

Luis Geraldo Pedroso Meloni  
Engenheiro Eletricista - Modalidade Eletrônica  
Universidade Estadual de Campinas, 1980

DESENVOLVIMENTO DE UM ESTIMULADOR ELÉ  
TRICO E UM ESTIMULADOR ACÚSTICO PARA  
PROVOCAR POTENCIAIS NEURO-ELÉTRICOS

Orientador: Prof.Dr.Wang Binseng

Dissertação apresentada à Faculda  
de de Engenharia de Campinas da  
UNICAMP para a obtenção do título  
de "Mestre em Engenharia Elétrica"

Julho - 1982

Aos meus pais  
Archimedes e Ruth

A minha esposa  
Darly

AGRADECIMENTOS:

Desejo expressar minha sincera gratidão ao (à):

Dr. Wang Binseng, meu orientador, pela imprescindível contribuição na realização deste trabalho;

Dra. Maria Adélia C. Farias, pelo incentivo e cooperação;

Dra. Vera Maura F. de Lima, pela gentileza de realizar testes do instrumento em voluntários no Departamento de Fisiologia da Faculdade de Medicina da USP de Ribeirão Preto;

Prof. José Wilson M. Bassani, Mestre em Engenharia Elétrica pelo apoio e incentivo constantes;

Eng<sup>o</sup> Dârcio A. Amaral pela insubstituível contribuição técnica e incentivo;

Eng<sup>o</sup> Denis Emílio C. Nicolosi, que tornou possível o acondicionamento do instrumento em caixa no Instituto "Dante Pazzanese" de Cardiologia;

Eng<sup>o</sup> Icaro F. Bellantani pelas sugestões técnicas na realização dos circuitos;

Eng<sup>o</sup> Marcelo de O. Leme, pela realização do projeto da fonte de alimentação dos circuitos;

Prof. Nadin F. Heluary pela gentileza e colaboração na realização das fotografias;

Prof. Eduardo T. Costa pela cooperação constante.

Todos os colegas do Grupo de Engenharia Biomédica que direta ou indiretamente possibilitaram a realização deste trabalho.

Sr. Carlos A. Bahia na montagem e testes de circuitos e partes do instrumento;

Srta. Cláudia Pavani na confecção de placas de circuitos impresso ;

Sr. Flávio Del Vecchio pelo apoio técnico na realização de testes em voluntários;

Srta. Rosa M. Tase e Sra. Olga Regina S.S. Morales pelo paciente trabalho de datilografia;

Sr. Wilton Furquim pela dedicação na realização dos de senhos;

Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP, cuja entidade tive a satisfação de ser bolsista;

Minha amada esposa Darly que teve a paciência de acompa nhar todos os passos na realização deste trabalho, dando-me mui to incentivo e carinho.

## RESUMO

Potenciais neuro-elétricos são registrados na superfície corpórea logo após a aplicação de estímulos sensoriais. Estes potenciais, conhecidos como "potenciais evocados", estão sendo utilizados de forma crescente e satisfatória no diagnóstico e acompanhamento de problemas neuro-sensoriais.

Foram desenvolvidos dois estimuladores, um elétrico e um acústico, para provocar os potenciais evocados. O estimulador elétrico apresenta como características principais o fato de ser isolado da rede e apresenta um circuito de monitoração do estímulo aplicado. O estimulador acústico apresenta como característica principal o fato de que os pulsos gerados para testes seletivos em frequência (i.e., pulso de tom) apresentam um espectro bastante centrado na frequência requerida.

Estes estimuladores foram testados em voluntários e os resultados obtidos mostraram-se bastante satisfatórios.

## ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO II - O POTENCIAL EVOCADO .....	3
II.1. Breve Descrição da Origem dos Potenciais Evocados .....	3
II.2. Equipamentos Necessários à Obtenção dos Potenciais Evocados .....	5
II.2.1. Os estimuladores .....	6
II.2.2. Pré-amplificador .....	6
II.2.3. Amplificador com filtros .....	6
II.2.4. Promediador .....	8
II.2.5. Unidades de saída vídeo e em papel ....	8
II.3. Potenciais Evocados Somatosensoriais (PES)....	9
II.3.1. Algumas aplicações clínicas do PES ....	10
II.4. Potenciais Evocados Auditivos (PEA).....	11
II.4.1. Algumas considerações técnicas sobre os estímulos auditivos .....	12
II.4.1.1 - Estalidos com estímulos auditivos .....	12
II.4.1.2 - Pulsos de tom como estímulo..	13
II.4.1.3 - Tons "pipe" ou estalidos filtrados .....	13
II.4.1.4 - Calibração da intensidade dos estímulos .....	15
II.4.1.5 - Mascaramento por ruído branco .....	15
II.4.2. Algumas Aplicações Clínicas dos PEA....	16
CAPÍTULO III - O ESTIMULADOR ELÉTRICO .....	18
III.1. Características Requeridas do Estimulador Elétrico .....	18
III.2. Diagrama de Blocos do Estimulador Elétrico....	20

III.3.	Diagrama de Blocos do Conversor DC-DC .....	21
III.4.	Detalhes Técnicos dos Circuitos .....	23
III.4.1.	Conversor de tensão DC-DC.....	23
III.4.2.	Relógio .....	25
III.4.3.	Mono estável e atenuador linear .....	27
III.4.4.	Conversor de pulsos de tensão à pul- sos de corrente .....	27
III.4.5.	Calculador de carga .....	28
III.4.6.	Sincronizador .....	30
CAPÍTULO IV - O ESTIMULADOR ACÚSTICO		32
IV.1.	Características Gerais do Estimulador Acústico.	32
IV.2.	Diagrama de Blocos Global do Estimulador Acústi- co .....	33
IV.3.	Relógio .....	35
IV.4.	Gerador de Estalidos .....	35
IV.4.1.	Diagrama de blocos .....	35
IV.5.	Gerador Senoidal .....	37
IV.6.	Pulsos de Tom .....	37
IV.6.1.	Características do gerador de pulsos de tom .....	37
IV.6.2.	Diagrama de blocos do gerador trapezoi- dal .....	40
IV.6.3.	Detalhes técnicos do gerador de onda trapezoidal .....	43
IV.6.3.1.	Detetor de cruzamento de zero.	43
IV.6.3.2.	Divisor por N .....	43
IV.6.3.3.	Lógica de disparo e controle.	43
IV.6.3.4.	Tensão de referência .....	45
IV.6.3.5.	Integrador .....	45
IV.6.3.6.	Comparador com zero .....	45
IV.6.4.	Multiplicador .....	46
IV.7.	Gerador de Ruído Branco .....	46
IV.8.	Atenuador, Somador e Amplificador de Áudio .....	49
IV.9.	Sincronismo .....	49

CAPÍTULO V. TESTES DOS ESTIMULADORES .....	51
CAPÍTULO VI. DISCUSSÕES .....	57
APÊNDICES .....	63
A. EQUACIONAMENTO E ALGUNS DETALHES DOS CIRCUITOS.....	63
A.1. Cálculo da Frequência de Oscilação do Relógio ..	63
A.2. Oscilador Senoidal .....	65
A.2.1. Circuito de controle automático de ga -	
nho (CAG) .....	67
A.3. Multiplicador .....	69
A.3.1. Circuito de entrada $V_x$ .....	73
BIBLIOGRAFIA .....	76

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

A aplicação de um estímulo sensorial ao corpo humano provoca potenciais elétricos nas células nervosas que processam e conduzem a informação sensorial. Estes potenciais neuro-elétricos, conhecidos como: "potenciais evocados", podem ser registrados na superfície corpórea por meio de uma instrumentação eletrônica adequada. De acordo com o sistema sensorial estimulado, o potencial evocado é classificado como somatosensorial, auditivo ou visual.

Os potenciais evocados estão sendo utilizados de forma crescente no diagnóstico e acompanhamento de distúrbios neuro-sensoriais. Os resultados de correlação em pacientes normais entre as características físicas dos estímulos (e.g., intensidade, frequência, comprimento de onda) e as características dos vários componentes do potencial evocado (e.g. latência, amplitude, forma de onda) podem ser aplicados a indivíduos que são incapazes de descrever precisamente suas percepções sensoriais (tais como crianças, indivíduos comatosos, retardados, pacientes que simulam propositamente doenças neuro-sensoriais). Mesmo nos casos de indivíduos que são capazes de descrever suas experiências sensoriais, o potencial evocado apresenta a vantagem sobre os testes perceptivos tradicionais de permitir a avaliação quantitativa e não-invasiva de grupos de células nervosas, permitindo a localização de lesões no sistema nervoso.

Embora seja conhecida há muitos anos a existência de potenciais evocados no corpo humano, a sua ampla utilização no diagnóstico de problemas neuro-sensoriais só se tornou possível nos últimos dez anos, através do desenvolvimento de instrumentos eletrônicos que implementam técnicas de melhoria da razão sinal/ruído (Hieftje, 1972; Glaser, 1976). A razão sinal/ruído é bastante baixa, dada a pequena amplitude dos potenciais evocados em comparação a outros sinais bioelétricos (EEG, ECG, EMG).

Os instrumentos básicos para se provocar e processar os potenciais evocados são: um estimulador elétrico, um estimulador acústico, um estimulador óptico, um processador de sinais e uma unidade de saída em vídeo e em papel. O estimulador elétrico é utilizado para excitar o sistema somatosensorial através da passagem de pequenas correntes elétricas por eletrodos colocados sobre a pele. O estimulador acústico é utilizado para excitar o sistema auditivo através da apresentação de sons por meio de fones de ouvido. O estimulador óptico é utilizado para excitar o sistema visual por meio de "flashes" ou da apresentação de padrões (e.g., barras ou xadrez) que se deslocam ou se alternam em uma tela de T.V. O processador de sinais consiste basicamente de um sistema computador de média síncrona (ou "promediador"), cuja função básica é melhorar a razão sinal/ruído dos potenciais registrados. O pré-amplificador e a unidade de saída são imprescindíveis na interface entre o processador com o paciente e com o operador respectivamente.

Um sistema composto dos instrumentos acima vem sendo desenvolvido na UNICAMP, pelo Grupo de Engenharia Biomédica. Dentro deste contexto, o presente trabalho contribui com o desenvolvimento de dois estimuladores: o elétrico e o acústico. Naturalmente, estes estimuladores só têm valia com os demais componentes do sistema.

Existem várias companhias estrangeiras que fabricam equipamentos para potencial evocado (e.g., NICOLET, TRACOR NORTHERN e TRACY nos E.U.A., RACIA e BIOPHYSIC MEDICAL na França, AMPLAID na Itália, e NHIHON KOHDEN no Japão). A importação destes equipamentos é incômoda e demorada para médicos e instituições hospitalares, e bastante onerosa para o país (cada Sistema custa 20-30 mil dólares e cada estimulador de 1-3 mil dólares, f.o.b.). O custo somente de componentes (adquiridos em pequenas quantidades no mercado nacional) dos dois estimuladores é orçado grosseiramente ao redor de 500 dólares. A transferência destes protótipos para a indústria oferece a perspectiva de reduzir a importação destes instrumentos, além de representar uma pequena contribuição para o avanço da tecnologia nacional no setor de instrumentos médicos e hospitalares.

Além da intenção de se transferir a tecnologia desenvolvida para o setor industrial, destaca-se também, que os protótipos desenvolvidos visam sua utilização nas clínicas de Neurologia, Otolologia e Oftalmologia do Hospital das Clínicas da UNICAMP.

## Capítulo II

### O POTENCIAL EVOCADO

#### II.1. Breve Descrição da Origem dos Potenciais Evocados

Existem basicamente dois processos pelos quais as informações são transmitidas dentro de organismos vivos. O primeiro, o hormonal, consiste na liberação de agentes químicos em determinados pontos do organismo. Ao circular pelo corpo, estas substâncias atuam em pontos remotos onde existem células dotadas de receptores específicos para reagir com cada um desses mensageiros. O segundo, o neuroelétrico, consiste na transmissão de potenciais elétricos por uma ou mais células nervosas, conhecidas também como neurônios.

Os neurônios são células especializadas para recepção, processamento e transmissão de informações. Cada neurônio é composto de um corpo celular, os dendritos e o axônio. O corpo celular contém o núcleo e o aparato bioquímico que sintetiza enzimas e outras moléculas essenciais para a sobrevivência da célula. Do corpo celular surgem numerosas extensões que, com exceção de uma única, ramificam-se como pequenas árvores e formam os dendritos. É através principalmente destes dendritos que o neurônio recebe informações de outros neurônios. A única extensão do corpo celular que não faz parte dos dendritos é o axônio, que difere dos primeiros tanto em estrutura interna quanto nas propriedades da sua membrana. O axônio também ramifica-se em finas terminações permitindo que o neurônio se comunique com outras células (nervosas ou não).

Como qualquer célula, o neurônio é capaz de manter, através do uso de energia bioquímica, uma composição química do seu fluido interno bastante distinta daquela do meio externo. Esta diferença é principalmente nas concentrações dos íons sódio e potássio. O meio externo é cerca de vinte vezes mais rico em sódio do que o meio interno, enquanto que

existem cerca de dez vezes mais potássio dentro do que fora da célula. Esta diferença de concentração aliada à diferença de permeabilidade da membrana celular a estes íons faz com que a interior do neurônio fique com um potencial elétrico cerca de 70 mV negativos em relação ao meio externo. Esta tensão é conhecida como "Potencial de Repouso".

A transmissão de informações pelos neurônios é efetuada através de variações do potencial da membrana celular em torno do potencial de repouso. Existem basicamente duas classes de potenciais neuroelétricos: os "Potenciais Eletrotônicos" (ou graduados) e os "Potenciais de Ação". Os primeiros são de pequena amplitude (alguns milivolts) e, devido às características elétricas da membrana celular (vide, e.g., Auldley, 1971), são atenuados rapidamente ao longo dos dendritos e do axônio. Estes potenciais são, portanto, utilizados principalmente na transmissão de informações a curtas distâncias (alguns milímetros), como por exemplo dentro da arborização dos dendritos até o início do axônio, e dentro de certas regiões do cérebro onde a distância entre os neurônios é pequena.

Para transmitir informações a distâncias maiores, são utilizados os potenciais de ação. Estes potenciais são gerados no início do axônio próximo ao corpo celular toda vez que o potencial de membrana ultrapassar um certo valor limiar acima do potencial de repouso. A elevação do potencial de membrana aciona uma variação transitória e padronizada de permeabilidade da membrana aos íons sódio e potássio, causando assim uma variação de potencial estereotipada conhecida como potencial de ação (Hodgkin e Huxley, 1952). Este potencial, que dependendo do axônio e do animal varia entre dezenas a uma centena de milivolts, se propaga graças à regenerações sucessivas, já que as correntes iônicas resultantes do potencial de ação num determinado local sempre fazem com que a região adiante seja despolarizada. Como o caráter estereotipado do potencial de ação não permite que a informação seja contida na sua amplitude ou forma de onda como no caso dos potenciais eletrotônicos, vários tipos de codificações de pulsos são utilizados.

Para transmitir a informação de um neurônio a outro (ou a outros tipos de células), existem estruturas especializadas conhecidas como "sinapses". Tipicamente um neurônio recebe

informações de cerca de mil outros neurônios e transmite o resultado do processamento a outros milhares. Uma pequena fração de sinapses funciona acoplando diretamente os potenciais elétricos de um neurônio a outro (as sinapses elétricas), porém a maioria depende de um agente químico como intermediário (as sinapses químicas). O agente químico, conhecido como neurotransmissor, é liberado pelo primeiro neurônio quando um potencial de ação atinge a sinapse. Difundindo-se através do pequeno espaço que separa os primeiros neurônios, este agente reage com regiões especializadas do segundo e faz com que a permeabilidade da sua membrana seja elevada transitoriamente. Esta mudança de permeabilidade gera uma pequena variação de potencial conhecida como "Potencial Pós-sináptico" (ou "Potencial de Placa Terminal" no caso de junções neuromusculares). Os potenciais pós-sinápticos propagam-se como potenciais eletrotônicos através dos dendritos e se adicionam (algebricamente) no corpo celular. Se a somatória estiver acima do limiar no início do axônio, um potencial de ação é gerado no segundo axônio.

Tanto a propagação do potencial eletrotônico como a do potencial de ação causam variações de potencial elétrico que podem ser registradas a uma pequena distância (alguns milímetros) do neurônio. Estes potenciais extracelulares são de pequena amplitude e as suas formas de onda dependem das características elétricas e geométricas do meio externo. Quando mais de um neurônio estiver ativo, os potenciais extracelulares gerados por cada um deles interagem (presumivelmente de forma linear) e, dependendo do número de potenciais gerados e do sincronismo entre eles, formam um potencial suficientemente grande para ser detectado a uma distância maior, por exemplo na superfície do corpo. A aplicação de um estímulo sensorial visa sincronizar os diminutos potenciais gerados pelas diversas células e também especificar a parte do sistema nervoso envolvido no processamento desta modalidade sensorial. Desta forma, é possível, por meio de um processamento realizado num sistema eletrônico, registrar estes potenciais na superfície corpórea, os quais são comumente conhecidos como "Potenciais Evocados".

## II.2. Equipamentos Necessários à Obtenção dos Potenciais Evocados

Um sistema típico de potencial evocado é ilustrado na figura II.1. Este sistema é constituído de: um conjunto de estimuladores (elétrico, acústico e óptico), um pré-amplificador, um amplificador com filtros, um processador de sinais (promediador), e as unidades de saída vídeo e em papel.

### II.2.1. Os estimuladores

A função do estimulador elétrico é excitar nervos periféricos através da passagem de pulsos de corrente elétrica. Além de produzir estes pulsos com parâmetros adequados, este aparelho deve ser projetado de forma a evitar causar choques elétricos além dos limites permitidos.

O estimulador acústico serve para excitar o sistema auditivo através da apresentação de sons. Diversos tipos de sons são utilizados para facilitar a detecção dos potenciais evocados, bem como o diagnóstico dos diferentes distúrbios.

Dois tipos de estimuladores ópticos são frequentemente utilizados: "flash" e "padrões". O primeiro apresenta pulsos de luz (filtrados ou não), enquanto que o segundo apresenta padrões visuais (como xadrez e barras alternadas) que se alternam no tempo.

### II.2.2. Pré-amplificador

O pré-amplificador, além de reduzir a impedância dos sinais captados pelos eletrodos localizados na superfície do corpo, serve para atenuar os ruídos de modo comum devidos às interferências eletromagnéticas (principalmente da rede de 60 Hz). Desta forma, é possível colocar o restante do sistema de processamento de sinal longe do paciente (e.g., numa sala adjacente) e também se evita a necessidade de se colocar o paciente dentro de uma gaiola de Faraday.

### II.2.3. Amplificador com filtros

Este instrumento serve para amplificar e filtrar

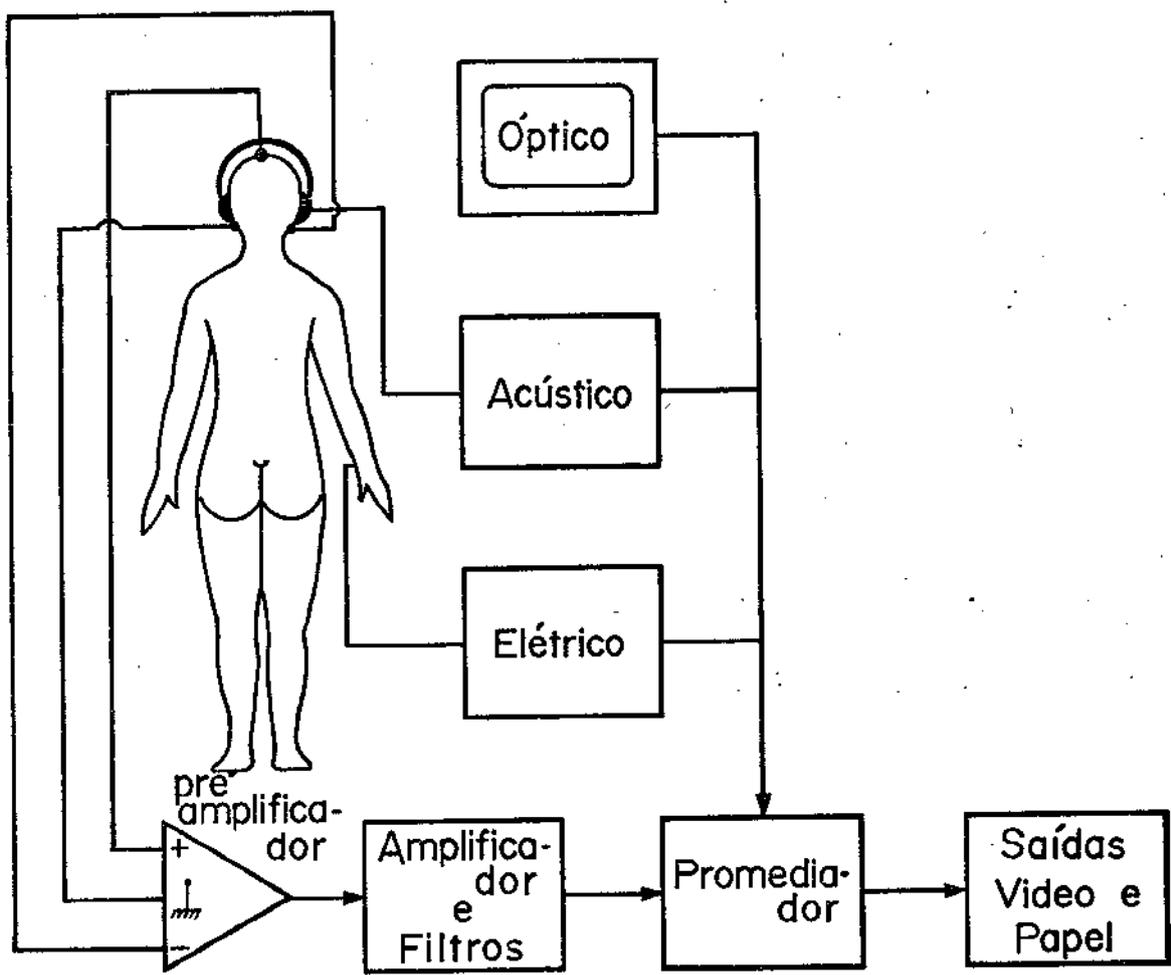


Fig. II.1 Sistema típico de processamento de potencial evocado

os sinais oriundos do pré-amplificador para que possam ser processados adequadamente pelo promediador. A necessidade de amplificação se deve à pequena amplitude dos potenciais neuroelétricos, e ao fato do conversor analógico-digital do promediador exigir uma amplitude mínima para que sejam reduzidos os erros da conversão. A utilização dos filtros permite não só a atenuação dos ruídos fora da banda de frequência do sinal, mas também a minimização dos erros de "aliasing" produzidos pela amostragem temporal feita no promediador.

Às vezes o próprio promediador já dispõe de amplificador e filtros adequados na sua entrada de forma que torna desnecessária a utilização deste instrumento.

