

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA

TESE APRESENTADA À FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA
UNICAMP COMO PARTE DOS REQUISITOS PARA OBTENÇÃO DO GRAU
DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TÍTULO: SISTEMA DE GRAVAÇÃO LENTA E REPRODUÇÃO
LENTA OU RÁPIDA DO ELETROCARDIOGRAMA

AUTORA: MARIA TERESA PAES DE FREITAS

ORIENTADORA: MARIA ADÉLIA COLLIER FARIAS

CO-ORIENTADOR: CÂNDIDO PINTO DE MELO

*Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Maria Teresa Paes de Freitas e aprovada
pela Comissão Julgadora em 10 de julho de 1989.*

Maria Adélia Collier Farias

CAMPINAS, SÃO PAULO, 1989.

R E S U M O

Neste trabalho é descrito um sistema de gravação contínua e lenta do eletrocardiograma (aproximadamente 20 horas) em fita cassete, e de reprodução também lenta ou rápida (cerca de 40 minutos), que utiliza cabeças comerciais comuns. O sistema foi testado por partes e em conjunto, tendo apresentado bom desempenho, com coeficientes de correlação entre 0,892 e 0,984.

Com pequenas alterações, o sistema pode ter diversas outras aplicações (tal como a monitoração contínua do eletroencefalograma em pacientes epiléticos), uma vez que vários sinais biológicos necessitam ser gravados, para análise posterior, durante períodos de duração relativamente longa, enquanto o indivíduo desempenha suas atividades diárias.

A B S T R A C T

An inexpensive unit to record (in low speed) and playback the electrocardiogram (in low and high speed) is described. The unit is meant to be part of a system for Holter monitoring. Its circuits were tested independently and interconnected, having shown good results.

With small alterations, the unit can be used in many other applications (such as electroencephalogram monitoring of epileptic patients), since several biological signals need to be recorded, for subsequent data analysis, during a long period of time, while the subject performs his or her routine daily activities.

À minha avó,

Aos meus pais, particularmente à minha mãe,

Aos meus irmãos e cunhados,

Aos meus sobrinhos,

Com amor e gratidão

AGRADECIMENTOS

Este trabalho é o fruto do amor, esforço e colaboração de muitas pessoas. A todas o meu reconhecimento e gratidão, particularmente à minha orientadora Maria Adélia Collier Farias e ao meu co-orientador Cândido Pinto de Melo.

Quero agradecer também ao pessoal do Serviço de Informática Médica, em especial ao engenheiro Sérgio S. Furuie e ao grupo do laboratório, cuja colaboração na execução deste projeto foi de grande valia.

Gostaria de agradecer à Divisão de Bioengenharia do Instituto do Coração, que, através de sua oficina mecânica, permitiu grande cooperação na execução deste sistema, e ao engenheiro Milton Oshiro pelas importantes sugestões e eficiente colaboração durante este trabalho.

Agradeço ao Centro de Engenharia Biomédica da UNICAMP que contribuiu para a montagem desta tese e ao Instituto de Cardiologia Dante Pazzanezzi pela grande colaboração no início deste trabalho.

Meus sinceros agradecimentos à CAPES pela concessão de bolsa de estudos durante os cursos de pós-graduação e à FINEP pelo apoio financeiro deste trabalho.

" Se houver retidão no coração,
haverá beleza no caráter,
se houver beleza no caráter,
haverá harmonia no lar,
se houver harmonia no lar,
haverá ordem na nação,
se houver ordem na nação,
haverá paz no mundo."

(Confúci

Í N D I C E

Resumo	i
Abstract	ii
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO II - ELETROFISIOLOGIA DO CORAÇÃO	
II.1. Introdução	04
II.2. Estrutura anatômica do coração - Aspectos Gerais	04
II.3. Propriedades das células do miocárdio	05
II.4. Células auto-rítmicas- Marca passo cardíaco	08
II.5. Propagação da excitação cardíaca	10
II.6. Eletrocardiograma	10
II.7. Padrões anormais do ECG	13
CAPÍTULO III - GRAVAÇÃO E REPRODUÇÃO MAGNÉTICA	
III.1. Cabeça de gravação	17
III.2. Cabeça de reprodução	21
III.3. Técnicas de gravação	26
CAPÍTULO IV - CIRCUITOS DOS SISTEMAS DE GRAVAÇÃO E DE REPRODUÇÃO FM	
IV.1. Descrição geral	32
IV.2. Circuitos do sistema de gravação	36
IV.3. Circuitos do sistema de reprodução	43
CAPÍTULO V - SISTEMAS MECÂNICOS	
V.1. Sistema mecânico de gravação	58
V.2. Sistema mecânico de reprodução	67
CAPÍTULO VI - TESTES E DISCUSSÃO	
VI.1. Testes	69

VI.2. Discussão.....	72
APÊNDICE I - FONTES DE ALIMENTAÇÃO	95
APÊNDICE II - SOBRE OS MODULADORES E DEMODULADORES E O COMPARADOR DE FASE DO CIRCUITO DE CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DC	98
APÊNDICE III - LISTA DOS COMPONENTES DOS CIRCUITOS DESCRITOS NO CAPÍTULO IV	108
BIBLIOGRAFIA	113

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Para fins de diagnóstico e terapêutica, costuma-se monitorar pacientes cardíacos em atividade normal por longos períodos de tempo (duração da ordem de 24 horas) através da gravação contínua do eletrocardiograma, gravação eletrocardiográfica Holter. Para tal, são necessários gravadores especiais que façam a gravação em baixa velocidade e sistemas de reprodução rápida. Isto implica na utilização de cabeças especiais de gravação e reprodução, inexistentes no mercado nacional.

O trabalho, que passar-se-á a relatar, teve como objetivo o projeto e a construção de um sistema de gravação lenta do ECG (aproximadamente 20 horas) em fita cassete e de reprodução ora lenta ora rápida (40 minutos, mais ou menos) com cabeças comerciais comuns, que é parte do Sistema de Monitoração Eletrocardiográfica Holter do Serviço de Informática Médica do Instituto do Coração (INCOR) da Universidade de São Paulo.

Como os sinais do ECG se encontram numa faixa de frequência bem abaixo da dos sinais de áudio, fez-se necessário um tipo de modulação; optou-se pelo sistema de modulação/demodulação FM. Porém, este tipo de modulação exige eficiência e estabilidade no transporte da fita. Quaisquer desvios de velocidade provocam modulações indesejáveis, causando ruído no sistema.

Por isto, foi proposto um sistema de gravação/reprodução estéreo onde se grava o sinal do ECG em um dos canais e um sinal de referência no outro canal, utilizando-se a modulação em frequência para ambos. Durante a reprodução, após a demodulação e filtragem nos dois canais, os sinais obtidos são subtraídos, eliminando-se assim os ruídos provenientes das oscilações já mencionadas. Além disso, o sinal de referência gravado serve como referência temporal nos circuitos de amostragem em sistemas de análise.

Foi também implementado um sistema de chaveamento que permite ao paciente, no instante em que sinta alguma dor ou problema similar, acionar um botão e neste mesmo instante o sinal do ECG é interrompido, ou seja, desconectado do circuito de modulação, entrando no seu lugar um pulso de "marcação" de 360 mseg de duração com 200 mseg de atraso. Após esta ocorrência, o sinal de controle volta a fechar a chave de conexão do sinal de ECG proveniente do paciente ao circuito de gravação. O pulso de "marcação" é de curta duração quando comparado com o período do ECG, não prejudicando substancialmente informações importantes sobre o paciente nestes instantes.

Para a gravação, foi utilizado o toca-fitas de bolso PS-30 da CCE, tendo sido retirado o seu circuito eletrônico e feita a adaptação de um sistema de polias e correias para o transporte da fita a fim de se conseguir a redução necessária na velocidade do "capstan" (da ordem de 11 vezes). Na reprodução, foi utilizado o sistema mecânico de transporte do toca-fitas Sharp, modelo RG 5700X, adaptando-se dois motores, um de baixa velocidade (SERMAR S.A.) e um motor de velocidade mais alta (ELTRON-5F079) controlado eletronicamente.

O sinal reproduzido pode ser analisado por meio de um microcomputador, e quando necessário, pode ser reproduzido em papel em baixa rotação. Para o sistema de reprodução, foi implementado um circuito de chaveamento de modo a permitir que um microcomputador o controle automaticamente, isto é, possa reproduzir o sinal ora em baixa ora em alta rotação conforme o comando. O chaveamento age também sobre os estágios de amplificação, modulação e filtragem. O microcomputador, através do contador de pulsos da frequência portadora, poderá então manter o instante de tempo da gravação sob seu controle, permitindo, por exemplo, que trechos da gravação sejam reanalisados, ou então fornecer a localização de um determinado intervalo da gravação.

Esta dissertação está organizada em seis capítulos e três apêndices. No capítulo I são descritos o objetivo, as principais características do sistema projetado e implementado, bem como a estrutura da tese. O capítulo II apresenta uma explicação sucinta da fisiologia do coração, enfatizando os potenciais de ação, o sistema de condução dos mesmos através das células miocárdicas, e o eletrocardiograma. No capítulo III define-se e analisa-se a gravação e reprodução magnética, e faz-se uma breve descrição de técnicas existentes. O capítulo IV contém uma descrição dos circuitos eletrônicos do sistema de gravação e do sistema de reprodução; inicialmente a nível de diagramas em bloco, e em seguida mais detalhadamente. O capítulo V trata do sistema mecânico. No capítulo VI são descritos os testes realizados e apresentados os resultados obtidos, e finalmente faz-se uma discussão.

CAPITULO II

ELETROFISIOLOGIA DO CORAÇÃO

II.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma explicação sucinta da fisiologia do coração, enfatizando os potenciais de ação e o sistema de condução dos mesmos através das células miocárdicas. Para maiores informações, consultar bibliografia (SILVA Jr. - 1973; GANONG - 1968; KATZ - 1977; WEST - 1985).

O coração e os vasos sanguíneos formam um sistema de transporte que distribui a todas as células do corpo os materiais necessários para seu funcionamento adequado e retira de todo o corpo os produtos do metabolismo. Ao trazer oxigênio e materiais nutrientes às células e ao remover o dióxido de carbono e outros metabólitos, a circulação estabelece um modo de comunicação entre as células e o meio externo. A função do coração, que é essencialmente composto por duas bombas, é manter a circulação, possibilitando a distribuição de um suprimento adequado de sangue sob pressão suficiente a todos os tecidos do corpo.

II.2. ESTRUTURA ANATÔMICA DO CORAÇÃO - ASPECTOS GERAIS

O coração compõe-se fundamentalmente de um "esqueleto fibroso", de uma completa estrutura muscular, e de válvulas.

O "esqueleto fibroso" é formado basicamente por quatro fortes anéis de tecido conjuntivo denso, que envolvem os quatro orifícios das cavidades ventriculares: dois de comunicação átrio-ventricular e dois de comunicação com a aorta e a artéria pulmonar. Todas as estruturas estão firmemente ligadas a estes anéis que funcionam como pontos de inserção para a musculatura e como apoio para a contração.

As válvulas cardíacas têm a função de controlar o fluxo sanguíneo através dos quatro orifícios das cavidades ventriculares. Sua configuração anatômica é tão eficiente que permite o seu funcionamento durante toda uma vida, suportando altos gradientes de pressão, quando fechadas, e permitindo fluxo com resistência hidráulica praticamente nula, quando abertas. As duas válvulas átrio-ventriculares (mitral e tricúspide) permanecem abertas durante a fase de relaxamento ventricular (diástole), oferecendo uma ampla comunicação entre os átrios e os ventrículos. Uma vez iniciada a contração ventricular, o súbito aumento da pressão intra-ventricular faz com que elas se fechem.

Na parte posterior do esqueleto fibroso do coração, encontram-se as válvulas semilunares (aórtica e pulmonar), que guardam a entrada das artérias que partem do coração. Cada válvula é formada de três cúspides de forma aproximadamente semicircular. No início da fase de contração ventricular elas se abrem, permitindo a ejeção de sangue do interior dos ventrículos para as respectivas artérias. Quando a sístole ventricular termina, estas válvulas se fecham, pois a pressão intra-ventricular cai rapidamente a zero, enquanto a pressão na aorta e na artéria pulmonar permanece alta. Por trás de cada cúspide da válvula aórtica existe um espaço relativamente amplo conhecido como seio de Valsalva, que impede que a válvula aórtica, ao se abrir, bloqueie o orifício de entrada das artérias coronárias.

II.3. PROPRIEDADES DAS CÉLULAS DO MIOCÁRDIO

A atividade funcional do coração pode ser compreendida a partir das quatro propriedades básicas das células do músculo cardíaco. Estas propriedades são: excitabilidade, condutibilidade, contratilidade, e auto-ritmicidade.

A eficiência do coração como bomba depende do padrão sequencial de excitação e contração, que, para bom funcionamento, deve ocorrer de uma forma ordenada e coordenada dos átrios para os ventrículos, tornando-se necessário, conseqüentemente, o bom

funcionamento das válvulas. O músculo cardíaco apresenta características fisiológicas de sincício, embora não haja continuidade entre o citoplasma de diferentes fibras cardíacas. Esta propriedade de sincício se deve ao fato de que, em intervalos, existem zonas de membrana celular que apresentam baixa resistência elétrica, possibilitando a propagação do estímulo de uma célula para outra como se não houvesse interrupção de continuidade entre elas. Em virtude desta característica, o músculo cardíaco apresenta resposta do tipo "tudo ou nada" a qualquer estímulo supralimiar. Deve-se destacar, entretanto, que a lei do "tudo ou nada" não significa que a contração do músculo cardíaco tenha sempre a mesma intensidade, quaisquer que sejam as condições. Na verdade, a amplitude de contração do músculo cardíaco depende de uma série de fatores, como por exemplo o grau de estiramento das fibras, a concentração hidrogeniônica, o estado de nutrição, fadiga, temperatura, presença de agentes químicos estimulantes ou depressores da atividade cardíaca como adrenalina, acetilcolina, etc. O que a lei "tudo ou nada" significa é que para condições determinadas, a resposta do coração é máxima, qualquer que seja a intensidade do estímulo, desde que este seja supralimiar.

