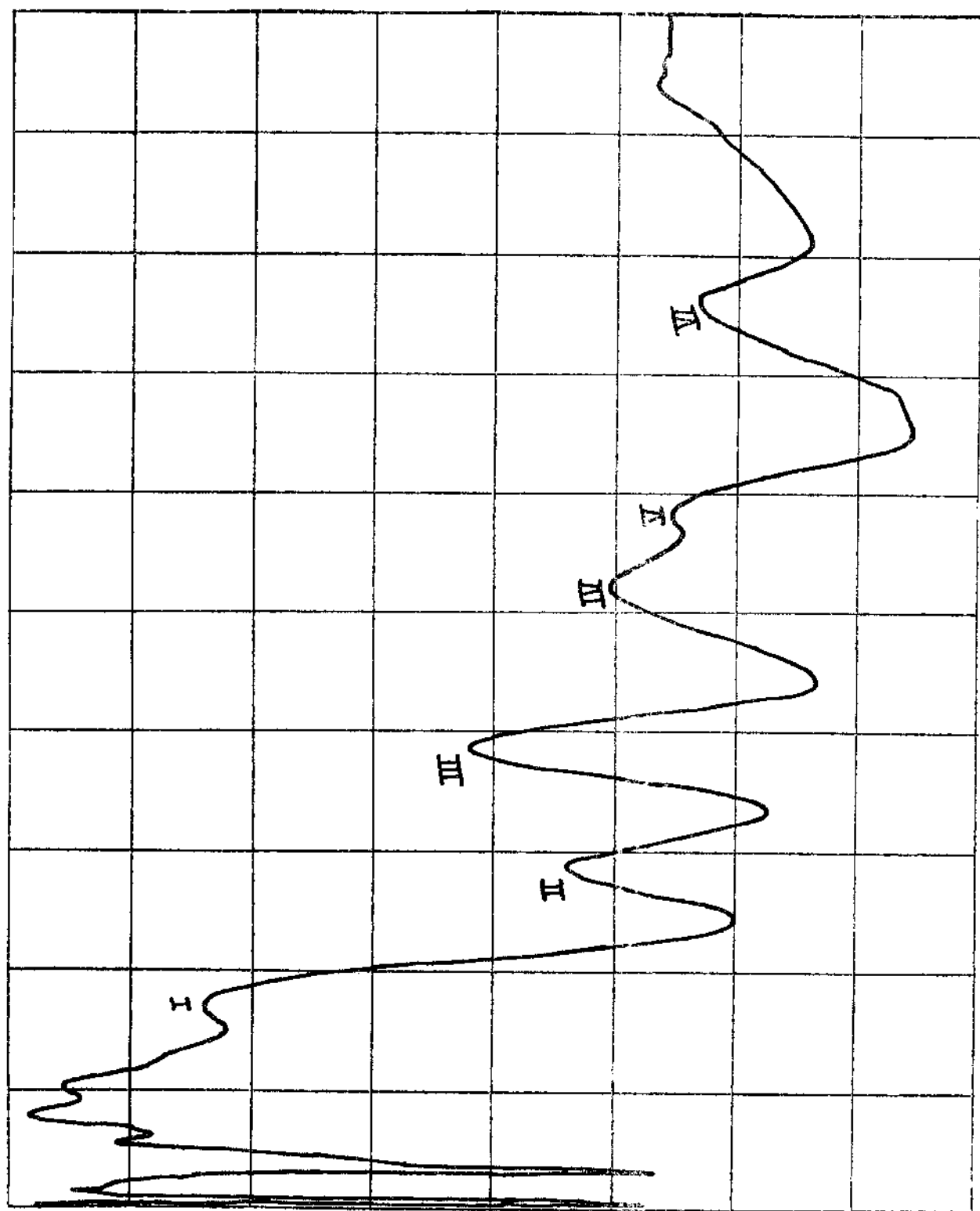
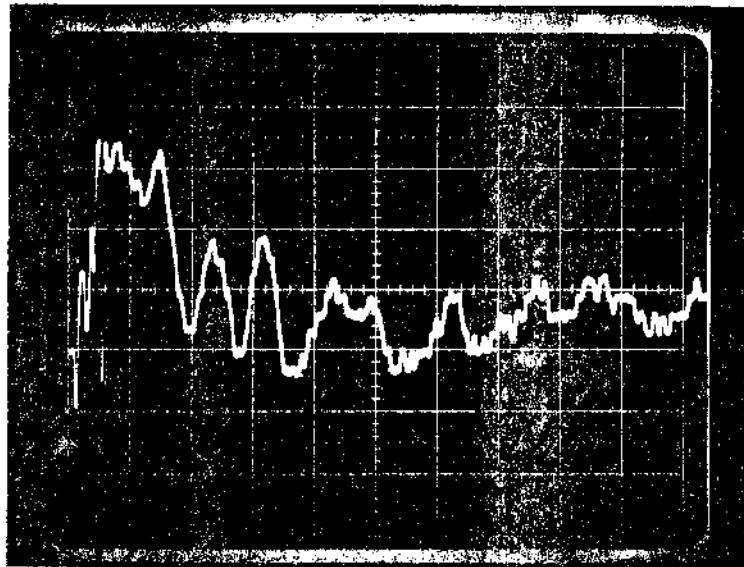
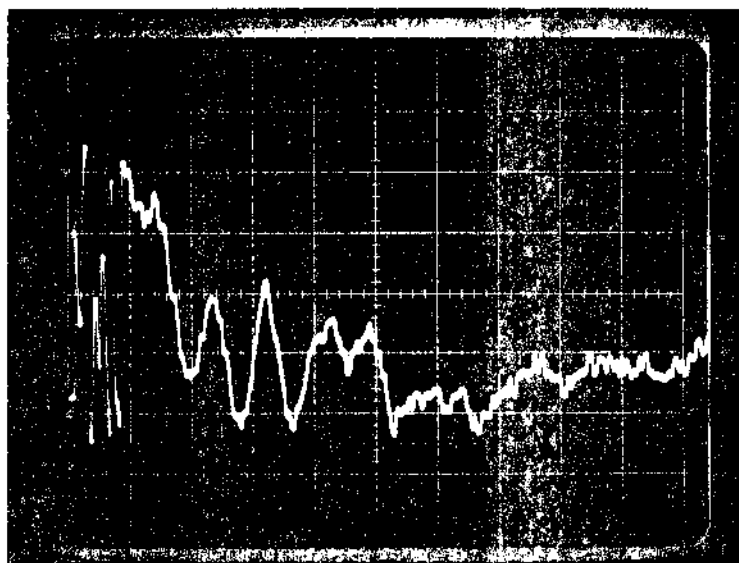


Fig. 5.16 - Potencial evocado auditivo do tronco cerebral de um voluntário (Sr. A.M.J.). Soma ponto a ponto de 4/4 da memória do NICOLET 1702 (1/4= 256 pontos). Em cada série (4) foram obtidos 256 pontos (ver fig. 5.15). Maiores de talhes no texto.



(a)



(b)

Fig. 5.17 - Potenciais evocados auditivos do tronco cerebral (Sr. A.M.J.J.) obtidos com o promediador construído. Distingue-se perfeitamente as ondas I, II, III, IV e V. Foram feitas duas promediações, sendo apresentados 1929 estímulos na 1.^a série (a) e 1901 estímulos na 2.^a série (b). Maiores detalhes no texto.

	latência protótipo (ms)		latência Nicolet (ms)
	1ª série	2ª série	(todas as séries)
I	1,75	1,75	1,63
II	3,0	2,9	2,96
III	4,0	4,0	3,99
IV	5,3	5,3	5,37
V	6,25	6,1	6,04
VI	7,75	---	7,68

Os potenciais evocados obtidos nas duas séries do protótipo, quanto os obtidos com o Nicolet mostraram resultados comparáveis com o encontrado na literatura (ver fig. 2.4 - Capítulo 2) e é interessante notar ainda a semelhança dos p.e.a. obtidos com os dois equipamentos. Isto mostra que o protótipo construído pode ser utilizado para as finalidades que foi proposto, sendo comparável com o equipamento importado (no aspecto de confiabilidade de resultados).

5.2.3. Potenciais evocados auditivos do cortex não-específico de um voluntário

Após a série de testes efetuados com o Sr. A.M.J.J., de 26 anos de idade, para obter potenciais evocados do tronco cerebral, procurou-se obter p.e.a. do cortex não-específico que, segundo Davis (1976), devem surgir entre 50 ms e 500 ms após a apresentação de um estímulo auditivo. O estímulo utilizado foi estalido, com o auto-falante aproximadamente a 10 cm do ouvido direito (estimulação em campo livre), com 0 dB de atenuação e apresentado a uma taxa de 1 Hz. O eletrodo positivo (+) foi colocado no vertex, o negativo (-) no lóbulo da orelha (ipsilateral ao ouvido estimulado), e o eletrodo de referência (T) foi colocado na testa. O conjunto pré-amplificador/amplificador com filtro ficou com ganho total de 100000, e faixa de frequência do sinal entre 3,3 Hz e 300 Hz. Foram feitas duas séries para o protótipo construído e duas séries para o Nicolet 1702. As condições de estimulação e do conjunto pré-amplificador/amplificador e filtros foram mantidas em todas as séries.

Para o protótipo tinha-se:

$$G_{amp} = 1$$

atraso de sincronismo = 0 ms

frequência de corte do filtro = 500 Hz

frequência de amostragem = 1 kHz

número de estímulos (N) = 150 (1ª série); e 470 (2ª série)

fator de escala (FE) = $1/2^2$ (1ª série); e $1/2^4$ (2ª série)

Para o Nicolet 1702 tinha-se:

$$G_{amp} = \pm 1/4V$$

atraso de sincronismo = 0 ms

frequência de corte do filtro = 100 Hz

frequência de amostragem = 1 kHz

número de estímulos (N) = 128 (para cada série)

número de pontos na memória = 512 (para cada série)

escala V = 4096

Tanto para o Nicolet quanto para o protótipo, o período de análise foi de 512 ms. Foram obtidas duas fotos (fig. 5.19) e uma saída em papel (fig. 5.18). Nas duas séries feitas com o Nicolet, obteve-se os potenciais de cortex não-específico, com os picos N40, N70, P140 e P300, sendo claramente distinguidos nas duas formas de onda (fig. 5.18). Para as duas séries feitas com o protótipo construído, pode-se distinguir (fig. 5.19.a) na primeira série o surgimento destes picos (N40, N70, P140 e P300), mas não se conseguiu o P300 na segunda série (fig. 5.19.b). Para efeito comparativo, mostra-se no quadro a seguir as latências dos p.e. obtidos nos dois equipamentos:

	latência do protótipo (ms)		latência Nicolet 1702 (ms)
	1ª série	2ª série	nas duas séries
N40	40	41	46,08
N70	70	68	74,24
P140	140	130	140,80
P300	330	---	337,92

Da mesma forma que nos testes anteriores, nota-se que se conseguiu obter os p.e. com o protótipo construído, com resultados confiáveis, comparados com os obtidos com o equipamento Nicolet 1702.

Com os testes realizados, procurou-se mostrar que o protótipo construído tem condições de ser utilizado tanto para pesquisa quanto para diagnóstico clínico.

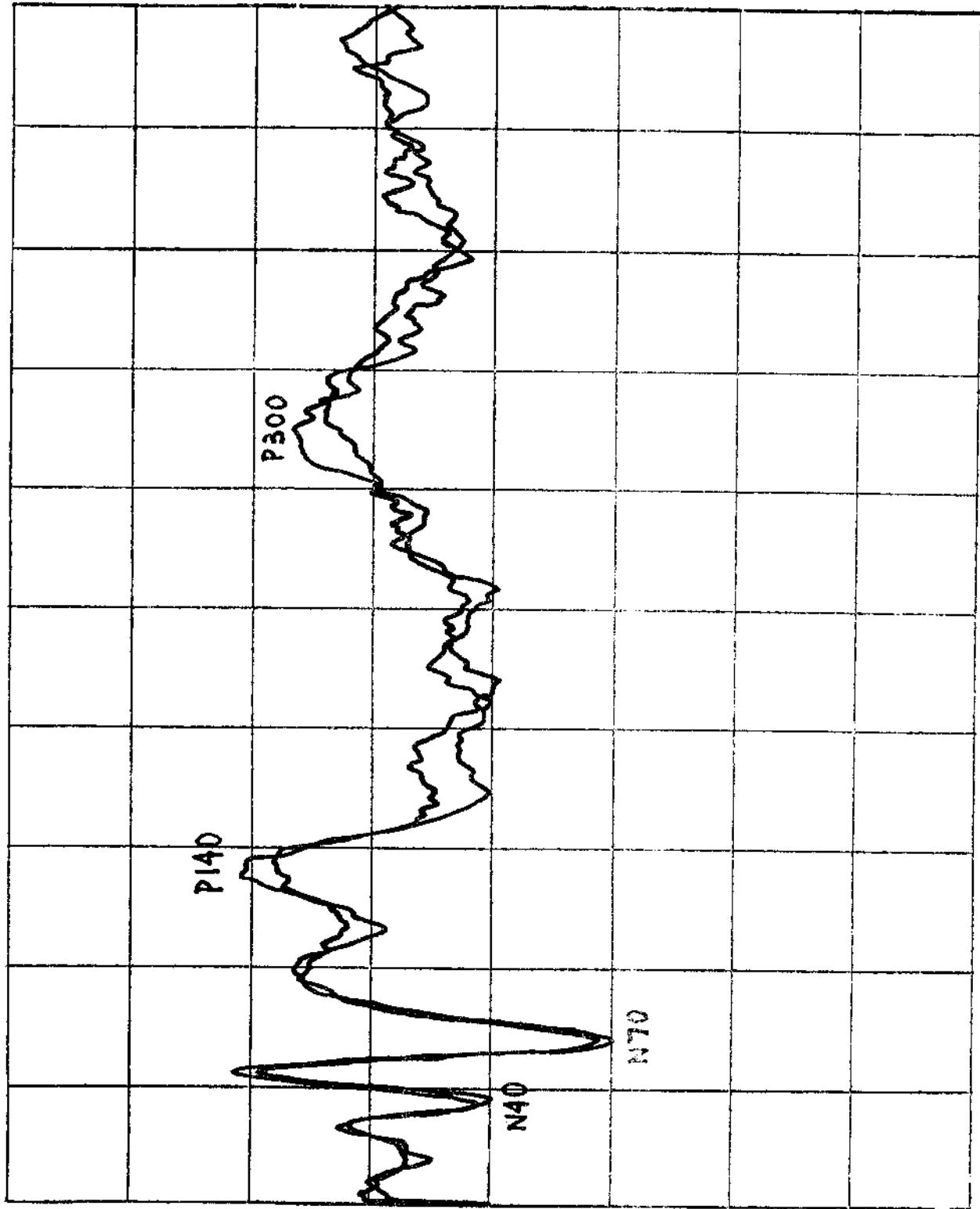
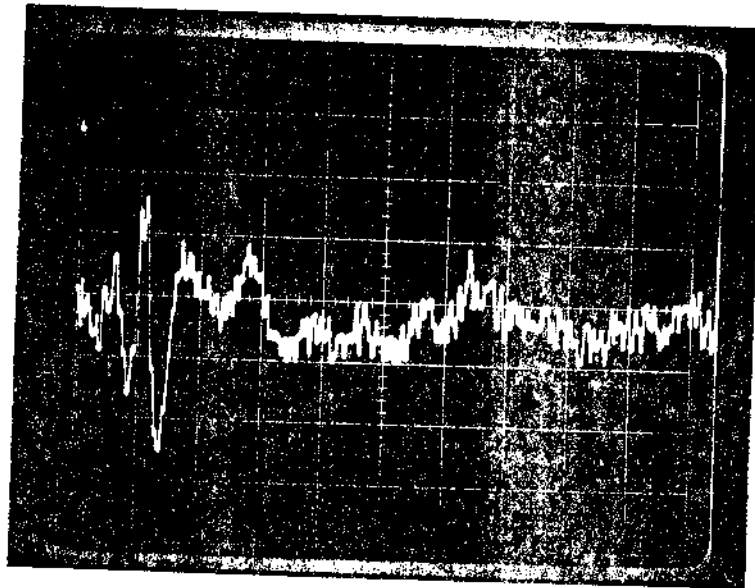
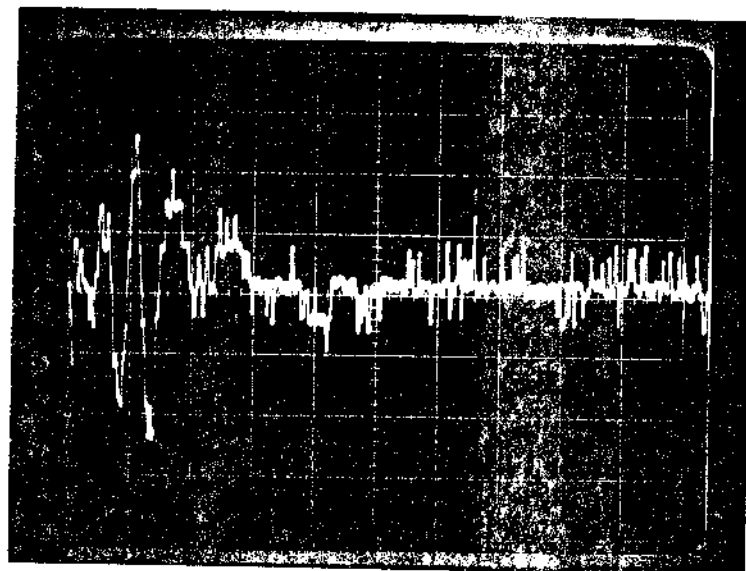