#### II.2.4. Promediador

A função básica deste instrumento é aumentar a razão sinal/ruído através da técnica de média síncrona (ou média coerente ou promediação). Este método consiste em: a) aplicar uma série de estímulos idênticos ao paciente; b) dividir em segmentos consecutivos o potencial neuroelétrico captado pelos eletrodos, usando os instantes de aplicação do estímulo como os delimitadores dos segmentos, e c) determinar o segmento médio, calculando-se a média de todos os segmentos obtidos. Este segmento médio é uma estimativa do valor esperado do potencial evocado supondo válidas as seguintes hipóteses: a) o potencial evocado pode ser considerado um processo estocástico estacionário (pelo menos no sentido amplo), b) o "ruído", i.e., todos os sinais não correlacionados com a aplicação do estímulo, também pode ser considerado um curto processo estocástico, cuja média de "ensemble" tem valor nulo ou constante, e c) o "ruído" é aditivo ao potencial evocado.

O processo de promediação é implementado num circuito eletrônico que pode ou não incluir um microprocessador. Normalmente os aparelhos existentes oferecem ao usuário uma série de opções quanto ao processamento do sinal tais como o período total, tempo entre as amostras, a quantidade de segmentos processados, etc.

#### II.2.5. Unidades de Saída Vídeo e em Papel

O resultado da promediação, i.e., o potencial evocado, é apresentado geralmente na tela de um tubo de raios catódicos (saída vídeo). Caso o usuário deseje documentar este resultado para estudos e comparações posteriores, ele poderá utilizar um registrador em papel.

### II.3. Potenciais Evocados Somatosensoriais (PES)

Descreve-se nesta secção brevemente os potenciais evocados obtidos através da estimulação direta do corpo e apresenta-se algumas das suas aplicações clínicas. Uma abordagem mais ampla pode ser encontrada em Cracco (1973), Cracco e Cracco (1976) e Goff (1977).

Durante os registros dos PES os pacientes são mantidos numa sala quieta, sobre uma cama ou uma cadeira reclinada. Os nervos mais frequentemente utilizados na estimulação são o n. mediano próximo ao punho e o n. peroneal na fossa poplíteia. Os eletrodos utilizados nestes casos podem ser de aço inox ou de prata, em forma de disce com área de aproximadamente  $0,5 \text{ cm}^2$ . Estes eletrodos são afixados na pele e pastas condutoras são utilizadas para melhorar o contato elétrico entre os eletrodos e a pele. Tipicamente a distância entre os eletrodos é de 1-3 cm.

Os estímulos utilizados são pulsos retangulares de corrente com componente DC nulo (para evitar causar ionização das células da região estimulada). A frequência dos estímulos varia na faixa de 1 a 10 pulsos/s. A amplitude e a duração dos pulsos são ajustados para cada paciente. O parâmetro mais adequado para caracterizar o estímulo é a carga total contida em cada pulso, pois a impedância complexa da pele faz com que a forma retangular original seja distorcida de tal forma que não se pode mais caracterizar o estímulo com apenas amplitude e duração. Além disso, estudos fisiológicos (vide e.g., Katz, 1966) demonstraram que o limiar de excitação de nervos é dado pela carga total e não só pela amplitude ou pela duração (desde que ambos estejam acima de um valor mínimo). Na prática, costuma-se fixar a duração do pulso num certo valor (ao redor de 0,5 ms) e aumentar gradualmente a amplitude do pul-

so até se observar um pequeno movimento dos dedos (no caso da estimulação do n. mediano) ou uma pequena dorsi-flexão do pé (no caso da estimulação do n. peroneal).

Os eletrodos de registro podem ser do mesmo tipo dos eletrodos de estimulação, mas feitos de prata (Ag/AgCl). A localização dos eletrodos depende do PES que se deseja obter. Tipicamente o eletrodo de referência é colocado no lobo do ouvido direito, e o ativo é colocado ou no couro cabeludo na região contra-lateral ou na altura das vértebras cervicais. Naturalmente ainda existe o eletrodo de terra, geralmente ligado à testa do paciente.

### II.3.1. Algumas Aplicações Clínicas do PES

Os PES são reconhecidamente úteis nos seguintes casos:

- a) Avaliação da função nervosa periférica através de medidas de latência do pico negativo inicial (registrado por eletrodos colocados no couro cabeludo) provocado por estimulações em vários pontos ao longo de um nervo periférico. Esta medida fornece a velocidade de condução nervosa.
- b) Avaliação da função da medula espinhal. A técnica de gravação da atividade ascendente na medula espinhal tem sido utilizada por Cracco (1975) para localizar o nível da patologia da medula em crianças. A presença de potenciais que podem ser registrados no couro cabeludo a partir de estimulações de nervos da perna tem sido utilizada como uma medida clínica objetiva e rápida da função da medula espinhal, principalmente em indivíduos inconscientes ou não-cooperativos devido à traumas. O PES também tem sido utilizado para monitorar a função da medula espinhal em cirurgias de laminectomia para remoção de tumores da medula ou em indivíduos submetidos a cirurgia de correções de curvaturas da coluna.
- c) Na definição clínica de lesões não aparentes de vias somatosensoriais, tais como as que ocorrem nas doenças desmie-

linizantes (como, por exemplo, em indivíduos com suspeita de esclerose múltipla).

#### II.4. Potenciais Evocados Auditivos (PEA)

Os potenciais evocados obtidos através da apresentação de estímulos acústicos são apresentados nesta secção de forma sucinta, com ênfase nos tipos de estímulos empregados. Para aqueles que estão interessados em se aprofundar no assunto, sugere-se Davis (1976), Eggermont (1976), Elberling (1977) e Naunton e Fernández (1977).

Segundo Davis (1976) os PEA podem ser agrupados quanto à colocação dos eletrodos ou quanto à "duração" da resposta. Quanto à colocação dos eletrodos, em todos os casos, um ou dois eletrodos de referência são colocados nos lobos do ouvido, no processo mastóide ou na região posterior auricular. No primeiro caso o eletrodo ativo é colocado no topo da cabeça (vértex), e nos outros no canal auditivo ou no ouvido médio. Os potenciais registrados no primeiro caso são chamados "Potenciais do Vértex" e nos outros "Eletrococleograma".

A segunda base de distinção refere-se à "duração" da resposta, i.e., se a resposta se mantém durante alguns instantes ou é um transitório. As respostas mantidas receberam nomes especiais:

- 1) Microfônico Coclear: uma resposta AC gerada principalmente pelas células ciliadas do órgão de Corti. Este potencial reproduz eletricamente a vibração mecânica da membrana basilar, dentro de certos limites de intensidade.
- 2) Potencial de Somação: uma resposta DC, também gerada pelo órgão de Corti. Este potencial segue aproximadamente a envoltória do estímulo aplicado.
- 3) Resposta de Frequência Seguida: uma resposta AC gerada em vários núcleos do tronco encefálico.
- 4) Potencial Cortical Mantido: gerado no córtex cerebral auditivo.
- 5) Contingente de Variação Negativa: um desvio DC bastante

retardado que aparece em certas situações entre um sinal de alerta e um estímulo esperado "imperativo".

As respostas transitórias podem ser subdivididas e nomeadas com base em suas latências conforme apresentado na Tabela II.1. Quatro classes principais já estão em uso generalizado: rápidas, médias, lentas e tardias. Para maior especificidade uma onda particular é indicada por P se o vértex é mais positivo que o eletrodo negativo, ou N no caso contrário, e por um índice que indica sua latência mais comum em um indivíduo adulto com audição normal no nível de sensação de 60 dB HL ("hearing level").

#### II.4.1. Algumas considerações técnicas sobre os estímulos auditivos

##### II.4.1.1. Estalidos como estímulos auditivos

Os primeiros estímulos utilizados no estudo de Potenciais Evocados Auditivos foram os estalidos, obtidos pela aplicação de pulsos estreitos de tensão em um auto-falante ou fone de ouvido. Eles representam um marco fidedigno para medidas de latências dos picos do Potencial Evocado. Utilizando-se pulsos estreitos de tensão (da ordem de 50  $\mu$ s), pode-se cobrir simultaneamente toda faixa dinâmica de audição.

Os estalidos apresentam uma densidade espectral de energia não uniforme, o que torna difícil a quantificação da intensidade do estímulo em termos práticos. Os estalidos têm sido substituídos por estalidos filtrados ou por certos pulsos de tom ("tone bursts") para os quais a intensidade e o espectro acústico podem ser especificados mais exatamente.

Outro inconveniente inevitável na utilização do estalido é que os transdutores eletro-acústicos introduzem distorções. Os fones de ouvido comuns apresentam pelo menos duas frequências de ressonância principais. Uma nas altas frequências (4000 a 7000 Hz) e outra em frequências ao redor de 2000 Hz. Além disso, os fones de ouvido e alto-falantes diferem-se quanto ao projeto e fabricante e também quanto à faixa

de frequência e à proeminência de seus picos ressonantes. Desta forma, as comparações de dados de um laboratório a outro torna-se bastante difícil. Por outro lado, mesmo que as frequências de ressonância fossem fora da faixa audível, o ouvido humano apresenta a ressonância do ouvido externo, com um pico ao redor de 4000 Hz e a ressonância do mecanismo ossicular em torno de 1500 Hz. Esta característica de transmissão desigual nas diversas frequências faz com que ao atingir a membrana timpânica o estalido seja bastante distorcido e, em consequência, não se tem mais um sincronismo perfeito de todos os componentes em frequência. Apesar destas desvantagens, o estalido ainda é o estímulo mais utilizado nas aplicações clínicas devido à facilidade de sua produção e à grande amplitude dos potenciais por ele provocados.

#### II.4.1.2. Pulsos de tom como estímulo

O estímulo clássico na audiometria, desde a invenção do audiômetro, foi o tom puro. O pulso de tom é obtido por uma modulação do tom puro por uma onda trapezoidal (Fig. II.2). Como os tempos de subida e descida são grandes (vários ciclos da senóide) e o pulso de tom começa e termina em fase nula, tem-se uma energia acústica bastante concentrada na frequência do tom. A representação do pulso de tom no espectro é uma "vareta" centrada fundamentalmente na frequência do tom; em contraposição, o estalido apresenta uma banda em frequência (que segue a função  $\text{sinc } x$ ).

#### II.4.1.3. Tons "pips" ou estalidos filtrados

As respostas do eletrococleograma e as respostas do tronco encefálico apresentam uma latência da ordem de 0,5 ms ou menos. Este tempo é da mesma ordem de grandeza do período de sons das frequências superiores da fala. Para estas frequências o conceito de tempo de subida começa a perder seu significado, portanto é necessário um compromisso entre os estalidos e os pulsos de tom. O tempo de subida deve ser breve, e ainda, deseja-se uma boa seletividade em frequência.

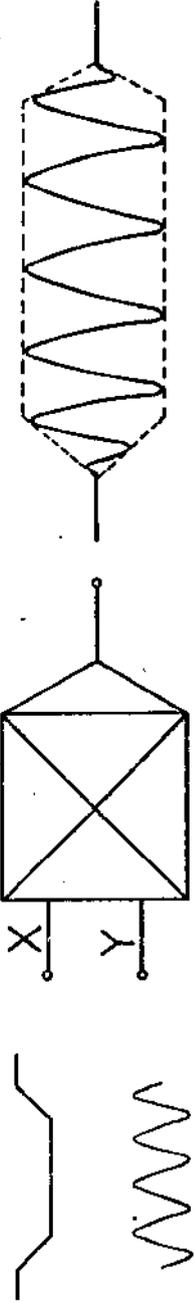


Fig. II.2 Pulso de tom, obtido pela multiplicação de uma onda trapezoidal por uma onda senoidal

Um compromisso entre o estalido acústico retangular e o pulso de tom é o chamado tom "pip", i.e., um pulso de tom com tempos de subida e descida rápidos e não mais do que uma onda no platô. Um padrão acústico bastante similar é conseguido excitando-se um filtro passa-banda com pulsos ou varrendo-o com tons.

Teoricamente, o melhor compromisso entre os pulsos e o tom puro contínuo é o sinal denominado "logon" descrito em detalhes matemáticos por Gabor (1947). Um início abrupto de senóide fornece uma boa precisão no tempo, porém nenhuma seletividade em frequência. Um tom puro é perfeitamente definido em frequência, porém tem duração infinita. O "logon" é um tom puro que é modulado em amplitude por uma distribuição gaussiana. A "duração" do estímulo é definida pelo desvio padrão da distribuição.

Tons "pips" similares aos estalidos filtrados podem ser obtidos por tons puros modulados por trapézios com cerca de dois ciclos de subida, um ciclo de platô, começando e terminando em fase zero.

#### II.4.1.1. Calibração da intensidade dos estímulos

A especificação da intensidade do estalido ou tom "pip" não é fácil. A melhor medida física é a pressão do pico, expressando-se o resultado em nível de pressão sonora equivalente à pressão sonora de uma senóide de amplitude igual ao valor do pico. Os níveis de referência para propósitos audiométricos devem ser estabelecidos separadamente para cada tom "pip" ou estalido e para cada fone de ouvido ou alto-falante.

O nível de referência próprio para cada tipo de estímulo pode ser o limiar médio de uma população de indivíduos com audição normal. Uma pessoa é considerada de audição normal quando seu audiograma de tom puro não apresenta desvios maiores do que 5 dB acima ou abaixo do padrão internacional de limiar de referência em cada frequência.

#### II.4.1.5. Mascaramento por ruído branco

A técnica de gravação de PEA com mascaramento por ruído branco foi primeiramente utilizada no homem por Elberling et al. (1974). Este método permite a separação do Potencial de Ação Composto do nervo auditivo em componentes originários de grupos de fibras nervosas que inervam regiões diferentes ao longo da partição coclear. O mascaramento do Potencial de Ação Composto por ruído branco se explica pelo fato de que as fibras nervosas são incapazes de responder sincronizadamente ao estalido enquanto que elas são simultaneamente forçadas a responder de forma aleatória ao ruído branco. Desta forma, é quebrada a relação temporal constante entre o estímulo e a resposta, que é um requisito fundamental na média síncrona. Se o ruído branco for filtrado por um filtro passa-altas, somente as respostas das fibras que respondem a altas frequências serão suprimidas do Potencial de Ação Composto. Se o ruído rosa (ruído branco filtrado) é obtido por um filtro passa-altas com "roll-off" bastante acentuado, é possível obter-se um mascaramento bastante seletivo. A necessidade de um "roll off" acentuado se deve à elevada inclinação (da ordem de 120 dB/oitava em 2 kHz) do ramo de altas frequências da curva de sintonia ("tuning curves") das fibras auditivas (vide, e.g., Kiang, 1965). Abaixando-se sistematicamente a frequência de corte do filtro passa-altas em passos especificados (por exemplo 2000 Hz), pode-se armazenar na memória do processador duas respostas com mascaramento por ruído rosa com frequências de corte diferentes. Subtraindo-se uma da outra, tem-se a contribuição das fibras que respondem na banda de frequência entre as frequências de corte do filtro.

#### II.4.2. Algumas Aplicações Clínicas dos PEA

O estudo do PEA visando sua aplicação clínica vem tendo bastante ênfase nos últimos anos. Apresenta-se aqui, a título de ilustração, algumas de suas aplicações clínicas. Os PEAs são reconhecidamente úteis nos seguintes casos:

- a) Determinação de surdez psicogênica ou perda funcional da audição, real ou suspeita (também denominada pseudohipocúcia ou perda auditiva não-orgânica). Também nos casos em que o paciente simula propositadamente alguma perda ("ma-

lingering"). Estes casos surgem frequentemente no contexto da medicina legal. Embora não seja possível avaliar diretamente a audição, por ser uma capacidade subjetiva, os PEAs oferecem uma maneira de se avaliar objetivamente o estado funcional do sistema auditivo.

- b) Avaliação de Deficiências Neurológicas múltiplas, inclusive de retardados mentais. O PEA pode ser parte de um conjunto de testes no exame neurológico, combinado com testes similares do sistema somatosensorial e auditivo.
- c) Avaliação do nível de funcionamento do córtex, como por exemplo em pacientes comatosos ou em indivíduos com suspeita de morte cerebral.
- d) Diagnóstico diferencial de lesões do órgão sensorial e das vias auditivas. Esta possibilidade vem sendo explorada bastante com atenção à onda  $N_1$  do eletrococleograma, e também ao microfônico coclear e ao potencial de somação.
- e) Maturação do sistema nervoso central em crianças, e determinação de surdez em lactentes e prematuros.

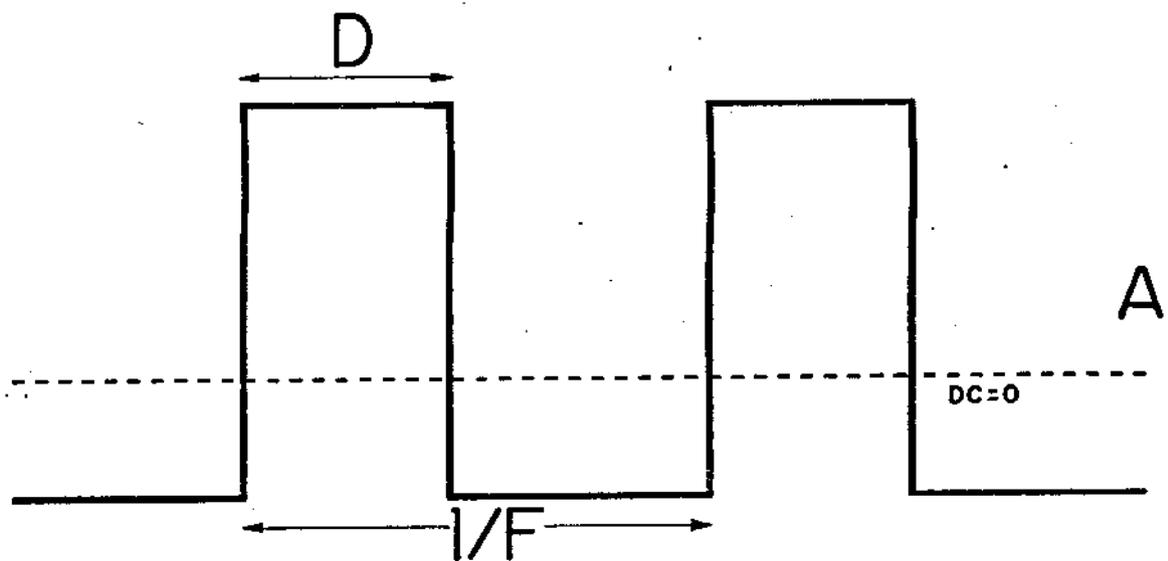
## CAPÍTULO III

### O ESTIMADOR ELÉTRICO

#### III.1. Características Requeridas do Estimulador Elétrico

O estimulador elétrico é utilizado para excitar nervos periféricos através da passagem de pequenas correntes por meio de eletrodos afixados sobre a pele. Para se obter PES, os estímulos comumente empregados são pulsos de corrente com o componente DC nulo (Fig. III.1). As características requeridas do estimulador, bem como a faixa de variação de parâmetros, com base em estudos bibliográficos (Cracco, 1973; Cracco e Cracco, 1976; Starr, 1978; Desmedt, 1981; Anziska, 1981) são aqui resumidas:

- a) segurança do paciente contra falhas do circuito eletrônico;
- b) circuito isolado da rede, alimentado à pilhas recarregáveis;
- c) parâmetros dos estímulos:
  - i) componente DC nulo
  - ii) intensidade do pulso de corrente (A): de 0 a 20 mA sobre uma impedância de 0 a 15 k $\Omega$  (incrementos de 2 mA)
  - iii) duração do pulso (T): de 0.1 ms a 5 ms (incrementos 0.1 ms)
  - iv) frequência de estimulação (F): de 0.1 a 20 Hz (incrementos de 0.1 ou 1 Hz)
- d) o circuito deve enviar pulsos de sincronismo com níveis de tensão TTL isolados por meio de um transformador de pulso com circuitos limitadores de sobre-tensão e sobre-corrente;



Amplitude (A) de 0 a 20 mA  
 Duração (D) de 0.1 a 5 ms  
 Frequência (F) de 0.1 a 20 Hz

Fig. III.1 Pulso de corrente empregado como estímulo somatosensorial

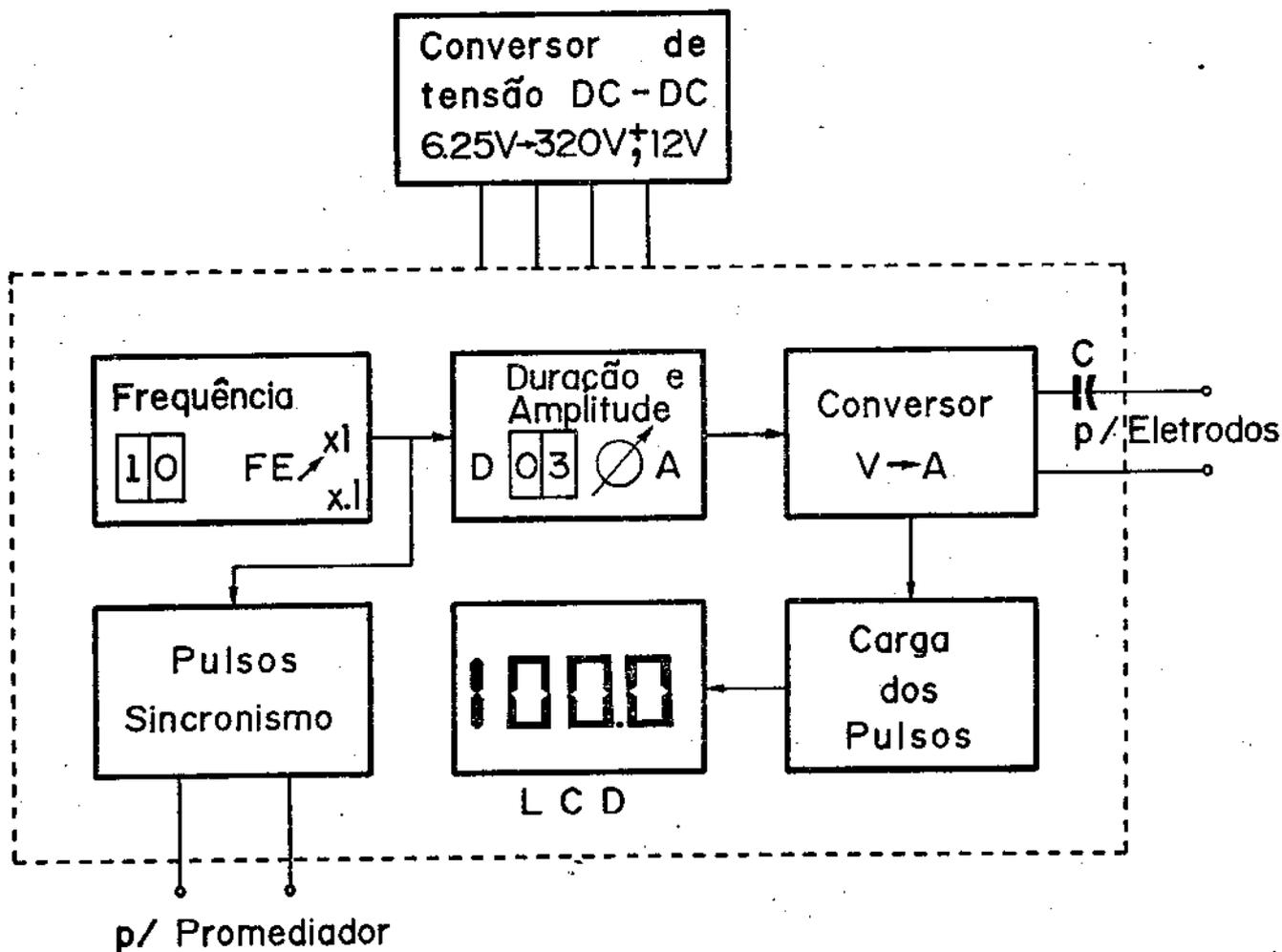


Fig. III.2 Diagrama de blocos do estimulador elétrico

- e) o circuito deve permitir o disparo externo por meio de um pulso de tensão de níveis TTL, também isolado conforme item d;
- f) deve apresentar em um display a carga dos pulsos de corrente.