Cada contração do músculo cardíaco é deflagrada por uma onda de excitação de atividade elétrica, cujo elemento básico é o potencial de ação.

Células cardíacas específicas têm a propriedade de originar, dentro de si mesmas, potenciais de ação com determinada frequência. O potencial de ação, uma vez iniciado numa célula, propaga-se ao longo de toda a musculatura. A condutibilidade é portanto comum a todo o tecido cardíaco, encontrando-se particularmente desenvolvida no feixe de His e na rede de Purkinje.

O coração é composto de diversos tipos de células que diferem anatomicamente de forma considerável. Cada tipo de célula cardíaca excitável apresenta seu próprio potencial de ação característico (fig. II.1). Antes da excitação, no caso de uma

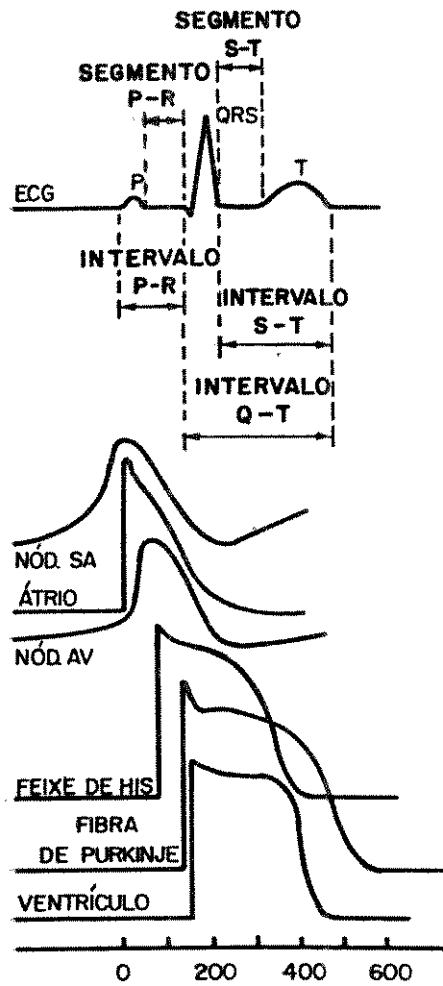


FIGURA II.1 - Diagrama de registros simultâneos do eletrocardiograma (ECG); e de potenciais de ação intracelulares nas diversas regiões do coração.

célula ventricular típica, por exemplo, tem-se um potencial inicial de membrana de -90 mV. A fase inicial de rápida despolarização tem normalmente uma velocidade de subida superior a 440 V/s. Esta fase é seguida por uma rápida repolarização inicial que leva a uma região de platô com duração aproximada de 200 a 300 msec. Segue-se então uma fase final de repolarização que leva o potencial de membrana ao nível de repouso que é mantido até o final do ciclo cardíaco.

II.4. CÉLULAS AUTO-RÍTMICAS - MARCA-PASSO CARDÍACO

Existe um sistema especializado de células miocárdicas que se destina principalmente à produção e propagação dos potenciais de ação. Para isto, agrupamentos de células apresentam a propriedade da auto-ritmicidade descrita anteriormente. Os agrupamentos se encontram no nódulo sino-atrial (SA), no nódulo átrio-ventricular (AV) e no sistema especializado de condução dos ventrículos (vide fig. II.2). A origem de cada batimento cardíaco de um coração humano normal se encontra no nódulo SA. Porém, qualquer agrupamento de células miocárdicas, em condições anormais, poderá tornar-se o marca-passo cardíaco dominante. Isto ocorre quando a atividade do nódulo SA for deprimida, quando o feixe de His for comprimido ou danificado, ou quando um foco anormal (ectópico) em algum ponto do tecido cardíaco se descarregar a uma frequência superior à do nódulo SA. Se um microeletrodo fosse inserido em tais células, seria observado um potencial oscilatório.

A frequência de formação do potencial de ação depende de pelo menos três fatores: o potencial mínimo, o potencial limiar, e a rapidez de despolarização espontânea. Diversas variáveis afetam um ou mais destes fatores e conseqüentemente a frequência cardíaca. Algumas delas são, por exemplo: hormônios, sistema nervoso autônomo, hipóxia, etc.

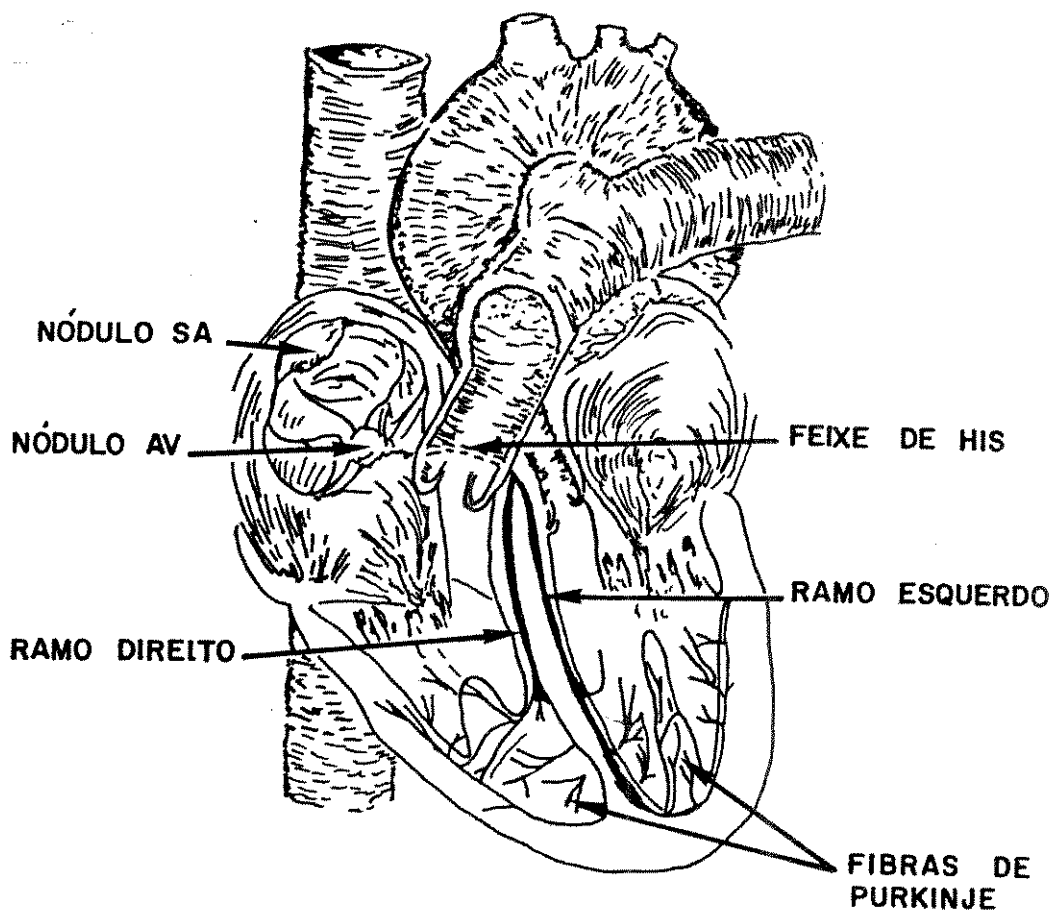


FIGURA II.2 - Diagrama do marca-passo e do sistema de condução do coração.

II.5. PROPAGAÇÃO DA EXCITAÇÃO CARDÍACA

A despolarização que normalmente se origina no nódulo SA atravessa o miocárdio atrial convergindo para o nódulo AV. A despolarização atrial se completa em aproximadamente 0,1 s. Sendo lenta a velocidade de condução no nódulo AV, há um retardo de aproximadamente 0,1 s na propagação da onda antes dela se propagar pelos ventrículos. A partir da parte superior do septo, a onda de despolarização passa em 0,08 s a 0,1 s através das fibras de Purkinje (que são de condução rápida) para todas as células miocárdicas ventriculares. No homem, a despolarização do miocárdio ventricular inicia-se no lado esquerdo do septo e desloca-se primeiramente para a direita, atravessando a parte média do septo. Depois, a onda de despolarização desce pelo septo até a ponta do coração, e volta pelas paredes ventriculares, passando do endocárdio em direção à superfície do epicárdio (fig. II.3). No entanto, a despolarização do ventrículo direito ocorre mais rapidamente que a do esquerdo, devido sobretudo à espessura de sua parede miocárdica.

II.6. ELETROCARDIOGRAMA

A variação do potencial, que representa a soma algébrica dos potenciais de ação de todas as fibras miocárdicas, pode ser registrada na superfície do corpo, pois os líquidos orgânicos são bons condutores. O eletrocardiograma (ECG) é o registro de tais variações de potencial durante o ciclo cardíaco, e portanto representa a atividade elétrica do coração; ele é obtido através de eletrodos colocados na superfície do corpo. Pode-se também registrar potenciais elétricos através de cateteres inseridos nas cavidades dos átrios e dos ventrículos.

As deflexões do ECG foram denominadas por Einthoven, que optou por iniciar pelo meio do alfabeto com a letra P. Como mostra a fig. II.3, a primeira deflexão do ECG, que representa a despolarização atrial, é a onda P. Apesar da despolarização do

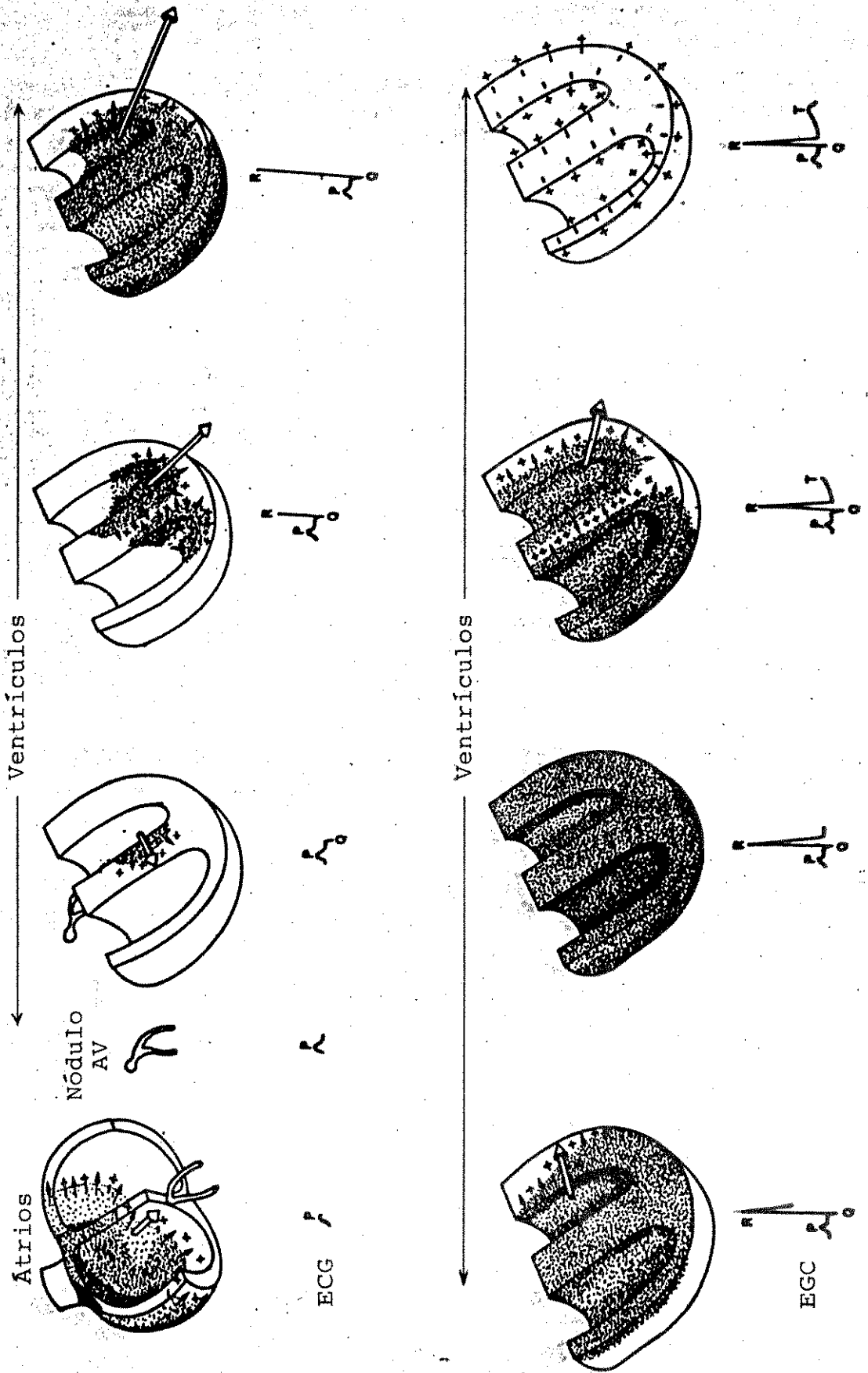


FIGURA II.3 - Propagação da onda de excitação e ECG correspondente (derivação DII). Parte escura: região despolarizada. (NETTER - 1976)

nódulo SA preceder a despolarização atrial, nenhuma manifestação da atividade deste marca-passo é observada no ECG, pois o nodo SA é muito pequeno para gerar diferenças de potencial significativas para serem detectadas através da superfície do corpo. A duração da onda P reflete o tempo que a onda de despolarização leva para se espalhar pelos átrios.