Fig. 5.18 - Potenciais evocados auditivos obtidos com o equipamento NICOLET 1702. São p.e.a. do cortex não-específico, podendo-se ver os componentes N40, N70, P140 e P300. Foram feitas duas séries em que foram apresentados 128 estímulos em cada uma. Maiores detalhes no texto.



(a)



(b)

Fig. 5.19 - Potenciais evocados auditivos do cortex não-específico (Sr. A.M.J.J.) obtidos com o protótipo construído. Vê-se os picos N40, N70, P140 e P300 após 150 estímulos (a), e não se consegue ver o P300 na 2ª série após 470 estímulos (b). Maiores detalhes no texto.

CAPÍTULO 6

DISCUSSÃO

Os testes efetuados com o protótipo construído, tanto em bancada de laboratório, quanto os efetuados em voluntários, mostraram que o promediador pode ser usado para as finalidades propostas.

O promediador construído permite ao usuário (médico ou assistente) escolher uma grande variedade de modos de funcionamento, podendo ser selecionados até dez números de varreduras e parar o processamento em qualquer instante, pode ser calculada a média, pode-se escolher entre seis frequências de amostragens, pode-se escolher entre onze possíveis atrasos de sincronismo, além de oferecer ao usuário uma visualização do sinal na entrada do promediador e do conteúdo da memória da soma intermediária, durante o processamento (tem-se processamento em tempo real). Assim, o médico que está fazendo o exame pode acompanhar o aparecimento da resposta ao estímulo (o p.e. extraído do ruído) e decidir se há necessidade de continuar o exame ou não. Permite que sejam feitos exames com potenciais evocados desde aqueles com pequena latência (por exemplo, os p.e.a. do tronco cerebral), com período de análise de 25 ms (mínimo), passando pelos de latência média (p.e. do cortex cerebral), com períodos de análise de 50 ms e 100 ms, até aqueles com latência longa (p.e.s. de latência longa), com períodos de análise até 1 s. A taxa de repetição de estímulos máxima que pode ser apresentada é 20 Hz, para que se tenha visualização do sinal promediado durante o exame. Se não for necessária a visualização do sinal, a taxa de estimulação pode chegar a aproximadamente 35 Hz. Como a maioria dos pesquisadores e médicos utilizam taxas de estimulação de 20 Hz ou menos, o promediador construído pode ser utilizado para pesquisa e diagnóstico com p.e. de modo bastante satisfatório.

Além de poder ser utilizado para a finalidade a que foi construído, ou seja, fazer parte de um sistema para provocar e processar potenciais evocados, o promediador pode ser utilizado em vários tipos de medidas onde há necessidade de extrair um sinal contaminado por ruído, inclusive para finalidades não médicas, não sendo necessários os outros equipamentos ou módulos do sistema (a única limitação se encontra nos componentes em frequência do sinal imerso em ruído, que devem ter no máximo 7,5 kHz).

Devido ao alto custo de sistemas para potenciais evocados encontrados no mercado internacional, são poucas as clínicas e/ou hospitais que conseguem importá-los. Principalmente porque os sistemas atuais são bastante com-

plexos e tornam-se muito caros, pois há grandes sobretaxas que incidem no preço final do produto importado colocado no País. Assim, o promediador desenvolvido, apesar de algumas limitações que serão discutidas posteriormente, pode substituir estes equipamentos importados, tornando-se uma ferramenta de diagnóstico clínico valiosa para os neurologistas, otologistas e oftalmologistas. Há a possibilidade de: 1) localizar lesões ao longo de nervos e tratos; 2) localizar tumores cerebrais, quando estes ainda estão em fase primária e não podem ser localizados por tomografia computadorizada (um exame muito mais caro do que o exame com potenciais evocados); 3) efetuar a monitoração de pacientes durante neurocirurgias; 4) acompanhar a recuperação de pacientes pós-cirurgia; 5) realizar testes objetivos das funções cerebrais de crianças com menos de 3 anos de idade (também de adultos e de pessoas com deficiências mentais). Além do que foi enumerado, é importante salientar que alguns estados dos E.E.U.U. determinam, em suas Constituições, que o estado de morte cerebral ocorre quando não se consegue obter potenciais evocados do tronco cerebral, o que mostra a importância do estudo e utilização de p.e. na prática médica. O promediador construído tem um custo relativamente pequeno e pode, juntamente com os outros equipamentos necessários para obtenção do p.e., constituir-se em uma nova e importante ferramenta para os médicos brasileiros.

O protótipo do promediador tem similares importados, de várias empresas, tais como Nicolet Co., Racia S.A., TECA Co. e Life-Tech. Todas estas empresas vendem sistemas completos, sendo que os modelos da Life-Tech (8101AR), e da TECA (DAV62) são modulares e podem ser vendidos separadamente, como o promediador construído. O promediador DAV62 custa por volta de 10 mil dólares (preço FOB) e o 8101AR custa por volta de 14 mil dólares (preço FOB). Estes dois equipamentos, assim como o promediador construído, também são tem um canal de aquisição de dados. O preço do promediador construído está estimado em 12 milhões de cruzeiros para venda (preço de outubro de 1984), o que equivale a aproximadamente 4 mil dólares. Acredita-se que, além do custo menor e da economia de divisas, contribuiu-se para a maior capacitação tecnológica brasileira, sendo de grande interesse transferir-se os conhecimentos adquiridos no projeto e construção deste equipamento, para a indústria nacional da área médico-hospitalar.

Com relação às características técnicas do promediador construído, acredita-se que ele deva ser melhorado em vários aspectos. Desejando-se continuar com somente um canal de aquisição de dados, devem ser melhorados: 1) o circuito de atraso de sincronismo (que pode ser implementado facilmente por "software"); e 2) o circuito de entrada do sinal, colocando-se um filtro passa-faixa ao invés do filtro passa-baixas do primeiro protótipo. Deve ser colocada mais uma chave no painel para ser solicitada saída de dados em papel, tendo sido feito um programa para controlar um registrador X-Y (este programa foi feito por um aluno de graduação), sendo que a modificação no "hardware" é mínima. Há ain-

da a necessidade de implementar-se um circuito que permita uma visualização automática, na tela do osciloscópio, da forma de onda do p.e., e das escalas de amplitude e de tempo.

Acredita-se que deva ser feito um segundo protótipo, bem mais elaborado e sofisticado, procurando aumentar o número de um para quatro canais de aquisição de dados, permitindo a obtenção de quatro formas de onda de p.e. simultaneamente. Deve-se, além disso, procurar aumentar a frequência de amostragem e a frequência de estimulação (deve-se tentar conseguir frequência de estimulação de 100 Hz). Para este segundo protótipo, deve-se utilizar uma estrutura com mais de um microprocessador. Um microprocessador deve controlar a aquisição (4 canais simultâneos) e a saída de dados (permitindo a visualização simultânea da memória para os quatro canais, controle de cursor para indicar a latência (em ms) e a amplitude (em μV) de cada ponto dos sinais). Outro microprocessador deve ser usado para fazer o processamento dos sinais amostrados, com subrotinas otimizadas para diminuir ao máximo o tempo de processamento dos sinais. A memória deste protótipo deve ser compartilhada pelos dois processadores, sendo que deve-se ter uma memória principal e outra memória, onde podem ser armazenados os resultados obtidos em uma série de estímulos (para os quatro canais), para serem comparados com os resultados obtidos numa segunda série. Deve ser implementada ainda uma saída em papel, para documentação permanente dos resultados dos exames. Um circuito discriminador de segmentos contendo artefatos também deve ser implementado, melhorando sensivelmente o desempenho do equipamento. A vantagem de se utilizar microprocessadores no projeto deste segundo protótipo do promediador reside principalmente na facilidade de introduzir modificações, pois estas ocorrerão principalmente em "software", com mínimas alterações de "hardware".

Os diversos métodos para estimação do p.e. (ver capítulo 3 desta dissertação), devem ser melhor estudados, implementando-se algoritmos que mostrem as vantagens e desvantagens de cada método, procurando-se assim alternativas para equipamentos que utilizam a promediação para obter o potencial evocado.

APÊNDICE 1

CONVERSÃO DA ESCALA DE TEMPO DO OSCILOSCÓPIO
PARA A ESCALA DE TEMPO DO PROMEDIADOR

No projeto e construção do protótipo do promediador, decidiu-se adotar um número fixo de pontos (512) a serem amostrados do sinal de entrada. Estes 512 pontos, amostrados a intervalos constantes, determinam a "janela", ou o período de análise do sinal. As frequências de amostragens são: 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 5 kHz, 10 kHz e 20 kHz. Correspondem, respectivamente, a uma amostra (um ponto) a cada: 2 ms; 1 ms; 0,5 ms; 0,2 ms; 0,1 ms e 0,05 ms. Portanto, os períodos de análise possíveis são dados pela expressão:

$$PA = P \times Ta$$

onde: PA = período de análise, ou "janela"

P = número de pontos amostrados (fixo = 512)

Ta = tempo entre uma amostra e a seguinte

Desta forma, os períodos de análise para cada frequência de amostragem escolhida são dados pela seguinte tabela:

FREQ. DE AMOSTRAGEM (Hz)	PERÍODO DE ANÁLISE (ms)
500	1024
1000	512
2000	256
5000	102,4
10000	51,2
20000	25,6

A subrotina que mostra o conteúdo da memória da soma gasta aproximadamente 0,04 ms para mostrar um ponto. Isto significa que, na visualização do sinal promediado, há uma compactação do sinal, ou seja, a escala de tempo do promediador é diferente da escala de tempo do osciloscópio. O fator de escala de tempo é dado pela razão entre o tempo entre uma amostra e outra (Ta) e o tempo consumido para mostrar um ponto (Tp). Assim, pode-se montar uma tabela a partir da seguinte expressão:

$$FT = \frac{Ta}{Tp}$$

onde: FT = fator de escala de tempo

Ta = tempo entre uma amostra e outra

Tp = tempo exigido para mostrar um ponto

Assim, o FT para cada frequência de amostragem utilizada é dado pela seguinte tabela:

FREQ. DE AMOSTRAGEM (Hz)	FATOR DE ESCALA DE TEMPO
500	50,00
1000	25,00
2000	12,50
5000	5,00
10000	2,50
20000	1,25

Como exemplo de utilização do fator de escala, suponha-se que um determinado sinal tenha sido amostrado em 20 kHz. Ao ser mostrado na tela do osciloscópio, este sinal será visto de forma compactada. Se a escala de tempo do osciloscópio for 2 ms/div, o usuário deverá multiplicar este valor pelo fator de escala de tempo correspondente a 20 kHz (ou seja, FT = 1,25). Assim, a escala de tempo do promediador corresponde a $2 \times 1,25 = 2,5$ ms/div.

Supondo diferentes escalas de tempo do osciloscópio, e o fator de escala de tempo (FT) correspondente a duas frequências de amostragem (10 kHz e 20 kHz), montou-se, como exemplo, a seguinte tabela de conversão de escala de tempo dos osciloscópio para a escala de tempo do promediador:

FREQ. DE AMOSTRAGEM (kHz)	ESCALA DE TEMPO DO OSCILOSCÓPIO (ms)	ESCALA DE TEMPO DO PROMEDIADOR (ms)
10	2	5
10	1	2,5
10	0,5	1,25
10	0,2	0,5
20	2	2,5
20	1	1,25
20	0,5	0,625
20	0,2	0,25

APÊNDICE 2

CONVERSÃO DA ESCALA DE AMPLITUDE DO OSCILOSCÓPIO

PARA A ESCALA DE AMPLITUDE DO PROMEDIADOR

Ao ser mostrado na tela do osciloscópio o conteúdo da memória da soma intermediária, a escala de amplitude do sinal deve ser determinada levando-se em consideração os ganhos dos diversos estágios do promediador envolvidos no processamento do sinal (fig. A2.1).