### III.2. Diagrama de Blocos do Estimulador Elétrico

A Fig.III.2 ilustra o diagrama de blocos do estimulador elétrico. O aparelho é alimentado por cinco pilhas recarregáveis (5 X 1.25V). Desta maneira, elimina-se a possibilidade do paciente receber choques elétricos da tensão da rede (60 Hz) devido a eventuais falhas do circuito eletrônico.

O estimulador necessita para sua operação das seguintes tensões de alimentação: +320V, +12 e -12V. A primeira delas é para permitir a passagem de pulsos de corrente de até 20 mA a uma impedância máxima de saída de 15 k $\Omega$ , enquanto que as duas últimas são utilizadas para alimentar amplificadores operacionais. Para se obter estas tensões a partir das pilhas recarregáveis é utilizado um conversor de tensão DC-DC.

O estimulador propriamente dito é composto dos seguintes blocos:

- a) relógio: permite o controle da frequência de pulsos.
- b) mono-estável e atenuador linear: permite o controle da duração e intensidade dos pulsos.
- c) conversor de pulsos de tensão a pulsos decorrente.
- d) calculador de carga: a carga de cada pulso de corrente é calculada e apresentada em um display de 3-1/2 dígitos, para permitir a monitoração de estímulo aplicado.
- e) sincronizador: este circuito envia pulsos de sincronismo do promediador, através de um isolador do tipo transformador de pulso, para indicar o instante de operação do estímulo. Para maior flexibilidade, este bloco também permite que o estimulador se

ja acionado por pulsos de sincronismo externo (i. e, "trigger externo").

O acoplamento entre os pulsos de corrente e os eletrodos são de forma capacitiva, para assegurar que o componente DC seja nulo e evitar ionização das células da região estimulada.

### III.3. Diagrama de Blocos do Conversor DC-DC

As Figs. III.3 e III.4 ilustram o diagrama de blocos e o diagrama de tempo do conversor de tensão DC-DC. Este conversor é regulado através da modulação da duração dos pulsos de controle que são aplicados às bases dos transistores de chaveamento.

O oscilador 1 gera uma onda quadrada com frequência  $f_0$ , esta frequência é dividida por dois para selecionar os pulsos que serão aplicados à chave  $CH_1$  ou  $CH_2$  (forma de onda das Figs. III.4.b e III.4.c). A duração do pulso gerado pelo mono-estável 1 é controlada pelo sinal  $V_E$  do amplificador de erro (Fig. III.4.d). Nas saídas das portas "NOR's" obtém-se as formas de onda  $V_1$  e  $V_2$  intercaladas (Fig. III.4.e e III.4.f). Estes pulsos são aplicados aos "drivers" das chaves  $CH_1$  e  $CH_2$  respectivamente, portanto, as chaves são acionadas alternadamente e cada uma delas opera na metade de frequência do oscilador 1 ( $f_0/2$ ).

Da Fig. III.3, verifica-se que a tensão no primário do transformador é dada por:

$$V_{p1} = V_{p2} = \begin{cases} -V_{cc}, & \text{quando } CH_1 \text{ estiver ligada e } CH_2 \text{ desligada} \\ +V_{cc}, & \text{quando } CH_1 \text{ estiver desligada e } CH_2 \text{ ligada} \\ 0, & \text{quando ambas as chaves estiverem desligadas} \end{cases}$$

Esta forma de onda é ilustrada na Fig. III.4.g. Considerando-se o transformador ideal, a tensão no secundário é dada pela relação  $V_{s1} = n.V_{p1}$  e  $V_{s2} = n.V_{p2}$ . A tensão na saída do conversor, após passar pelo filtro LC é igual ao valor médio da forma de onda  $V_3$ . Uma parcela ( $V_r$ ) do nível DC de saída é comparada com a referência do amplificador de erro, que por sua vez comanda a duração do pulso mono-estável 1. Devido à realimentação ne

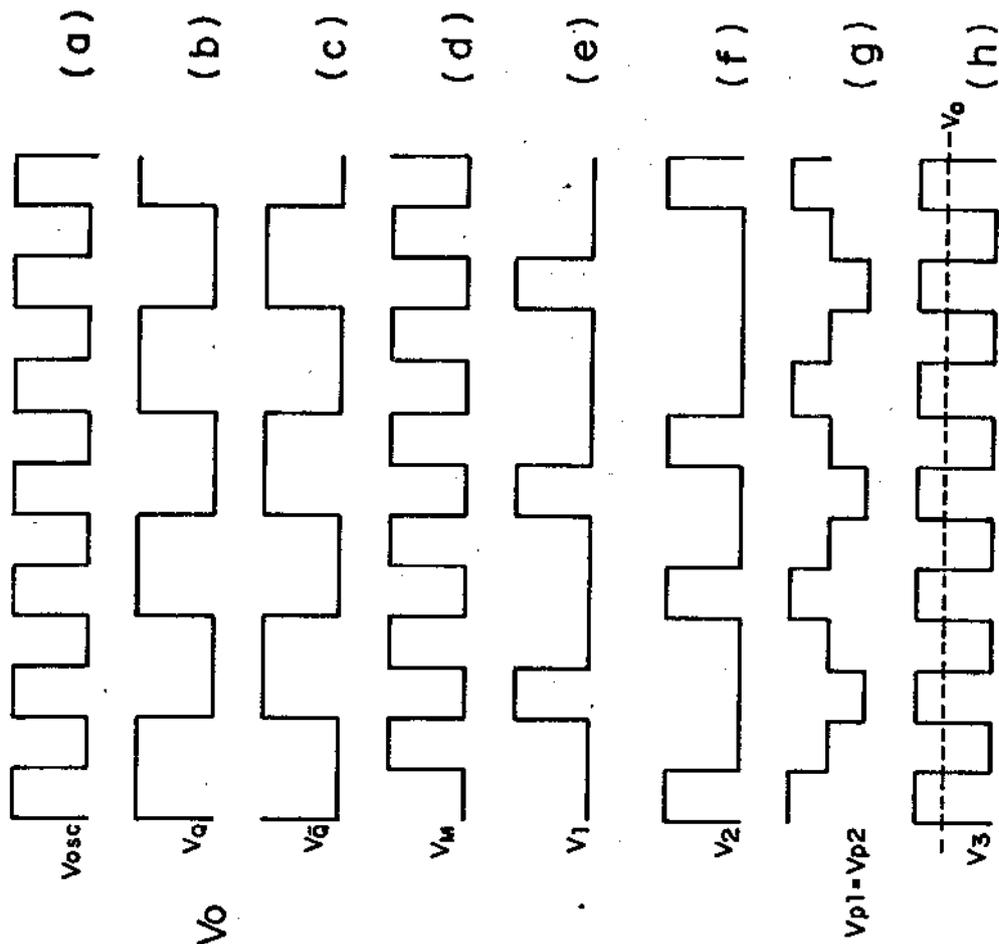


Fig. III.3 Diagrama de blocos do conversor de tensão DC-DC

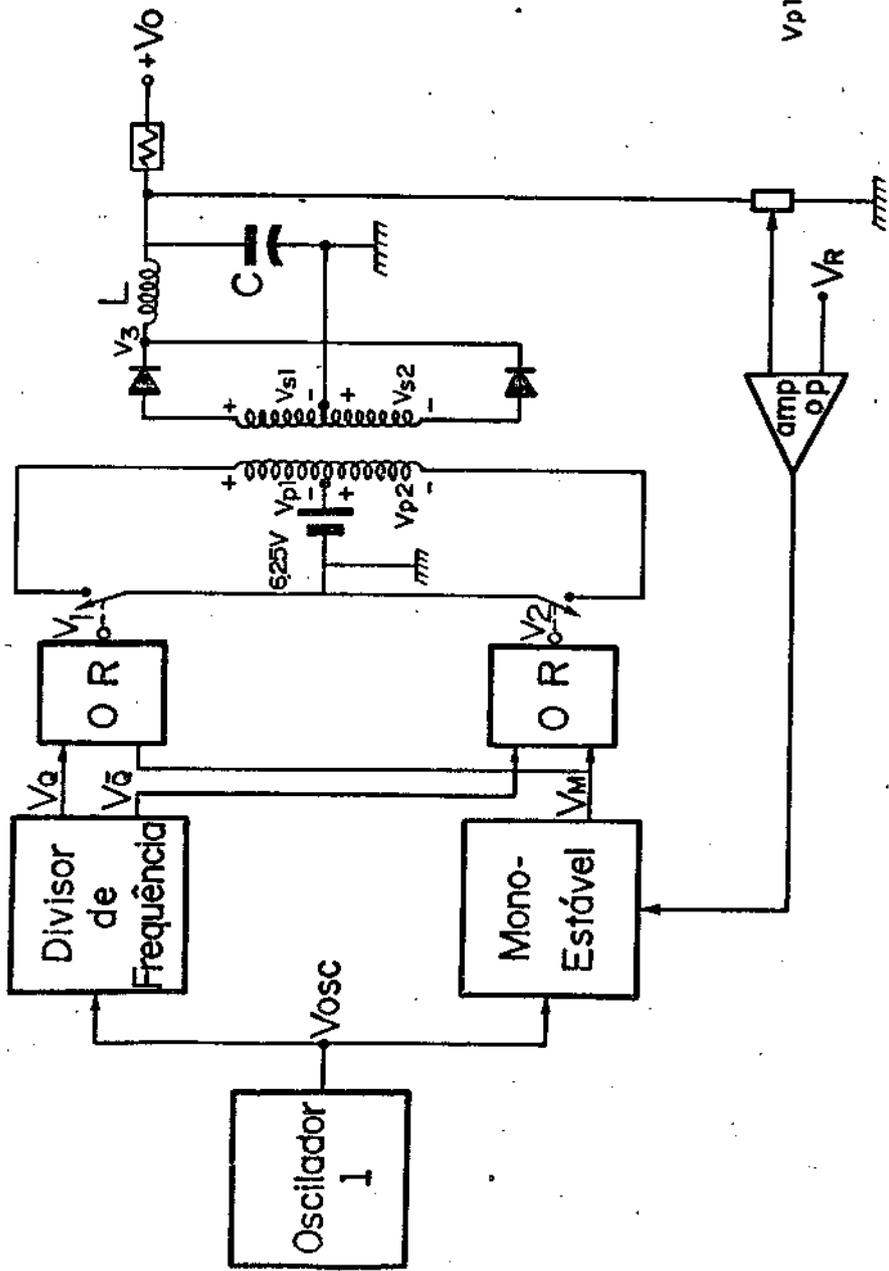


Fig. III.4 Diagrama de tempo do conversor de tensão DC-DC

gativa, se ocorrer uma diminuição da tensão de saída do conversor, ocorre uma diminuição da tensão de saída do amplificador de erro e, conseqüentemente, um aumento da duração do pulso do mono-estável. Desta forma, o nível DC de saída aumenta retornando ao seu valor nominal.

As tensões de saída de +12V e -12V são reguladas por meio de diodos zeners e transistores. A configuração dos transistores de chaveamento neste caso não é "push-pull". Pode-se ajustar por meio de um "trim-pot" a duração dos pulsos aplicados à chave CH<sub>3</sub>.

#### III.4. Detalhes Técnicos dos Circuitos\*

##### III.4.1. Conversor de tensão DC-DC

O oscilador  $\phi$  (Fig.III.5) é formado por três inversores do CI1 (4069) realimentados formando uma malha. A frequência de oscilação é controlada de forma aproximada pelo capacitor C<sub>1</sub> e resistor R<sub>2</sub>,  $f_0 = 0,72/(RC)$ . Este oscilador opera em uma frequência aproximada de 20 KHz. Como divisor de frequência, é utilizado um "flip-flop" (FF) tipo JK (4027) e para gerar os pulsos de controle dos transistores de chaveamento o CI 4098 (mono-estáveis duplos). A duração dos pulsos é determinada pelo capacitor C<sub>16</sub> e pela resistência do conjunto R<sub>20</sub>-R<sub>21</sub>-T<sub>8</sub>. O resistor R<sub>21</sub> é necessário para se limitar a duração máxima do pulso da saída do mono-estável, para evitar a perda de sincronismo do modulador de largura dos pulsos. Quando o transistor T<sub>3</sub> estiver saturado, tem-se R<sub>11</sub> em paralelo com R<sub>12</sub> (desprezando-se V<sub>CE(SAT)</sub> de T<sub>1</sub>), a resistência equivalente deve ser superior a 5 k $\Omega$  (resistência externa mínima recomendada para este circuito integrado).

Os circuitos utilizados como "drivers" dos transistores de chaveamento são montados em configuração "totem-pole" (T<sub>7</sub> - T<sub>8</sub> e T<sub>10</sub> - T<sub>11</sub>). Com isto conseguiu-se uma melhor eficiência na conversão DC-DC (o conversor DC-DC principal apresenta uma eficiência ao redor de 70%, quando fornece uma corrente de

\* As seções que abordam detalhes técnicos dos circuitos são importantes no que diz respeito à documentação. Esses aspectos são relevantes para a futura reprodução do instrumento. Entretanto, esta parte não é imprescindível para a compreensão das demais seções.



saída de 10 mA). O filtro formado por  $R_{18}$ - $C_{14}$  tem a função de atenuar os picos de tensão inerentes ao chaveamento. Os diodos  $D_7$  e  $D_8$  são diodos de circulação livre; i.e., quando o transistor  $T_9$  entra em corte, a corrente pode circular pela segunda metade do primário do transformador através do diodo  $D_8$ . O mesmo acontece quando o transistor  $T_{12}$  entra em corte, a corrente circula através de  $D_7$ .

As características do transformador  $TF_1$  e  $TF_2$  e dos três indutores dos filtros de saída encontram-se, resumidas no Apêndice C. Em ambos os transformadores, o primário não é enrolado sobre o secundário e sim, um do lado do outro. Visa-se com esta medida diminuir a capacitância parasita entre os enrolamentos. Capacitâncias altas entre enrolamentos causam "over shoot" com frequência da mesma ordem de grandeza da frequência do chaveamento, tornando impossível filtrar a primeira sem afetar a segunda.

O circuito indicador de final de carga da bateria sinaliza quando o conversor DC-DC principal sai da faixa de regulação. Isto ocorre quando a tensão de saída do amplificador operacional  $CI_5$  aproxima-se de zero, desta forma o transistor  $T$  entra em condução atendendo o led  $D$ .

Características obtidas do conversor DC-DC principal:

Eficiência: 70% (10 mA de carga)

Regulação de carga: 1,6%

Ruído máximo de chaveamento: 150 mVpp

Corrente DC: 10 mA

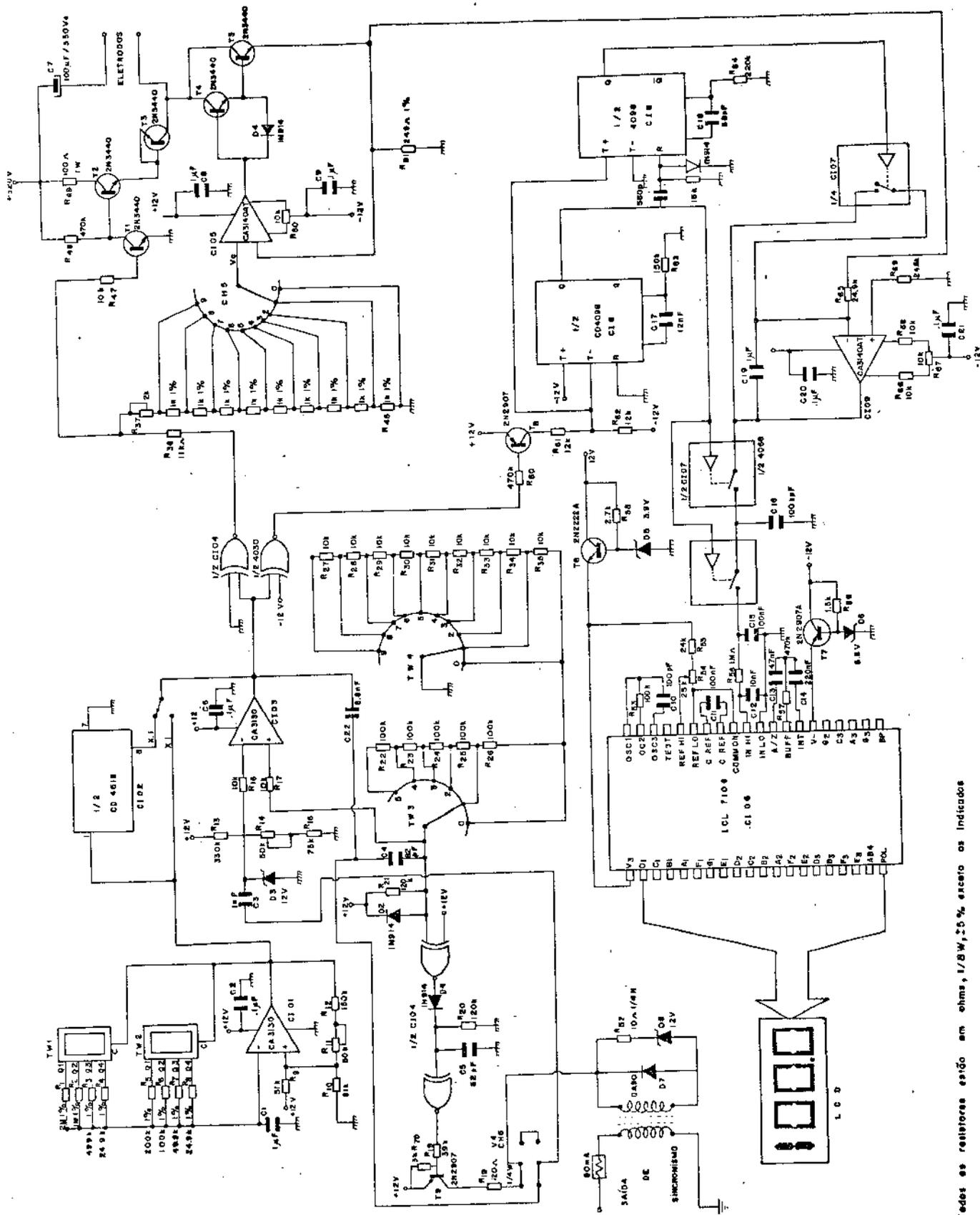
Potência: 2W

#### III.4.2. Relógio

O relógio, formado basicamente pelo  $CI_1$  (Fig.III.6), permite o controle da frequência de estimulação. Conforme a dedução apresentada no Apêndice A.1, a frequência de oscilação deste circuito é dada pela expressão:

$$f = \left\{ 2 RC \ln \left\{ \frac{(b-1)}{(a-1)} \right\} \right\}^{-1}$$

onde:



Obs: Todos os resistores estão em ohms, 1/8W, 5% exceto os Indicaados

Fig. III. 6 Esquema do estimulador elétrico

$$a = R_2 + (R_1 // R_3) \text{ e } b = R_1 + (R_2 // R_3)$$

Esta frequência pode ser ajustada através do conjunto de resistores  $R_F$ , por meio de duas chaves do tipo "thumb-wheel", de 1 a 99 Hz. Para ampliar a faixa de frequência, divide-se por 10 a frequência do oscilador por meio do CI2 (contador para cima, síncrono, duplo), de forma que o operador pode selecionar os fatores de escala X1 ou X.1 (permitindo incrementos de frequências de 1 Hz ou .1Hz respectivamente).

#### III.4.3. Mono-estável e atenuador linear

O mono-estável de controle da duração dos pulsos é formado basicamente pelo CI3 e 1/2 CI4 (Fig.III.6). O princípio de funcionamento deste mono-estável é bastante semelhante ao circuito do relógio. O mono-estável é disparado na descida do pulso de relógio. O circuito na entrada inversora é basicamente um filtro diferenciador. O nível DC na entrada não inversora é ajustado pelo "trim-pot"  $R_{14}$ . Na descida do pulso de relógio a entrada não inversora torna-se mais negativa que a entrada inversora, deste modo a saída do amplificador operacional vai para a saturação positiva. O capacitor  $C$  carrega-se até atingir a tensão de saída do amplificador operacional volta a zero.

O amplificador operacional utilizado é o CA3130, que apresenta o estágio de saída com transistores MOS-FET, permitindo uma excursão da tensão de saída em toda faixa delimitada pelas tensões de alimentação. Deste modo, o período do mono-estável é dado por:  $T = RC \ln(1/b)$ , onde  $b = R_2 / (R_1 + R_2)$ . As portas OU-exclusivo diminuem o tempo de subida e descida (aproximadamente 100 ms), além de fornecerem duas saídas defasadas de 180°.

O atenuador linear (conjunto de resistor ) permite o ajuste da intensidade dos pulsos de corrente de 0 a 20 mA com incrementos de 2mA.

#### III.4.4. Conversor de pulsos de tensão à pulsos de corrente

O circuito gerador de pulsos de corrente é constituído basicamente pelo amplificador operacional CI5, transistores

$T_4$  e  $T_5$  e resistor  $R_{51}$ . Este circuito assemelha-se à simples configuração de fonte de corrente a transistor, na qual sua base é polarizada de forma a fixar uma tensão no resistor de emissor. Os pulsos de corrente são dados por  $V_c/R_{51}$ , a configuração Darlington é empregada de modo a se obter uma menor diferença entre a corrente de emissor e a corrente pela carga.