Após a onda P, o ECG volta à sua linha de base, indicando que não aparecem na superfície do corpo diferenças de potencial entre várias regiões do coração. Todavia, durante este intervalo "silente" entre a onda P e o complexo QRS, a onda de despolarização elétrica está sendo propagada através do nódulo AV, feixe de His, ramos do feixe e rede de Purkinje. A análise do intervalo entre a onda P e o complexo QRS dá informação útil com respeito à propagação da onda de excitação pelo nódulo AV, feixe de His e ramos do feixe. O intervalo PR dá uma idéia do tempo que a onda de excitação leva para passar dos átrios para os ventrículos; ele se estende desde o início da onda P até a primeira deflexão do complexo QRS.

O complexo QRS registra os potenciais que aparecem na superfície do corpo durante a despolarização ventricular. A amplitude do complexo QRS é bem maior do que a da onda P pois a massa do tecido ventricular é maior do que a dos átrios. Por outro lado, a duração do complexo QRS é menor do que a da onda P, o que é esperado, pois a onda de despolarização se propaga mais rapidamente pelos ventrículos através da rápida rede condutora de Purkinje. Seguindo a inscrição do complexo QRS, o ECG retorna aproximadamente à sua linha de base, onde ele permanece até a ocorrência da onda T. Nesta fase isoelétrica, o segmento ST, ocorre num tempo durante a sístole quando todas as regiões dos ventrículos estão despolarizadas.

A repolarização dos ventrículos gera a onda T, que corresponde à fase final do potencial de ação cardíaco. A duração da onda T é consideravelmente mais longa do que a do complexo QRS, pois reflete a repolarização dos ventrículos, fenômeno menos sincronizado do que a despolarização dos mesmos.

Em alguns eletrocardiogramas normais, é vista uma pequena deflexão após a onda T, que é a onda U, cujo mecanismo de produção é incerto. Tem sido postulado que a onda U está relacionada com a repolarização da rede de Purkinje, na qual a duração do potencial de ação é maior do que a do miocárdio ventricular. O intervalo Q-T, que é o tempo desde o início do complexo QRS até o fim da onda T, é um índice da duração do potencial de ação no miocárdio ventricular.

II.7. PADRÕES ANORMAIS DO ECG

Inúmeras patologias cardíacas acarretam distúrbios na formação da onda de despolarização e/ou na sua condução através das células do miocárdio. Assim, estas patologias se revelam no eletrocardiograma como alteração de ritmo, bem como alteração de morfologia das ondas que compõem o ECG (P-QRS-T). É comum denominar-se de arritmias os padrões anormais do ECG, isto é, aqueles que diferem do ritmo sinusal com frequência aproximadamente fixa entre 60 e 100 batimentos por minuto (ritmo sinusal normal). No entanto, arritmia significa ausência de ritmo. Assim, não é correto dizer que certos padrões anormais, como bradicardia sinusal ou taquicardia sinusal, são arritmias. Por outro lado, existem alterações que acontecem esporadicamente, como extra-sístoles ou contrações ventriculares prematuras, e portanto são alterações transitórias de um ritmo básico. Cabe ainda salientar que certos padrões anormais não apresentam necessariamente alteração de ritmo, mas sobretudo de morfologia, como elevação ou depressão do segmento ST, fenômeno característico da condição infarto agudo do miocárdio.

Existem várias maneiras de se classificar as arritmias. Optou-se por uma classificação que se baseia no livro intitulado "Interpretação Rápida do ECG" de Dale Dubin, 1976. Não se pretendeu fazer uma classificação abrangente de todos os padrões anormais do ECG. Teve-se apenas a intenção de dar uma idéia da complexidade do assunto, e da importância do ECG para avaliar o funcionamento do coração.

Como pode ser observado na tabela II.1, as arritmias foram agrupadas em cinco grandes classes, denominadas:

- a) simples alterações de ritmo (exemplo: bradicardia e taquicardia sinusal),
- b) ritmo variável (exemplo: arritmia sinusal),
- c) batimentos suplementares e pausas (exemplo: as extra-sístoles),
- d) ritmo rápido (exemplo: taquicardia paroxística), e
- e) bloqueios cardíacos (exemplo: bloqueio AV).

Os bloqueios são arritmias devido a distúrbios na condução da onda de despolarização, enquanto que as outras arritmias envolvem alterações na formação da onda. Cabe enfatizar que para cada uma das arritmias corresponde um traçado de ECG característico ou específico.

Frequentemente, arritmias cardíacas não aparecem no eletrocardiograma obtido pelo método clássico em alguns minutos. Lipski, J. e outros (1976) mostraram que registros eletrocardiográficos de apenas um minuto foram ineficientes na detecção de arritmias em 55% dos pacientes, pois vários fatores que as provocam, tais como ansiedade, alimentação e fumo têm efeito transitório. Portanto, estes fatores podem não estar influenciando a atividade elétrica do coração durante o exame.

Algumas arritmias que causam pequenas alterações hemodinâmicas, são sinais de problema cardíaco sério a médio prazo, que pode ser evitado quando tratado em tempo. Já outras arritmias põem em risco a vida do indivíduo se não forem tratadas de imediato, enquanto outras são quase sempre fatais. Fica, assim, evidenciada a necessidade da gravação do ECG, para análise subsequente, durante períodos de duração relativamente longa (24 a 48 horas), enquanto o indivíduo desempenha suas atividades diárias. Além disto, este tipo de monitoração é importante para a avaliação da eficiência de um determinado tratamento, bem como é muito útil para a determinação de falhas intermitentes ou ar-

ritmias induzidas por marca-passo implantado, quando não são detetáveis por meio de exame clínico.

TABELA II.1 - Classificação das Arritmias Cardíacas

CLASSE	ESPECIFICAÇÃO
Simples Alterações do Ritmo Ritmo Variável	- Bradicardia sinusal - Taquicardia sinusal - Arritmia sinusal - Marca-passo migratório - Fibrilação atrial
Batimentos Suplementares e Pausas	- Extra-sístole - Extra-sístole atrial - Extra-sístole nodal - Extra-sístole ventricular - Bigeminismo, Trigemínismo e Quadrigeminismo - Salva de extra-sístoles ventriculares - Extra-sístoles ventriculares multifocais - Fenômeno R-sobre-T - Batimentos de escape - Escape atrial - Escape nodal (AV) - Escape ventricular - Parada sinusal
Ritmo Rápido	- Taquicardia paroxística - Taquicardia atrial paroxística - Taquicardia nodal paroxística - Taquicardia ventricular paroxística - Salvas de taquicardia ventricular paroxística - "Flutter" atrial - "Flutter" ventricular - Fibrilação atrial - Fibrilação ventricular - Bloqueios SA - Bloqueio AV de 1º grau - Bloqueio AV de 2º grau, tipo I (Fenômeno de Wenckebach) - Bloqueio AV de 2º grau, tipo II - Bloqueio AV de 3º grau - Bloqueio AV variável - Bloqueio de ramo - Bloqueio de ramo esquerdo - Bloqueio de ramo direito
Bloqueios Cardíacos	

CAPITULO III

GRAVAÇÃO E REPRODUÇÃO MAGNÉTICA

III.1. CABEÇA DE GRAVAÇÃO

A gravação magnética consiste em se aplicar uma força magnetizante H a um material magnético (partículas de óxido de ferro sobre um filme não-magnético), orientando suas partículas numa determinada direção de acordo com o sinal de entrada.

As cabeças de gravação e de apagamento são basicamente indutores com núcleos metálicos circulares, tendo um entreferro ("gap") estreito no ponto de proximidade com a fita. A cobertura da fita forma então um caminho de baixa relutância, completando o circuito magnético.

Na fig. III.1 tem-se um esquema simplificado de um sistema de gravação e reprodução magnética. A variação da corrente elétrica I fornecida pelo circuito de gravação e aplicada à cabeça magnética provoca uma força magnética H variável. Esta força, por sua vez, produz um fluxo magnético Φ proporcional, ao longo do "gap" da cabeça. (LOWMAN - 1972 ; TREMAINE - 1979).

Assim, o meio magnético é magnetizado de forma tal que, uma dada amplitude, uma dada polaridade e um dado ponto na fita representem o sinal elétrico em um instante de tempo. Um esboço de uma cabeça magnética pode ser visto na fig. III.2.

Supondo um sinal senoidal de entrada, tem-se, na fig. III.3, o padrão de fluxo magnético na fita, que é proporcional à corrente que passa pela cabeça de gravação. Quando o sinal passa por zero, as polaridades dos campos magnéticos são as mesmas, isto é, combinações de polos N-N ou S-S. Estes polos causam desmagnetização parcial, ou seja, haverá sempre um fluxo magnético Φ_r menor na fita do que o fluxo originalmente produzido. Este fluxo é chamado fluxo remanente.

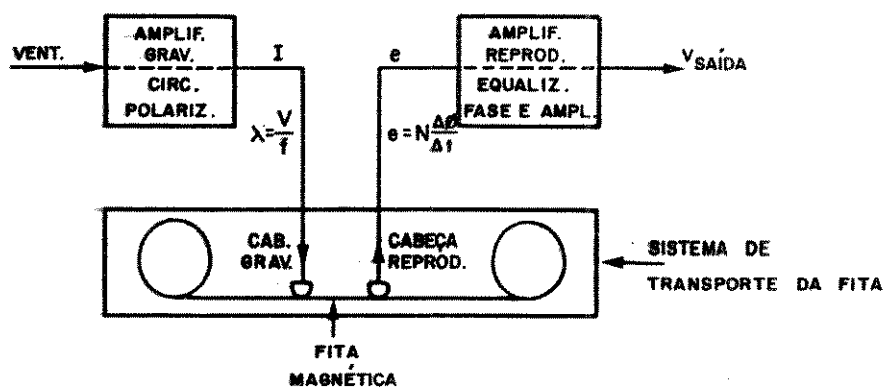


FIGURA III.1 - Esquema simplificado de um sistema de gravação e reprodução magnética.

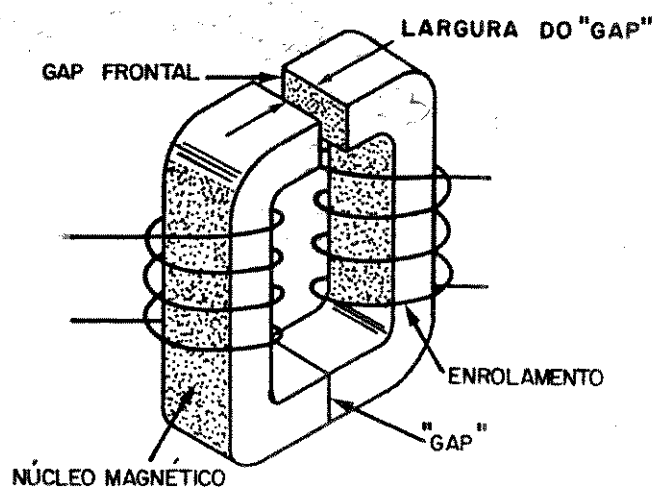


FIGURA III.2 - Esboço de uma cabeça magnética.

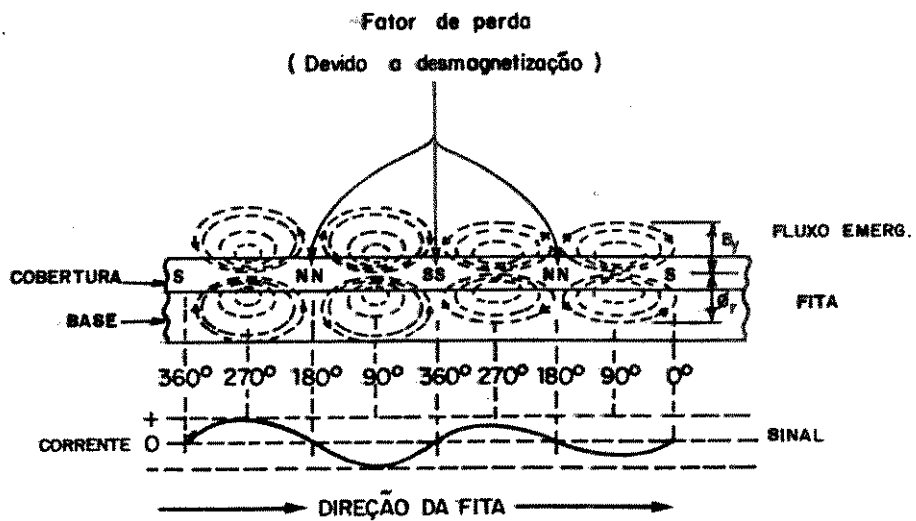


FIGURA III.3 - Distribuição de fluxo magnético ao longo da fita para uma senóide amortecida

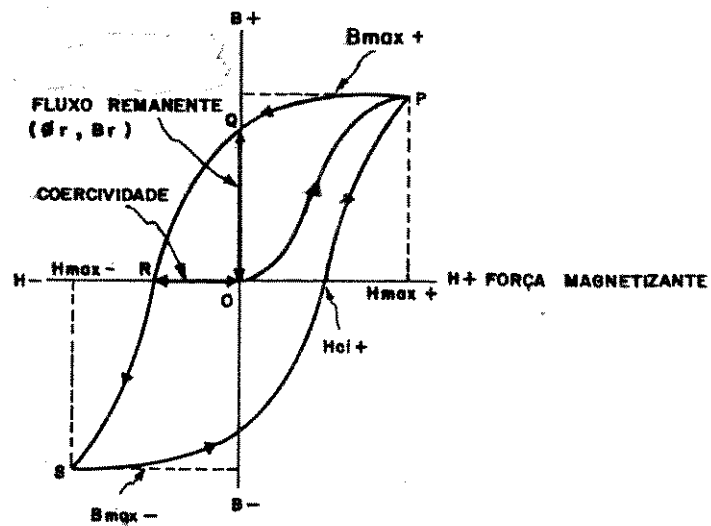


FIGURA III.4 - Curva de magnetização.

$$\phi_r = KI \sin wt,$$

onde: K = constante de conversão devido a perdas

I = amplitude máxima da corrente

w = frequência angular

t = tempo

A fig. III.4 mostra a relação típica entre a força magnetizante (H) aplicada à porção de fita que se encontra sob o "gap" da cabeça de gravação e a consequente magnetização (B) da fita inicializando-se a partir de zero com a fita neutra. A força magnetizante é proporcional ao número de voltas do enrolamento e à corrente que passa pelo mesmo.