Nos estágios envolvendo o sinal na forma analógica (pré-amplificador e amplificador), considera-se os ganhos $G_{pr\bar{e}}$ e G_{amp} , necessários para que o sinal chegue ao circuito de conversão A/D na faixa de trabalho do conversor (0 a 10 V).

O conversor A/D utilizado no promediador tem 10 bits de resolução. Isto significa que, com uma tensão de fundo de escala de 10 V, um bit menos significativo (LSB) corresponde a aproximadamente 10 mV. O conversor D/A utilizado tem 8 bits de resolução e também está trabalhando com tensão de fundo de escala de 10 V. Assim, um bit menos significativo (LSB) do D/A corresponde a aproximadamente 40 mV. Ao ser mostrado o conteúdo da memória da soma intermediária (ou da média), são desprezados os dois bits menos significativos de cada ponto (ou seja, mostra-se somente 8 bits, a partir do 3º). Assim, o ganho total envolvendo os conversores A/D e D/A é unitário.

Ao ser feita a promediação, conforme o número de estímulos (N) aumenta, o resultado "anda" em direção ao byte mais significativo de cada ponto. Assim, utilizou-se o artifício de se "buscar" os 8 bits do resultado para serem enviados ao conversor D/A por meio da chave do fator de escala (FE).

Portanto, levando-se em consideração os ganhos dos diversos estágios do pré-amplificador e do promediador, a expressão que relaciona a escala de amplitude do promediador com a escala de amplitude do osciloscópio é a seguinte:

$$(1) \quad V_S = \frac{V_X}{N \cdot G_{pr\bar{e}} \cdot G_{amp}} \cdot \frac{1}{FE}$$

onde: V_S = escala de amplitude do promediador (V/div)

V_X = escala de amplitude do osciloscópio (V/div)

N = número de estímulos apresentados

$G_{pr\bar{e}}$ = ganho do pré-amplificador

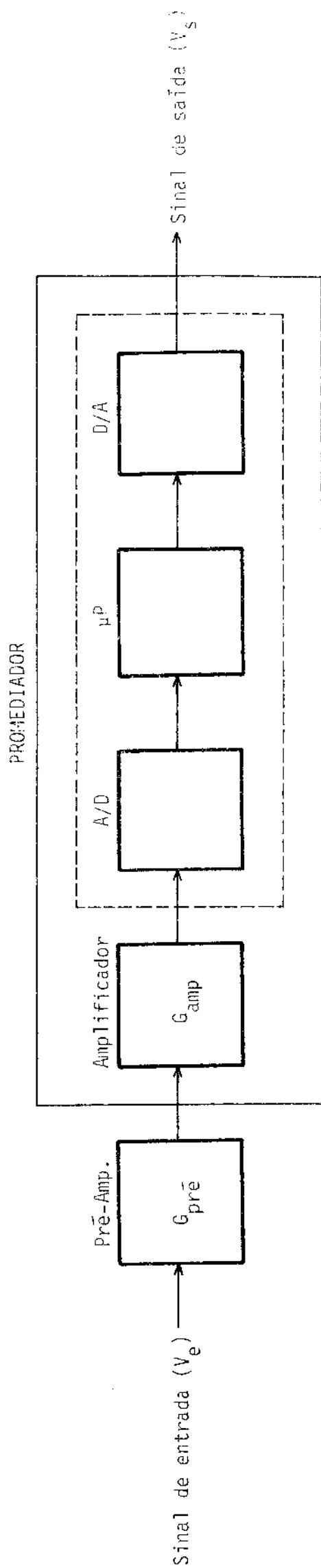


Fig. A2.1. Relação entre o sinal de saída (V_s) e o sinal de entrada (V_e), com os diversos estágios de processamento do sinal.

G_{amp} = ganho do amplificador de entrada do promediador
 FE = fator de escala do promediador

Como exemplo de utilização da expressão (1), suponha-se um experimento com as seguintes condições:

$$\begin{aligned} V_x &= 1 \text{ V/div} \\ N &= 4096 \text{ est\u00edmulos} \\ G_{pr\u00e9} &= 500 \\ G_{amp} &= 1000 \\ FE &= 1/2^{10} \end{aligned}$$

Assim, a escala de amplitude do promediador ser\u00e1 dada por:

$$V_s = \frac{1}{4096 \cdot 500 \cdot 1000} \cdot \frac{1}{1/2^{10}} = \frac{1024}{4096 \cdot 500 \cdot 1000}$$

$$V_s = \frac{1}{20} \cdot 10^{-5} =$$

$$V_s = 0,5 \text{ } \mu\text{V/div}$$

Salienta-se o fato de que, ao se calcular a m\u00e9dia, o n\u00famero N n\u00e3o aparece mais na f\u00f3rmula, e o fator de escala (FE) se torna 1 ($1/2^0$). Assim, com a m\u00e9dia calculada, a escala de amplitude passaria a ser:

$$(2) \quad V_s = \frac{V_x}{G_{pr\u00e9} \cdot G_{amp}}$$

Para o exemplo citado, a escala do promediador seria:

$$V_s = \frac{1}{500 \cdot 1000} = \frac{1}{5} \cdot 10^{-5}$$

$$V_s = 2 \text{ } \mu\text{V/div}$$

APÊNDICE 3

METODOLOGIA UTILIZADA NA FASE DE DESENVOLVIMENTO E TESTES DO PROMEDIADOR

Por não se dispor de um sistema de desenvolvimento provido de emulador no CEB/UNICAMP, optou-se por utilizar uma metodologia de testes do promediador alterando as suas características de um microcomputador dedicado a tarefas específicas (aquisição de dados, controle, processamento de sinais e saída de dados), para um microcomputador de propósitos gerais. As alterações consistiram de: 1) colocação de uma interface RS232 no promediador para comunicação com um terminal vídeo; 2) alteração do programa residente em EPROM.

A interface RS232 foi implementada com uma USART 8251 (interface serial), compatibilizando a saída TTL para níveis +12 V e -12 V, com os CI's 1488 e 1489 ("line-drivers" e "bus receivers"), e ficou localizada na mesma placa da CPU e memória. O circuito implementado pode ser utilizado quando for necessário consertar o promediador, e foi ligado ao terminal vídeo por meio de uma linha de transmissão, uma linha de recepção e uma linha de terra de sinal. Os endereços associados à interface serial foram 0FAH (para entrada e saída de dados) e 0FBH (para registro de controle e "status" da interface).

O programa residente em EPROM consistiu de um programa monitor (MONTSF), e dos programas de controle do promediador (estes estavam com endereços de memória RAM). O mapa da memória do promediador, nesta fase de testes, pode ser visto pela figura A3.1. O programa monitor começou em 0000H até 049CH. Os programas de controle do promediador ocuparam as posições 049DH até 07FFH. Estes últimos eram transferidos para a memória RAM a partir da posição 0800H até a posição 0B00H. A memória de dados do promediador (memória da soma intermediária ou da média) começava em 0C00H, indo até 11FF H, sendo que a partir do endereço 1200H ficavam guardados os dados dos registradores e contadores auxiliares dos cálculos efetuados pelo promediador. O apontador de pilhas ("stack pointer") estava com o endereço 13E0H.

O programa monitor continha comandos que permitiam: 1) examinar e alterar o conteúdo dos registradores internos da CPU; 2) examinar e alterar o conteúdo da memória de dados (RAM); 3) mostrar o conteúdo de qualquer quantidade de memória (RAM e EPROM); 4) preencher posições da memória de dados com valores fixos; 5) mover blocos de programas de um lugar a outro da memória (de RAM para RAM e de EPROM para RAM); 6) iniciar a execução de programas, permitindo pontos de parada ("breakpoints").

Os testes do promediador foram feitos da seguinte maneira: 1) por

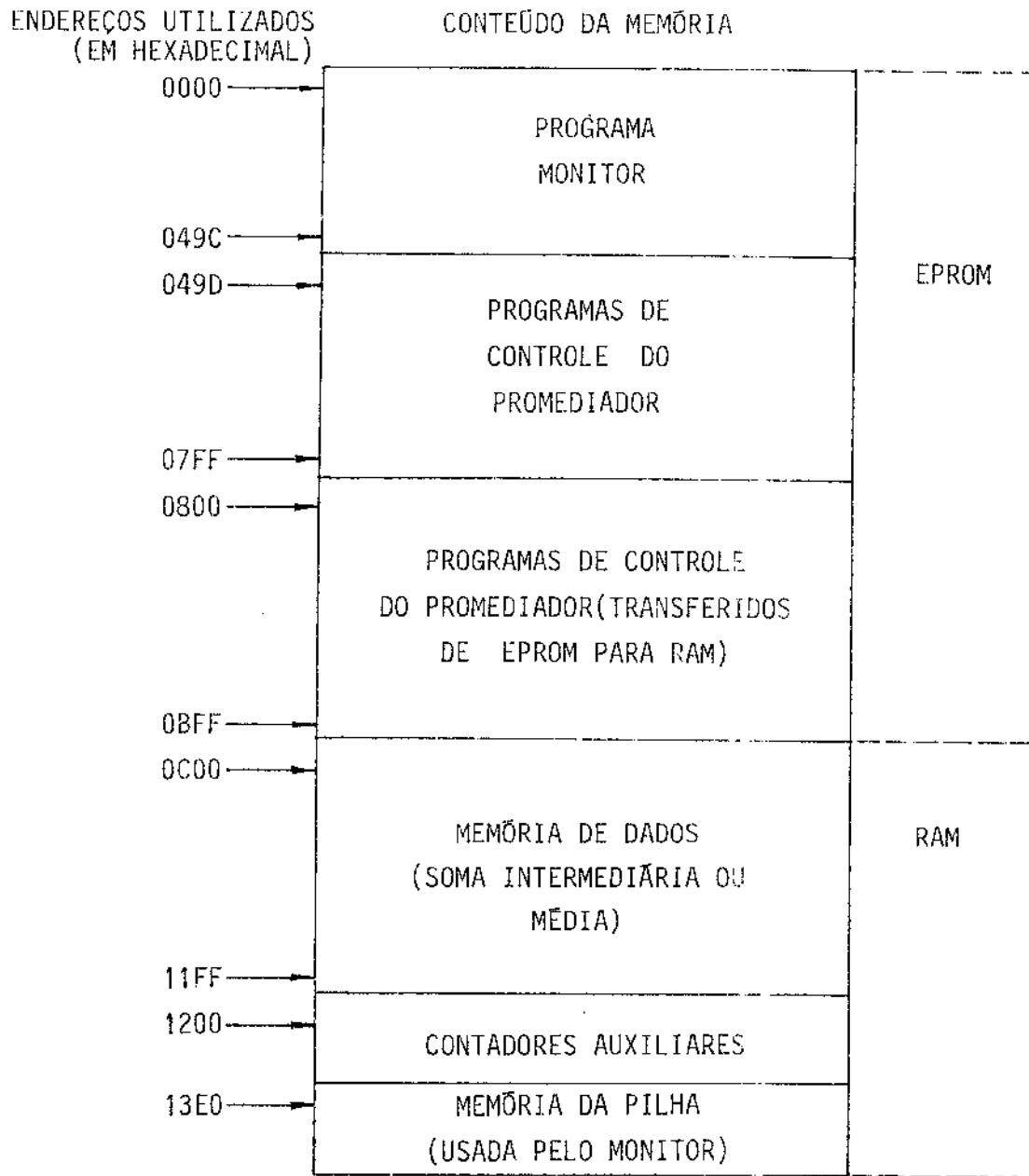


Fig. A3.1 - Mapa da memória do promediador na fase de desenvolvimento e testes.

meio do comando M (move blocos), movia-se os programas de controle do promediador (em EPROM) para posições de memória RAM; 2) colocava-se "breakpoints" (instrução RST1 no monitor MONTSF) em pontos estratégicos do programa por meio do comando S (examina e substitui conteúdo de memória RAM); 3) por meio do comando G (executa), executava-se os programas de controle e examinava-se o funcionamento do promediador.

Para se verificar o ruído existente na saída de dados do promediador (após a conversão D/A), esta mesma metodologia foi utilizada. Por meio do comando F (preencher memória de dados com valor conhecido), a memória da soma intermediária foi preenchida inicialmente com zeros (00H), e após isto, por meio do comando G (executar), os programas de controle do promediador foram executados e examinada a saída do filtro (após a conversão D/A). Depois, por meio do comando S, alterou-se o conteúdo de posições alternadas da memória de dados (ver Capítulo 5, seção 5.1.1). Novamente, pelo comando G, os programas de controle foram executados e examinada a saída.

Desta maneira, além de verificar e quantificar o ruído existente na saída do D/A, pôde-se depurar os programas de controle do promediador. Após depurados, estes programas foram armazenados em nova EPROM, sendo retirada a EPROM que continha o programa monitor. Salienta-se que esta EPROM pode ser utilizada em testes futuros, e mesmo quando for necessário fazer reparos no promediador.

Sugere-se que esta metodologia seja utilizada sempre que forem encontradas as dificuldades inerentes ao projeto e desenvolvimento de protótipos de equipamentos, sem contar com a ajuda de um sistema de desenvolvimento provido de emulador.

APÊNDICE 4

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Foram construídos três fontes de alimentação para o promediador, acondicionadas em caixa separada. Há 6 fios de saída da fonte para alimentar os circuitos do promediador: um para a alimentação de +5V, outro para terra digital (TD), um para +15V, outro para -15V, e outro para o terra analógico (TA). O sexto fio foi colocado para se obter regulação da fonte de +5V na própria carga, e não na saída da fonte. Os terras analógico e digital são unidos na saída da fonte, sendo separados nas diversas placas do promediador, evitando-se ao máximo possível a interferência dos chaveamentos de corrente dos circuitos digitais nos circuitos analógicos.

As fontes de +15V e -15V foram construídas com os reguladores LM7815 e LM7915, respectivamente (ver fig. A4.1), sendo que podem fornecer corrente até 300 mA. Há uma chave que permite a ligação das fontes em 110 V/60 Hz ou em 220V/60Hz.