Os pulsos de corrente devem apresentar o componente DC nulo. Para tanto é utilizado um capacitor de acoplamento entre a saída e os eletrodos. Para permitir a passagem de corrente pela carga em sentido contrário são utilizados os transistores  $T_1$  e  $T_3$ .  $T_1$  entra em condução quando  $T_3$  está no estado de corte, e vice-versa. O transistor  $T_2$  é utilizado como diodo para reduzir a corrente pela junção base-emissor de  $T_1$  no sentido inverso, evitando-se assim a ruptura desta junção.

#### III.4.5. Calculador de carga

A Fig. III.7 ilustra o diagrama de blocos e o diagrama de tempo do circuito calculador da carga dos pulsos.

O elemento sensível ( $R_{51}$ , Fig.III.6) para medida dos pulsos de corrente é colocado no emissor do transistor  $T_5$ . Os pulsos de tensão sobre o resistor  $R_{51}$  variam de zero a 5V. O integrador apresenta ganho 40 e sua saída varia de 0 de 1V. O resultado final de uma integração é armazenada nos capacitores  $C_{15}$  e  $C_{16}$ . A razão de se utilizar dois capacitores é que a tensão sobre a primeira chave analógica (a da esquerda) é praticamente nula, de forma que a corrente "off" por esta chave é bastante reduzida. Estas chaves são controladas pelo pulso  $V_{g2}$ , elas permanecem fechadas por um tempo superior a  $\{5 \cdot (2 R_{on}) \cdot C\}$  (onde  $R_{on}$  é a resistência da chave analógica quando ligada. O integrador é ressetado quando fecha a chave  $CH_1$ , que é controlada pelo pulso  $V_{g1}$ .

O circuito integrado CI6 é basicamente um voltímetro digital de 3-1/2 dígitos. Possui um conversor de precisão de duas rampas, um decodificador BCD/7, "driver" de "display", oscilador e referência. O consumo de potência deste circuito integrado é tipicamente menor que 10 mW, dificilmente se consegue -

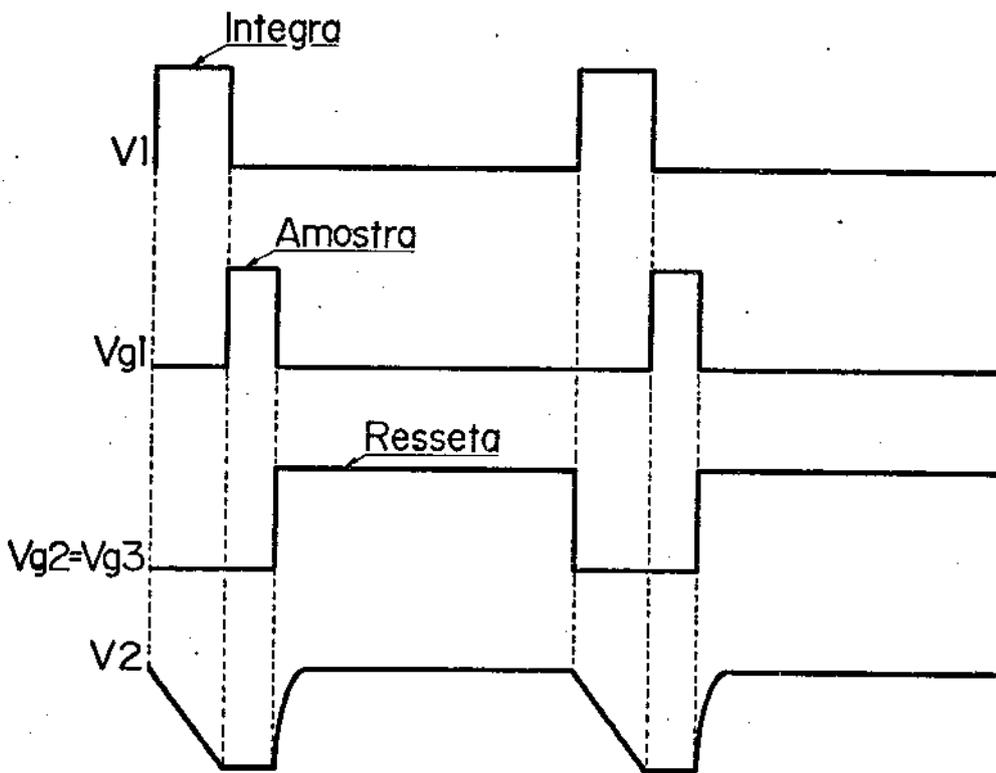
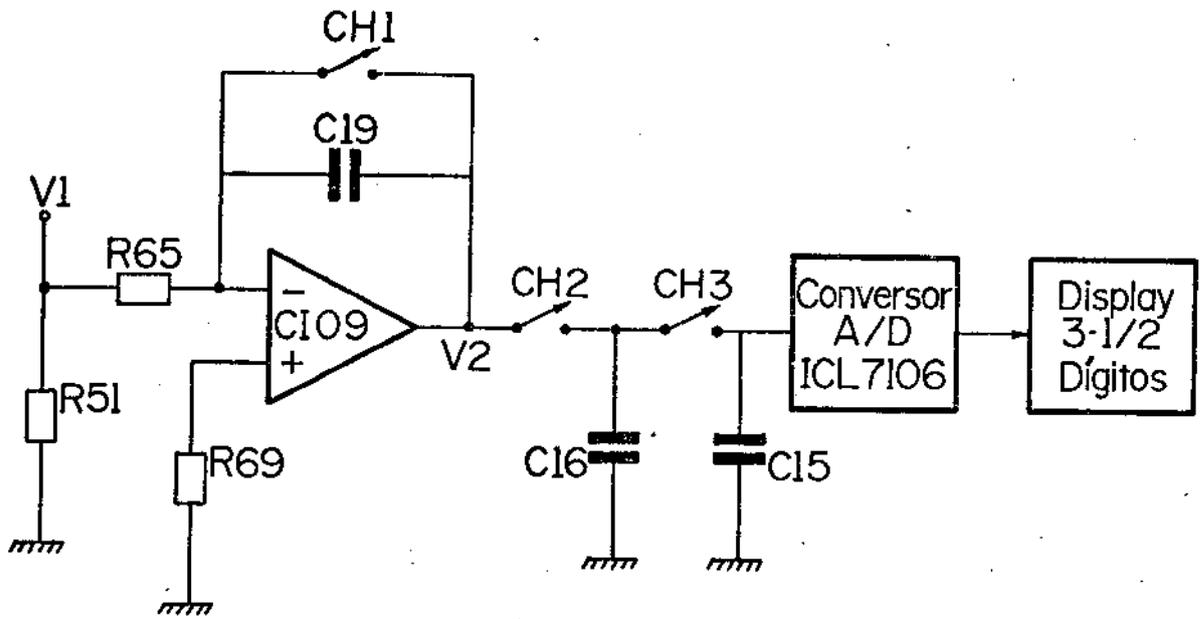


Fig. III.7 Diagrama de blocos e diagrama de tempo do circuito calculador da carga dos pulsos

ria um consumo tão baixo utilizando-se componentes discretos. O oscilador é ajustado em 48 KHz para uma melhor rejeição da frequência da rede (60 Hz), uma vez que o período de integração é múltiplo do período da frequência da linha. Para esta frequência do integrador, obtém-se uma frequência de medição de três leituras por segundo.

Utiliza-se como integrador um amplificador operacional com entrada MOS-FET (CA3140 AT), que apresenta baixa corrente de polarização (10pA-típico), baixa tensão de "off-set" (2mV-típico) e baixo desvio térmico (6 V/°C-típico). Esses parâmetros são importantes para se obter um integrador de bom desempenho.

A tensão de entrada da chave analógica empregada (4066) deve variar praticamente entre  $V_{ss}$  e  $V_{dd}$ . Os níveis de sinais da saída do integrador variam de zero a -1V, desta forma, optou-se por alimentar esta chave analógica com 0V e -12V. Os pulsos de controle são gerados pelo CI8 (mono-estáveis duplos), que também é alimentado com 0V e -12V. O transistor  $T_8$  converte os pulsos de controle de níveis 0 e 12V para níveis -12V e 0V respectivamente.

#### III.4.6. Sincronizador

É enviado ao promediador pulsos de sincronismo indicando início de processamento da resposta ao estímulo aplicado. Como o promediador é alimentado pela rede (110V-60Hz), deve-se empregar um circuito isolador para maior segurança do paciente.

O pulso de sincronismo tem duração aproximada de 10  $\mu$ s, a subida do pulso corresponde ao início do pulso de estimulação. Estes pulsos são obtidos de um mono-estável formado por duas portas OU-exclusivo (1/2 CI4) que acionam o transistor "driver"  $T_9$ . O diodo  $D_7$  (de germânio) é empregado como diodo de circulação livre, buscando limitar a tensão negativa no secundário do transformador em aproximadamente  $-V_F/2$  (onde  $V_F$  é a tensão de condução do diodo de germânio e 1/2 refere-se à relação de espiras do transformador de aproximadamente 2:1). As características do transformador do ferrite  $TF_3$  encontram-se resumidas no Apêndice B.

O usuário tem ainda a opção de disparar externamente o pulso de estimulação por meio de um pulso TTL com duração mínima de 1  $\mu$ s. Estes pulsos são acoplados ao mesmo transformador de ferrite por meio de uma chave de "trigger" interno/externo.

Como proteção, utiliza-se um fusível de 80 mA para limitar a corrente que poderia ser enviada ao estimulador devido a eventuais falhas do promediador (ou de outro circuito externo), e como limitação de sobre-tensão utiliza-se um diodo zener de 12V.

## CAPÍTULO IV

### O ESTIMULADOR ACÚSTICO

#### IV.1. Características Gerais do Estimulador Acústico

O estimulador acústico é utilizado para estimular o ouvido através da apresentação de sons. Os estímulos auditivos mais comumente utilizados no estudo de PEA, bem como as faixas de variação dos parâmetros dos estímulos, definidas com base em estudos bibliográficos (Davis, 1976; Elberling, 1977; Nauton e Fernández, 1978) são aqui resumidos:

a) estalidos:

- forma de onda: pulsos estreitos de tensão
- frequência: de 0,01 a 99 Hz (incrementos de 0,01 ; 0,1 ou 1 Hz)
- duração do pulso: 50  $\mu$ s (pode ser ajustada internamente)
- polaridade: positiva, negativa ou alternada

b) tons puros:

- forma de onda: tensões senoidais
- frequência (em Hz): 125, 250, 500, 1000, 1500, 2000, 3000, 4000, 6000 e 8000.

c) pulsos de tom:

- forma de onda: tensões senoidais moduladas por ondas trapezoidais (Fig. II.2)
- frequência dos pulsos: de 0,01 a 99 Hz (incrementos de 0,01; 0,1 ou 1 Hz)
- frequência do tom: ídem às do item b
- tempo de subida ( $t_s$ ): de 1 a 99 ciclos de senóide (incrementos de 1 ciclo)
- tempo de platô ( $t_p$ ): de 1 a 99 ciclos de senóide ou 8 ms a 792 ms, selecionáveis

por meio de uma chave de duas posições (incrementos de 1 ciclo ou 8 ms).

d) ruído branco

- forma de onda: tensão que varia aleatoriamente e que apresenta um espectro de potência uniforme na faixa audível (de 20 Hz a 20 KHz)
- a intensidade do ruído branco pode ser controlada independentemente da intensidade do outro estímulo sonoro.

Estas formas de onda quando aplicadas a um par de fones de ouvido podem gerar intensidades sonoras de 0 a 95 dB SPL ("Sound Pressure Level" - Apendice C), com incrementos de 5 dB SPL. A intensidade 0 dB de cada tipo de estímulo pode ser ajustada por meio de "trim-pots" internos.

#### IV.2. Diagrama de Blocos Global do Estimulador Acústico

A Fig. IV.1 ilustra o diagrama de blocos global do estimulador acústico. Cada bloco será detalhado separadamente nas seções posteriores.

O relógio envia pulsos de disparo ao gerador de estalidos e ao gerador de pulsos de tom. O usuário pode selecionar por meio da chave CH<sub>1</sub> o tipo de estímulo a ser aplicado: estalido, tom, e pulso de tom. O controle da intensidade dos estímulos é feito por meio de um atenuador logarítmico.

Estes estímulos podem ser selecionados ao canal A, B ou A + B por meio da chave CH<sub>2</sub>. O ruído branco pode ser adicionado por meio dos somadores ao canal A, B ou A+B.

O pulso de sincronismo sinaliza o instante de ocorrência de um estímulo (estalido ou pulso de tom) ou no caso de tom puro, sinaliza o primeiro cruzamento de zero da senóide durante um pulso do relógio. Para maior flexibilidade este circuito permite ser disparado por meio de um pulso externo (i.e., "trigger" externo).

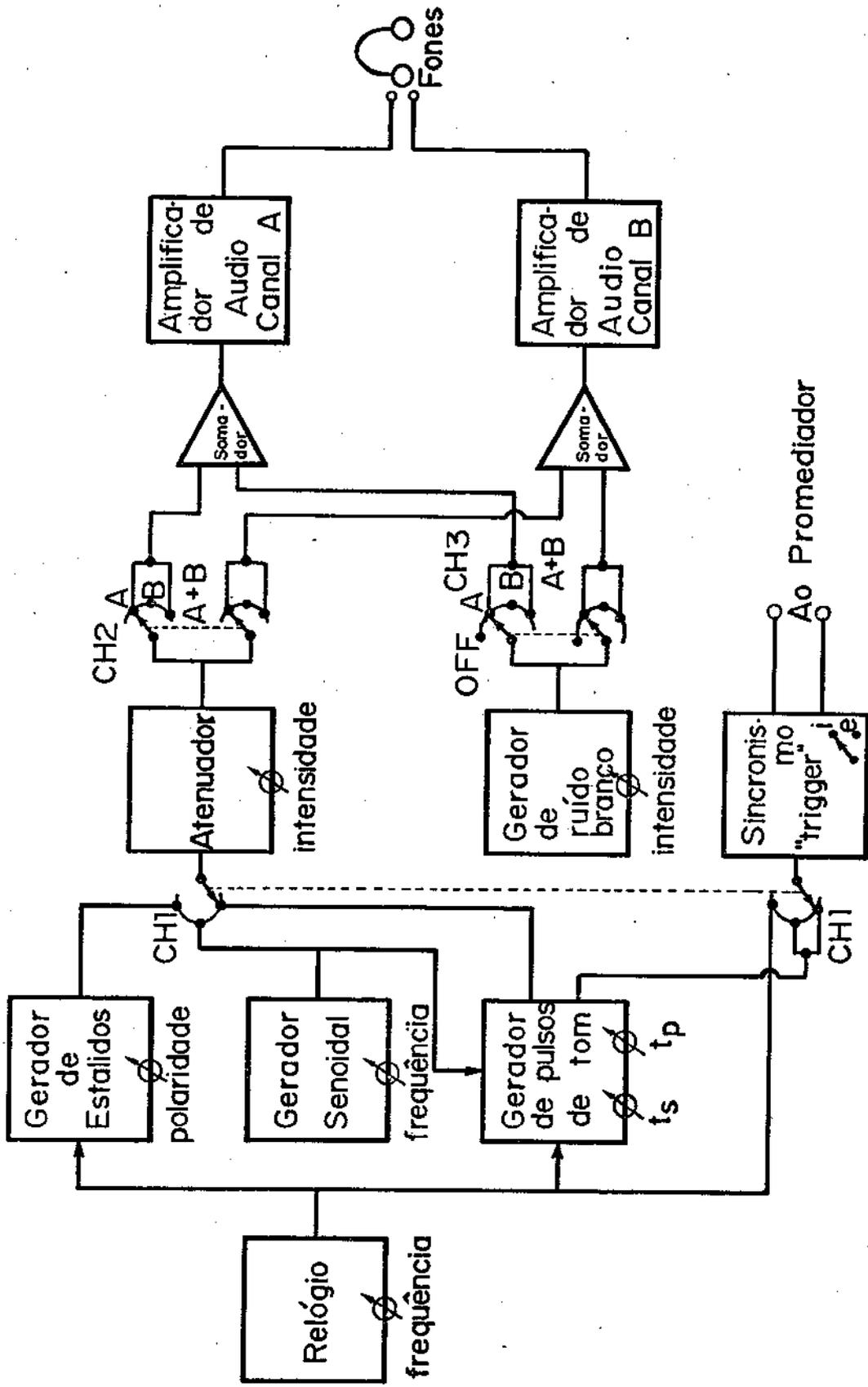


Fig. IV.1 Diagrama de blocos global do estimulador acústico

### IV.3. Relógio

O relógio controla a frequência dos estalidos e dos pulsos de tom. Este circuito é idêntico ao do estimulador elétrico, porém apresenta a diferença singular de possuir um fator de escala adicional de x.01 (além dos fatores: x1 e x.1).

### IV.4. Gerador de Estalidos

Para gerar estalidos aplica-se pulsos retangulares de tensão com duração de 50  $\mu$ s, obtendo-se um espectro de potência aproximadamente uniforme entre 0 e 15 KHz. A polaridade dos pulsos pode ser selecionada pelo usuário entre positiva, negativa e alternadamente positiva e negativa; assim, obtêm-se estalidos que provocam inicialmente compressão ou rarefação do ar na frente da membrana timpânica.

#### IV.4.1. Diagrama de blocos

A Fig. IV.2. ilustra o diagrama de blocos e o diagrama de tempo do gerador de estalidos.

A tensão do relógio é dividida por dois, obtendo-se as tensões  $V_Q$  e  $V_{\bar{Q}}$  defasadas de 180°. O relógio dispara um mono-estável que fornece um pulso de duração de 50  $\mu$ s. A duração e a intensidade do pulso  $V_M$  podem ser ajustadas internamente por meio de dois "trim-pots" (este pulso  $V_M$  é proporcional à intensidade do estalido).

Este pulso é aplicado a um amplificador operacional que pode operar no modo inversor, não inversor ou alternado, dependendo dos pulsos de controle das chaves CH<sub>1</sub> a CH<sub>4</sub>. Estes pulsos de controle dependem da posição da chave CH (seleção de estalido: positivo, negativo ou alternado). Quando se opera no modo inversor, tem-se as chaves CH<sub>1</sub> e CH<sub>4</sub> fechadas e as chaves CH<sub>2</sub> e CH<sub>3</sub> abertas; no modo não inversor, tem-se o contrário e no modo alternado, as chaves CH<sub>1</sub> e CH<sub>4</sub> são controladas pela onda quadrada  $V_Q$ , e CH<sub>2</sub> e CH<sub>3</sub> pela onda quadrada  $V_{\bar{Q}}$ . O ganho do amplificador operacional nas duas configurações é igual a dois. O resistor R colocado na entrada não inversora tem a função de igualar as impedâncias das entradas do amplificador operacional.

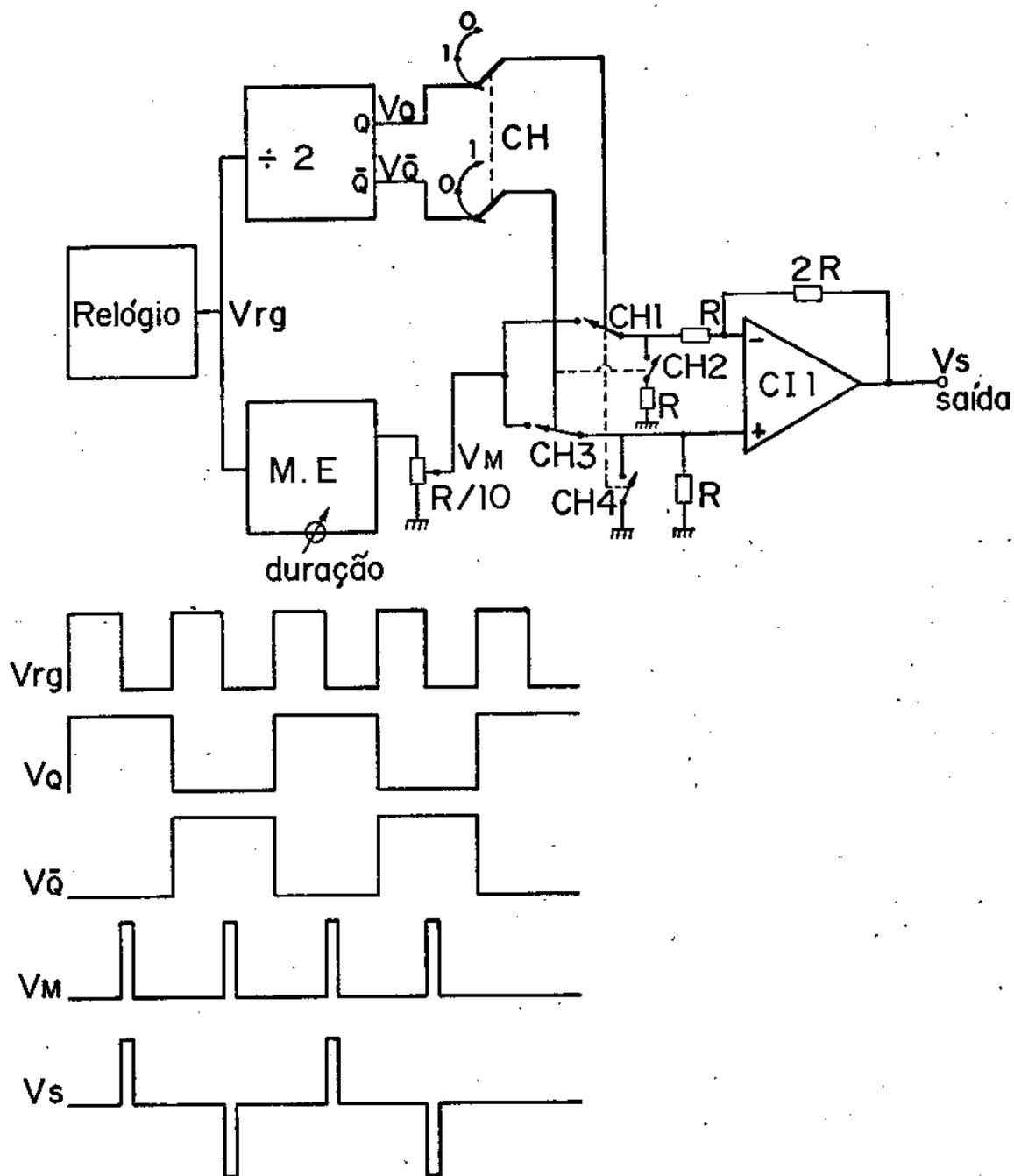


Fig. IV.2 Diagrama de blocos e diagrama de tempo do gerador de estalidos

A Fig. IV.3 ilustra o esquema deste circuito. Faz-se necessário ajustar a tensão de "off-set" do amplificador operacional C11, pois caso contrário, ter-se-á uma onda quadrada como nível zero de saída (de amplitude  $\pm 2 \cdot V_{\text{offset}}$ ) devido ao chaveamento do modo de operação (inversor e não-inversor).

#### IV.5. Gerador Senoidal

A Fig. IV.4 ilustra o esquema do oscilador senoidal (oscilador por deslocamento de fase), que é apresentado em detalhes no Apêndice A.2.