Vê-se que, se num dado instante em que a fita esteja passando pelo "gap" o valor da força magnetizante for $H_{\max+}$, a magnetização nesta parte da fita será $B_{\max+}$, enquanto ela ainda estiver no "gap". À medida em que o segmento de fita ultrapassa o campo na cabeça, a magnetização cai para B_r .

Concluindo, a desmagnetização que ocorre durante a gravação se deve aos seguintes fatores: efeito de histerese da cabeça e do material da fita; e desmagnetização parcial.

O comprimento de onda do sinal gravado na fita é uma função da sua velocidade e da frequência.

$$\lambda = v/f,$$

onde: λ = comprimento de onda

v = velocidade da fita

f = frequência em ciclos/seg.

É fácil concluir que:

$$t = x/v,$$

onde: x = distância percorrida pela fita no intervalo de tempo t.

Assim, o fluxo remanente em qualquer ponto da fita é igual a expressão que segue.

$$\phi_r = KI \sin(2\pi x/\lambda)$$

A fita magnética, como qualquer outro material magnético, é caracterizada por uma relação não-linear entre o campo aplicado e a magnetização resultante que nela permanece. Isto pode ser verificado na fig. III.5(a). Por isso, sistemas de gravação direta utilizam-se de circuitos de polarização que forcem o sinal a permanecer apenas nas porções lineares da curva característica. Por exemplo, no caso de se ter uma polarização do tipo AC, ter-se-ia o sinal mostrado na fig. III.5(b). Como pode ser observado, o sinal de reprodução não sofre as distorções como no caso anterior.

III.2. CABEÇA DE REPRODUÇÃO

Durante a reprodução, a superfície magnetizada da fita passa pelo "gap" da cabeça reprodutora. A porção da fita em contato com o "gap" em qualquer instante é "atraída" pelo núcleo magnético da cabeça, causando um fluxo de linhas pelo mesmo. À medida em que a fita passa pelo "gap", a quantidade de linhas de fluxo no núcleo varia com a magnetização na fita, provocando uma tensão a ser gerada no seu enrolamento.

Esta tensão não é proporcional à magnitude do fluxo, mas sim à sua variação no tempo e ao número de espiras do enrolamento da cabeça. Em qualquer velocidade, a tensão de reprodução (e) é proporcional a $d\phi_r/dt$, ou seja, a cabeça reprodutora age como um gerador miniatura seguindo a lei de Faraday. Assim,

$$e = K' \cdot d\phi_r/dt = K'' \cdot f \cdot \cos(2\pi ft)$$

Isto significa que a amplitude da tensão de reprodução de um sinal gravado varia na proporção direta da frequência do sinal, como mostra a fig. III.6. Por isto, são utilizados circuitos de equalização com características tais que provoquem a devi

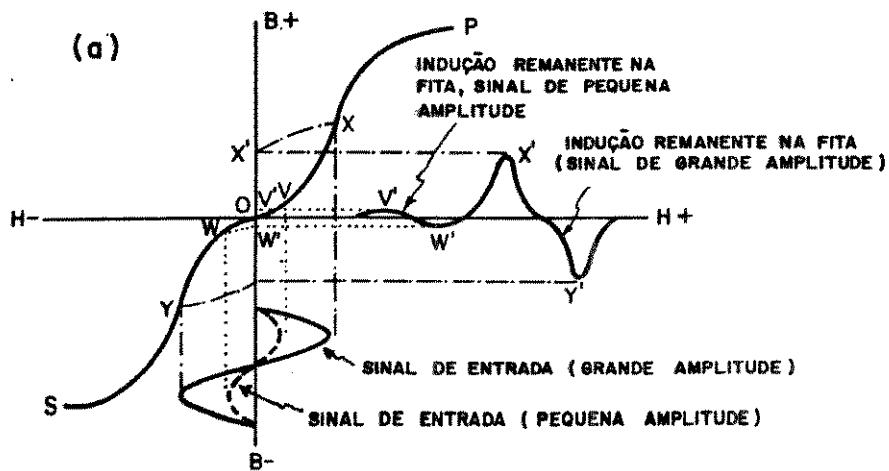


FIGURA III.5 - (a): Relação não linear entre o campo aplicado e a magnetização remanente resultante.

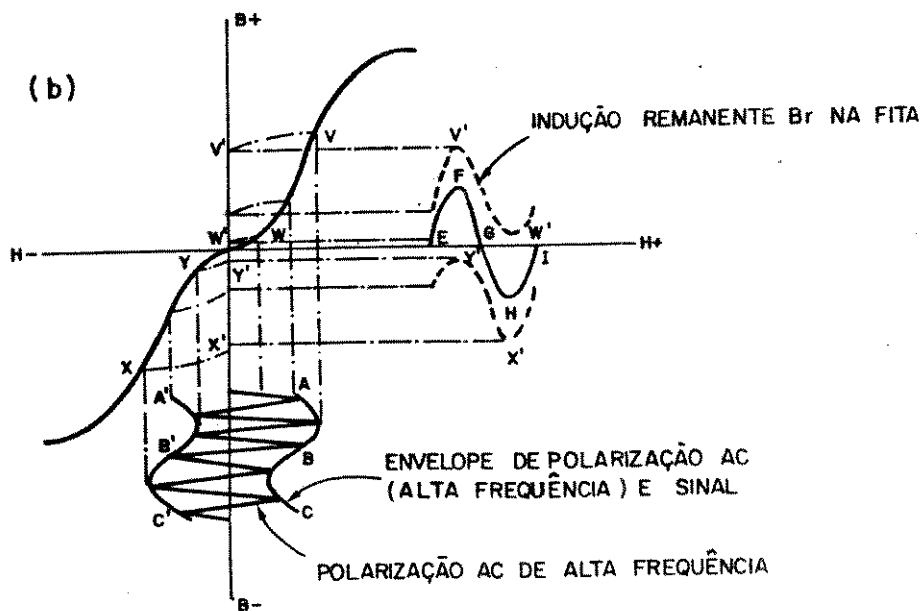


FIGURA III.5 - (b): Polarização AC para levar o sinal à região linear da curva.

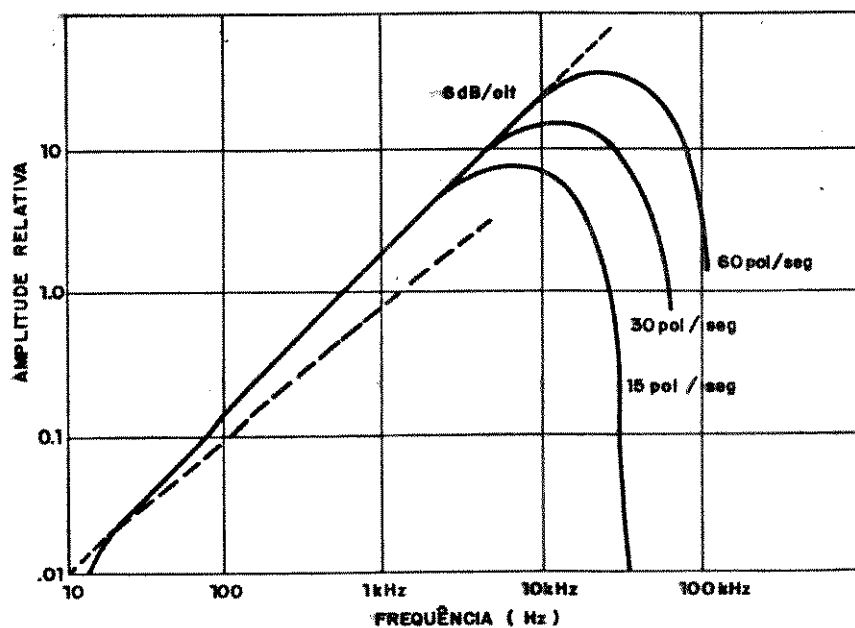


FIGURA III.6 - Variação da tensão de reprodução em função da frequência do sinal.

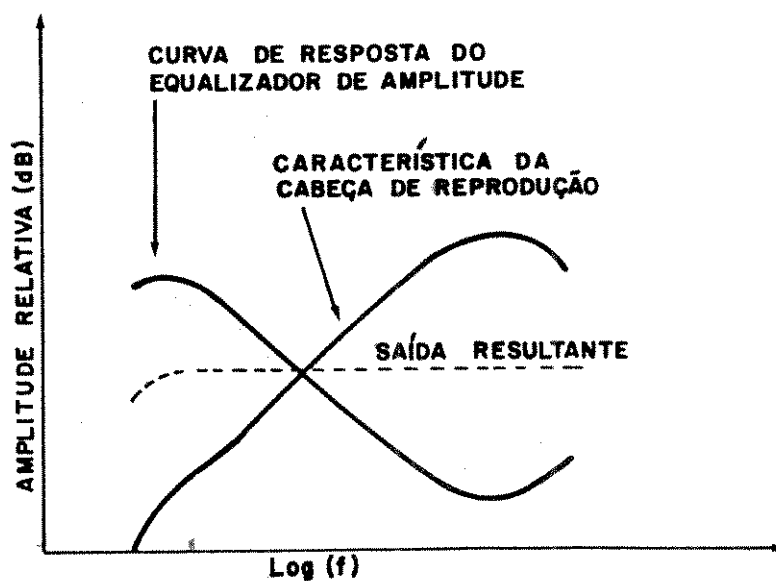


FIGURA III.7 - Saída resultante com circuito de equalização.

da compensação em frequência, de forma a se obter resposta plana em toda a faixa de operação (fig. III.7).

Se a frequência do sinal for muito baixa, a tensão de saída da cabeça de reprodução se aproxima do nível de ruído inerente ao sistema, impossibilitando a recuperação do sinal por meio da equalização. Esta é a principal limitação da gravação direta para frequências baixas.

A frequência limite superior é imposta pela largura do "gap" da cabeça reprodutora (LOWMAN-1972). Para que seja gerada uma tensão na cabeça de reprodução, é necessário que haja, não somente uma variação no fluxo magnético, mas também uma diferença de potencial magnético através do "gap" da cabeça. A amplitude do sinal de saída da cabeça pode ser determinada a partir da expressão que segue.

$$\text{"Saída"} = 20 \log \sin (180^\circ \cdot L/\lambda),$$

onde: L = largura do "gap".

Portanto, tem-se saída máxima quando $L = n \cdot \lambda/2$, sendo n um número inteiro impar. E quando $\lambda = L$, a magnetização cai para um valor mínimo, diminuindo sensivelmente o sinal de saída da cabeça (vide fig. III.8).

As duas limitações mais importantes da gravação direta são:

- a) impossibilidade de se gravar baixas frequências com cabeças comerciais comuns usadas em sistemas de áudio; e
- b) instabilidade na amplitude do sinal reproduzido devido a "perdas" ocorridas durante o processo de gravação.

Supondo que um sinal quadrado seja aplicado à cabeça, este levará partículas da fita a níveis alternados de polarização. De acordo com a curva de magnetização já citada, a fita adquirirá valores alternados de campo remanente, provocando grandes variações no fluxo remanente resultante como pode ser visto na fig. III.9. Estas variações de fluxo produzirão níveis significativos de tensão na saída da cabeça reprodutora.

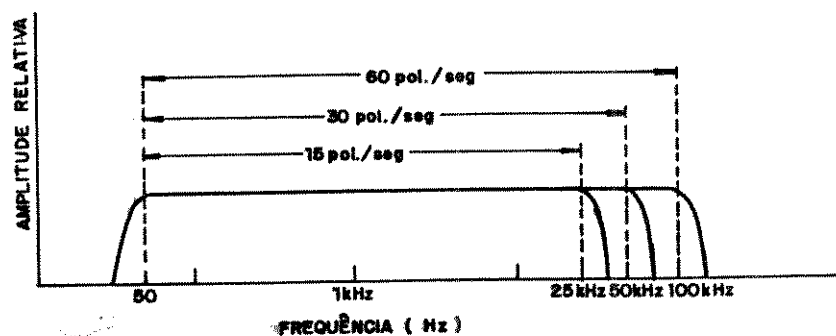


FIGURA III.8 - Limites de alta frequência conforme a velocidade da fita.

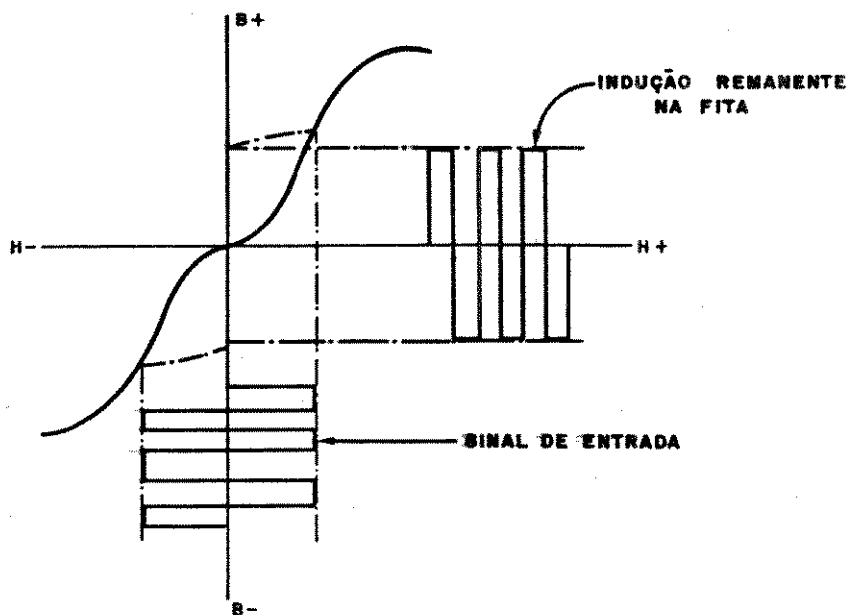


FIGURA III.9 - Magnetização a partir de um sinal quadrado aplicado à cabeça.