A fonte de +5V foi projetada (fig. A4.2) para uma variação máxima de $\pm 5\%$, fornece 3 A de corrente máxima (com resistor de carga de $1,5 \Omega$, obteve-se 5,048 V de tensão de saída, e a corrente de 3,34 A), com "ripple" menor que 0,5%. Utilizou-se o circuito integrado LM723 e o transistor 2N2955 para "driver" de corrente. O pino 3 do LM723 (regulador de tensão) não é ligado para regulação na saída da fonte, mas na carga (ou seja, na entrada de alimentação do promediador). Isto evita a queda de tensão no cabo de alimentação da fonte de +5V, devido à alta corrente.

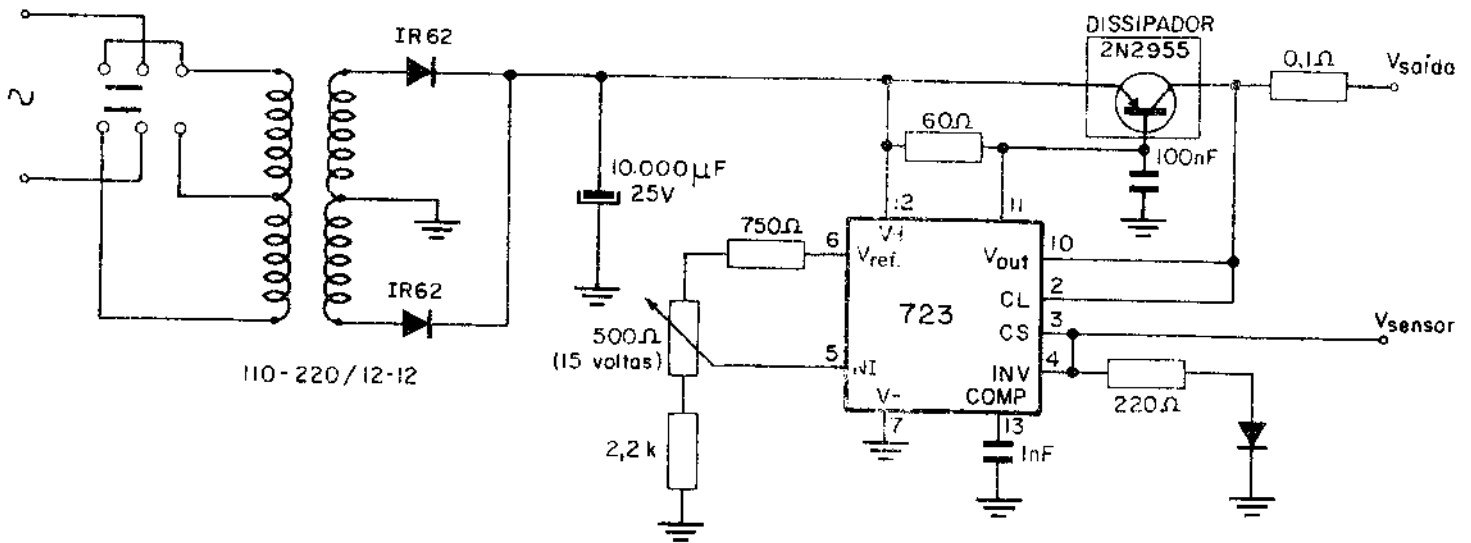


Fig. A4.2 - Esquema da fonte de alimentação de +5V/3A. A regulação é feita na carga.

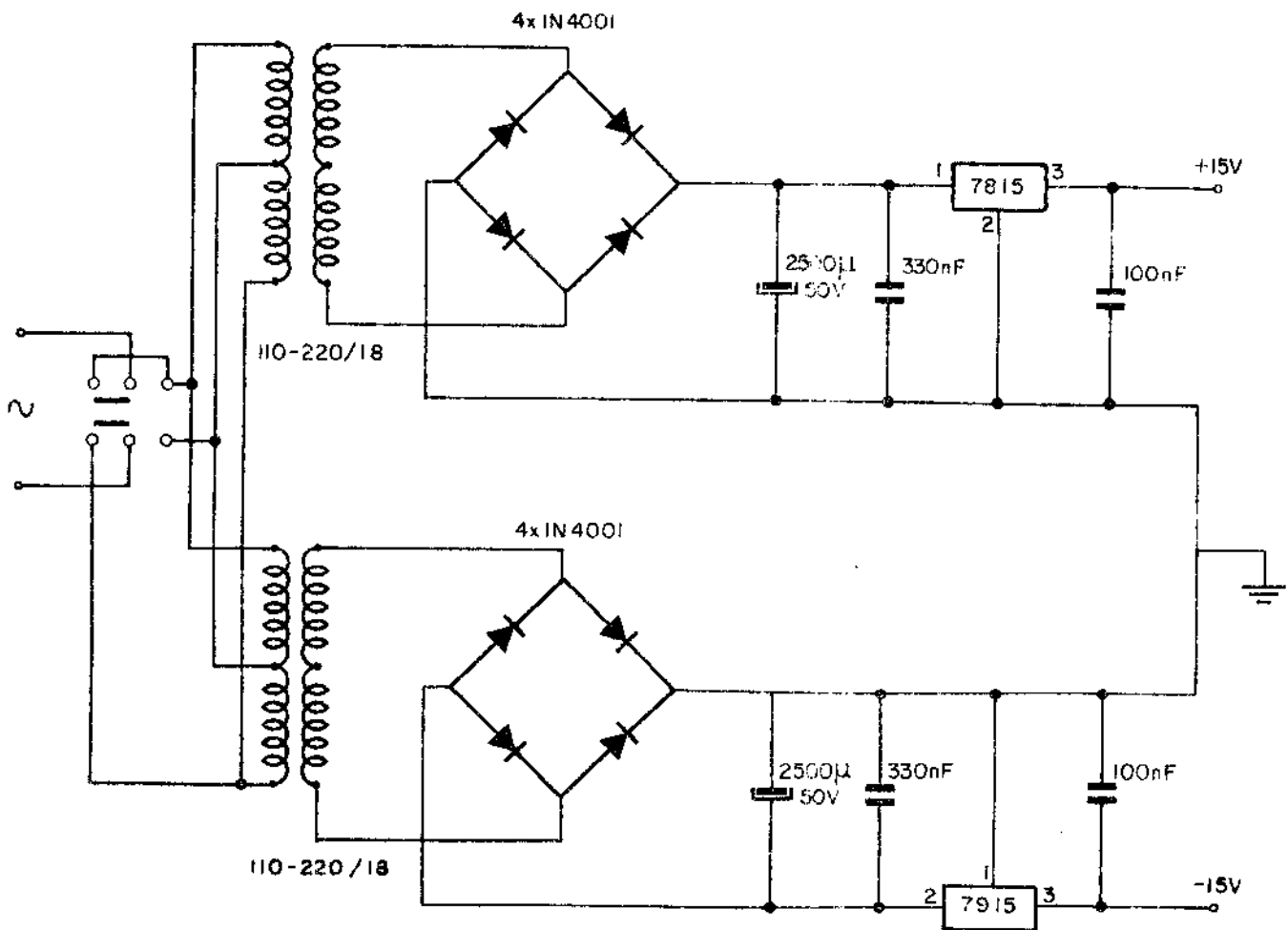


Fig. A4.1 - Esquema das fontes de alimentação de +15V e -15V.

APÊNDICE 5

LISTA DE COMPONENTES ATIVOS UTILIZADOS NOS DIVERSOS CIRCUITOS DO PROMEDIADOR

A lista dos componentes foi feita para cada placa, de modo a separar os componentes para facilitar a sua localização e substituição em caso de necessidade de reparos no promediador.

PLACA A: CONVERSÃO A/D e D/A e AUXILIAR			
CI Nº	CÓDIGO	TIPO	NÚMERO DE PINOS
A1	AD571KD	CONVERSOR A/D	18
A2	AD582KH	AMOSTRADOR-SEGURADOR (S/H)	10
A3, A4, A8	AD741	AMPLIFICADOR OPERACIONAL	8
A5, A6, A9, A10	LM308	AMPLIFICADOR OPERACIONAL	8
A7	AD559KD	CONVERSOR D/A	10
A11	AD580	REFERÊNCIA DE TENSÃO	3
A12	CA3130	AMPLIFICADOR OPERACIONAL	8
A13	µA747	DUAL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	14
A14	74LS73A	FLIP-FLOP J-K	14

PLACA B: INTERFACE A/D E D/A COM MICROCOMPUTADOR			
CI Nº	CÓDIGO	TIPO	NÚMERO DE PINOS
B1	74100	REGISTRADOR 8 BITS	24
B2, B8	8255A-5	INTERFACE PERIFÉRICA PROG.	40
B3, B4, B5, B6 B9, B10, B12, B13	74LS151-A	MULTIPLEXADOR 8x1	16
B7	COMPONENTES	RESISTORES/CAPACITORES	--
B11, B14	8216	BUS-DRIVER BIDIRECIONAL	16
B15, B16	74121	MONOESTÁVEL	14
B17	74148	10-4 LINE ENCODER	16
B18	8212	BUS-DRIVER	24
B19	7408	PORTAS AND	14
B20	COMPONENTES	RESISTORES	--
B21	CONECTOR	FIOS PARA CHAVE SELETORA	--

PLACA C: MICROCOMPUTADOR			
CI Nº	CÓDIGO	TIPO	NÚMERO DE PINOS
C1	7490	CONTADOR/DIVISOR FREQUÊNCIA	14
C2	74123	DUAL-MONOSTÁVEL	16
C3	74LS74	FLIP-FLOP D	14
C4	74LS00	PORTAS NAND	14
C5	74LS04	INVERSOR	14
C6,C7,C11,C12 C16,C17	2114A-4	MEMÓRIA RAM	18
C8	7493	CONTADOR/DIVISOR FREQUÊNCIA	14
C9	8085A	MICROPROCESSADOR	40
C10,C15,C20			
C25	8216	BUS-DRIVER BIDIRECIONAL	16
C13,C14	8212	BUS-DRIVER	24
C18,C21	74LS138	DECODIFICADOR	16
C19	1489	TRANS. LINE DRIVER/RECEIVER	14
C22	2716	MEMÓRIA EPROM	24
C23	8251	USART - INTERFACE SERIAL	28
C24	1488	TRANS. LINE DRIVER	14

PLACA D: SINCRONISMO E FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM			
CI Nº	CÓDIGO	TIPO	NÚMERO DE PINOS
D1,D2,D3	COMPONENTES	RESISTORES/CAPACITORES	--
D4,D5,D6,D7			
D13	74121	MONOSTÁVEL	14
D8	74175	QUAD. FLIP-FLOP D	16
D9	74LS04	INVERSOR	14
D10,D11,D14			
D15,D16,D17	74LS193	CONTADOR	16
D12	74LS11	PORTAS AND 3 ENT.	14
D18,D19	74S288 ou TBS030	PROM	8

PLACA E: CONTROLE E DISPLAY			
CI Nº	CÓDIGO	TIPO	NÚMERO DE PINOS
E1,E9,E16	CD4013	FLIP-FLOP D	14
E2,E3	COMPONENTES	RESISTORES/CAPACITORES/TRANS.	--
E4	CD40147	10-4 BCD ENCODER	16
E5,E7,E12,E14	CD4511	DECODER/DRIVER BCD-7 SEGM.	16
E20			
E6,E8,E13,E15	COMPONENTES	RESISTORES (220 Ω)	--
E21			
E10	74LS245	BUS-DRIVER BIDIRECIONAL	20
E11	8255	INTERFACE PERIFÉRICA	40
E17	8212	BUS-DRIVER	24
E18	CD4028	DECODIFICADOR BCD-DECIMAL	16
E19	CD4069	INVERSOR	14
E22,E23,E24			
E25	74121	MONOESTÁVEL	14
E26,E27	COMPONENTES	RESISTORES/CAPACITORES	--

APÊNDICE 6

LISTAGEM DOS PROGRAMAS DESENVOLVIDOS


```

61: 0062 30          ; HABILITA INTERRUPTAO RST7.5
62: 0063 21000C   LXI H,BUFH
63: 0066 110002   LXI D,COMP
64: 0069 33      INX SP
65: 006A 33      SP
66: 006B RE19    ; RESTAURA SP
67: 006D D3F6   OUT PTC3
68: 006F FB     EI
69: 0070 76     HLT
70:
71:
72: 0080          ORG 0080H
73:
74:
75:
76:
77:
78: 0080 31E013   LXI SP,STACK
79: 0083 3E1F    MVI A,1FH
80: 0085 80      DB
81: 0086 3E86    MVI A,086H
82: 0088 D3E3   OUT RPC1
83: 008A 3E8D    MVI A,08DH
84: 008C D3E7   OUT RPC2
85: 008E 3E82   MVI A,082H
86: 0090 D3F7   OUT RPC3
87: 0092 3E00   MVI A,00H
88: 0094 D3F4   OUT PTAB
89: 0096 3EE0   MVI A,0EDH
90: 0098 D3F6   OUT PTC3
91: 009A 3E81   MVI A,081H
92: 009C D3F6   OUT PTC3
93: 009E 3E92   MVI A,082H
94: 00A0 D3F6   OUT PTC3
95: 00A2 3E86   MVI A,086H
96: 00A4 D3F6   OUT PTC3
97: 00A6 3E87   MVI A,087H
98: 00A8 D3F6   OUT PTC3
99: 00AA 3E89   MVI A,089H
100: 00AC D3F6   OUT PTC3
101: 00AE 210E12  LXI H,MANT
102: 00B1 3A20   MVI M,2DH
103: 00B3 D0FC03 CALL IMPRM
104: 00B5 DBF5   IN PTB3
105: 00B8 E640   ANI 040H
106: 00BA C4D600 CNZ RSFFI
107: 00BD DBF5   IN PTB3
108: 00BF E610   ANI 010H
109: 00C1 C41A02 CNZ RSFFC
110: 00C4 DBF5   IN PTB3
111: 00C6 E620   ANI 02DH
112: 00C8 C4EA02 CNZ ZMEM
113: 00CB 3EC9   MVI A,0C9H
114: 00CD D3F6   OUT PTC3
115: 00CF 3E89   MVI A,89H
116: 00D1 D3F6   OUT PTC3
117: 00D3 C39300 JMP IMPN
118:
119:
120:

```

; MASCARA INTERRUPTOES E RESETA FF7.5
 ; PREPARA PARA INT75
 ; RESTAURA SP
 ; PERMITE CONTAGEM. PULSO DE SINCRONISMO
 ; DE 40 MICRO-SEGUNDOS
 ; AGUARDA INT75
 ; ZERA PORTA A3
 ; RESETA FF DE REQUISICAO DE TAREFAS
 ; IMPEDE ESTIMULOS E ZERA DISPLAYS
 ; ZERA PROXIMOS DOIS DISPLAYS DE N
 ; ZERA ULTIMO DISPLAY
 ; RESETA FF DE MEDIA CALCULADA
 ; RESETA FF DE ERRO
 ; FICA INATIVO COM ESTIMULOS IMPEDIDOS
 ; LE PORT B3
 ; DEVE INICIAR PROCESSAMENTO
 ; DEVE CALCULAR A MEDIA
 ; DEVE ZERAR A MEMORIA
 ; RESET DO LED DE SOBRETENSÃO
 ; FICA EM LOOP ETERNO