A equação da frequência de oscilação, deduzida naquela secção, é:  $f = (2 C R_1 R_2)^{-1}$  (eq.A.6). O ajuste da frequência de oscilação é feito pelo conjunto de resistores  $R_{8-17}$  e  $R_{18-27}$ . Pode-se introduzir um "trimmer" (C4) para ajuste interno da frequência de oscilação. A amplitude da tensão de saída é ajustada por meio do "trim-pot"  $R_{29}$ .

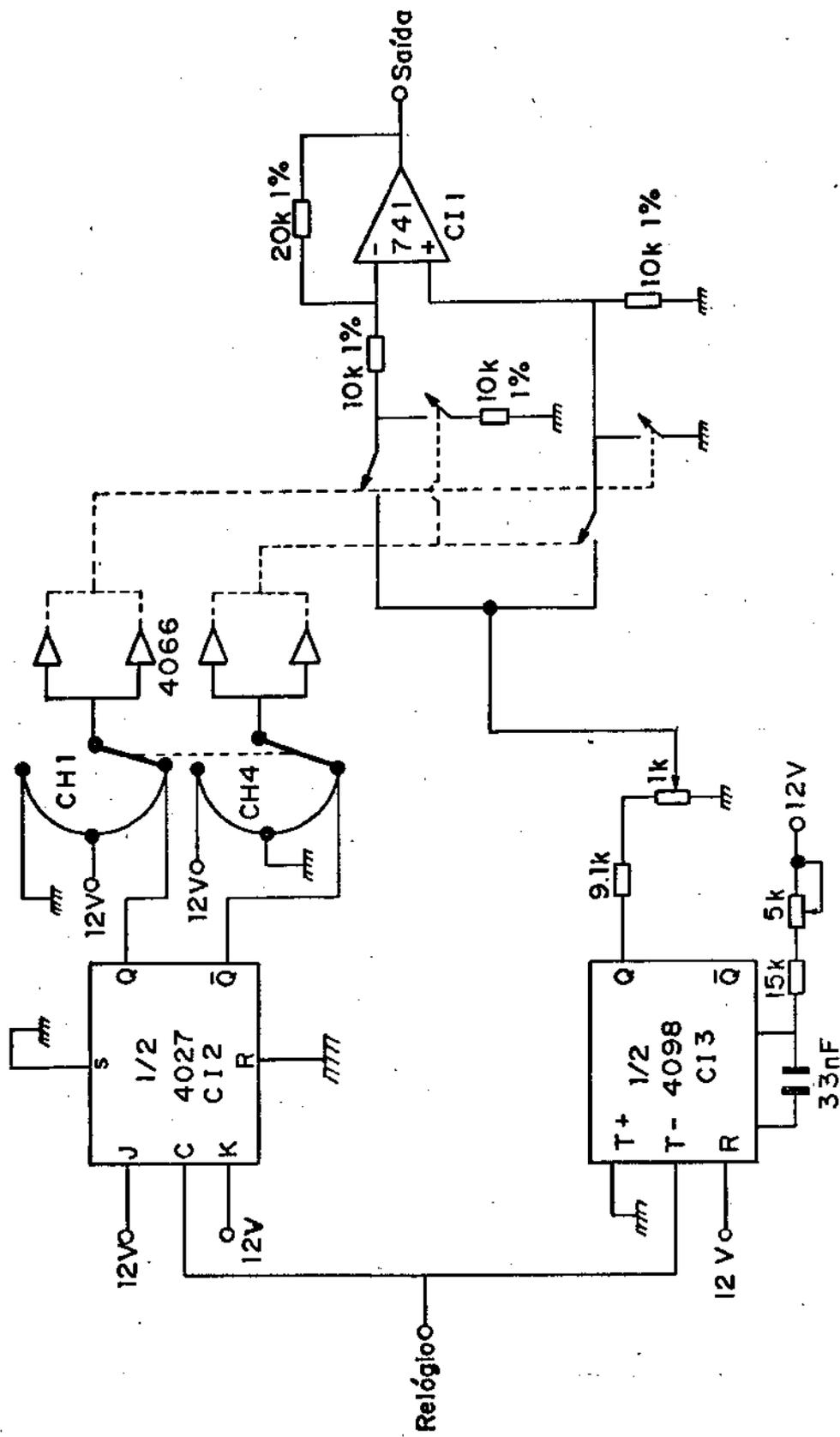
#### IV.6. Pulsos de Tom

##### IV.6.1. Características do gerador de pulsos de tom

Os pulsos de tom são obtidos através da multiplicação de uma tensão senoidal por uma onda trapezoidal (Fig.II.2). As características requeridas deste circuito são:

- i) o pulso de tom deve iniciar e terminar em fase zero (i.e. amplitude nula)
- ii) a variação da frequência do tom e do tempo de subida não deve alterar a amplitude da onda trapezoidal
- iii) os ajustes do tempo de subida e do tempo de platô não devem requerer cálculos ou o emprego de um osciloscópio para que a condição i) se verifique
- iv) circuito confiável sem a necessidade de ajustes adicionais.

Levando-se em consideração o estudos sobre PEA citados na secção IV.1 e os requisitos acima, definiu-se as variações dos tempos de subida e platô e das frequências dos pulsos e do tom (apresentadas na secção IV.1.c).



Obs: Todos os resistores estão em ohms, 1/8W,  $\pm 5\%$  exceto os indicados

Fig. IV.3 Esquema do gerador de estalidos

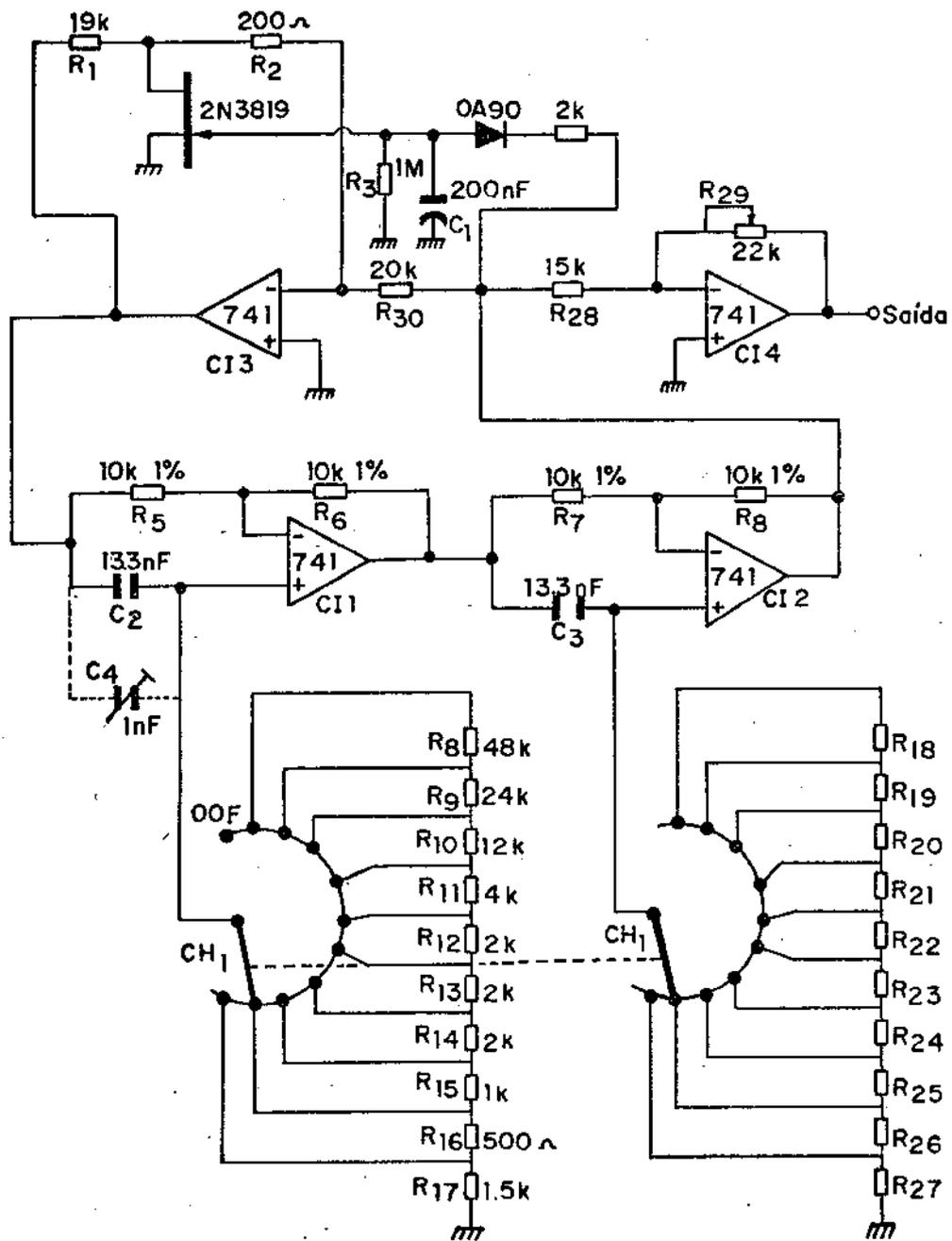


Fig. IV.4 Esquema do oscilador senoidal

#### IV.6.2. Diagrama de blocos do gerador trapezoidal

O funcionamento do circuito pode ser explicado resumidamente como a seguir: a onda trapezoidal é obtida a partir da integração de uma constante ( $V_R$ ) durante o tempo de subida ( $t_s$ ), este valor é mantido durante o tempo de platô ( $t_p$ ), e em seguida integra-se a mesma constante, porém com o sinal trocado ( $-V_R$ ).

A Fig. IV.6 ilustra o diagrama de blocos deste circuito. A onda senoidal ao passar pelo detector de cruzamento de zero gera uma onda quadrada, cuja borda de subida coincide com a amplitude de zero da senóide. Esta tensão, denominada relógio A, é enviada ao circuito divisor por N, à lógica de disparo e aos contadores  $T_s$  e  $T_p$ . O divisor por N consiste de um conjunto de divisores, onde N depende da frequência da senóide, conforme apresentado na Tabela IV.1. A chave  $CH_1$  é a mesma que controla a frequência da onda senoidal. Desta forma, a tensão de saída do divisor por N, relógio B, tem a frequência de 125 Hz para qualquer frequência apresentada na Tabela IV.1.

Frequência (Hz)	N	Resistência (k $\Omega$ )
125	1	960
250	2	480
500	4	240
1000	8	120
1500	12	80
2000	16	60
3000	24	40
4000	32	30
6000	48	20
8000	64	15

Tabela IV.1 - Valores de N e da resistência R para as diversas frequências.

O circuito de lógica de disparo consiste basicamente de uma porta "NAND" que sinaliza o instante de ocorrência simultânea de um pulso de comando ESTIMULE com o cruzamento zero da senóide. Quando tal fato ocorre é disparado o contador  $T_s$ , desde

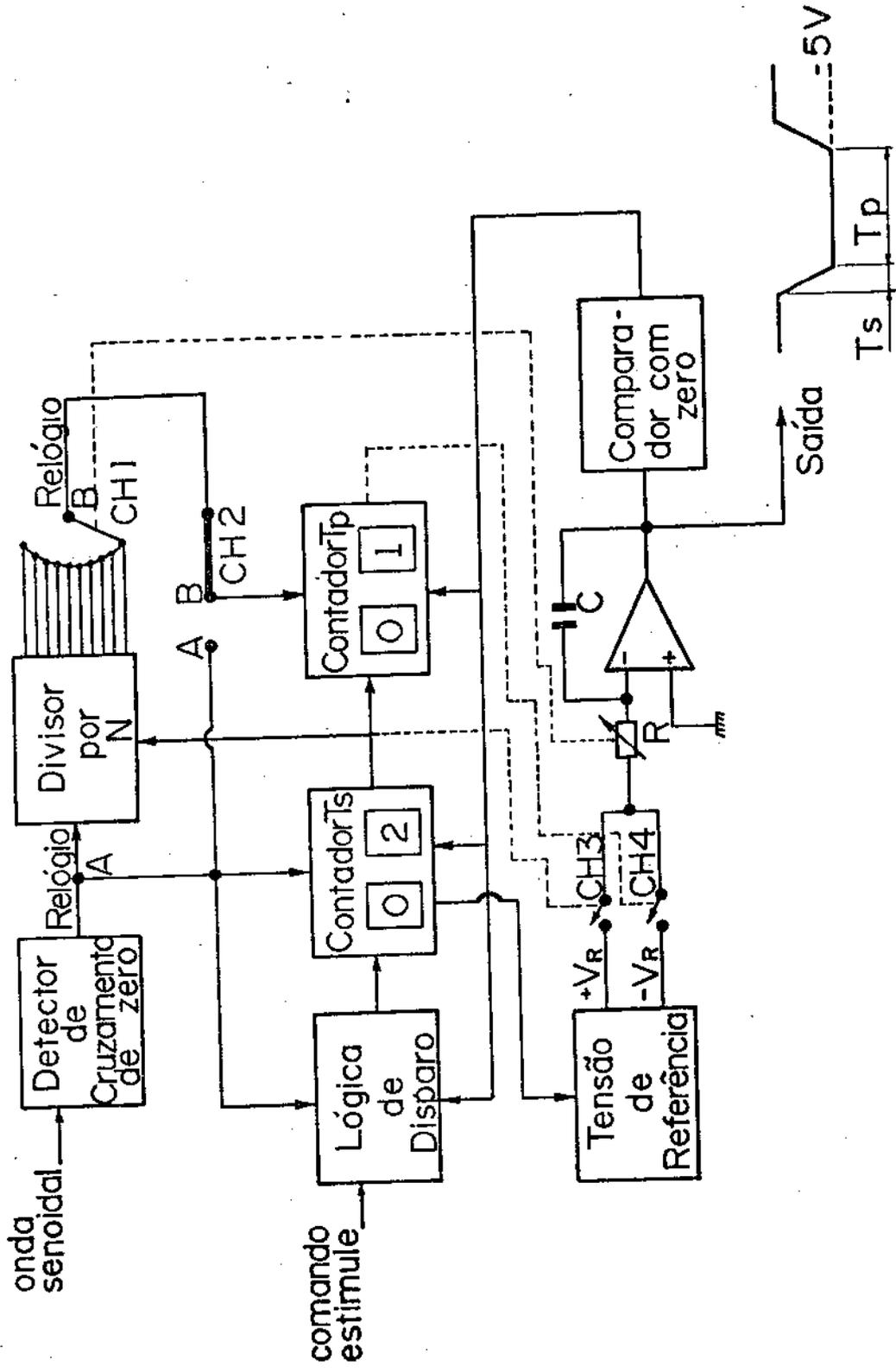


Fig. IV.5 Diagrama de blocos do gerador trapezoidal

que o bloco comparador com zero indique que a onda trapezoidal já retornou a zero.

O contador  $T_s$  (tempo de subida) pode ser ajustado pelo usuário para efetuar a contagem de 1 a 99 ciclos da senóide. Durante esta contagem a chave  $CH_3$  permanece fechada, e neste intervalo de tempo é integrada a tensão  $+V_R$ .

Ao final da contagem de  $t_s$  é disparado o contador  $T_p$  (tempo de platô). Este contador pode trabalhar tanto com o relógio A (contagem de 1 a 99 ciclos de senóide) como com o relógio B (contagem de 8 ms a 792 ms) dependendo da posição da chave  $CH_2$ . Supondo que  $T_s$  esteja operando com o relógio B, quando  $T_s$  finaliza a contagem é necessário "zerar" o divisor por N para que o primeiro pulso contado por  $T_s$  tenha duração de 8 ms (1/125Hz) (caso contrário ocorrerá "jitter" na duração de  $t_p$ ).

Ao terminar a contagem de  $t_p$  a chave  $CH_4$  é fechada e a tensão de saída volta a zero. Neste instante o comparador com zero habilita a lógica de disparo e os contadores para receber um novo comando ESTIMULE.

Este circuito fornece uma amplitude de saída constante independente do tempo de subida ou da frequência do pulso de tom ajustado pelo usuário. Para tanto, faz-se necessário um circuito de controle automático de ganho.

A tensão de saída do integrador é dada pela expressão:  $V_s = 1 (V_R/RC) \cdot t_s = K \cdot t_s$  (onde  $K = 1 V_R/RC$ ). A variação do tempo de subida deve-se a duas razões: i) a primeira, obviamente, quando se ajusta o tempo de subida e ii) a segunda, quando se muda a frequência do tom (o relógio A tem a mesma frequência do tom). Em ambos os casos, deve-se ajustar simultaneamente algum dos parâmetros do fator K de forma a manter-se constante a tensão de saída. Como se pode notar pela expressão acima o parâmetro K depende de três variáveis ( $V_R$ , R e C); logo existem seis alternativas para se compensar o ajuste do tempo de subida e o ajuste de frequência pelo usuário. No circuito, utilizou-se  $V_R$  para compensar o primeiro e R para compensar o segundo.

A chave "thumb-wheel" do contador  $T_s$  controla simultaneamente a tensão  $V_R$  por meio de chaves eletrônicas (não indicadas no diagrama) segundo a expressão  $V_R = 1/t_s$ .

A chave  $CH_1$  controla simultaneamente a frequência da onda senoidal e o valor do resistor R, conforme a terceira coluna da Tabela IV.1.

#### IV.6.3. Detalhes técnicos do gerador de onda trapezoidal

##### IV.6.3.1 - Detector de cruzamento de zero

Na Fig.IV.6 é apresentado o esquema do gerador de onda trapezoidal. O detector de cruzamento de zero é uma adaptação do circuito apresentado por Jung (1980). O Amp.op. (CI13) deve apresentar um alto "slew-rate" para se ter tempos de subida e descidas rápidas. Na realimentação negativa são empregados dois diodos, limitando-se assim a saída do amplificador operacional a  $+V_f$  e  $-V_f$  (onde  $V_f$  é a tensão de condução direta dos diodos). Desta forma, melhora-se os tempos de subida e descida da tensão de saída. O tempo de subida deste circuito é aproximadamente 4  $\mu$ s para uma senóide de 100 Hz e 2VRMS.

##### IV.6.3.2 - Divisor por N

O divisor por N é constituído pelos CI's 14,15 e 20. O CI 14 (4027, FF's JK duplos) são montados como um divisor por 3. Em seguida, esta forma de onda é enviada ao CI15 (contador binário para cima de quatro estágios) obtendo-se as divisões por 24 e 48. Os demais valores de N são obtidos por meio de dois contadores binários de quatro estágios ligados em cascata.

Ao final da contagem do tempo de subida é enviado um pulso de "reset" para sincronizar os divisores.

##### IV.6.3.3 - Lógica de disparo e controle

Utiliza-se quatro FF's para controle. O primeiro FF é utilizado para sinalizar a ocorrência de um pulso de tom e inibir novos disparos. O comando de um pulso de estimulação (relógio) dispara um mono-estável de duração de 8,2 ms (1/2 CI9). Este pulso é enviado a uma das entradas da porta NAND (1/4 CI12), na outra entrada tem-se os pulsos indicando cruzamento de zero da senóide (duração 0,5  $\mu$ s). Se o FF1 estiver em zero então a segunda porta NAND encontra-se habilitada. No instante inicial de coincidência de níveis lógicos "1", o FF1 é "setado". Quando es

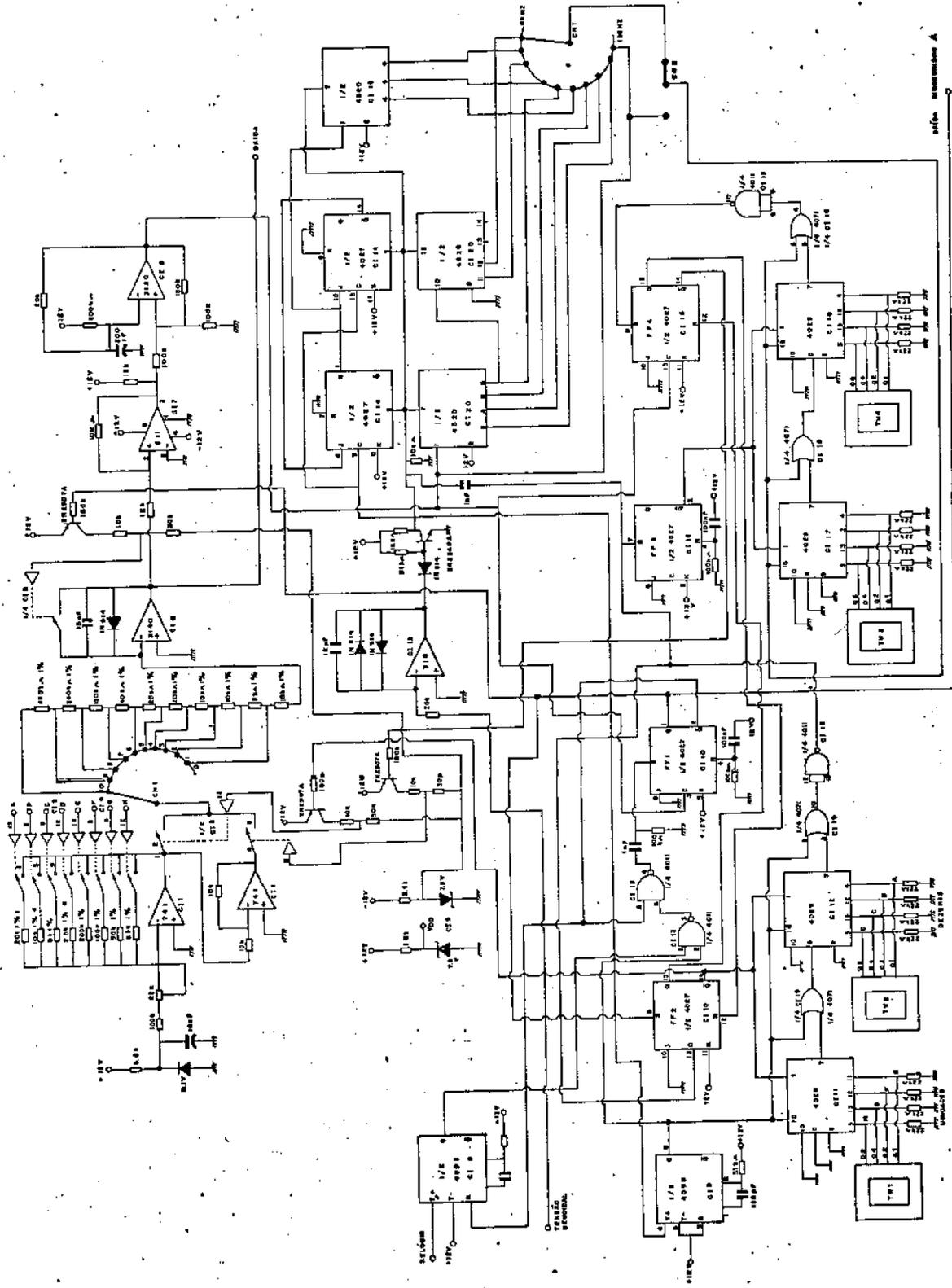


Fig. IV. 6 Esquema do gerador de onda trapezoidal

NOTA: Todos os resistores estão em ohms, 1/10W, 5% exceto os indicados

te FF1 vai para estado "1" o pulso do ME1 é imediatamente finalizado.