A técnica apresentada tem a grande vantagem de ser independente das não-linearidades da curva de magnetização, pois apenas interessam os níveis positivo ou negativo de saturação magnética, garantindo maior confiabilidade ao sinal de reprodução. Gravações digitais, bem como sistemas de modulação por pulsos (largura ou frequência) fazem uso desta técnica, pois os sinais ficam representados por apenas dois níveis de tensão tornando-se independentes da não-linearidade da curva de resposta da cabeça.

III.3. TÉCNICAS DE GRAVAÇÃO

A técnica de gravação direta apesar de apresentar vantagens, tais como ótima banda passante ("frequency bandwidth") versus velocidade da fita, apresenta também limitações relevantes, sobretudo quando se trata da gravação de sinais de origem biológica, pois estes possuem componentes DC e de baixa frequência. As limitações foram analisadas na secção anterior (frequência mínima, frequência máxima e instabilidade na amplitude do sinal). Para resolver estes problemas, faz-se uso de modulação ou de gravação digital. Dentre estas técnicas, destaca-se (HALFHILL-1979): a) Modulação em frequência, b) Modulação por duração de pulso, c) Gravação digital, e d) Modulação por codificação de pulsos.

A Modulação em frequência (FM) supera as duas limitações básicas da gravação direta (a impossibilidade de se gravar baixas frequências e a instabilidade da amplitude causada por perdas ocorridas durante o processo de magnetização). Uma frequência é escolhida como frequência central que corresponde ao sinal zero de entrada; um sinal DC provoca a variação da frequência portadora numa direção, enquanto que um sinal alternado faz a frequência portadora variar nas duas direções em torno da frequência central. Assim, toda a informação registrada na fita é mantida no domínio da frequência, e as instabilidades de amplitude de não têm praticamente nenhum efeito na gravação. Na reprodução, o sinal é demodulado e filtrado a fim de se remover a frequência

portadora e outros sinais indesejáveis gerados no processo da modulação.

A gravação FM exige, porém, que a fita se mova a uma velocidade uniforme; quaisquer variações na velocidade do motor causam modulações indesejáveis da frequência portadora, introduzindo ruído no sistema. Este é o fator limitante na faixa dinâmica e na precisão da modulação FM.

A frequência central é escolhida na proporção direta da velocidade da fita, usando-se normalmente um desvio de $\pm 40\%$. Assim, o comprimento de onda gravado na fita é sempre o mesmo, qualquer que seja a velocidade; isto possibilita a gravação em uma velocidade e a reprodução numa outra velocidade inteiramente diferente, permitindo, portanto, mudanças na base de tempo.

Os sistemas de gravação FM dão linearidade aproximadamente duas vezes maior do que os de gravação direta, e melhor relação sinal/ruído (S/R). Entretanto, para uma dada velocidade, o sistema FM tem uma largura de faixa menor do que o de gravação direta. Uma segunda limitação é a densidade de dados significativamente menor do que para a gravação direta, relacionada por um fator de 8:1.

Na Modulação por duração de pulso (PDM), a duração do pulso é proporcional à amplitude do sinal a ser gravado. O sinal é amostrado em intervalos discretos uniformemente espaçados, gravando-se somente os valores instantâneos no momento da amostragem. A forma de onda original pode ser reconstruída na reprodução através de um filtro apropriado. A frequência de amostragem deve ser pelo menos seis vezes maior que a frequência máxima significativa do espectro do sinal.

Pode-se espaçar os intervalos e usar o tempo entre eles para amostrar outros canais de dados por meio de um comutador que amostra as saídas dos transdutores em sequência. Os sinais do comutador passam por um chaveador a fim de se ter sinais de ampli-

tude constante com largura de pulso variável (fig. III.10(a)). As durações dos pulsos variam normalmente de 90 useg (para o sinal zero) até aproximadamente 660 useg (para sinais de fundo de escala de 5V).

A única informação significativa do chaveador é o tempo em que cada pulso se inicia e termina; o amplificador de gravação (codificador) diferencia estes pulsos e os apresenta à cabeça de gravação na forma de impulsos positivos e negativos correspondentes a inícios e términos dos pulsos respectivamente (fig. III.10(b)). As flutuações na velocidade da fita são menos críticas, pois somente o erro de velocidade entre o instante do início do pulso e seu fim é que causa variação (erro) nos dados gravados.

A saída da cabeça de reprodução é, como em todos os sistemas de fita magnética, uma diferenciação do sinal gravado (fig. III.10(c)). O instante em que a onda reproduzida cruza o eixo pode representar o início e o fim do pulso. O amplificador de reprodução (decodificador) contém um multivibrador que reconstrói os pulsos de duração variável (fig. III.10(d)).

Estes pulsos são então mandados a um conversor onde eles são novamente convertidos em pulsos de amplitude variável de curta duração (fig. III.10(e)). Estes últimos são decomutados e os dados de cada canal são enviados a filtros individuais que reconstroem os sinais originais.

A gravação digital é conseguida magnetizando-se a fita até a saturação nas duas direções possíveis. A mudança da direção ocorre em intervalos precisos ao longo da fita. Neste tipo de gravação, duas técnicas são comumente empregadas:

RZ - ("volta-ao-zero") - um estado de saturação (+) representa o dígito binário (1) e o estado oposto representa o dígito (0). Após cada (1) a fita volta imediatamente ao seu estado de magnetização "0". Assim, o número digital 010101010 resulta-

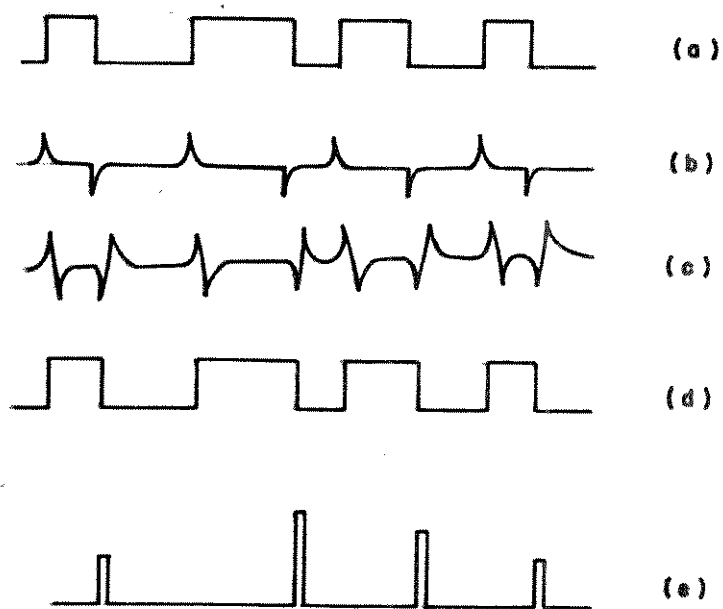


FIGURA III.10 - Modulação por duração de pulso (PDM).

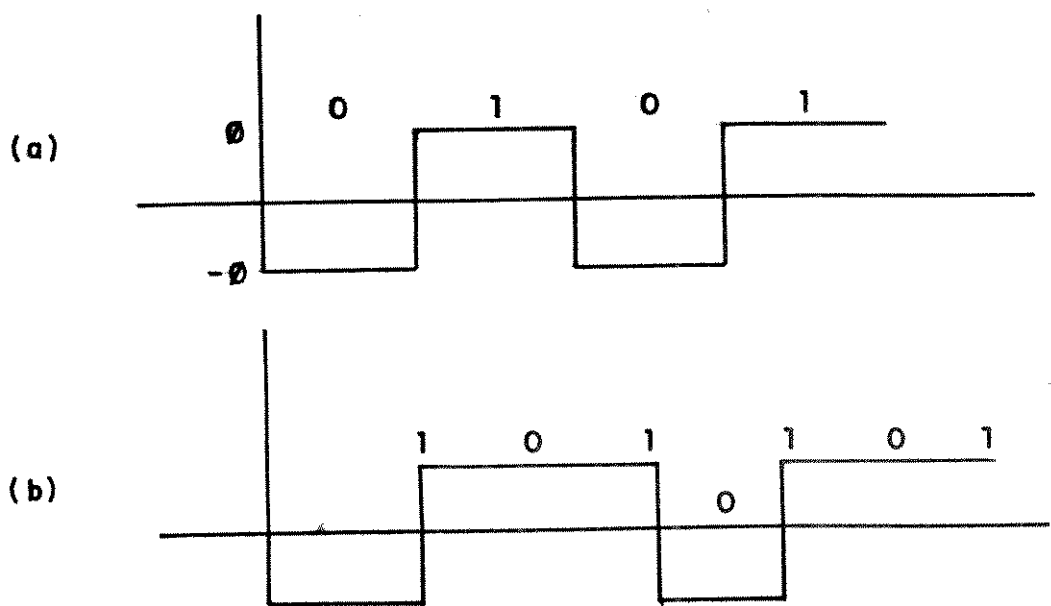


FIGURA III.11 - Gravação digital: (a) tipo RZ e (b) tipo NRZ.

ria numa magnetização ao longo da fita como mostrado na figura III.11(a).

NRZ - ("não-volta-ao-zero") - nesta técnica, a direção da magnetização é invertida cada vez que o dígito "1" é gravado; ela permanecerá inalterada quando o dígito "0" for gravado (fig. III.11(b)).

Este é o método mais eficiente de gravação, pois permite a gravação de duas vezes o número de dígitos para o mesmo número de pulsos, apresentando maior densidade de pulsos na fita. Como se pode observar, comparando as duas figuras anteriores, na "RZ" há duas vezes mais reversões de magnetização que na "NRZ". Porém, a densidade de pulsos não deve ser muito grande pois, quanto mais próximos estiverem os pulsos, maior será a probabilidade de erro devido a deslocamentos da fita, dispersão na cabeça, etc.

A Modulação por codificação de pulsos (PCM) constitui a técnica mais comum de digitalização. A tendência é substituir a gravação digital ou a gravação digital de alta densidade de dados (HDDR) pela PCM. Neste tipo de modulação, as amplitudes são representadas por grupos de pulsos. Cada grupo tem um símbolo codificado que representa a amplitude da onda modulante.

Não é fácil comparar as melhores implementações quanto à densidade de dados com as técnicas de gravação direta e FM; pois a comparação depende de quantos "bits" são necessários para representar um ciclo, e também se uma ou várias pistas estão sendo utilizadas por cada canal de dados (SILVER- 1979). Mesmo assim, apresenta-se a seguir uma tabela comparativa dos métodos de gravação.

TIPO	Freq.limite inferior	Freq.limite superior	Figura de Mérito (ciclos/pol)	Números de canais por pista
Direto 60 pol/seg 30 pol/seg 15 pol/seg	50 Hz 50 Hz 50 Hz	100 KHz 50 KHz 25 KHz	1600	diversos, com multiplex.
FM desvio largo	0 Hz (60 pol/seg)	10 KHz (60 pol/seg) depende do desvio	167	um
FM desvio estreito	0 Hz		167	até 18 em uma pista com desvio estreito (7,5%)
PDM	0 Hz	limitada pela freq. amostr. até 5 cps	40	acima de 86 canais multiplex. no tempo
Digital	0 Hz	limitada pela freq. amostr. e pelo código usado	5 - NRZ 2,5 - RZ	normalmente um; pode ser multiplexado no tempo

Tabela III.1 - Características de várias técnicas de gravação.

CAPÍTULO IV

CIRCUITOS DOS SISTEMAS DE GRAVAÇÃO E DE REPRODUÇÃO FM

IV.1. DESCRIÇÃO GERAL

Na figura IV.1 tem-se o diagrama de blocos dos circuitos de gravação. O sinal de entrada (ECG) é amplificado e filtrado na faixa de 0,05 Hz a 40 Hz, faixa esta considerada suficiente para fins de monitoração do eletrocardiograma. Segue-se mais um estágio de amplificação com ajuste de nível de forma a levar o sinal a uma faixa de tensões compatíveis com a faixa de operação do modulador (VCO: oscilador controlado por tensão).

Após o amplificador de ajuste de nível tem-se uma chave eletrônica, que normalmente deixa passar o sinal de ECG. Quando, porém, o usuário (paciente) pressiona um botão, o sinal de ECG é desconectado do modulador, através da chave eletrônica, e um pulso padrão (sinal de marcação) é ligado ao modulador. Decorrido um pequeno intervalo de tempo, a chave volta à condição inicial e assim o sinal de ECG, já devidamente condicionado, continua a ser modulado e gravado.

O modulador é do tipo VCO (ajustado com "offset" de frequência) com frequência central em 240 Hz e desvio de $\pm 40\%$. Finalmente um estágio de amplificação de corrente e ajuste de "offset" garante uma polarização simétrica sobre a cabeça de gravação (canal 1). A resistência de carga (R_c) define a corrente de polarização.