INICIO DO PROGRAMA
 POZER
 IMPN
 SUBROTINA QUE ADQUIRE E PROCESSA OS DADOS

121:	0006	210000	LXI	H,0000H	
122:	0009	39	DAD	SP	
123:	000A	221212	SHLD	PILHA	! GUARDA O ENDEREÇO DE RETORNO
124:	000D	3ED9	MVI	A,009H	! RESETA FF DE INICIAR E LED DE ERRO
125:	000F	D3F6	OUT	PTC3	! RESETA FF DE SOBRETENSÃO
126:	00E1	3E97	MVI	A,097H	
127:	00E3	D3F6	OUT	PTC3	
128:	00E5	3E99	MVI	A,099H	
129:	00E7	D3F6	OUT	PTC3	! FIN DO RESET
130:	00E9	210E12	LXI	H,MANT	! APONTA HL PARA POSICAO DE M ANTERIOR
131:	00EC	D8F5	IN	PTB3	! LE M ATUAL
132:	00EE	E60F	ANI	OFH	
133:	00FO	BE	CMP	M	! SE MATUAL MENOR OU IGUAL A MANTERIOR
134:	00F1	D23503	JNC	ERRO	! INDICA ERRO
135:	00F4	77	MOV	M,A	! SE MATUAL MAIOR QUE MANTERIOR CONTINUA
136:	00F5	FE06	CPI	O6H	
137:	00F7	CA8001	JZ	DT00	
138:	00FA	FE07	CPI	O7H	
139:	00FC	CA9201	JZ	OCND	
140:	00FF	FE08	CPI	08H	
141:	0101	CA8401	JZ	08NS	
142:	0104	FE09	CPI	09H	
143:	0106	CA7601	JZ	DE00	
144:	0109	FE0A	CPI	0AH	
145:	010B	CA6801	JZ	MEV0	
146:	010E	FE0B	CPI	0BH	
147:	0110	CA5A01	JZ	QUED	
148:	0113	FE0C	CPI	0CH	
149:	0115	CA4C01	JZ	DUCS	
150:	0118	FE0D	CPI	0DH	
151:	011A	CA3E01	JZ	CEVO	
152:	011D	FE0E	CPI	0EH	
153:	011F	CA3001	JZ	SEQ0	
154:	0122	210B12	LXI	H,MAT	! APONTA HL PARA M ATUAL
155:	0125	3632	MVI	M,32H	! FAZ M=32
156:	0127	23	INX	H	
157:	0128	3600	MVI	M,00H	
158:	012A	23	INX	H	
159:	012B	3600	MVI	M,00H	
160:	012D	CA8001	JMP	PPSOM	! VAI PARA A PRIMEIRA POSICAO DA SOMA
161:	0130	210812	LXI	H,MAT	
162:	0133	3664	MVI	M,64H	! FAZ M=64
163:	0135	23	INX	H	
164:	0136	3600	MVI	M,00H	
165:	0139	23	INX	H	
166:	0139	3600	MVI	M,00H	
167:	013B	CA8001	JMP	PPSOM	! IDEM
168:	013E	210812	LXI	H,MAT	
169:	0141	3628	MVI	M,28H	! FAZ M=128
170:	0143	23	INX	H	
171:	0144	3601	MVI	M,01H	
172:	0146	23	INX	H	
173:	0147	3600	MVI	M,00H	
174:	0149	CA8001	JMP	PPSOM	
175:	014C	210812	LXI	H,MAT	
176:	014F	3656	MVI	M,56H	
177:	0151	23	INX	H	
178:	0152	3602	MVI	M,02H	! FAZ M=204
179:	0154	23	INX	H	
180:	0155	3600	MVI	M,00H	

```

181: 0157 C3A801      JMP      PPSOM  ; IDEM
182: 015A 210B12     LXI     H,MAT
183: 015D 3612       MVI     M,12H
184: 015F 23        INX     H
185: 0160 3605       MVI     M,05H  ; FAZ M=512
186: 0162 23        INX     H
187: 0163 3600       MVI     M,00H
188: 0165 C3A801     JMP      PPSOM  ; IDEM
189: 0168 210B12     LXI     H,MAT
190: 016B 3624       MVI     M,24H
191: 016D 23        INX     H
192: 016E 3610       MVI     M,10H  ; FAZ M=1024
193: 0170 23        INX     H
194: 0171 3600       MVI     M,00H
195: 0173 C3A801     JMP      PPSOM
196: 0176 210B12     LXI     H,MAT
197: 0179 3648       MVI     M,48H
198: 017B 23        INX     H
199: 017C 3620       MVI     M,20H  ; FAZ M=2048
200: 017E 23        INX     H
201: 017F 3600       MVI     M,00H
202: 0181 C3A801     JMP      PPSOM
203: 0184 210B12     LXI     H,MAT
204: 0187 3696       MVI     M,96H
205: 0189 23        INX     H
206: 018A 3640       MVI     M,40H  ; FAZ M=4096
207: 018C 23        INX     H
208: 018D 3600       MVI     M,00H
209: 018F C3A801     JMP      PPSOM  ; IDEM
210: 0192 210B12     LXI     H,MAT
211: 0195 3692       MVI     M,92H
212: 0197 23        INX     H
213: 0198 36B1       MVI     M,B1H  ; FAZ M=8192
214: 019A 23        INX     H
215: 019B 3600       MVI     M,00H
216: 019D C3A801     JMP      PPSOM
217: 01A0 210B12     LXI     H,MAT
218: 01A3 3684       MVI     M,84H
219: 01A5 23        INX     H
220: 01A6 3663       MVI     M,63H  ; FAZ M=16384
221: 01A8 23        INX     H
222: 01A9 3601       MVI     M,01H
223:
224:
225:
226:
227:
228:
229:
230:
231:
232: 01AB 3E1E       PPSOM  A,1EH  ; HABILITA INTERRUPCAO 5.5
233: 01AD 30         DB      SIM
234: 01AE FB        EI
235: 01AF C00C03     LOOP   CALL  IMPRM
236: 01B2 C3AFD1     JMP      LOOP  ; LOOP DE IMPRESSAO
237:
238:
239:
240:
;
;
; HABILITA INTERRUPCAO 5.5, E AO RECEBER O PULSO DE SINCR
; NISHO, VAI PARA POSICAO DE R515.5(002CH), PREPARA PARA
; RECEBER INTERRUPCAO 7.5, QUE ACONTECE TODA VEZ QUE UM DA-
; DO JA FOI CONVERTIDO PELO A/D.
; FICA EM LOOP DE IMPRESSAO DO CONTEUDO DA MEMORIA
;
;
;
;
; O COMPUTADOR FICA AGUARDANDO PEDIDO DE INTERRUPCAO QUE
; VEN DO CONVERSION ANALOGICO DIGITAL. AMOSTRA-SE UM TOTAL

```



```

301:
302:
303:
304:
305:
306:
307:
308:
309:
310:
311: 021A 3EC9
312: 021C D3F6
313: 021E 3E89
314: 0220 D3F6
315: 0222 01DA12
316: 0225 210000
317: 0228 0A
318: 0229 E60F
319: 022B CD4203
320: 022E 08
321: 022F 0A
322: 0230 E6F0
323: 0232 1F
324: 0233 1F
325: 0234 1F
326: 0235 1F
327: 0236 CD4203
328: 0239 0A
329: 023A E60F
330: 023C CD4203
331: 023F 08
332: 0240 0A
333: 0241 E6F0
334: 0243 1F
335: 0244 1F
336: 0245 1F
337: 0246 1F
338: 0247 CD4203
339: 024A 0A
340: 024B E60F
341: 024D CD4203
342: 0250 010512
343: 0253 7D
344: 0254 02
345: 0255 03
346: 0256 7C
347: 0257 02
348: 0258 03
349: 0259 3E00
350: 0258 02
351:
352: 025C 37
353: 025D 3F
354: 025E 111112
355: 0261 12
356: 0262 1B
357: 0263 08
358: 0264 0A
359: 0265 1F
360:

; RSFFC: ROTINA QUE RESETA FF DE REQUISICAO PARA CALCULAR A
; MEDIA, CONVERTE O NUMERO N DE ESTIMULOS APLICADOS
; DE BCD PARA BINARIO, E CALCULA A MEDIA. O NUMERO N
; ESTA EM TRES POSICOES DE MEMORIA SUBSEQUENTES, SEN-
; DO QUE OS DIGITOS MENOS SIGNIFICATIVOS ESTAO NA
; POSICAO DE MEMORIA "NUME", E OS PROXIMOS DIGITOS
; NAS POSICOES NUME+1 E NUME+2.
;
MVI A,DC9H
OUT PTC3
MVI A,DB9H
OUT PTC3 ; RESETA FF DE CALCULAR A MEDIA
LXI B,NUME+2 ; BC APONTA PARA MSBYTE DE N
LXI H,0000H ;
LDAX B ; ACC=MSBYTE DE N
ANI DFH
CALL ROTATE ; CONVERTE MSBYTE DE N
DCX B ; BC APONTA PARA ISBYTE DE N
LDAX B ; ACC=ISBYTE DE N
ANI OFDH ; SALVA O SEGUNDO DIGITO + SIGNF.
RAR
RAR
RAR
RAR
CALL ROTATE ; CONVERTE SEGUNDO DIGITO
ANI DFH ; SALVA TERCEIRO DIGITO + SIGNF.
CALL ROTATE ; CONVERTE TERCEIRO DIGITO
DCX B
LDAX B ; ACC=LSBYTE DE N
ANI OFDH ; SALVA O QUARTO DIGITO DE N
RAR
RAR
RAR
CALL ROTATE ; CONVERTE O QUARTO DIGITO
LDAX B
ANI DFH
CALL ROTATE ; CONVERTE O QUINTO DIGITO DE N
LXI B,NHEXA ; BC APONTA PARA N EM HEXADECIMAL
MOV A,L ; COLOCA O RESULTADO DA CONVERSAO
STAX B ; NAS POSICOES DE MEMORIA NHEXA.
INX B ; NHEXA+1 E NHEXA+2
MOV A,H
STAX B
INX B
MVI A,00H
STAX B
; DIVISAO DO DIVISOR POR DOIS
;
STC
CMC
LXI D,NHX2+2
STAX D
DCX D
DCX B
LDAX B
RAR

```

```

361: 0266 12 STAX D
362: 0267 18 DCX D
363: 0268 08 DCX B
364: 0269 0A LDAX B
365: 026A 1F RAR
366: 026B 12 STAX D
367:
368:
369:
370:
371:
372: 026C 210002 H,COMP ; HL=512 PONTOS
373: 026F ES PUSH H ; GUARDA HL NA PILHA
374: 0270 210412 LXI H,CONTS ; COLOCA EM CONTS O NUMERO DE SHIFTS
375: 0273 3619 MVI M,19H ; BC=DIVIDENDO PARCIAL
376: 0275 010112 LXI B,DIVDP ; DE=DIVIDENDO (PRIMEIRA POSICAO DA SOMA
377: 0278 11000C LXI D,8BUFH ; COMECA A DIVISAO DE UM PONTO POR NHEXA
378: 027B 37 STC ;
379: 027C 3F CMC ;
380: 027D 210412 LXI H,CONTS ;
381: 0280 1A LDAX D ; DESLOCA O DIVIDENDO UM BIT PARA A
382: 0281 17 RAL ; ESQUERDA, DEIXANDO NO CARRY O MSB
383: 0282 12 STAX D ;
384: 0283 13 INX D ;
385: 0284 1A LDAX D ;
386: 0285 17 RAL ;
387: 0286 12 STAX D ;
388: 0287 13 INX D ;
389: 0288 1A LDAX D ;
390: 0289 17 RAL ; AGUI O CARRY = MSB DO DIVIDENDO
391: 028A 12 STAX D ;
392: 028B 18 DCX D ; DE=8UFH
393: 028C 18 DCX D ; M=M-1
394: 028D 35 DCR M ;
395: 028E CAC502 JZ FIH ; A PARTIR DAQUI, COLOCA-SE O MSB
396: 0291 0A RAL ; DO DIVIDENDO NO DIVIDENDO PARCIAL
397: 0292 17 RAL ;
398: 0293 02 STAX B ;
399: 0294 03 INX B ;
400: 0295 0A LDAX B ;
401: 0296 17 RAL ;
402: 0297 02 STAX B ;
403: 0298 03 INX B ;
404: 0299 0A LDAX B ;
405: 029A 17 RAL ;
406: 029B 02 STAX B ;
407: 029C 08 DCX B ; O DIVIDENDO PARCIAL RECEBEU O MSB
408: 029D 08 DCX B ; DO DIVIDENDO E BC=DIVDP
409: 029E 23 INX H ; HL=NHEXA
410: 029F 0A LDAX B ; SUBTRAI-SE DO DIVIDENDO PARCIAL
411: 03A0 96 SUB M ; O DIVISOR
412: 02A1 02 STAX H ; A=(BC)-(HL)
413: 02A2 23 INX H ; HL=NHEXA+1
414: 02A3 03 INX B ; SC=DIVDP+1
415: 02A4 0A LDAX B ; A=(BC)-(HL)-(CY)
416: 02A5 9E SBB M ;
417: 02A6 02 STAX B ;
418: 02A7 23 INX H ; HL=NHEXA+2
419: 02A8 03 INX B ; SC=DIVDP+2
420: 02A9 0A LDAX B ;