O FF2 é necessário para inibir os contadores (2 X 4020, no modo contagem para baixo) do tempo de subida (CI's 11 e 12) quando a contagem atinge zero. Quando isto ocorre é "setado" o FF3 e "ressetado" FF2. Durante o tempo em que FF2 permanece em "1" é integrada a tensão da referência positiva ( $+V_R$ ). O FF3 controla os contadores do tempo de platô (CI's 17 e 18). Quando termina a contagem, é "setado" o FF4 e "ressetado" o FF3. A saída deste FF3 aciona a chave eletrônica para a integração da tensão negativa de referência, e a saída retorna a zero.

Os FF's seguem a seguinte sequência de estados: 0000, 1100, 1010, 1001 e retorna a 0000.

#### IV.6.3.4. Tensão de referência

O circuito de tensão de referência é constituído pelos CI's 1 e 2. Utiliza-se a configuração de um amplificador inversor onde a tensão de entrada é constante,  $V_z$  (5,1V) e o ganho é variável. O ganho é comandado pelas chaves "thumb-wheel" que acionam oito chaves eletrônicas (2 CI's 4066). A tensão máxima de referência é 9V e a mínima é aproximadamente 91 mV.

#### IV.6.3.5. Integrador

O ganho do integrador varia conforme a frequência da senóide de acordo com o resistor utilizado na entrada inversora do amp. op. (tabela IV.1 - terceira coluna). As considerações feitas sobre o integrador do estimulador elétrico (secção III.4.5) são válidas aqui.

Emprega-se uma chave analógica no elo de realimentação do integrador, que se mantém fechada quando não existe pulso de tom. Com esta medida, evita-se que a tensão de "off-set" do amp. op. seja integrada durante o intervalo de não ocorrência do pulso de tom.

#### IV.6.3.6. Comparador com zero

O circuito comparador com zero é formado pelo CI7. Quando a saída do integrador retorna a zero, o comparador vai para 1,

que por sua vez aciona um gerador de onda quadrada de 100 Hz (CI8). Esta onda quadrada "reseta" o FF1 e FF4. A necessidade de comandos de "reset" repetidos é para evitar uma perda da sequência dos estados dos FF's de controle (0000, 1100, 1010, 1001, 0000) quando se muda os valores das chaves "thumb-wheel" durante a ocorrência de um pulso de tom. Quando ocorre a perda da sequência dos estados, tem-se na saída uma forma de onda não trapezoidal ou o bloqueio dos pulsos de tom (se o FF1 não for "resetado").

#### IV.6.4. Multiplicador

A Fig. IV.7 ilustra o esquema do multiplicador (multiplicador de transcondutância variável de dois quadrantes). Este circuito é apresentado em detalhes na seção A.3. A equação que relaciona as duas tensões de entrada  $V_x$  e  $V_y$  com a tensão de saída  $V_0$  é dada pela equação A.21:  $V_0 = (V_x \cdot V_y) / 5$ .

O "trim-pot"  $R_{10}$  ajusta o fator de escala do multiplicador. Na entrada y é aplicada a onda trapezoidal de amplitude constante igual a -5V e na entrada x é introduzida a tensão senoidal. Portanto, a tensão de saída  $V_0$  (pulso de tom) tem a mesma amplitude da tensão senoidal.

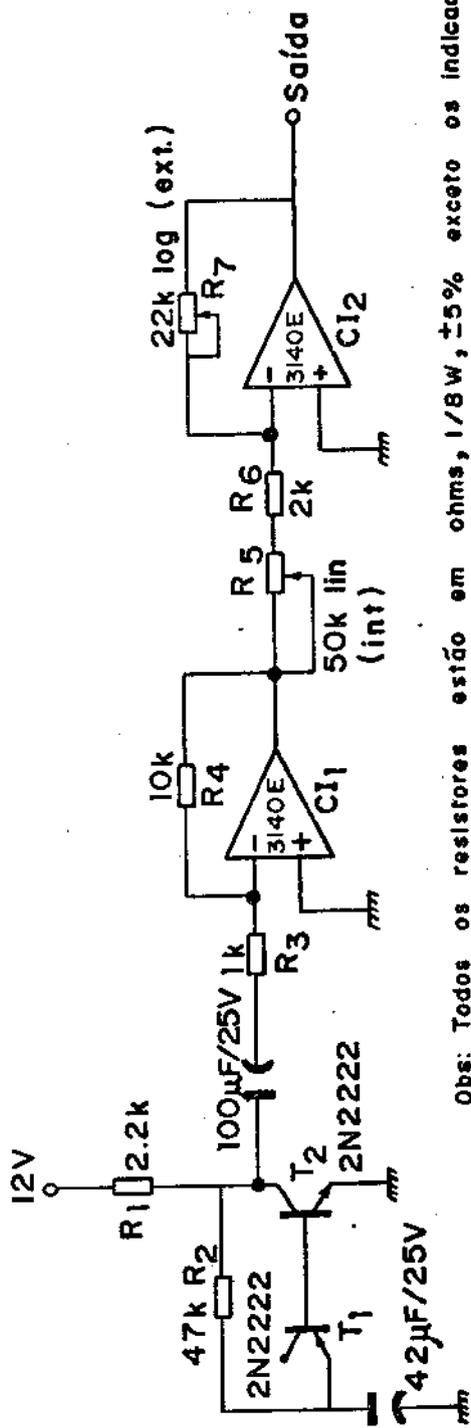
Este circuito apresenta baixo "feedthrough" para a entrada y. Com a entrada y em zero, a saída é efetivamente desconectada da entrada, fornecendo pelo menos 80 dB de atenuação da entrada de sinal x.

#### IV.7. Gerador de Ruído Branco

O ruído branco é usado para "mascarar" a percepção de um outro som (estímulo) que é apresentado simultaneamente.

A Fig. IV.8 ilustra o esquema do gerador de ruído branco. A tensão sobre a junção base-emissor reversemente polarizada de  $T_1$  (conectado como diodo) varia de forma aleatória apresentando um espectro de potência uniforme dentro da banda passante dos amplificadores operacionais e do amplificador de áudio (aproximadamente 20 Hz a 30 KHz).





Obs: Todos os resistores estão em ohms, 1/8W,  $\pm 5\%$  exceto os indicados

Fig. IV.8 Esquema do gerador de ruído branco

A amplitude de saída é ajustada por meio do potenciômetro logarítmico  $R_7$ . Pode-se limitar esta tensão de saída por meio do "trim-pot"  $R_5$  (ajuste interno).

#### IV.8. Atenuador, Somador e Amplificador de Áudio

O atenuador logarítmico permite uma variação da tensão de saída de 0 a 95 dB (com relação a uma referência qualquer) com incrementos de 5 dB. Pode-se calibrar a intensidade, por meio de "trim-pots" internos, com dB SPL (ajustando-se na posição 0 dB uma pressão sonora do estímulo igual a  $20\mu\text{N/m}^2$ ). O atenuador esquematizado na Fig. IV.9 é constituído por um conjunto de 18 resistores com tolerância  $\pm 1\%$ .

Utiliza-se um amp.op. na configuração seguidor (CI 1) para não drenar uma corrente significativa desta rede de resistores.

O ruído branco é inserido nos amplificadores de áudio por meio de dois somadores (CI 2 e 3) com ganho unitário.

Os amplificadores de áudio empregados (CI 4 e 5 - 2 X STK 020) podem fornecer uma potência de saída mínima ao redor de 10W com uma distorção harmônica total de 1%. As frequências de corte mínima e máxima são 10 Hz e 100 KHz respectivamente.

#### IV.9. Sincronismo

O circuito de sincronismo (indicado na Fig. IV.9 entre linhas tracejadas) sinaliza o instante de ocorrência de um estímulo (estalido ou pulso de tom). No caso de tons puros o pulso de sincronismo é controlado pelo relógio e sinaliza o instante de cruzamento de zero da senóide.

O pulso de sincronismo tem níveis TTL e duração de 10 $\mu$ s. A borda de subida do pulso corresponde ao instante de aplicação do estímulo.

Para maior versatilidade o circuito permite ser externamente por meio de um pulso TTL com duração mínima de 100 ns. O usuário pode então, seleccionar o modo de "trigger" (interno/externo) por meio da chave  $CH_3$ .



## CAPÍTULO V

### TESTES DOS ESTIMULADORES

O estimulador elétrico foi testado no Departamento de Fisiologia da Faculdade de Medicina da USP de Ribeirão Preto. Na Fig. V.1 apresenta-se o PES, denominado respostas corticais lentas, de um voluntário adulto, sexo masculino, registrado por meio de eletrodos colocados no couro cabeludo. O eletrodo positivo foi colocado no vértex, o eletrodo negativo no lobo da orelha esquerda e o eletrodo terra na testa. Os eletrodos de estimulação foram afixados sobre a pele próximos ao punho, o eletrodo positivo sobre o n. mediano direito e o negativo distante de 1-3cm. Os parâmetros dos estímulos foram os seguintes:

- pulso de corrente de 8mA
- duração de 0.1 ms
- frequência de 10 ciclos/s
- carga do pulso aplicado: 7 $\mu$ C

A promediação foi implementada em um promediador NICOLET NC-1072, foram somadas 64 varreduras, com uma janela de duração de 500 ms. Nesta figura tem-se quatro traços sobrepostos mostrando um pico positivo ao redor de 70 ms, um pico negativo ao redor de 130 ms e outro positivo ao redor de 180 ms.

Ainda não foram obtidas respostas auditivas provocadas por este estimulador, devido à problemas de ordem técnica ocorridos nos testes e também à dificuldade de se encontrar sistemas de processamento de potenciais evocados modulares (e.g., que possam ser operados parcialmente). Esta dificuldade deve-se ao fato de existir um número reduzido destes sistemas em funcionamento em instituições de pesquisa no país.

A título de ilustração são apresentadas fotografias de algumas formas de onda de saída do estimulador acústico. A Fig. V.2 ilustra um tom "pip" de 6 KHz com um ciclo na subida, um ciclo na descida e dois ciclos no platô. A Fig. V.3 ilustra pulsos de tom mostrando nos dois traços superiores as ondas senoi-

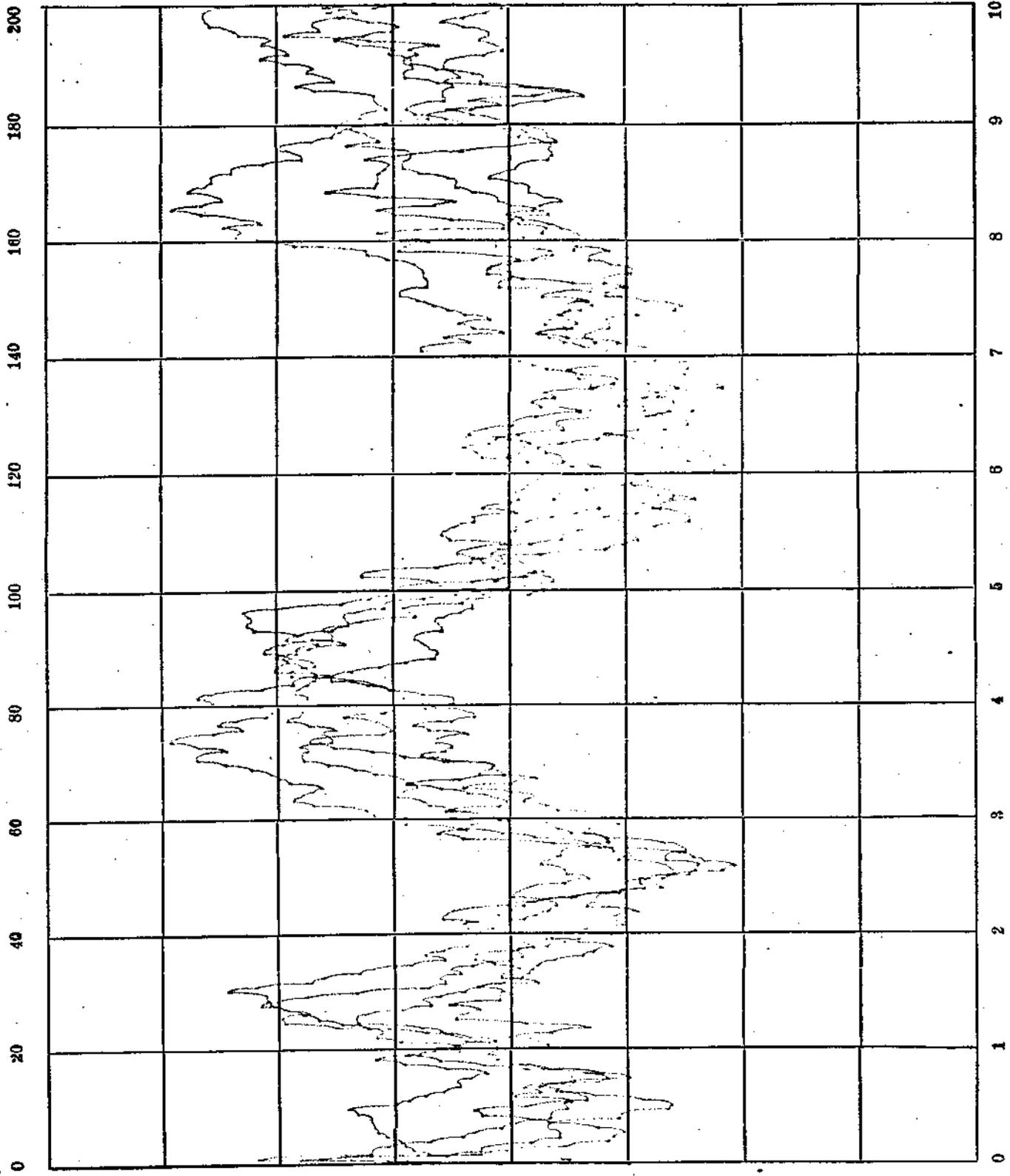


Fig. V.1 - PES - Respostas corticais lentas.

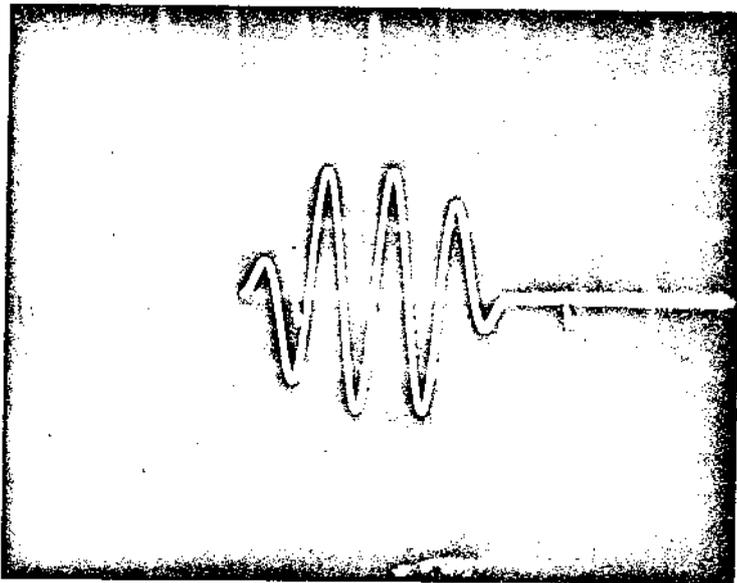


Fig.V.2 - Tom "pip".

dal e trapezoidal, estas duas multiplicadas uma pela outra, fornece o pulso de tom. Na foto superior tem-se um pulso de tom de 1 KHz com tempo de platô de 8 ms e tempo de subida de 3 ms. Na foto inferior tem-se um pulso de tom de 500 Hz com 10 ms de tempo de subida e 40 ms de tempo de platô. Na Fig. V.4, apresenta-se no traço superior o ruído branco da saída do canal de áudio direito e pulsos de tom da saída do canal esquerdo.

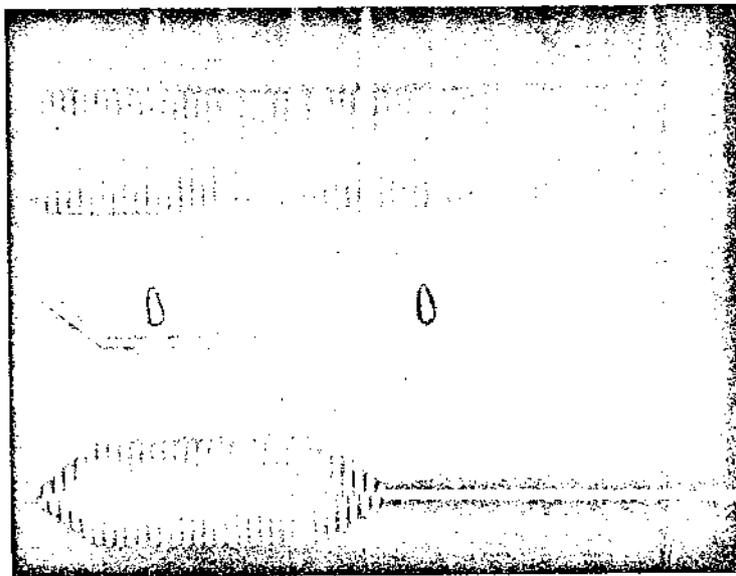
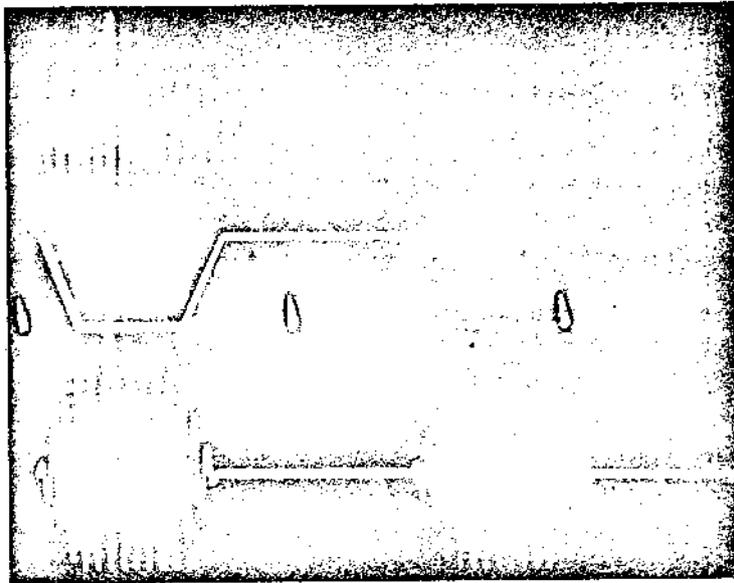


Fig.V.3 - Pulsos de tom obtidos pela multiplicação da onda senóide pela onda trapezoidal.

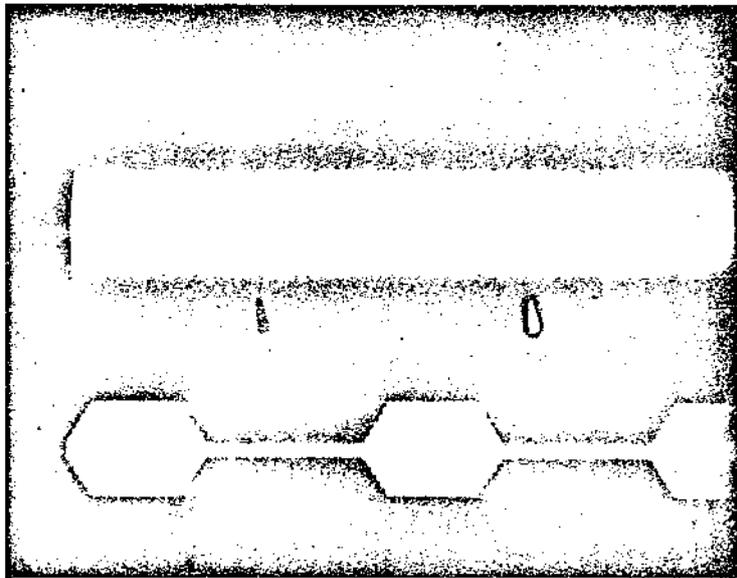


Fig.V.4 - Ruído branco e pulsos de tom.

## Capítulo VI

### DISCUSSÕES

Conforme demonstraram os testes (CAP. V), os estimuladores satisfizeram os requisitos inicialmente propostos. Cabe aqui alguns comentários sobre as linhas de projeto adotadas. Procurou-se automatizar os circuitos, na medida do possível, de forma a utilizar um número reduzido de ajustes internos, sem a necessidade de calibração constante.

Em relação ao estimulador elétrico, tomou-se bastante precaução com respeito à segurança do paciente devido às falhas dos circuitos eletrônicos. A alimentação do aparelho é feita através de pilhas recarregáveis, tendo por objetivo evitar os perigos da tensão da rede (Webster, 1978). Vários estimuladores comerciais operam com a tensão da rede, utilizando como isolação um conversor de tensão DC-DC. Outra característica importante deste estimulador é a utilização de um circuito calculador de carga. Os pulsos de corrente são bastante distorcidos devido ao efeito capacitivo da pele. Este circuito permite uma monitoração da carga entregue por cada pulso de corrente.

O estimulador acústico construído visa atender as necessidades básicas para se obter PEA, sem muita sofisticação. A principal característica deste estimulador é que os pulsos de tom gerados começam e terminam em fase nula. Este requisito tornou o circuito mais complexo, porém com a vantagem de apresentar um espalhamento de frequência bastante reduzido. Esta característica é importante para os testes relativos em frequência do sistema auditivo.

Todos os componentes utilizados nos circuitos são encontráveis no mercado nacional. Os componentes mais complexos são o voltímetro digital ICL7106 (utilizado no circuito calculador de carga) e o amplificador de áudio STK020, os demais componentes principais são amplificadores operacionais e circuitos integrados CMOS (linha CD40XX).

Nas Tabelas IV-1-2 apresenta-se uma comparação entre as características dos estimuladores projetados e os de duas companhias norte-americanas (NICOLET E TRACOR NORTHERN). Como se pode observar as faixas de variação de parâmetros são bastante parecidas. Os incrementos utilizados na variação da intensidade dos pulsos de corrente do estimulador elétrico projetado são relativamente grandes. A tensão de trabalho de 320V DC permite a passagem de pulsos de corrente de até 20 mA (com o componente DC nulo), através de impedâncias máximas de 15k $\Omega$ ; trata-se de uma faixa pouco maior que as dos outros estimuladores. Quanto ao estimulador acústico, nota-se que, para a faixa de variação dos tempos de subida e de platô dos estimuladores NICOLET e TRACOR NORTHERN, não se garante fase nula no final do pulso de tom. Os pulsos de tom do TN3001 são apresentados na Tabela IV-3.