No canal 2, tem-se uma tensão de referência aplicada à entrada do modulador, que fornece a frequência portadora. O estágio de amplificação de saída é igual ao do canal 1. Assim, toda a informação mandada para a fita é mantida no domínio da frequência, tornando a gravação independente de instabilidades de amplitude como ocorre em gravação direta.

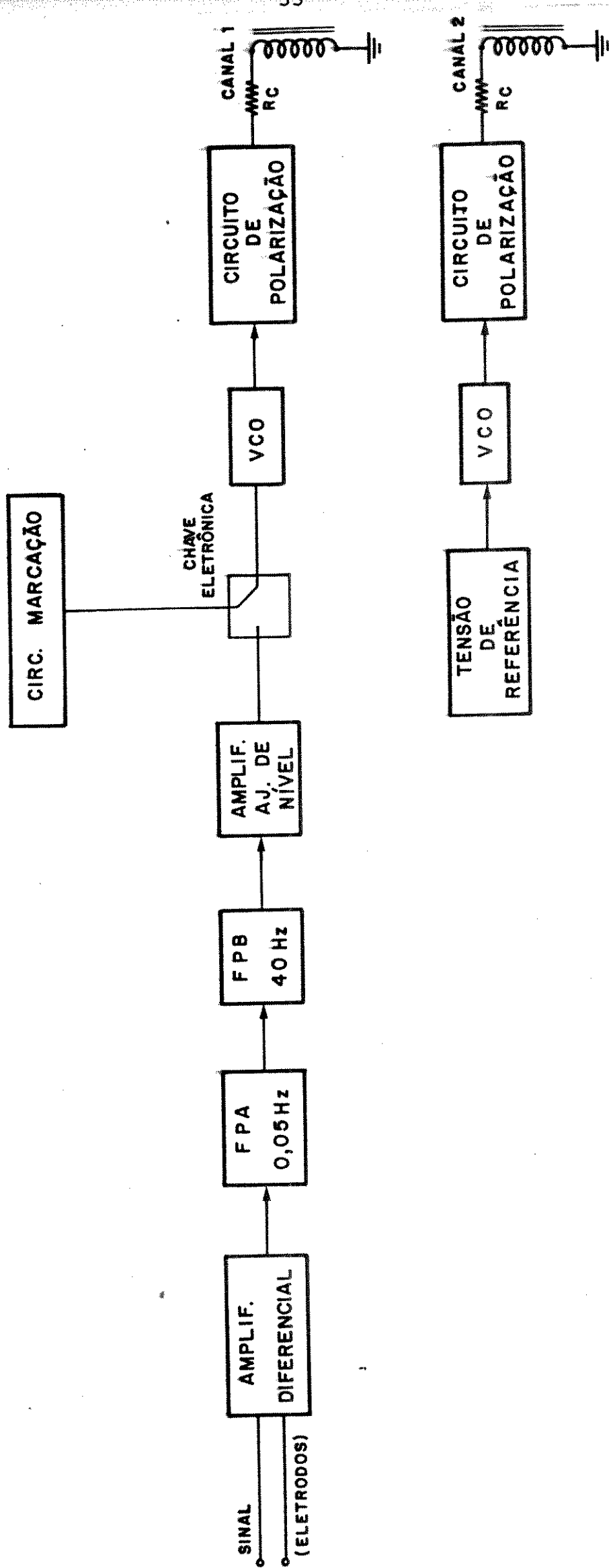


FIGURA IV.1 - Diagrama em blocos dos circuitos de gravação.

Para que o registro possa ser gravado enquanto o paciente desempenha as suas atividades normais e a fim de se minimizar os riscos de possíveis choques elétricos, os circuitos de gravação são alimentados por baterias.

Na figura IV.2 tem-se representado o sistema de reprodução. Para cada um dos canais, tem-se um amplificador diferencial tipo AC com frequência de corte em 130 Hz, um filtro passa-baixas com frequência de corte em 20 KHz e um amplificador de áudio que se comporta como um equalizador de amplitude. Para se obter pulsos compatíveis com a entrada do demodulador, foi utilizado um "Schmitt-trigger" e um retificador.

Os demoduladores são do tipo PLL ("phase-locked-loop") e suas frequências centrais são controladas por meio de chaves eletrônicas, de forma a permitir ajuste conforme a velocidade de reprodução.

Os sinais demodulados passam por filtros passa-baixas de terceira ordem com frequências de corte ajustáveis eletronicamente de acordo com a velocidade. Em seguida, os sinais provenientes dos dois canais são subtraídos um do outro através de um amplificador diferencial com ganho ajustável. Após a subtração, foi adicionado um filtro de saída com menor faixa de frequência; é um filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte também ajustável eletronicamente conforme a velocidade da reprodução.

Foi também implementado um sistema de controle de velocidade do motor DC para reprodução em alta rotação, onde se detecta a velocidade por meio de 16 marcas refletoras coladas num dos volantes do toca-fitas e um foto-detetor que fornece a informação real da velocidade conforme a frequência dos pulsos dados pelo foto-transistor. (Fig. IV.10.a). É uma espécie de tacômetro ótico. Os pulsos são mandados a um comparador de fase (PLL), que, tendo uma frequência de referência (320 Hz), gera um sinal de

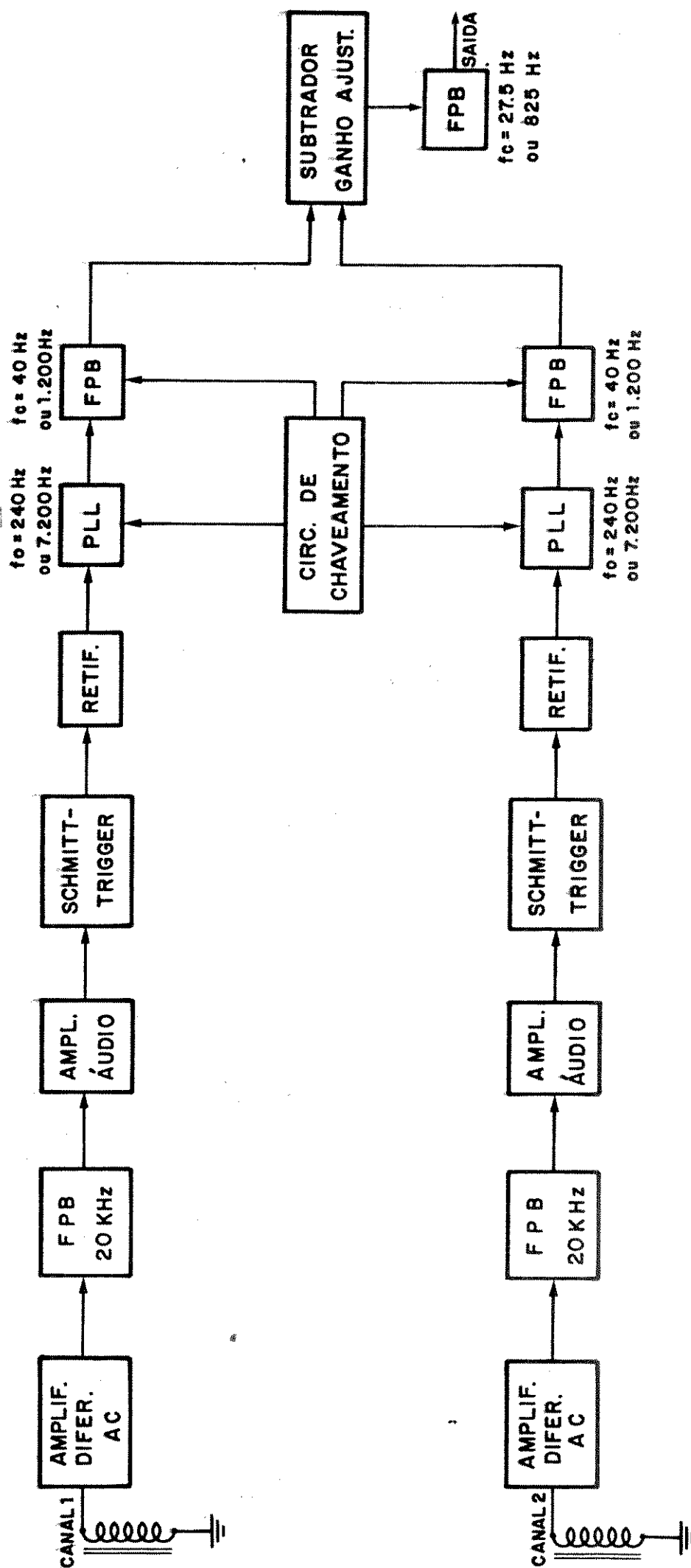


FIGURA IV.2 - Diagrama em blocos dos circuitos de reprodução.

erro. Este erro é adequadamente corrigido por um fator de ganho e adicionado a uma tensão de referência, passando por um estágio de potência e fazendo o motor girar de forma a deixar "em lock" a fase do tacômetro com a do sinal de referência. Este sistema tem a vantagem de ler a velocidade real do motor corrigindo-a quse que instantaneamente.

O motor DC é chaveado, parando o seu movimento no instante da reprodução em baixa rotação, quando um motor de indução com redutor, que fica continuamente ligado, é acoplado através de um disco a uma polia de nylon por meio de um solenóide; esta polia de nylon manda o movimento ao sistema de reprodução. Portanto, o solenóide é acionado no instante em que o motor DC é desligado e, para a alta rotação, o solenóide permanece desacionado, fazendo com que o disco retorne à sua posição inicial através de uma mola, ao mesmo tempo que o motor DC é ligado novamente. Tudo isto é feito eletronicamente através de pulsos que também controlam o chaveamento dos componentes dos demoduladores, filtros, etc. conforme a velocidade, como dito anteriormente. Maiores detalhes sobre o sistema mecânico são apresentados no capítulo V.

IV.2. CIRCUITOS DO SISTEMA DE GRAVAÇÃO

Os sinais vindos do paciente, captados através de eletrodos, são amplificados por meio de um amplificador diferencial tipo instrumentação com alta impedância de entrada. Como mostrado na fig. IV.3, dois amplificadores em configuração não-inverso ra asseguram a alta impedância em ambas as entradas, formando um amplificador diferencial de isolação com ganho, para sinais diferenciais, igual a $1+2 \cdot (R5/R4)$ (quando $R5=R6$), e com ganho unitário para sinais de modo comum. O terceiro amplificador age como um conversor do sinal diferencial para "saída simples terminal" com ganho dado por $R9/R7$, quando $R7=R8$ e $R9=R10+R11$. A função de transferência deste amplificador de instrumentação é dada por:

$$V1/(E2-E1) = [1+2 \cdot (R5/R4)] \cdot (R9/R7)$$

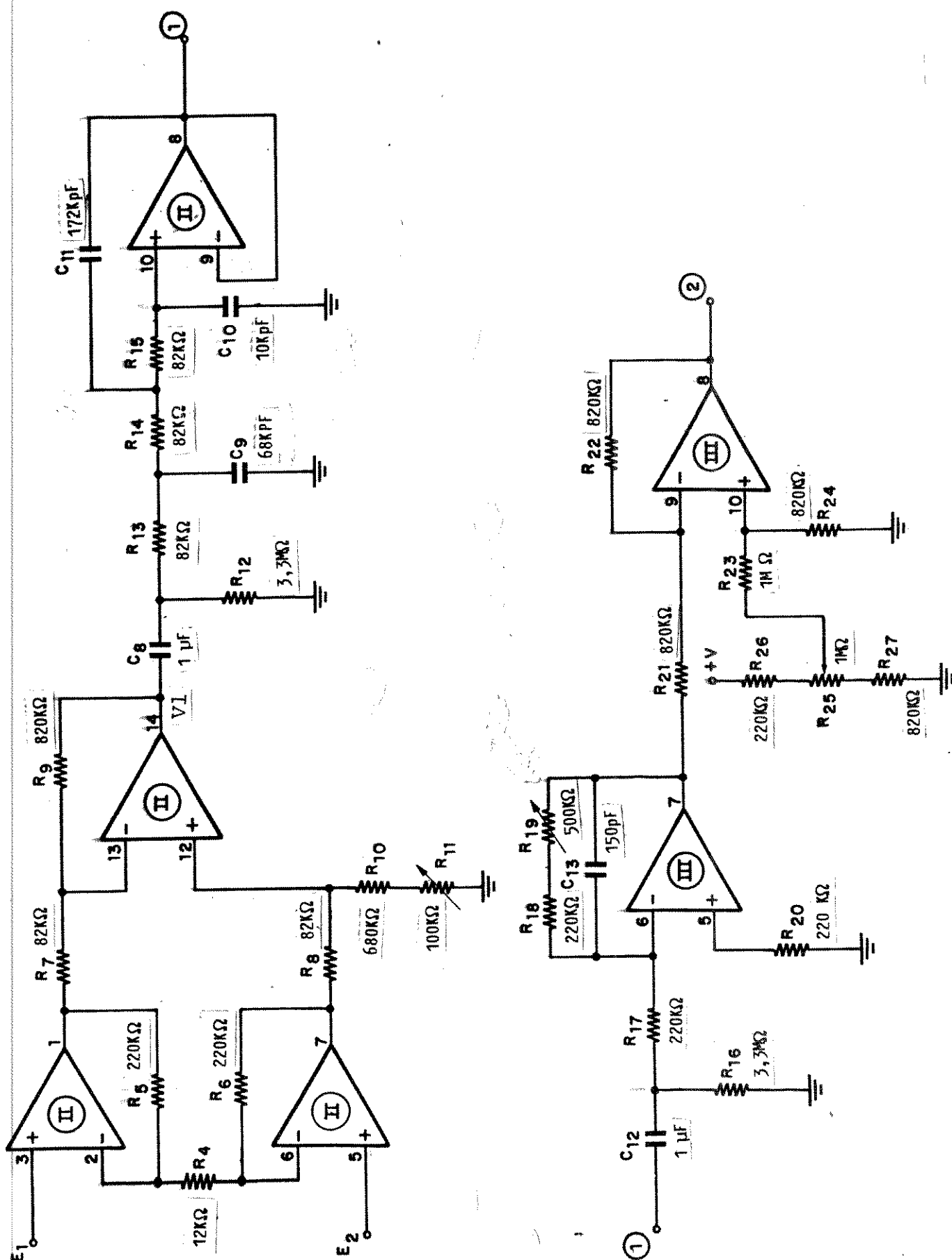


FIGURA IV.3 - Sistema de gravação: amplificadores e filtros. E1 e E2: sinal de entrada.