```

RESULTADO EM NHX2 ATE NHX2+2

DIVISAO POR N (CALCULO DA MEDIA) - CONTINUACAO DE RSFFC


```

421: 02AA 9E      ; A=(BC)-(HL)-(CY)
422: 02AB 02      ; RESULTADO EM DIVDP ATE DIVDP+2
423: 02AC 0B      ; BC=DIVDP
424: 02AD 0B      ; SE NAO HOUVE CARRY, COLOQUE UM BIT
425: 02AE 027C02 ; EM NO RESULTADO. SE HOUVE CARRY.
426: 02B1 2B      ; REGENERE O DIVIDENDO PARCIAL. AGUI
427: 02B2 2B      ; TEMOS HL=NHEXA
428: 02B3 0A      ; HL=NHEXA+1
429: 02B4 86      ; BC=DIVDP+1
430: 02B5 02      ; HL=NHEXA+2
431: 02B6 23      ; BC=DIVDP+2
432: 02B7 03      ; DIVIDENDO PARCIAL ANTERIOR RESTAURADO
433: 02B8 0A      ; BC=DIVDP
434: 02B9 8E      ; TESTA OS PROXIMOS BITS ATE (CONTS)=00
435: 02BA 02      ; VERIFICA SE JA DIVIDIU OS 512 PONTOS
436: 02BB 23      ; (PONTO A PONTO) PELO NUMERO DE ESTIMULOS
437: 02BC 03      ; SE SIM, AVISA QUE A MEDIA ESTA CALCULADA
438: 02BD 0A      ; SE NAO GUARDA HL NA PILHA
439: 02BE 8E      ; ZERA (DIVDP) ATE (DIVDP+2)
440: 02BF 02      ; DE APONTA PARA O PROXIMO DIVIDENDO
441: 02C0 0B      ; FAZ A DIVISAO DO PROXIMO PONTO
442: 02C1 0B      ; SETA FF DE MEDIA CALCULADA
443: 02C2 C37C02 ; VAI PARA LOOP PRINCIPAL
444: 02C5 E1      ; FIM DO CALCULO DA MEDIA
445: 02C6 2B      ; SUBROTINAS A SEREM UTILIZADAS NO PROGRAMA
446: 02C7 7C      ; ZMEM = SUBROTINA QUE ZERA 1550 POSICOES DE MEMORIA E FAZ
447: 02C8 85      ; M ANTERIOR IGUAL A -1.
448: 02C9 CAE102 ;
449: 02CC E5      ;
450: 02CD 210112 ;
451: 02DD 3600    ;
452: 02DE 23      ;
453: 02DF 3600    ;
454: 02E0 25      ;
455: 02E1 3600    ;
456: 02E2 23      ;
457: 02E3 3619   ; (CONTS)=19H - NUMERO DE SHIFTS
458: 02E4 13      ;
459: 02E5 13      ;
460: 02E6 13      ;
461: 02E7 C37802 ;
462: 02E8 3E84    ;
463: 02E9 03F6    ;
464: 02EA 3E89    ;
465: 02EB 03F6    ;
466: 02EC 09      ;
467: 02ED 09      ;
468: 02EE 09      ;
469: 02EF 09      ;
470: 02F0 09      ;
471: 02F1 09      ;
472: 02F2 09      ;
473: 02F3 09      ;
474: 02F4 09      ;
475: 02F5 09      ;
476: 02F6 09      ;
477: 02F7 09      ;
478: 02F8 09      ;
479: 02F9 09      ;
480: 02EA 3EC9    ;

```

```

481: 02EC 03F6      OUT      PTC3      ; RESETA FF DE ZERAR MEMORIA
482: 02EE 3E89     MVI     A,089H
483: 02F0 03F6      OUT      PTC3
484: 02F2 3E86     MVI     A,086H
485: 02F4 03F6      OUT      PTC3      ; RESETA FF DE MEDIA CALCULADA
486: 02F6 3E89     MVI     A,089H
487: 02F8 03F6      OUT      PTC3
488: 02FA 110E06    LXI     D,060EH ; DE=1550 POSICOES DE MEMORIA
489: 02FD 2100DC    LXI     H,BUFH  ; HL APONTA PARA A PRIMEIRA POSICAO
490: 0300 3600     MVI     M,00H  ; DA MEMORIA DA SOMA (OU DA MEDIA)
491: 0302 23      INX     H
492: 0303 1B      DCX     D
493: 0304 78      MOV     A,E
494: 0305 82      ORA     D
495: 0306 C20003   JNZ     ZER2
496: 0307 3620     MVI     M,20H  ; ZERA AS 1550 POSICOES
497: 0308 C9      RET      ; FAZ MANTERIOR+=1
498:
499:
500:
501:
502:
503:
504:
505:
506:
507:
508:
509: 036C 3E98     IMPRM   A,098H
510: 030E 03F6      OUT      PTC3      ; PULSO PARA TRIGGER DO OSCILOSCOPIO
511: 0310 3E99     MVI     A,099H
512: 0312 03F6      OUT      PTC3
513: 0314 110002   LXI     D,CONP ; DE=512 PONTOS
514: 0317 2100DC    LXI     H,BUFH  ; HL=PRIMEIRA POSICAO DA MEMORIA DA SOMA
515: 031A 7E      MOV     A,M
516: 031B 03E4     OUT      PT2     ; MOVE O CONTEUDO DE 3 POSICOES DE
517: 031D 23      INX     H
518: 031E 7E      MOV     A,M
519: 031F 03E5     OUT      PT2E    ; MEMORIA PARA A INTERFADE DE SAIDA
520: 0321 23      INX     H
521: 0322 7E      MOV     A,M
522: 0323 03E6     OUT      PTC2    ; 1 PONTO = 3 POSICOES DE MEMORIA
523: 0325 3E93     MVI     A,093H
524: 0327 03F6      OUT      PTC3      ; PULSO PARA FF DE SAIDA
525: 0329 3E99     MVI     A,099H
526: 032B 03F6      OUT      PTC3
527: 032D 23      INX     H
528: 032E 1B      DCX     D
529: 032F 78      MOV     A,E
530: 0330 B2      ORA     D
531: 0331 C21A03   JNZ     NOVH    ; VERIFICA SE DE=00. CASO NEGATIVO
532: 0334 C9      RET      ; "IMPRIME" NOVO PONTG. CASO POSITIVO
533:
534:
535:
536:
537:
538: 0335 3E95     IMPRM   A,095H
539: 0337 03F6      OUT      PTC3
540: 0339 3E99     MVI     A,099H

```

; ROTINA DE "IMPRESSAO" DOS 512 PONTOS AMOSTRADOS,
; SOMADOS E/OU "PROMEDIADOS". CADA PONTO CORRESPONDE
; A 3 (TRES) POSICOES DE MEMORIA SUBSEQUENTES. E
; MANDADO UM PULSO PARA "TRIGGER" DO OSCILOSCOPIO,
; DEPOIS 3 BYTES, PULSO PARA FFLOP D DE SAIDA E ASSIM
; POR DIANTE, "VARRENDO" AS 1536 POSICOES DA MEMORIA
; DA SOMA (OU DA MEDIA).

; ERRO: ROTINA QUE SETA FF DE ERRO E VOLTA PARA LOOP PRINCIPAL

```

541: 0338 D3F6          OUT      PTC3
542: 033D 2A1212      LHL D   PILHA
543: 0340 F9          SPHL
544: 0341 C9          RET
545:
546:
547:
548:
549:
550: 0342 54          ROTATE  MOV     D,H      ; COPIA 0 PAR HL NO PAR DE
551: 0343 5D          E,L
552: 0344 29          DAD     H          ; MULTIPLICA HL POR 2
553: 0345 29          DAD     H          ; MULTIPLICA HL POR 4
554: 0346 19          DAD     D          ; MULTIPLICA HL POR 5
555: 0347 39          DAD     H          ; MULTIPLICA HL POR 10
556: 0348 5F          MOV     E,A
557: 0349 1600        MVI     D,00H
558: 0348 19          DAD     D
559: 034C E9          RET
560:
561:
562:
563:
564: 13E0 =          STACK
565: 0200 =          EQU
566: 0C00 =          EQU
567: 1201 =          EQU
568: 1204 =          EQU
569: 1205 =          EQU
570: 1208 =          EQU
571: 1208 =          EQU
572: 120E =          EQU
573: 120F =          EQU
574: 1212 =          EQU
575: 00E0 =          EQU
576: 00E1 =          EQU
577: 00E2 =          EQU
578: 00E3 =          EQU
579: 00E4 =          EQU
580: 00E5 =          EQU
581: 00E6 =          EQU
582: 00E7 =          EQU
583: 00F4 =          EQU
584: 00F5 =          EQU
585: 00F6 =          EQU
586: 00F7 =          EQU
587:
588:
589:
590:
591: 0030 =          EQU
592:
593:
594: 034D          END

```

; ROTATE: SUBROTINA UTILITARIA PARA CONVERSAO BCD/BINARIO
; ROTATE 0 PAR HL NO PAR DE
; MULTIPLICA HL POR 2
; MULTIPLICA HL POR 4
; MULTIPLICA HL POR 5
; MULTIPLICA HL POR 10
; ADICIONA 0 VALOR DO DIGITO E

; ENDEREÇOS NECESSARIOS
; ENDERECO DA PILHA
; NUMERO DE PONTOS A SEREM ANOSTRADOS
; ENDERECO INICIAL DA MEMORIA DA SOMA
; DIVIDENDO PARCIAL
; CONTADOR
; DIVISOR EM HEXADECIMAL
; DIVISOR EM 60D
; ENDERECO DE M ATUAL
; ENDERECO DE M ANTERIOR
; METADE DO DIVISOR (NHEXA/2)
; SALVA CONTEUDO DO SP
; ENDERECO PORT A1
; ENDERECO PORT B1
; ENDERECO PORT C1
; ENDERECO PORT A2
; ENDERECO PORT B2
; ENDERECO PORT C2
; ENDERECO PORT A3
; ENDERECO PORT B3
; ENDERECO PORT C3
; ENDERECO PORT CONTROLE-1
; ENDERECO PORT CONTROLE-2
; ENDERECO PORT CONTROLE-3

; DEFINICAO DA INSTRUCAO SIM

APÊNDICE 7

MAPA DA MEMÓRIA DO PROMEDIADOR, DISPOSIÇÃO DOS

COMPONENTES NAS PLACAS E FIAÇÃO TRAZEIRA

A memória do promediador (fig. A7.1) está dividida em memória tipo EPROM, com os programas de controle residentes, e em memória tipo RAM, onde se localizam o "buffer" da memória da soma intermediária, e os contadores utilizados pelos programas de controle nos cálculos efetuados. A memória EPROM começa no endereço 0000H e vai até 07FFH, sendo que os programas de controle do promediador vão de 0000H até 034CH, restando ainda os endereços de 034DH até 07FFH para serem ocupados com futuros programas. O "buffer" da memória da soma inicia-se em 0C00H e vai até 11FFH (1,5 k bytes). Os contadores estão localizados de 1201H até 1213H. O apontador de pilha ("stack pointer") está com o endereço 13E0H. Os primeiros 1 k bytes de memória RAM (de 0800H até 0BFFH) não foram utilizados, mas podem sê-lo em caso de necessidade.

Todas as placas que contêm os circuitos do promediador são interligadas por uma fiação trazeira, e os componentes utilizados estão marcados com os respectivos números (ver localização de componentes nas figuras A7.2, A7.3, e A7.4), sendo que tem-se identificação alfanumérica (por exemplo: A1 = componente 1 da placa A, sendo que o componente A1 é identificado no apêndice 5).

Na fiação trazeira foram utilizados seis conectores (ver figura A7.5), sendo quatro conectores de 70 pinos, um de 44 pinos, e um de 22 pinos. Todos os conectores são do tipo "wire-wrapp". Descreve-se a seguir a ligação em cada pino utilizado nos diversos conectores e mostra-se, na figura A7.6, o desenho do painel frontal do promediador.

CONECTOR <u>CN1</u> : PLACA DE CONTROLE (8255-3)					
PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO
1 e 2	Terra digital (GND)	44	RD	58	DIENB
4	PC4	46	WR	60	EN4
9 a 16	D0 a D7	48	PS0sc	64	PC7
18	A0	54	CS3	35 e 70	V _{cc} (+5V)
19	A1	56	RSTB		

ENDEREÇOS UTILIZADOS
(EM HEXADECIMAL)