Com o objetivo de melhorar o desempenho destes estimuladores, sugere-se um programa que satisfaça os seguintes requisitos:

- a) acondicionar os aparelhos em duas caixas separadas para maior flexibilidade de utilização,
- b) implementar um circuito de controle de atraso entre o pulso de sincronismo e o pulso de estimulação. Este circuito permite a medida do nível de ruído de fundo das respostas processadas
- c) utilizar uma blindagem eletromagnética entre os dois canais de áudio de forma a minimizar as interferências de um canal em outro, e entre os geradores de estímulos e os canais de áudio
- d) diminuir os incrementos de variação dos pulsos de corrente do estimulador elétrico (e.g., 0,1 mA ou 0,5 mA).

O custo de componentes (adquiridos em pequenas quantidades no mercado nacional) dos dois estimuladores é orçado grosseiramente ao redor de 500 dólares. O desenvolvimento de uma linha de produção poderá baratear bastante este custo. Outro fator que poderia abaixar os custos destes protótipos seria o emprego de caixas de alumínio mais simples que o basti-

utilizado (que apresenta um custo muito caro: 150 dólares).

Quando se trabalha na área de instrumentação, verifica-se que a versão final de um instrumento jamais pode ser dada como acabada. É necessário um intercâmbio constante de informações entre o usuário e o projetista visando a melhoria de desempenho do equipamento. Porém, este trabalho de aperfeiçoamento raramente pode ser feito em um programa de mestrado, pois além de não existir um prazo definido para o seu término, ele pode não trazer contribuições significativas para o aprendizado do mestrando.

Por outro lado é comum observar nas prateleiras de laboratórios universitários vários protótipos que não chegaram a ser reproduzidos em escala industrial. O desenvolvimento de protótipos na universidade visa cobrir a lacuna da carência de equipamentos nacionais. Torna-se, portanto, imprescindível a criação de entidades que estabeleçam o elo entre os protótipos desenvolvidos nas universidades e o produto final da linha de montagem. Estas entidades poderiam ser do tipo de uma Fundação ou Institutos de Pesquisa vinculados ao Governo, que forneceriam a infraestrutura necessária.

Parâmetros	NICOLET NIC502 e 1003	TRACOR NORTHERN TN3001	NOSSO ESTIMULADOR
intensidade do pulso	0,1 a 19,9 mA (inc.: 0,1 mA)	0,1 a 19,9 mA (inc.: 0,1 mA)	0 a 10 mA (inc.: 2 mA)
duração do pulso	1 a 999 $\mu$ s (inc.: 1 $\mu$ s)	0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1, 2 ou 5 ms	0,1 a 5,9 ms (inc.: 0,1 ms)
frequência	0,1 a 10 Hz (inc.: 0,1 Hz)	0,1 a 100 Hz (inc.: 0,1 Hz)	0,1 a 20 Hz (inc.: 0,1 Hz)
tensão de trabalho	300V DC, a partir da tensão da rede	240V DC eletricamente <u>i</u> solado da carcaça, a par tir da tensão da rede	320V DC a partir de pilhas recarregáveis
atraso entre pulso de sincronismo e pulso de estímulo.	disponível	disponível	não disponível

Tabela VI.1 - Características de alguns estimuladores elétricos

Parâmetros	NICOLET NIC1001-1002	TRACOR NORTHERN TN3001	NDSSO ESTIMULADOR
atenuador	0 a 95 dB (inc.: 5 dB)	95 dB (inc.: 5 dB)	95 dB (inc.: 5 dB)
frequência dos pulsos	0,1 a 99,9 Hz (inc.: 0,1 Hz)	0,1 a 100 Hz (inc.: 1 Hz)	0,01 a 99Hz (inc.: 0,01, 0,1 ou 1 Hz)
polaridade dos estalidos	positiva, negativa e alternada	positiva, negativa e alternada	positiva, negativa e alternada
duração dos estalidos	1 a 999 $\mu$ s (inc.: 1 $\mu$ s)	0,05; 0,1; 0,2; 0,5, 1, 2 ou 5 ms	50 $\mu$ s (ajustável in- ternamente)
tempo de subida do pulso de tom	0 a 9,9 ms (inc.: 0,1 ms)	vide Tabela VI.3	1 a 99 ciclos de senóide
tempo de platô do pulso de tom	1 a 999 ms (inc.: 1 ms) ou 1 a 999 s (inc.: 1s)	vide Tabela VI.3	1 a 99 ciclos de senói- de ou de 8 ms a 792 ms
frequências	250; 500; 1k; 2k; 3k; 4k; 6k e 8 kHz	250; 500; 1k; 2k; 4k; 8k e 10 kHz	125; 250; 500; 1k; 1,5k; 2k; 3k; 4k; 6k; 8 kHz

Tabela VI.2 - Características de alguns estimuladores acústicos

Frequência	tempo de subida/descida	duração
250 Hz	0,2 ms	0,2 ms
500 Hz	0,5 ms	0,5 ms
1 KHZ	1 ms	1 ms
2 KHZ	2 ms	2 ms
4 KHZ	5 ms	5 ms
8 KHZ	10 ms	10 ms
10 KHZ	100 ms	100 ms

Tabela VI.3 - Pulsos de tom do estimulador IN3001

## APÊNDICES

### A. EQUACIONAMENTO E ALGUNS DETALHES DOS CIRCUITOS

#### A.1. Cálculo da Frequência de Oscilação do Relógio

A Fig.A.1 ilustra o esquema simplificado do circuito do relógio. Supondo-se que a tensão de saída  $V_0$  excursiona entre zero e  $V_{cc}$  (o que é aproximadamente verdadeiro se o estágio de saída do amplificador operacional for de transistores de efeito de campo), tem-se as duas condições apresentadas abaixo:

$$V_R = R_2(R_1+R_3) \cdot V_{cc} / (R_1 \cdot R_3 + R_2) = a \cdot V_{cc} \quad , \text{ para } V_0 = V_{cc}$$

$$V_R = R_2 \cdot R_3 \cdot V_{cc} / \{R_1(R_2+R_3) + R_2 \cdot R_3\} = b \cdot V_{cc} \quad , \text{ para } V_0 = 0V$$

Quando se liga o circuito, a carga inicial do capacitor é zero, como a tensão da entrada não-inversora é maior que a da entrada inversora, a saída do amplificador operacional (amp. op.) vai para saturação positiva. O capacitor começa a carregar-se até atingir a tensão  $a \cdot V_{cc}$ . Quando isto ocorre, a saída do amp. op. vai para zero e o ponto de comparação passa a ser  $b \cdot V_{cc}$ . O capacitor descarrega-se até atingir  $b \cdot V_{cc}$ , recomeçando-se um novo ciclo. A Fig.A.2 ilustra o gráfico da tensão sobre o capacitor C.

Tomando-se por simplicidade  $R_1 = R_2$ , tem-se:

$$a = (R_1 + R_3) / (R_1 + 2R_3) \quad \text{e} \quad b = R_3 / (R_1 + 2R_3)$$

A equação de carga do capacitor é dada por:

$$V_c(t) = V_{cc} \{ (b-1) \exp(-t/RC) + 1 \} \quad , \quad V_c(0) = b \cdot V_{cc}$$

em  $t_1 \rightarrow V_c(t_1) = a \cdot V_{cc}$ , substituindo-se na equação acima, tem-se:

$$t_1 = RC \ln \frac{b-1}{a-1} \quad (A.1)$$

A frequência de oscilação é dada por:

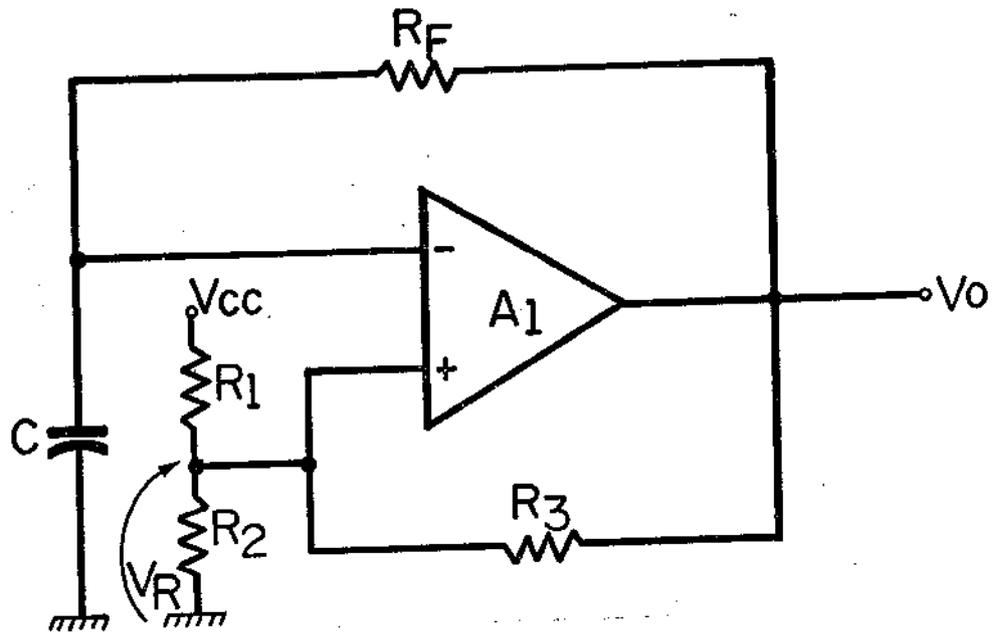


Fig. A.1 Esquema simplificado do circuito do relógio

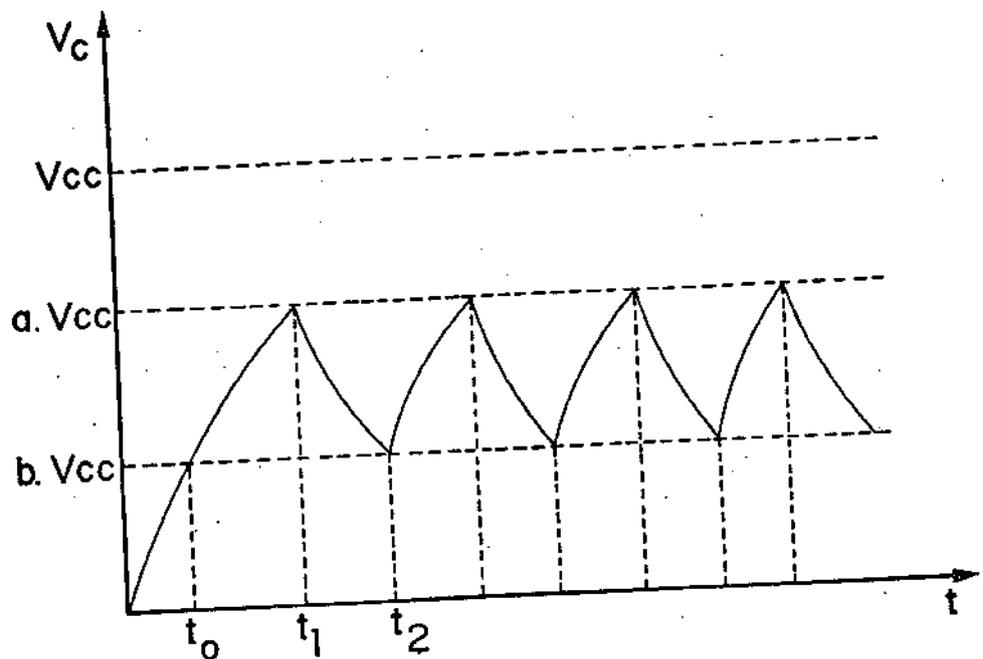


Fig. A.2 Gráfico da tensão sobre capacitor C

$$F = \frac{1}{2t_1} = (2RC \ln \frac{b-1}{a-1})^{-1} \quad (A.2)$$

Pode-se simplificar esta equação fazendo:

$2 \ln \frac{b-1}{a-1} = 1$ , o que fornece a seguinte condição:

$$R_1 = (\sqrt{e} - 1) \cdot R_3 \approx 0,649 \cdot R_3$$

Se se tomar  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ , tem-se  $R_3 = 154,2 \text{ k}\Omega$  (o valor comercial mais próximo com tolerância  $\pm 5\%$  é  $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$ ). O resistor  $R_3$  pode ser utilizado como ajuste fino da frequência, se  $R_3$  variar de  $130 \text{ k}\Omega$  a  $180 \text{ k}\Omega$ , tem-se  $0,876 < k < 1,132$ , onde  $k = f \cdot R \cdot C$  (esta faixa de ajuste da frequência cobre a tolerância de  $\pm 10\%$  do capacitor  $C$ ).

## A.2. Oscilador Senoidal

O oscilador senoidal emprega como célula básica o circuito adiantador de fase (Francis, 1971) apresentado na Fig A.3. As tensões nas entradas não-inversora e inversora são apresentadas abaixo:

$$V_n = \frac{R_3 Cj\omega}{R_3 Cj\omega + 1} \cdot V_e$$

$$V_i = \frac{R_2 \cdot V_e + R_1 \cdot V_s}{R_1 + R_2}$$

Considerando-se  $A_1$  um amplificador ideal, tem-se  $V_n = V_i$ , obtendo-se a função de transferência do circuito:

$$\frac{V_s}{V_i} = \frac{(R_1 + R_2)R_3 Cj\omega - R_2(R_3 Cj\omega + 1)}{R_1(R_3 Cj\omega + 1)} \quad (A.3)$$

Fazendo-se  $R_1 = R_2$ , chega-se à expressão simplificada:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_3 Cj\omega - 1}{R_3 Cj\omega + 1}$$

Portanto, o ganho do circuito é unitário e o deslo-

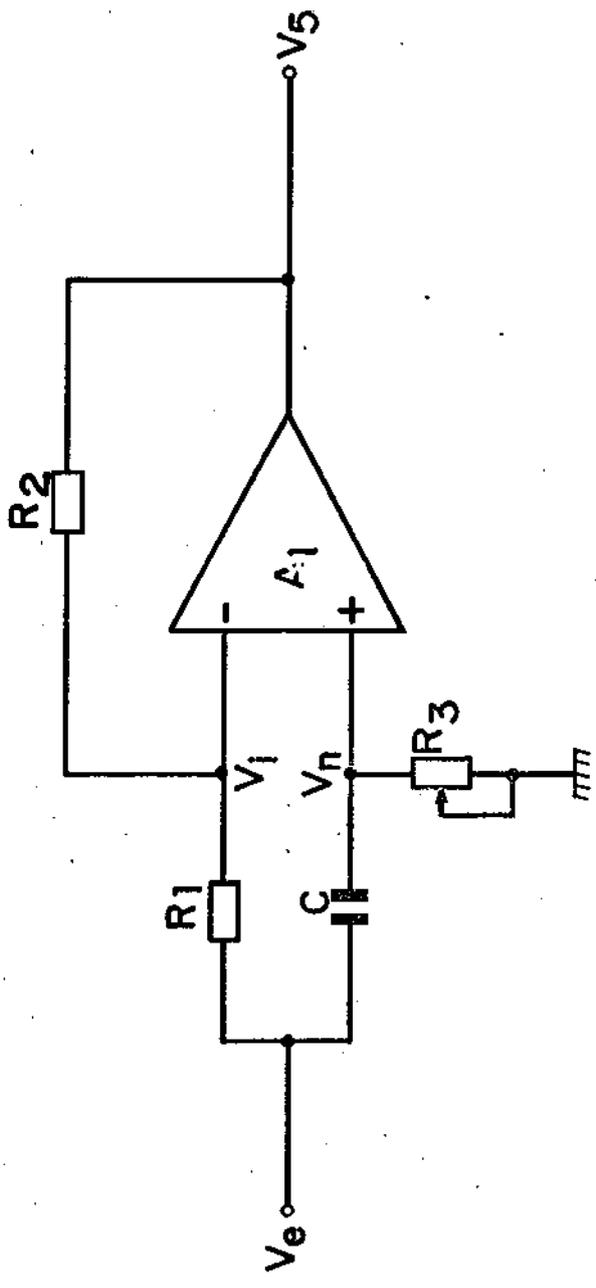


Fig. A.3 Circuito adelantador de fase

$$\text{camento de fase é: } \vartheta = 2 \tan^{-1} \frac{1}{\omega R_3 C} \quad (\text{A.5})$$

O oscilador senoidal é ilustrado de forma simplificada na Fig.A.4 . O critério de Barkausen (Mammanna,1977) estabelece que a frequência que o oscilador irá operar é aquela para qual o deslocamento de fase de malha é precisamente igual a zero (ou um múltiplo inteiro de  $2\pi$  rad). As oscilações não serão mantidas se o módulo do ganho de malha for diferente da unidade. Na prática o ganho inicial do amplificador deve ser maior que a unidade para garantir a partida. Deve existir um circuito que faça o controle automático de ganho (CAG) e reestabeleça a condição acima.

Para um corte no ponto A, tem-se a seguinte equação de malha:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(\omega^2 R_1 R_2 C^2 - 1) + j(\omega R_1 C + \omega R_2 C)}{(-\omega^2 R_1 R_2 C^2 + 1) + j(\omega R_1 C + \omega R_2 C)}$$

Fazendo-se a parte imaginária do ganho de malha igual a zero (condição de deslocamento de fase igual a zero) chega-se à seguinte equação:

$$(-\omega^2 R_1 R_2 C^2 + 1) - (\omega^2 R_1 R_2 C^2 - 1) = 0 \quad , \quad \text{ou:}$$

$$\omega = \frac{1}{C\sqrt{R_1 R_2}} \quad , \quad f = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}} \quad (\text{A.6})$$

#### A.2.1. Circuito de controle automático de ganho (CAG)

Emprega-se um transistor JFET como elemento de controle automático de ganho. Sua resistência é controlada pela tensão aplicada entre a porta e a fonte ( $V_{gs}$ ). Este sinal provém de um detector de pico constituído por  $R_7$ ,  $C_1$  e  $D_1$ . A malha de realimentação do amplificador  $A_3$  é constituída por um circuito T, tendo o JFET como elemento central.

A resistência do JFET pode variar desde um valor mínimo  $r_{on}$ , quando neste caso o ganho vale:

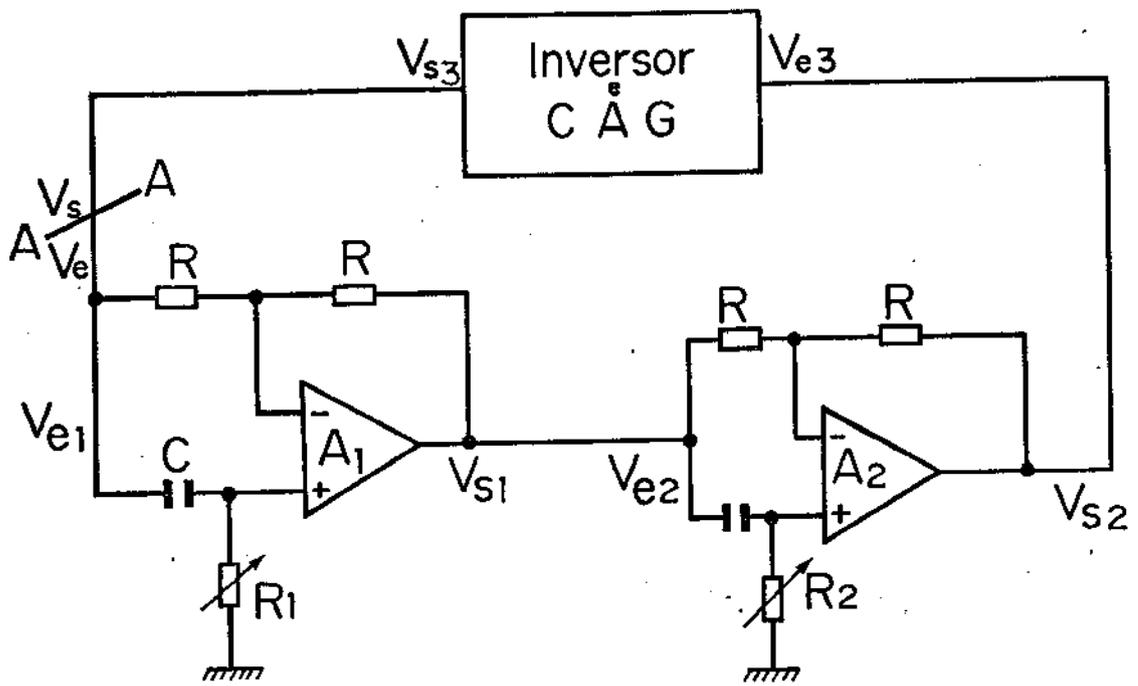


Fig. A.4. Diagrama simplificado do oscilador senoidal

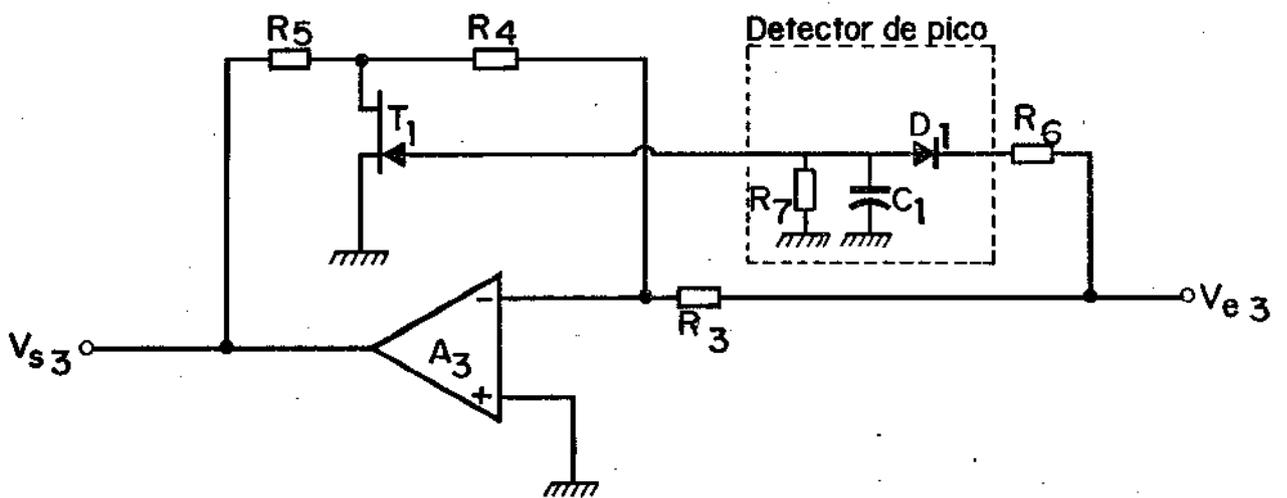


Fig. A.5 Circuito de controle automático de ganho

$$A_v = \frac{V_{s3}}{V_{e3}} = - \left( \frac{R_4 + R_5}{R_3} + \frac{R_4 \cdot R_5}{R_3 \cdot r_{on}} \right) \quad (A.7)$$

até um valor máximo  $r_{off}$  ( que é assumido como sendo muito maior que os demais resistores do circuito,  $r_{off} \rightarrow \infty$ ), quando então:

$$A_v = \frac{R_4 + R_5}{R_3}$$

No circuito (Fig.IV.4) utiliza-se  $R_1 = 20k\Omega$ ,  $R_2 = 200\Omega$ ,  $R_3 = 9k\Omega$  e  $r_{on} = 200\Omega$  de forma que o ganho pode variar de - 0,96 a - 1,91. Para estes valores de resistência, o ganho será unitário quando a resistência dreno-fonte do JFET for igual a 4,75k $\Omega$ .