Escolheu-se um ganho de aproximadamente 51,5 dB. O circuito integrado utilizado é um amplificador operacional quádruplo de baixa potência (LM324) com CMRR típica igual a 70 dB (NATIONAL, LINEAR DATABOOK - 1980).

Em seguida, o sinal é filtrado em 0,05 Hz através de um filtro passa-altas passivo constituído por C8 e R12. Esta frequência foi definida para se conseguir uma constante de tempo de 3 segundos, que assegura o bom funcionamento do amplificador e a não-distorção das ondas P e T. Uma constante de tempo menor distorce estes sinais, podendo resultar em diagnósticos incorretos, enquanto que um valor maior aumentaria muito o tempo de recuperação do amplificador, quando levado à saturação (WEBSTER - 1978).

Depois, o sinal é filtrado por um filtro-passa-baixas ativo tipo Butterworth de terceira ordem com frequência de corte (Fc) em 40 Hz, cuja faixa se mostrou suficiente para fins de monitoração. Para calcular os componentes deste filtro fez-se uso do método apresentado por KAUFMAN e STOUT - (1976), que passa-se a descrever. Considerando-se as resistências R13, R14 e R15 de mesmo valor (R), são calculadas as capacitâncias C9, C10 e C11 através das equações que seguem.

$$C9 = C'9 / (2 \cdot \pi \cdot Fc \cdot R)$$

$$C10 = C'10 / (2 \cdot \pi \cdot Fc \cdot R)$$

$$C11 = C'11 / (2 \cdot \pi \cdot Fc \cdot R)$$

onde: $C'9 = 1,392$, $C'10 = 0,2024$, e $C'11 = 3,546$.

Após esta filtragem, o sinal é novamente amplificado através de um amplificador inversor com ganho igual a aproximadamente 10 dB. Assim, o ganho global do sinal diferencial de entrada é de 61,5 dB.

A seguir, o sinal deve ser modulado. Para isto, ele precisa passar por um ajuste de nível a fim de apresentar valores de tensão compatíveis com a entrada do modulador. As resistências usadas para este ajuste são R21 até R27.

Antes de ser modulado, é realizado um chaveamento eletrônico do sinal através de um pulso fornecido por um circuito de marcação como mostrado na fig. (VI.4). Este circuito consiste basicamente em um monoestável que, ao ser acionado externamente pelo paciente, fornece um pulso de duração igual a 560 mseg. A largura do pulso de saída do monoestável é dada por C15 e R32 (com $R32 > 10 \cdot R33$ para evitar sobrecarga na saída). A magnitude do pulso de "trigger" de entrada é dada pelo divisor resistivo formado por R30 e R31, que devem ser bem casados para manter a tensão em $V/2$. A seguir, o pulso passa por um circuito de atraso de forma a fazer com que chegue na saída 200 mseg. após ter sido acionado; isto é conseguido através de comparadores de tensão. Na ausência de pulso a tensão no capacitor C16 é nula. Isto assegura a saída em zero volt. Quando o pulso é aplicado, C16 se carrega de forma exponencial através de R36. À medida que esta tensão ultrapassa o nível dado por R38-R39, a saída mudará para o estado "alto" ($V_{saída} = V$). O pulso com atraso passa por um ajuste de "offset" através do transistor T5 para fins de compatibilidade com a entrada do modulador.

O sinal produzido pelo circuito monoestável é invertido através de um amplificador inversor e funciona como um sinal de controle que abre a chave correspondente à conexão do sinal do paciente ao modulador, ao mesmo tempo em que a saída do monoestável fecha a chave que interliga a entrada do modulador ao pulso vindo do circuito de marcação. Para o chaveamento, é utilizado um circuito integrado (CD4016) do tipo C-MOS (NATIONAL, C-MOS DATABOOK-1978) e a "abertura" ou "fechamento" das chaves dependem dos níveis de tensão aplicados aos seus terminais de controle.

O modulador (Fig. IV.5) é um oscilador controlado linearmente por tensão (VCO) que utiliza um capacitor externo (C17) e dois resistores (R53 e R54). O resistor R54 e o capacitor C17 determinam a faixa de frequências do VCO, enquanto que R53 possibilita "offset" de frequência. O circuito integrado escolhido foi o CD4046B, um circuito COS/MOS de baixo consumo de potência (70 μ W) e ampla faixa de frequências de operação, até 1,4 MHz (NATIONAL C-MOS DATABOOK -1978).

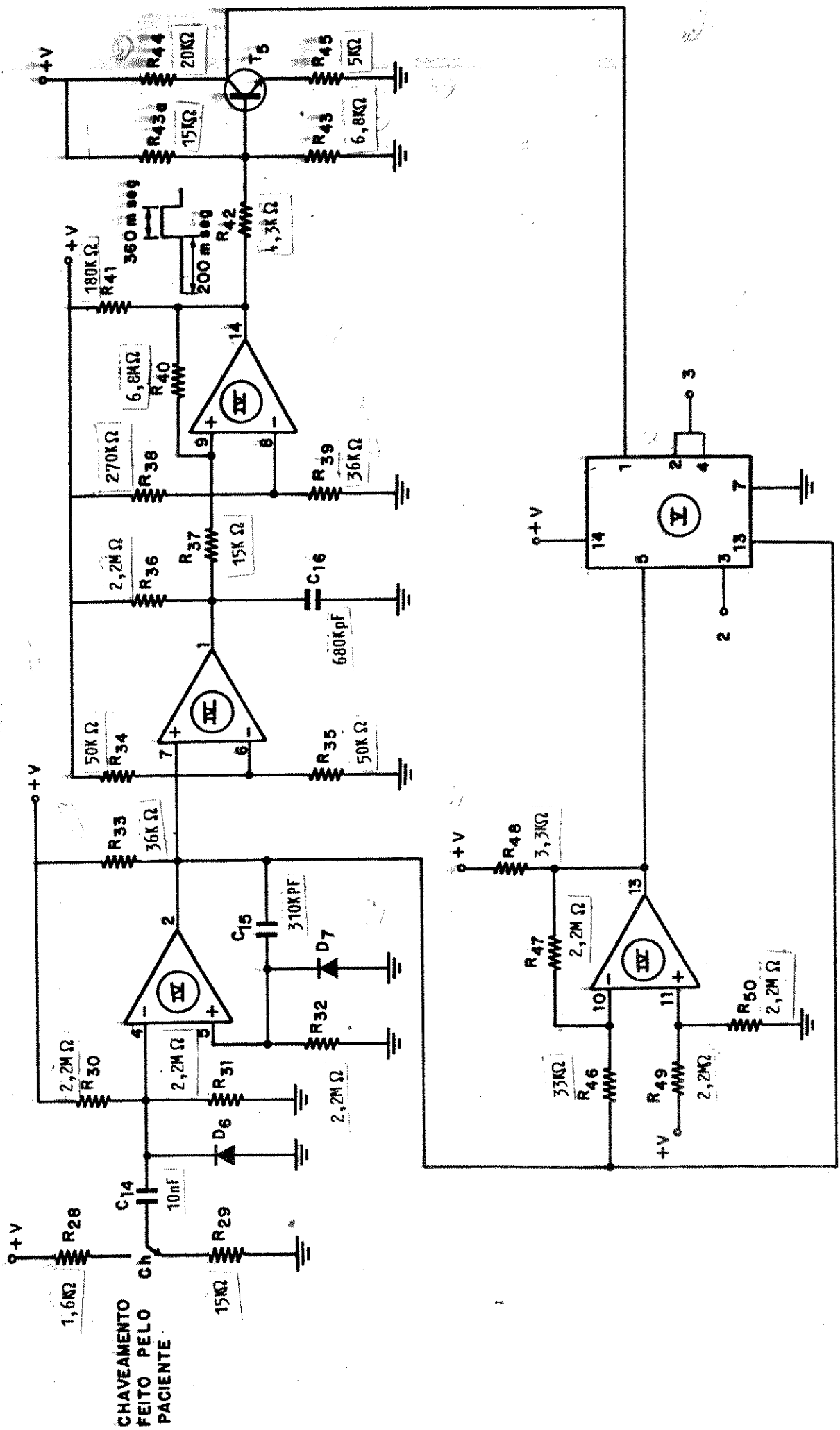


FIGURA IV.4 - Sistema de gravação: circuito de marcação.

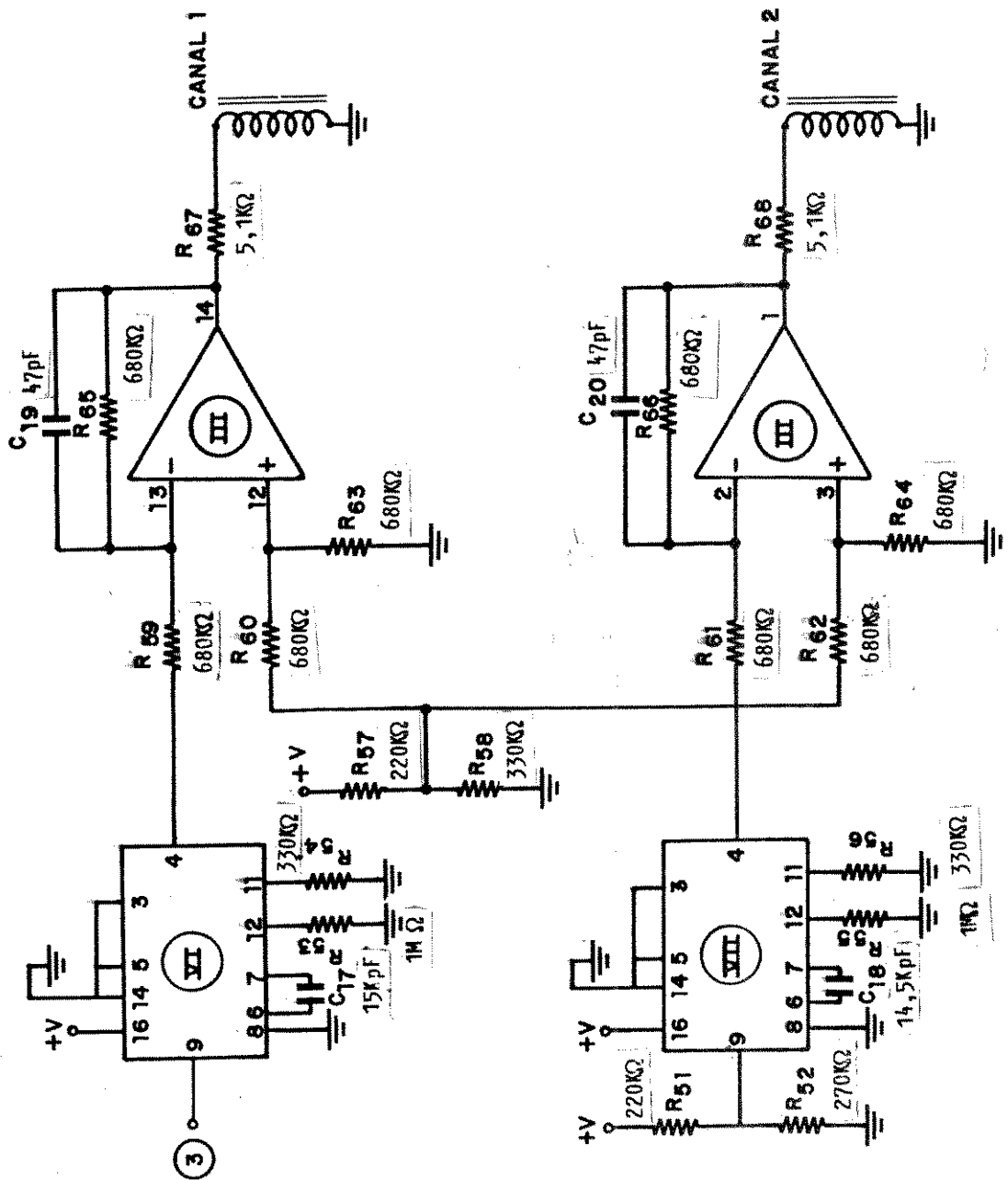


FIGURA IV.5 - Sistema de gravação: moduladores e polarização das cabeças.

A frequência portadora foi definida da forma que segue. Sabendo-se que para uma velocidade convencional de 47,6 mm/seg. (1 7/8 pol/seg) deve-se ter uma frequência portadora de 1700 Hz, isto é, um comprimento de onda de 0,028mm, ou 1110 μ pol (IRIG-DOC -1975), para uma velocidade dez vezes menor, a frequência portadora deveria ser da ordem de 170 Hz, de forma a se manter o comprimento de onda gravado na fita. Foram realizados testes nesta rotação, gravando-se sinais desde 80 Hz; a resposta da cabeça para esta velocidade manteve-se praticamente constante para a faixa de 150 Hz - 500 Hz aproximadamente. O nível de ruído do sistema foi minimizado através de um capacitor de 1 μ F ligado da cabeça de reprodução para o "terra". Assim, optou-se pelo valor de 240 Hz para a frequência portadora, pois é um múltiplo de 60 Hz e pode servir como referência temporal nos circuitos de análise e amostragem (MOURA Jr., FURUIE, FREITAS e MELO - 1983). Além disso a frequência portadora para a gravação foi escolhida de forma a permitir que o sinal, quando reproduzido em alta rotação, estivesse dentro da faixa de frequências compatíveis com a resposta da cabeça. O desvio de frequência foi de $\pm 40\%$ em torno da portadora, ou seja: $F_{min} = 144$ Hz e $F_{max} = 336$ Hz. A partir de gráficos que descrevem o comportamento do CD4046B foi possível determinar C17 e R54 para R53 igual a 1M Ω .