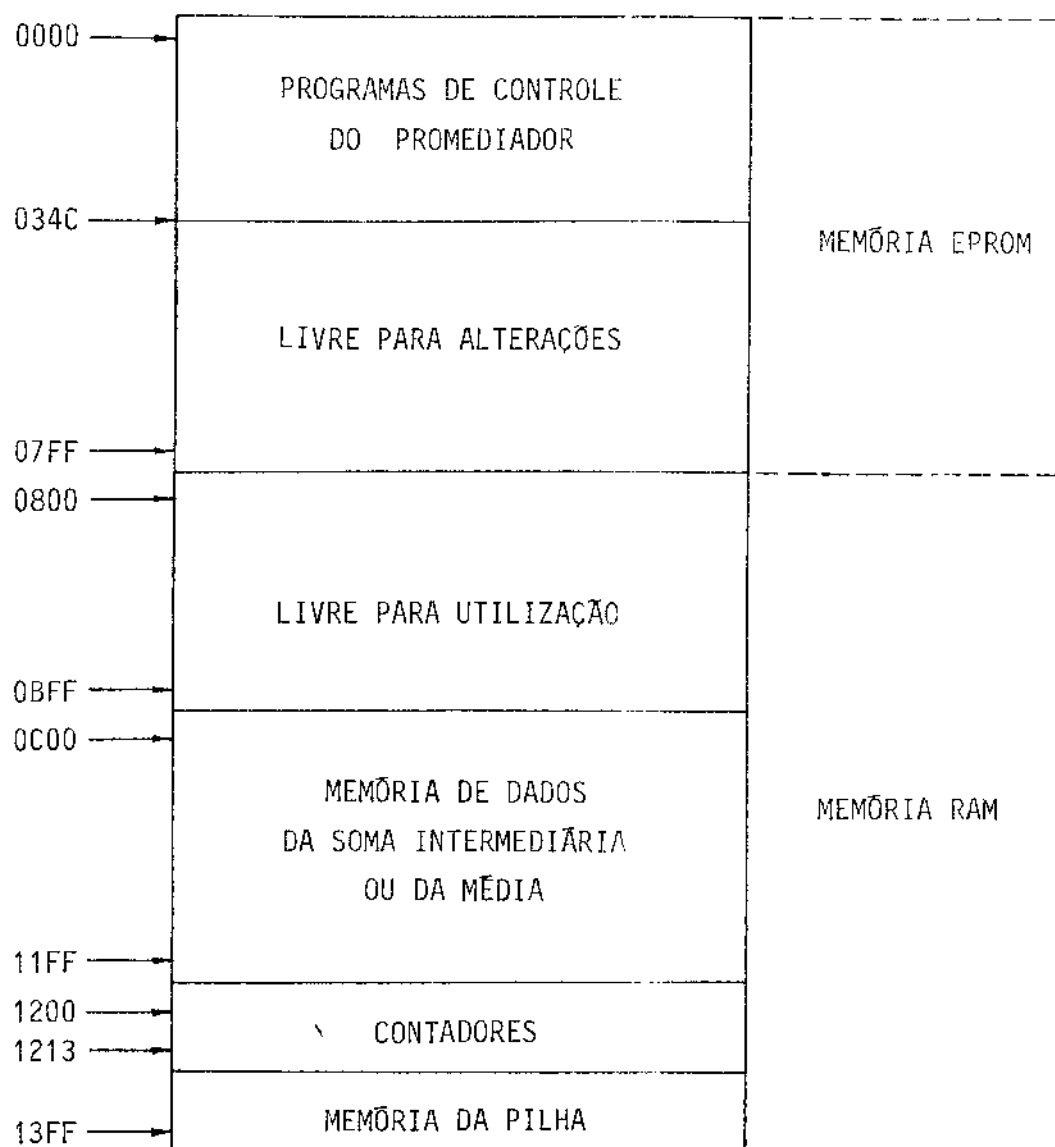
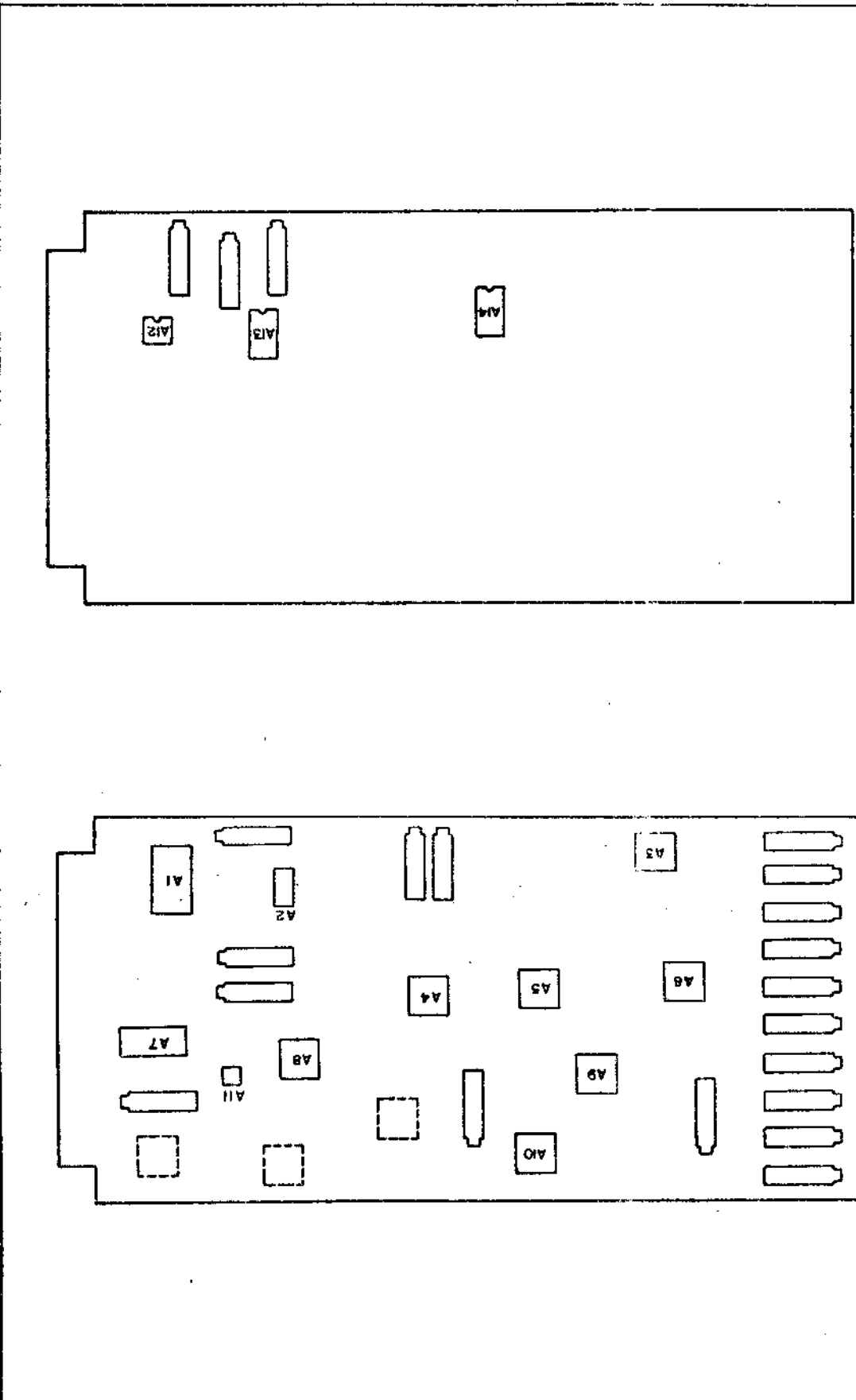


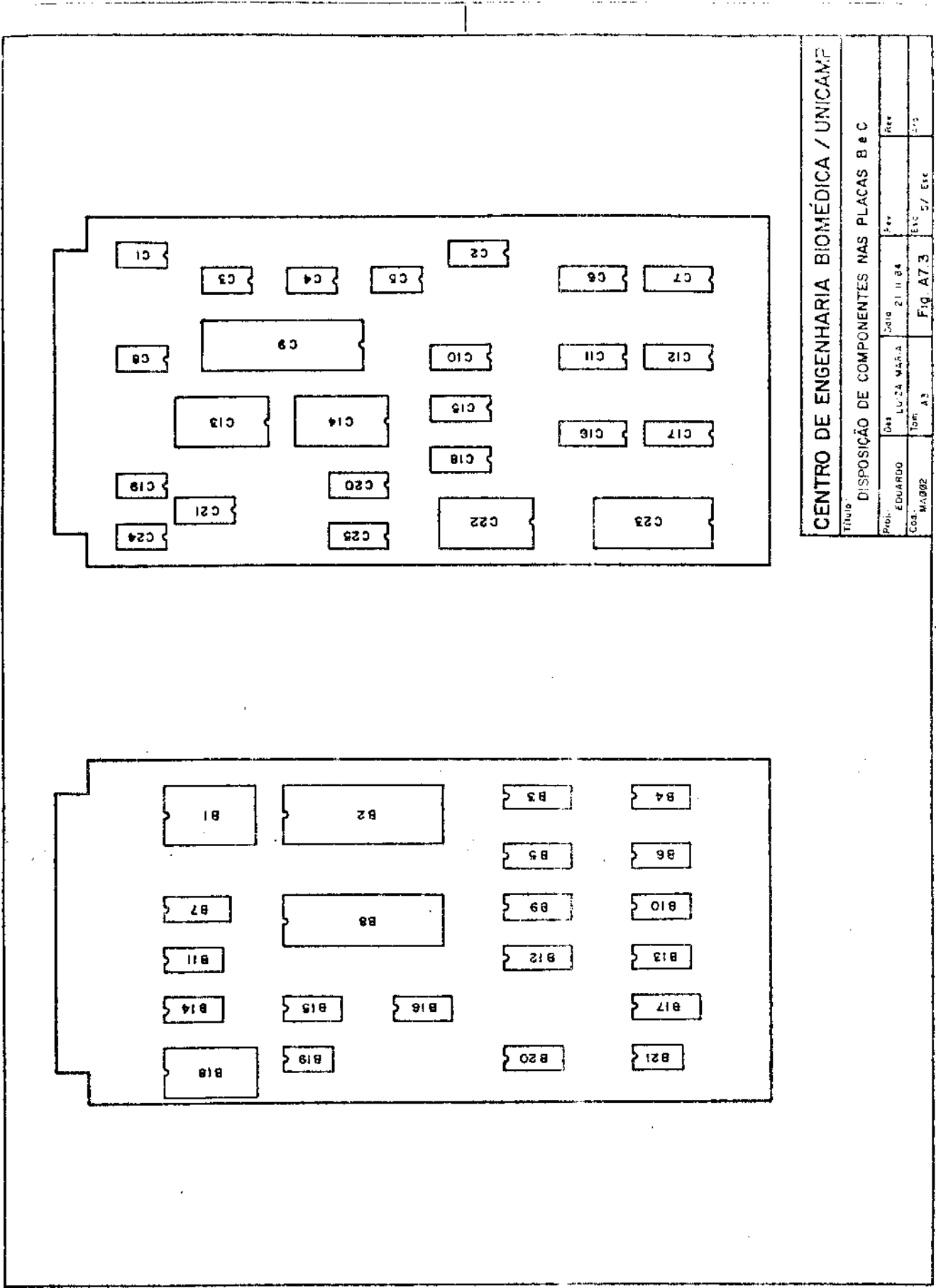
Fig. A7.1 - Mapa da memória do promediador.



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

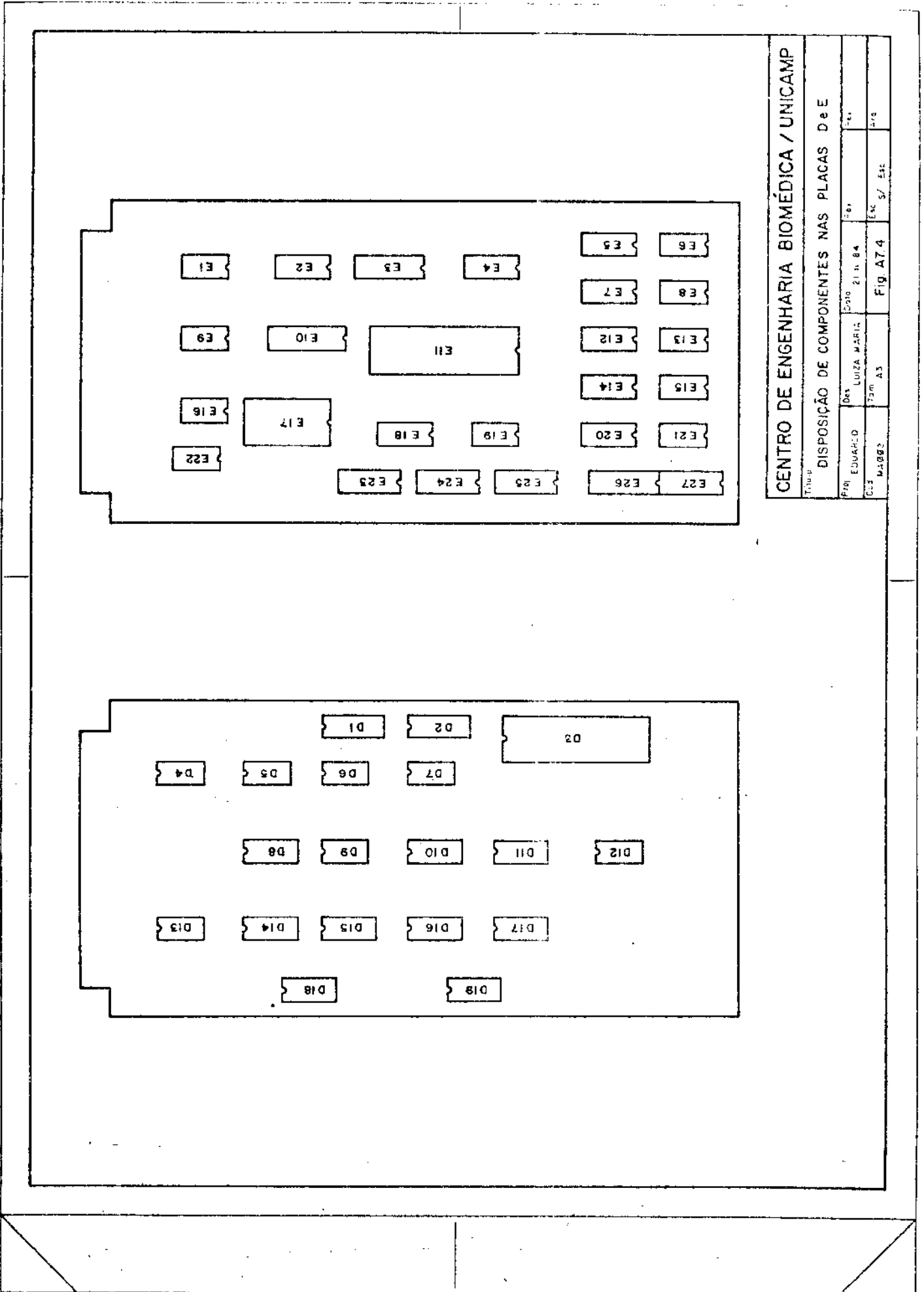
Título: **DISPOSIÇÃO DE COMPONENTES NAS PLACAS A**

Proj	Des	Data	Rev
EDUARDO	LUIZA MARIA	2.11.84	
Cop	Tom	Fig	Esc
MA892	A3	A72	5/ E15



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título		DISPOSIÇÃO DE COMPONENTES NAS PLACAS B e C		
Proj.	Des.	Scale	Rev.	Rev.
EDUARDO	LUZIA MARA	21:11:84		
Coat.	Tom.	EVC		273
MA992	A3	Fig. A7.3		5 / Esc



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

DISPOSIÇÃO DE COMPONENTES NAS PLACAS D e E

Título		DISPOSIÇÃO DE COMPONENTES NAS PLACAS D e E	
Proj.	Des.	Escala	Fig.
EDUARDO	LUÍZA MARIC	21 x 84	74
Cl.	72m A3	Fig. A7.4	5/ Esc