A tensão ( $V_{gs}$ )pp não deve ultrapassar ( $V_{gs}$ )dc, pois se isto ocorrer ter-se-ia a junção porta-dreno diretamente polarizada, o que causaria uma brusca variação da resistência do JFET e provocaria distorções da onda senoidal.

Para variar a frequência, tanto  $R_1$  ou  $R_2$  ou ambos podem ser ajustados. Uma variação de 10:1 pode ser obtida ajustando somente um dos resistores. Além desta faixa, a contribuição de um dos deslocadores de fase torna-se muito pequena, o que degrada a precisão da frequência ajustada. No circuito utilizado, varia-se  $R_1$  e  $R_2$  simultaneamente de forma a manter alto o deslocamento de fase dos dois adiantadores de fase.

### A.3. Multiplicador

O circuito de Gilbert (Sheingold, 1974; Clarke e Hess, 1978) trouxe uma grande melhoria na linearidade, na faixa dinâmica de utilização e estabilidade térmica comum até então aos amplificadores de transcondutância variável. A Fig. A.6 ilustra um modelo simplificado deste circuito. Tem-se a seguinte equação de malha:

$$V_{D1} + V_{be1} - V_{be2} - V_{D2} = 0 \quad (A.8)$$

A corrente através de uma junção pn é dada pela equação (Sheingold, 1974):

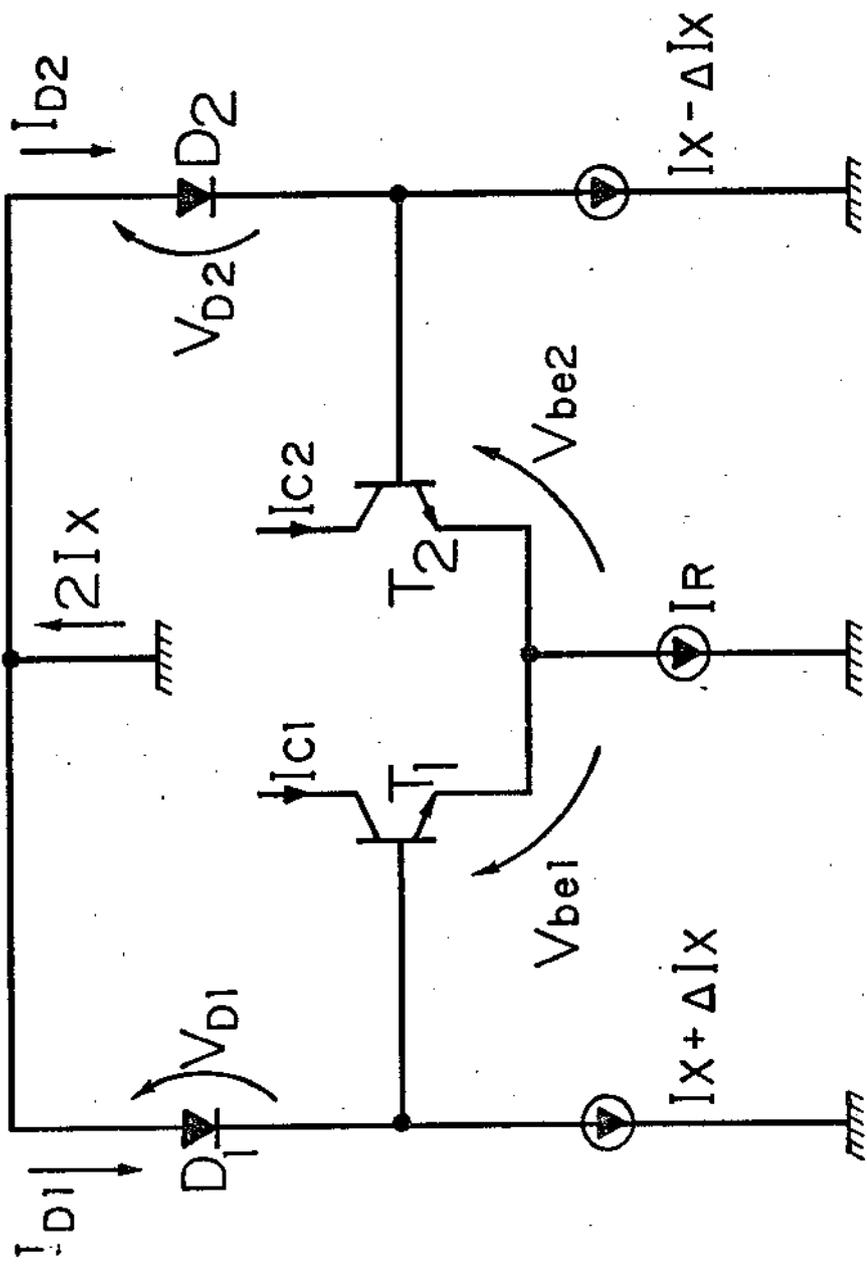


Fig. A.6 Modelo simplificado do multiplicador

$$I_D = I_0 \left( \exp\left(\frac{qV_D}{kT}\right) - 1 \right) \quad (\text{A.9})$$

onde:  $I_0$  - corrente de saturação inversa da junção semicondutora

$q$  - carga unitária do elétron =  $1,60219 \cdot 10^{-19}$  C

$k$  - constante de Boltzmann =  $1,38062 \cdot 10^{-23}$  J/K

$T$  - temperatura absoluta em graus Kelvin

$q/kT = 1/(25,69\text{mV})$  à  $25^\circ\text{C}$

Pode-se expressar a Eq.A.9 em termos de tensões (desprezando-se o fator 1):

$$V_{D1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{D1}}{I_{01}} \quad (\text{A.10})$$

$$V_{D2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{D2}}{I_{02}} \quad (\text{A.11})$$

Por outro lado as correntes pelos coletores de  $T_1$  e  $T_2$  são funções exponenciais de suas tensões base-emissor:

$$I_{C1} = \alpha_N \cdot I_{ES1} \left( \exp\left(\frac{qV_{be1}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (\text{A.12})$$

$$I_{C2} = \alpha_N \cdot I_{ES2} \left( \exp\left(\frac{qV_{be2}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (\text{A.13})$$

onde:  $\alpha_N = 1$ , fator de transporte de carga

$I_{ES}$  = corrente de saturação de emissor,  $10^{-12}$  a  $10^{-14}$  A a  $25^\circ\text{C}$

Desde que as correntes de coletores de  $T_1$  e  $T_2$  são funções exponenciais de suas tensões de base-emissor, é razoável assumir que o logaritmo das tensões de entrada, provido por  $D_1$  e  $D_2$ , irá cancelar quase toda não-linearidade de  $T_1$  e  $T_2$ , resultando em uma relação linear entre  $I_{D1}$ ,  $I_{D2}$  e  $I_{C1}$ ,  $I_{C2}$ . O que se segue é a demonstração desta linearização.

Substituindo-se as Eqs. A.10, 11, 12, 13 em A.8, tem-se:

$$\ln \frac{I_{D1}}{I_{01}} - \ln \frac{I_{D2}}{I_{02}} = - \left( \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES1}} - \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES2}} \right)$$

As constantes terão valores bem próximos se se utilizar transistores e diodos integrados em um único "chip", simplificando-se esta equação, chega-se ao resultado:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (A.14)$$

Este resultado é muito importante e estabelece que as razões entre as correntes de saída  $I_{C2}/I_{C1}$  é linearmente proporcional à razão entre as correntes de entrada  $I_{D1}/I_{D2}$ , sem levar em consideração a temperatura ou a magnitude das correntes.

A relação de multiplicação pode ser derivada diretamente da Eq.A.14. A entrada X é assumida como sendo a diferença  $2\Delta I_x$  entre a corrente pelos diodos  $I_{D1}$  e  $I_{D2}$ . A entrada Y controla a corrente pelos emissores do par diferencial ( $I_R$ ). A saída do multiplicador é a diferença  $2\Delta I_C$  entre as correntes de coletores de  $T_1$  e  $T_2$ . Portanto:

$$I_{D1} = I_x + \Delta I_x$$

$$I_{D2} = I_x - \Delta I_x$$

$$I_{C1} + I_{C2} = \alpha I_R \approx I_y \quad (\alpha \approx 1)$$

$$I_{C1} = \frac{I_y}{2} + \Delta I_c$$

$$I_{C2} = \frac{I_y}{2} - \Delta I_c$$

Substituindo-se essas expressões na Eq.A.14, chega-se à seguinte relação:

$$\Delta I_c = - \frac{\Delta I_x \cdot I_y}{2 I_x} \quad (A.15)$$

A corrente de saída é proporcional ao produto da corrente diferencial de entrada  $\Delta I_x$  e a corrente de entrada  $\Delta I_y$ , e inversamente proporcional à corrente D.C.  $I_x$ , que pode ser tomada como um fator de escala do multiplicador.

### A.3.1. Circuito da entrada Vx

A Fig.A.7 ilustra o circuito da entrada Vx que converte uma entrada de tensão Vx em um incremento de corrente diferencial  $2\Delta I_x$ . Os transistores  $T_3$  e  $T_4$  apresentam características elétricas bem próximas. Deseja-se expressar Vx como função da corrente incremental  $\Delta I_x$ . Para tanto, lança-se mão de um modelo equivalente AC ( $\pi$  - híbrido, simplificado), no qual assumiu-se  $r_{x3} = r_{x4}$ ,  $r_{\pi3} = r_{\pi4}$  e  $\beta_{03} = \beta_{04}$  (Fig.A.6). Expressando-se a tensão de entrada Vx como função do incremento de corrente  $\Delta I_x$ , chega-se à seguinte equação:

$$V_x = \frac{\{(\beta_0 + 1) \cdot R_E + 2(\frac{r_x + r_\pi}{\beta_0})\} \cdot \Delta I_x}{\beta_0} \quad (A.16)$$

Na equação acima o primeiro termo entre chaves é muito maior que o segundo (alguns valores típicos:  $\beta_0 = 100$ ,  $r_x = 100\Omega$ ,  $r_\pi = 150\Omega$  e  $R_E$  da ordem de  $100k\Omega$ , de forma que o primeiro termo é 20.000 vezes maior que o segundo), portanto esta equação pode ser aproximada por:

$$V_x = \Delta I_x \cdot R_E \quad (A.17)$$

A Fig.IV.7 ilustra o circuito completo do multiplicador. A entrada Vy controla a corrente  $I_R$ , este circuito consiste de uma fonte de corrente onde a corrente de emissor de  $T_5$  é dada por  $V_y/R_6$ . O transistor  $T_5$  deve ter o parâmetro  $\alpha$  bastante próximo da unidade (i.e.,  $\beta_F$  alto), para que a corrente de emissor aproxime-se da corrente de coletor.

$$I_y = \frac{V_y}{R_6} \quad (A.18)$$

A saída de corrente do amplificador diferencial (entre os coletores de  $T_1$  e  $T_2$ ) é convertida à uma tensão simples pela ponte dinâmica formada por  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  e  $A_2$ . Pode-se mostrar que:

$$V_0 = -R_4 \cdot \Delta I_c \quad (A.19)$$

De posse das Eqs. A.15, A.17, A.18 e A.19, chega-se

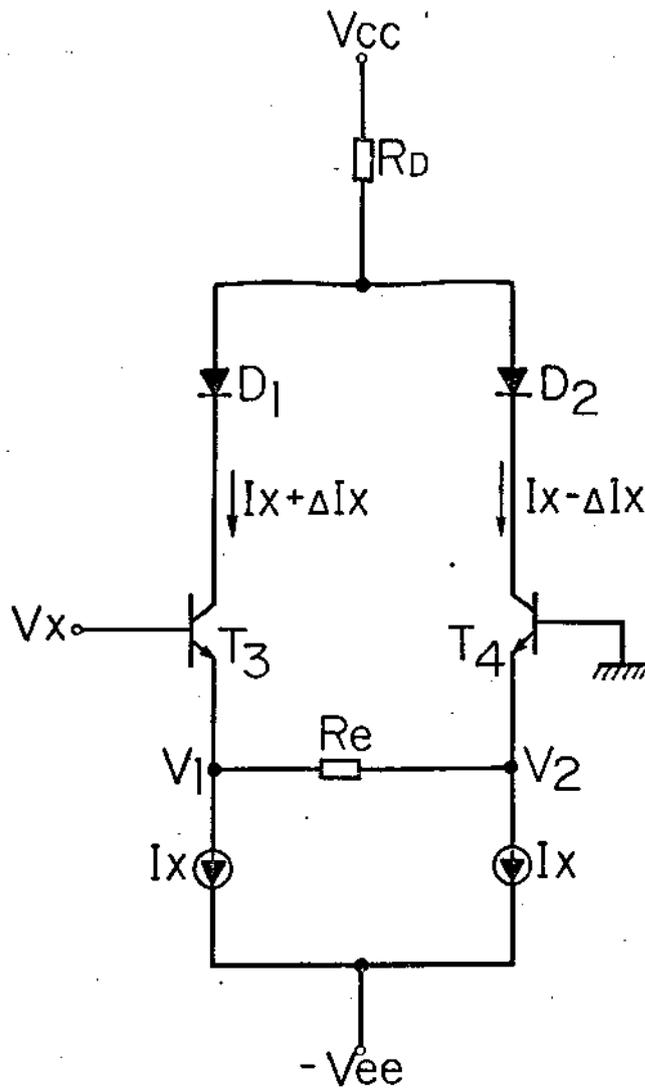


Fig. A.7 Circuito da entrada X do multiplicador

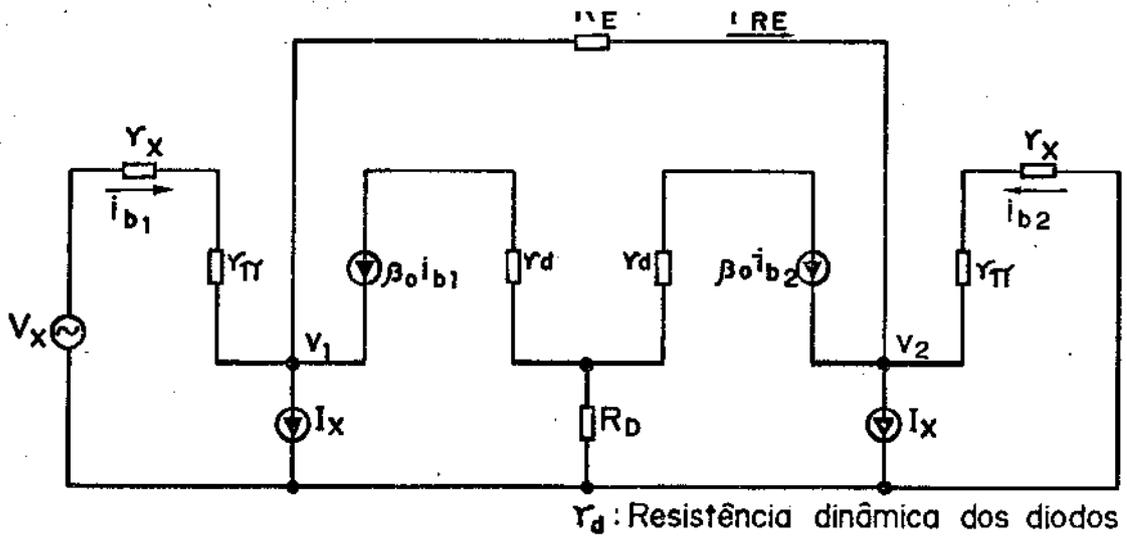


Fig. A.8 Modelo equivalente do circuito da Fig. A.7

a:

$$V_0 = \frac{R_4}{2R_8 R_6 I_x} \cdot V_x \cdot V_y \quad (A.20)$$

Para os resistores utilizados no circuito (Fig. IV ), tem-se:

$$V_0 = \frac{V_x \cdot V_y}{5} \quad (A.21)$$

## BIBLIOGRAFIA

- 1) AIDLEY, D.J. (1971)  
"The physiology of excitable cells"  
Cambridge University Press
- 2) ANZISKA, B.J. e CRACCO, R.Q. (1981)  
"Short latency SEPs to median nerve stimulation: comparison  
of recording methods and origin of components"  
EEG Clin. Neurophysiol., 52: 531-539.
- 3) BRAMA e SOHMER, H. (1977)  
"Auditory Nerve and brain stem responses to sound stimuli at  
various frequencies"  
Audiology 16: 402-408.
- 4) CELESIA, G.G. (1968)  
"Auditory Evoked responses"  
Arch Neurol. 19: 430-438
- 5) CLARKE, K.K. e HESS, D.T. (1978)  
"Communication Circuits: Analysis and Design"  
Addison-Wesley Publishing Company
- 6) CRACCO, R.Q. e CRACCO, J.B. (1976)  
"Somatosensory evoked potential in man: far field potentials"  
EEG Clin. neurophysiol., 41: 460-466
- 7) CRACCO, R.Q. (1973)  
"Spinal evoked response: peripheral nerve stimulation in man"  
EEG Clin. Neurophysiol. 35: 379-386
- 8) DAVIS, H. (1976)  
"Principles of electric response audiometry"  
Ann. Otol. Rhinol. Laryngol., 85: suppl. 28
- 9) DESMEDT, J.E. e CHERON, G.  
"Non-cephalic reference recording of early somatosensory po -

tentials to finger stimulation in adult or aging normal man: differentiation of widespread N<sub>18</sub> and contralateral N<sub>20</sub> from the prerolandic P<sub>22</sub> and N<sub>30</sub> components".

- 10) EGGERMONT, J.J.  
"Electrocochleography"  
Handbook of Sensory Physiology, Vol. V, part 3
- 11) ELBERLING, C. (1977)  
"Some aspects of Electrocochleography"  
FADL's Forlag Kobenhavn. Arhus. Odense
- 12) FRANCIS, J.R. (1971)  
"Constant-amplitude phase shifter"  
EEE, January: 63
- 13) GAGE, S.; EVANS, D; HADAPP, M. e SORENSEN, H. (1977)  
"Optoelectronics Applications Manual"  
MacGraw-Hill Company
- 14) GLASER, E.M. e RUCHKIN, D.S. (1976)  
"Principles of Neurobiological Signal Analysis"  
Academic Press
- 15) GOFF, G.D. et al. (1977)  
"The scalp topography of human somatosensory and auditory evoked potentials"  
EEG Clin. Neurophysiol. 42: 57-76
- 16) GOFF, W.R. et al. (1966)  
"Cerebral somatosensory responses evoked during sleep in man".  
EEG Clin. Neurophysiol. 21: 1-9
- 17) GOTTLIEB, I.M. (1977)  
"Principles and Application of Inverters & Couverters"  
Howard W. Sams. & Co., Inc.

- 18) GRAEME, J.B. (1973)  
"Applications of Operational Amplifiers"  
MacGraw-Hill Kogakusha
- 19) GRAEME, J.B.; TOBEY, G.E. e HUELSMAN, L.P. (1971)  
"Operational Amplifiers Design and Applications"  
MacGraw-Hill Kogakusha
- 20) HEFTMAN, G. (1979)  
"Prevent transformer and switcher reliability looks better"  
Electronic Design 21:40
- 21) HIEFTJE, G.M. (1972)  
"Signal-to-noise enhancement through Instrumental Techniques"  
Analytical Chemistry, vol.44, 6 e 7: 81A-88A, 89A-78A.
- 22) HODGKIN, A.L. e HUXLEY, A.F. (1952d)  
"A quantitative description of membrane current and its application to conduction and excitation in nerve"  
J. Physiol. 117: 500-544
- 23) JUNG, W.G. (1974)  
"IC Op. Amp. Cookbook"  
Howard W. Sans & Co., Inc.
- 24) KATZ, B. (1966)  
"Nerve, muscle and synapse"  
MacGraw-Hill Book Company
- 25) LANDEE, R.W.; DAVIS, D.C e ALBRECHET (1977)  
"Electronics Designers' Handbook"  
MacGraw-Hill Book Company
- 26) LANZO, J. et al. (1982)  
"Appareil portatif pour le recuil des potentiels evoques auditifs precoces"  
Innov. Tech. Biol. Med. Vol. 3, n° 1.

- 27) MACLEOD, J. (1979)  
"Switching-supply failure foiled by twin-pulse PWM Circuit"  
Electronic Design 16: 31-32
- 28) MILLMAN, J. (1979)  
"Microelectronics: Digital and Analog Circuits and Systems"  
MacGraw-Hill Kogakusha
- 29) NAUNTON, R.F. e FERNÁNDEZ, C. (1978)  
"Evoked electrical activity in the auditory nervous system"  
Academic Press
- 30) PEDERSEN, C.B. e SALOMON, G. (1977)  
"Conductive hearing loss evaluated by brief tone audiometry"  
Acta Otolaringol. 83: 424-428
- 31) ROSSINI et al. (1981)  
"Short latency somatosensory evoked potentials to peroneal  
nerve stimulation: scalp topography and the effect of  
different frequency filters"  
EEG Clin. Neurophysiol., 52: 540-552
- 32) SERVERNS, R. (1980)  
"High Frequency switchers get the nod when top performance  
counts most"  
Electronic Design 7: 105-108
- 33) SHEINGOLD, D.H. (1974)  
"Nonlinear circuits handbook"  
Analog Devices
- 34) SOKOL, S. (1976)  
"Visually evoked potentials: theory, techniques and clinical  
applications"  
AN-517, Motorola Semiconductor Inc.
- 35) STARR, A (1978)  
"Sensory evoked potentials in clinical disorders of the  
nervous system"  
Ann. Rev. Neurosci. 1: 103-27

- 36) STRONG, P. (1970)  
"Biophysical Measurements"  
Tektronix, Inc.
- 37) TAUB, H. e SCHILLING, D. (1977)  
"Digital Integrated Eletronics"  
MacGraw-Hill Kogakusha
- 38) VIANNA, B.S. (1978)  
"Sistema Eletrônico de Processamento de Sinais de Cóclea pa  
ra Avaliação Auditiva"  
Tese de Mestrado, Escola Politécnica da USP
- 39) WANG, B. (1974)  
"Estudo da Estimulação Elétrica para Controle Aferente de Do  
res Crônicas"  
Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia da UNICAMP.
- 40) WOOD, P. (1981)  
"Switching Power Converters"  
Van Nostrand Reinhold Company