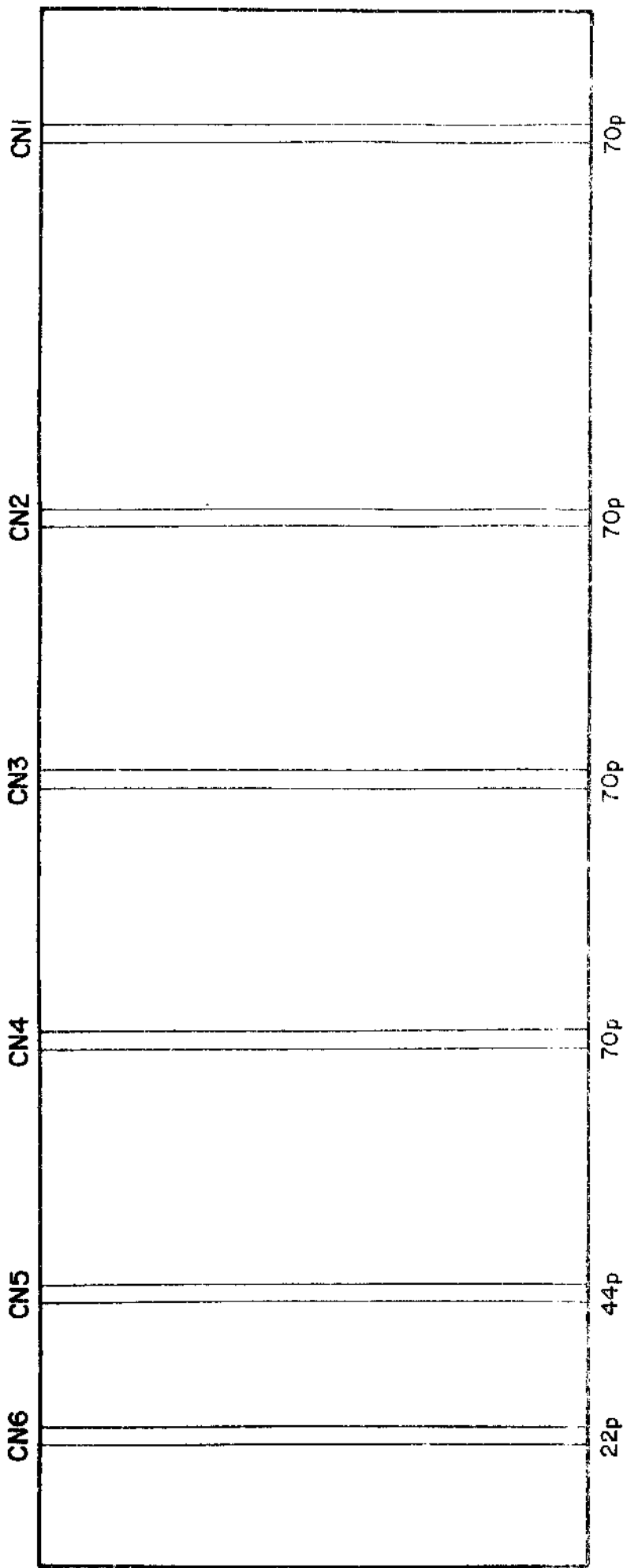
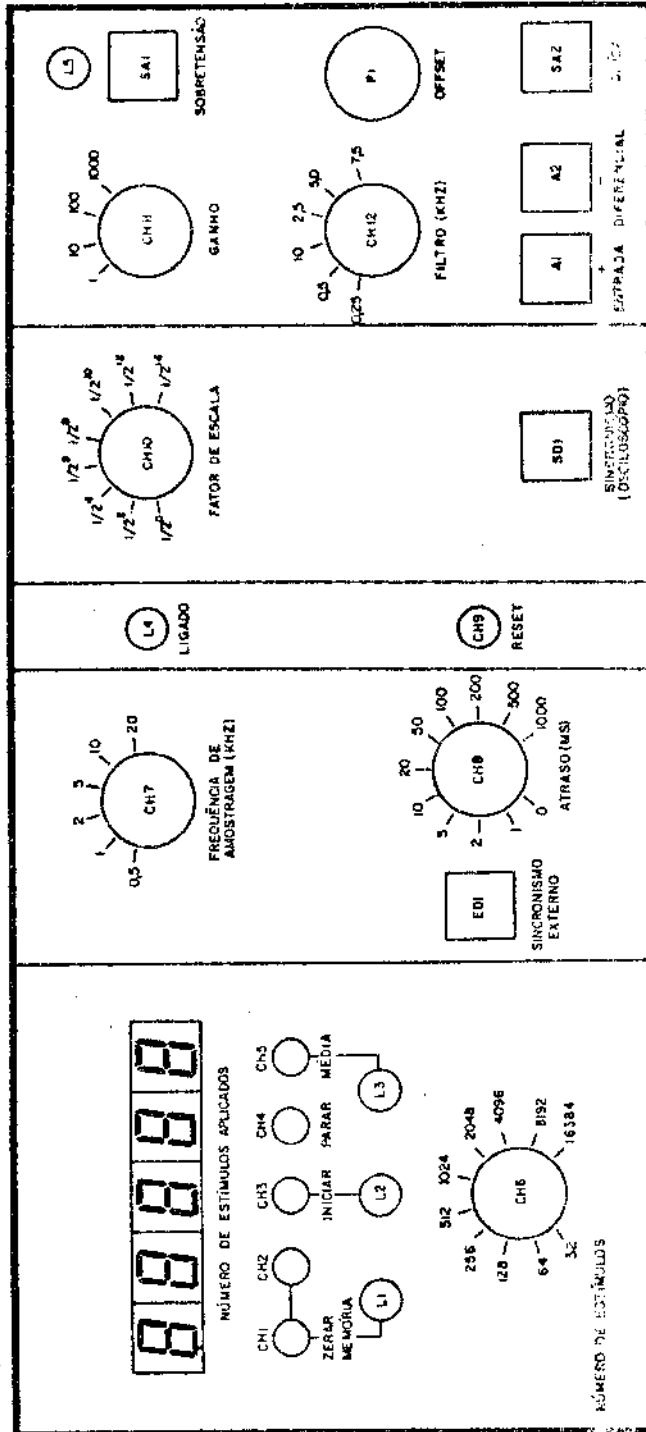


Fig. A7.5 - Localização dos conectores no painel trazeiro do promediador.



CENTRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA / UNICAMP

Título: VISTA FRONTAL DO PROMEDIADOR

Proj. EQUARDO	Des. LUIZA MARIA	Edição 2.1.1.84	Rev.
Cod. MA.992	Tom. A 3	Fig. A76	Esc. 5/Esq. 4/16

CONECTOR CN2: PLACA DO GERADOR DE FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM					
PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO
1 e 36	Terra digital (GND)	22	INT55	66	$\overline{B\bar{C}}$
3	CLKB (3,072 MHz)	64	PC7	68	$\overline{S\bar{H}}$
				35 e 70	V_{cc} (+5V)

CONECTOR CN3: PLACA DO MICROCOMPUTADOR					
PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO
1 e 36	Terra digital (GND)	22	INT55	52	$\overline{CS2}$
3	CLKB (3,072 MHz)	33	INT75	54	$\overline{CS3}$
9 a 16	D0 a D7	44	\overline{RD}	56	RSTB
18	A0	46	\overline{WR}	58	\overline{DIENB}
19	A1	50	$\overline{CS1}$	35 e 70	V_{cc} (+5V)

CONECTOR CN4: PLACA DE INTERFACES A/D E D/A (8255-1 E 8255-2)					
PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO
1 e 36	Terra digital (GND)	46	\overline{WR}	60	EN4
9 a 16	D0 a D7	48	PS0sc	4 a 7	DA0 a DA3
18	A0	50	$\overline{CS1}$	39 a 42	DA4 a DA7
19	A1	52	$\overline{CS2}$	22 a 26	AD0 a AD4
33	INT75	56	RSTB	62 a 66	AD5 a AD9
44	\overline{RD}	58	\overline{DIENB}	35 e 70	Acc(+5V)

CONECTOR CN5: PLACA ANALÓGICA (CONVERSÃO A/D E D/A)					
PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO
1	Terra analógico	33	SF	41	INT75
5 a 8	DA0 a DA3	35	ESH	24	V_{dd} (+15V)
9 a 11	DA4 a DA6	37	Anodo	26	V_{ee} (-15V)
4	DA7	38	Catodo	28	V_{cc} (+5V)
12 a 16	AD9 a AD5	40	$\overline{B\bar{C}}$	44	Terra digital
17 a 21	AD4 a AD0	42	$\overline{S\bar{H}}$		(GND)

CONECTOR CN6: PLACA AUXILIAR A ANALÓGICA					
PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO	PINO	DESCRIÇÃO
1	$V_{ee} (-15V)$	11	Terra analógico	19	ESH
22	$D_{dd} (+15V)$	15	Anodo	20	SF
6	$V_{cc} (+5V)$	16	Catodo		
9	Terra digital (GND)	4	PC4		

BIBLIOGRAFIA

Referências científicas

1. AMERICAN ELECTROENCEPHALOGRAPH SOCIETY (1984)
Guidelines for clinical evoked potential studies
J, Clin. Neurophysiol., 1:3-53
2. AREZZO, J.; LEGATT, A.D. e VAUGHAN, Jr., H.G. (1979)
Topography and intracranial sources of somatosensory evoked potentials in the monkey. I. Early components
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 46:155-172
3. BASAR, E. (1980)
"EEG-BRAIN DYNAMICS - Relation between EEG and brain evoked potentials"
Elsevier/North-Holland Biomedical Press, Amsterdam, 1th ed.
4. BORDA, R.P. e FROST Jr., J.D. (1968)
Error reduction in small sample averaging: median rather than mean
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 25:391-392
5. BURNS, S.K. e MELZACK, R. (1966)
A method for analysing variations in evoked responses
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 20:407-409
6. CAMPBELL, F.W. e KULIKOWSKI, J.J. (1972)
The visual evoked potential as a function of contrast of a grating pattern
J. Physiol., 222:345-356
7. CELESIA, G.G. (1968)
Auditory evoked responses - Intracranial and extracranial averaged evoked responses
Arch. Neurol., 19:430-437
8. CRACCO, J.B.; CRACCO, R.Q.; GRAZIANI, L.J. (1975)
The spinal evoked response in infants and children
Neurology, 25:31-36
9. CRACCO, R.Q. (1973)
Spinal Evoked Response: Peripheral Nerve Stimulation in Man
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 35:379-386
10. CRACCO, R.Q. e CRACCO, J.B. (1976)
Somatosensory Evoked Potential in Man: Far Field Potentials
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 41:460-465
11. DAVIS, H. (1976)
Principles of Electric Response Audiometry
Ann. Otol. Rhinol. Laryngol., Suppl. 28, Vol. 85

12. DAVIS, H. (1976-a)
Electrical response audiometry with special reference to the vertex potentials
Handbook of Sensory Physiol., Vol. V, part 3
13. DESMEDT, J.E.; BRUNKO, E. e DEBECKER, J. (1976)
Maturation of the Somatosensory Evoked Potentials in Normal Infants and Children, with Special Reference to the Early N₁ Component
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 40:43-58
14. DESMEDT, J.E. e CHERON; G. (1981)
Non-cephalic Reference Recording of Early Somatosensory Potentials to Finger Stimulation in Adult or Aging Normal Man: Differentiation of Widespread N18 and Contralateral N20 from the Prerolandic P22 and N30 Components
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 52:553-570
15. DESMEDT, J.E. e MANIL, J. (1970)
Somatosensory Evoked Potentials of the Normal Human Neonate in REM Sleep, in Slow Wave Sleep and in Waking
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 29:113-126
16. DE WEERD, J.P.C. (1981)
Facts and fancies about *a posteriori* "Wiener" filtering
IEEE - Trans. Biomed. Eng., 28:252-257
17. DOYLE, D.J. (1975)
Some comments on the use of Wiener filtering in the estimation of evoked potentials
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 28:533-534
18. ERLANGER, J. e GASSER, H.S. (1938)
"Electrical signs and nervous activity"
University of Pennsylvania Press, Philadelphia
Apud BRINLEY, Jr., F.J.
Excitation and conduction in nerve fibers, *in*
"Medical Physiology"
V.B. Mountcastle ed., The C.V. Mosby Co., Saint Louis, 13th ed., 1974
19. GOFF, W.R.; ALLISON, T.; SHAPIRO, A. e ROSNER, S. (1966)
Cerebral Somatosensory Responses Evoked During Sleep in Man
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 21:1-9
20. HODGKIN, A.L. (1971)
"The Conduction of the Nervous Impulse"
Liverpool University Press, Liverpool, 4th ed.

21. JEWETT, D.L. (1970)
Volume - conducted potentials in response to auditory stimuli as detected by averaging in the cat
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 28:609-618
22. KATZ, B. (1966)
"Nerve, muscle, and synapse"
McGraw-Hill Inc., New York, 1th ed.
23. PEROT, P.L. (1973)
The Clinical Use of Somatosensory Evoked Potentials in Spinal Cord Injury
Clin. Neurosurg., vol. 20
24. PICTON, T.W. e HILLYARD, S.A. (1974)
Human auditory evoked potentials. II. Effects of attention
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 36:191-199
25. PLONSEY, R. (1969)
"Bioelectric phenomena"
McGraw-Hill Inc., New York, 1th ed.
26. REGAN, D. (1975)
Recent Advances in Electrical Recording from the Human Brain
Nature, 253:401-407
27. RUCHKIN, D.S. e GLASER, E.M. (1976)
"Principles of Neurobiological Signal Analysis"
Academic Press Inc., New York, 1th ed.
28. SOKOL, S. (1976)
Visually Evoked Potentials: Theory, Techniques and Clinical Applications
Surv. Ophthalmol., 21(1):18-44
29. STARR, A. (1978)
Sensory Evoked Potentials in Clinical Disorders of the Nervous System
Ann. Rev. Neurosci., 1:103-27
30. UNGAN, P. e BASAR, E. (1976)
Comparison of Wiener filtering and selective averaging of evoked potentials
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 40:516-520
31. WALTER, D.O. (1969)
A posteriori Wiener filtering of averaged evoked responses
Electroenceph. Clin. Neurophysiol., 27:61-70
32. WIENER, N. (1949)
"Extrapolation, interpolation, and smoothing of stationary time series"
John Wiley ed., New York

33. YU, K.-B.; MCGILLEN, C.D. (1983)
Optimum filters for estimating evoked potential waveforms
IEEE - Trans. Biomed. Eng., 30:730-737
34. ZYPORIN, T. (1981)
Evoked Potential Emerging as Valuable Medical Tool
Medical News, 246(12):1287-1295

Referências Técnicas

1. "COS-MOS Integrated Circuits" (1978)
RCA Solid State, USA
2. "DATA Acquisition Products Catalog" (1978)
Analog Devices Inc., Norwood, MA
3. "INTERFACE Databook" (1978)
National Semiconductor Co., Santa Clara, CA
4. MELSHEIMER, R.S. (1967)
If you need active filters
Electronic Design, 8:78-82
5. "MEMORY Data Book" (1980)
National Semiconductor Co., Santa Clara, CA
6. MORRIS, R.L. e MILLER, J.R. (1971)
"Designing with TTL Integrated Circuits"
McGraw-Hill Kogakusha Ltd., Tokyo
7. "8080/8085 ASSEMBLY Language Programming"
Intel Co., Santa Clara, CA
8. "PERIPHERAL Design Handbook" (1980)
Intel Co., Santa Clara, CA
9. "SERIES 8000 Microprocessor Family Handbook" (1978)
National Semiconductor Co., Santa Clara, CA
10. "THE TTL Data Book for Design Engineers" (1978)
Texas Instruments Inc., Dallas, Texas
11. "VOLTAGE Regulator Handbook" (1978)
National Semiconductor Co., Santa Clara, CA
12. ZUCH, E.L. (1978)
"Data Acquisition and Conversion Handbook"
Data! Intersil, Mansfield, MA