O sistema de modulação em frequência exige que a velocidade da fita seja constante; quaisquer instabilidades na mesma causam modulações indesejáveis. Por isso, foi gravado um sinal de referência no outro canal, o que permitiu que o ruído comum aos dois canais fosse eliminado durante a reprodução, onde os dois sinais são demodulados, filtrados e subtraídos um do outro.

O sinal de referência foi obtido utilizando-se outro VCO com entrada em V/2 e com ajuste da frequência central similar ao VCO anterior. R51 e R52 formam o divisor resistivo que fornece a tensão DC de entrada.

A seguir, as saídas dos moduladores passam por amplificadores de ganho unitário e com ajuste de "offset", a fim de garantir a polarização simétrica sobre a cabeça de gravação, provocando uma maior variação de fluxo magnético durante a reprodu-

ção. R57 e R58 definem a tensão "offset". As correntes de saída dos amplificadores foram ajustadas experimentalmente variando-se os valores das resistências ligadas em série com a cabeça de gravação (R67 e R68). O melhor valor obtido para estas resistências foi o de 5,1 K Ω . Finalmente, os sinais são aplicados aos dois canais da cabeça de gravação.

Como foi utilizada uma bateria de 6V apenas e alguns dos circuitos são alimentados por tensão simétrica, foi construído um circuito conversor DC-DC capaz de fornecer tensão negativa aos circuitos integrados. O conversor (fig. IV.6) consta de um multivibrador astável que fornece pulsos de 10 KHz; estes, após serem amplificados em corrente, passam por um circuito dobrador de tensão cuja saída, quando submetida à carga, fornece a tensão invertida de -6V, pois os diodos são ligados reversamente, provocando inversão na polaridade da tensão (WOBSCHALL-1979).

O circuito conversor apresentou alguma assimetria com relação à tensão da bateria à medida em que a mesma decaía, mas isto não afetou significativamente o comportamento do circuito de gravação em sua faixa útil de operação. O multivibrador astável é formado pelo circuito integrado C-MOS4047, com sua frequência de oscilação definida pelo capacitor C3 e a resistência R3. A partir do manual (NATIONAL, C-MOS DATABOOK- 1978), tem-se: $T = 4,4.R3.C3$. Os transistores T3 e T4 formam um amplificador de corrente e o circuito após estes transistores constitui o dobrador de tensão.

IV.3. CIRCUITOS DO SISTEMA DE REPRODUÇÃO

O circuito será descrito para um dos canais; tendo o outro canal comportamento similar, este será mencionado apenas quando se fizer necessário.

O sinal vindo da cabeça (fig. IV.7) é amplificado por meio de um amplificador diferencial AC tipo instrumentação, com alta impedância de entrada e com desacoplamento de sinal DC no

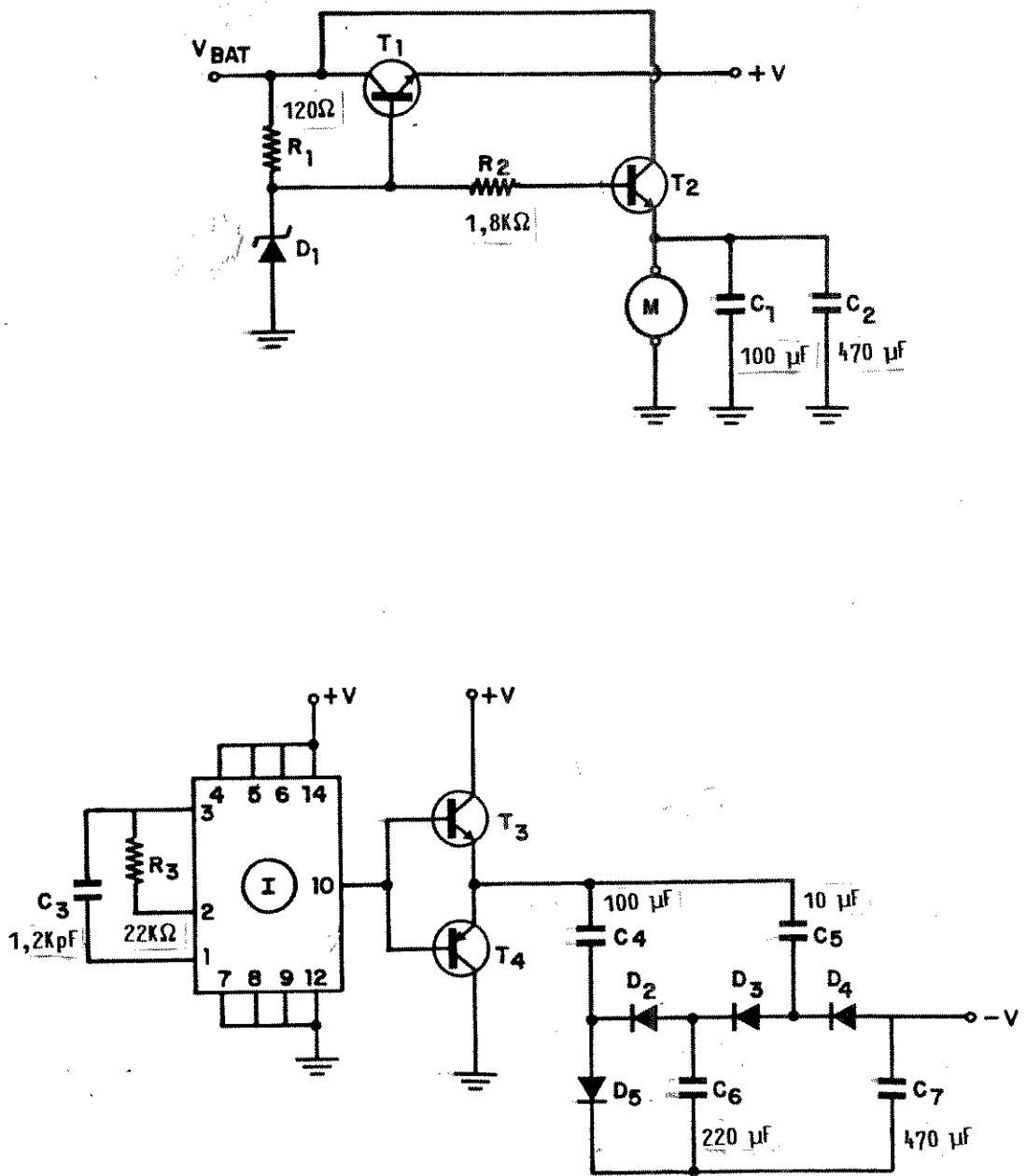
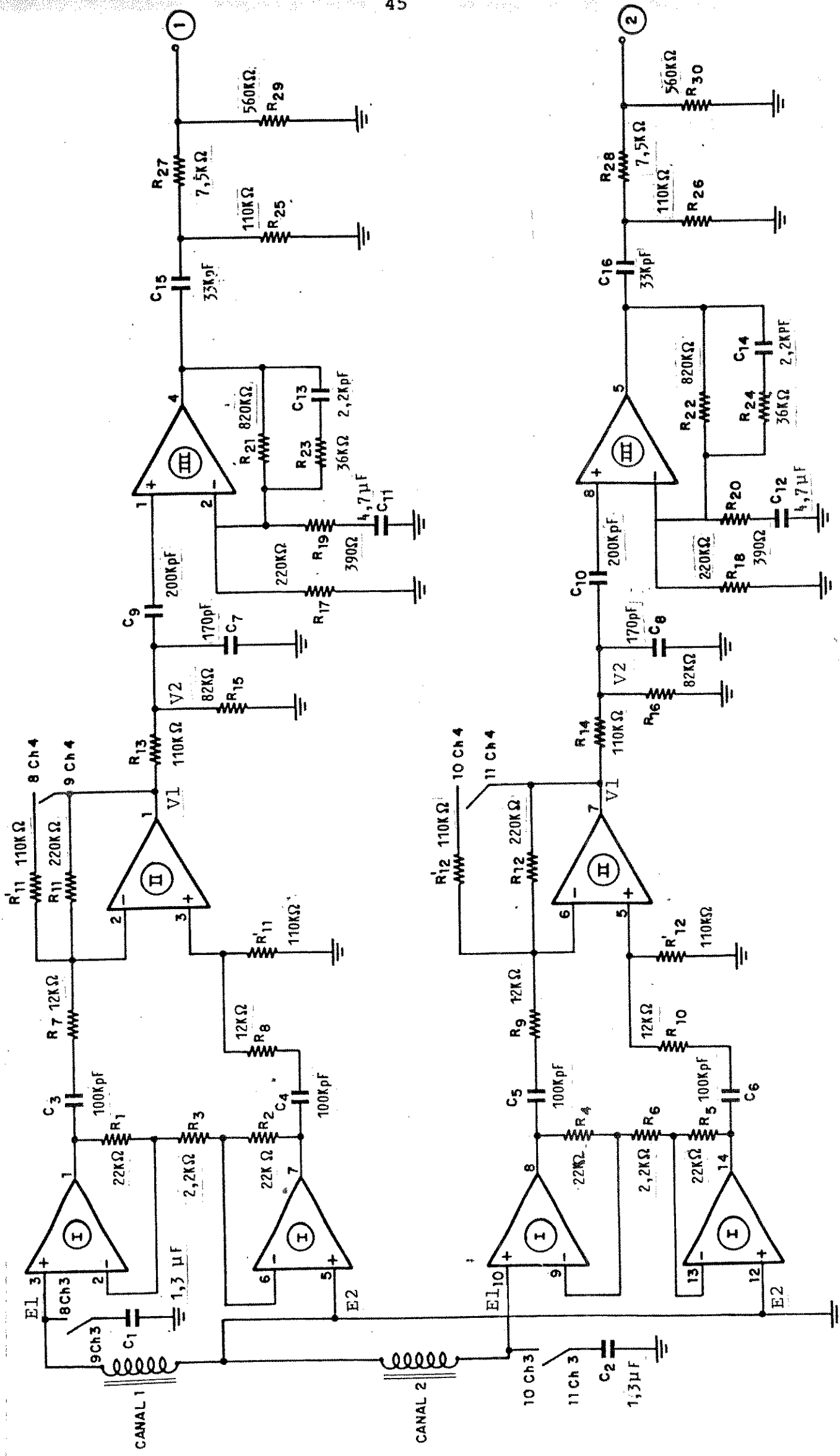


FIGURA IV.6 - Sistema de gravação: regulador de tensão e conversor DC-DC.



2º estágio, permitindo a remoção das tensões de "offset" dos amplificadores de entrada (TOBEY, GRAEME - 1971).

Os sinais reproduzidos em baixa rotação variam desde 150 Hz aproximadamente, por isso escolheu-se um valor de 130 Hz para a frequência de corte inferior. Para reprodução em baixa rotação, os sinais de entrada são filtrados através de um capacitor, pois a esta velocidade, a resposta da cabeça é muito ruidosa. Como este capacitor não pode ser utilizado em alta rotação, ele é chaveado eletronicamente, permitindo a sua conexão apenas quando em baixa rotação.

A função principal do amplificador de instrumentação é a de minimizar os sinais modo-comum. Sua função de transferência é dada por:

$$V_1(s) / (E_2 - E_1) = (1 + 2.R_1/R_3) . (R_{11}.C_3.s / (1 + R_7.C_3.s))$$

O ganho do amplificador diferencial é chaveado conforme a velocidade, pois o sinal reproduzido em alta rotação apresentou amplitude maior do que em baixa rotação. Os circuitos integrados utilizados foram o LM324 (quádruplo) e o LM358 (duplo). Estes circuitos integrados têm compensação interna em frequência e boa CMRR, de 70 a 80 dB (NATIONAL, LINEAR DATABOOK - 1980).

Em seguida, o sinal passa por um filtro e por um divisor resistivo formados por R13, R15 e C7 para que sejam filtradas as frequências altas e também para se obter uma tensão compatível com a entrada do LM387 em configuração não-inversora que deve ter um valor inferior a 300 mVrms (850 mVpp) a fim de manter operação linear e evitar distorção excessiva (NATIONAL, LINEAR APPLIC. - 1967). A relação entre as tensões de entrada e de saída desde filtro é:

$$V_2/V_1 = R_{15}/(R_{13}+R_{15}) = 0,43$$

O LM 387 é um amplificador dual próprio para sinais de baixa amplitude com alta imunidade a ruído (ruído equivalente típico de entrada igual a 0,65 µVrms de 100 Hz a 10 KHz), e respos-

ta plana em ampla faixa de frequências sendo, portanto, adequado para os sinais reproduzidos em alta e baixa rotações (NATIONAL, LINEAR APPLIC.-1967).

O divisor resistivo R21/R17 define o ponto quiescente através da realimentação DC negativa. Condições de estabilidade de polarização exigem que a corrente que passa por R17 seja aproximadamente dez vezes maior do que a corrente do terminal inversor (0,5 μ A).

Assim:

$$R17 = 2.V_{be}/(10.I_q) = 1,3/(5.10^{-6}) = 260K\Omega \text{ (max)}$$

$$R21 = (V_{cc}/2,6 - 1).R17$$

$$R21 = (12/2,6 - 1).R17 = 3,61.R17$$

Portanto, se R17 = 220K Ω , então R21 = 800K Ω . Além de darem a polarização necessária, R17 e R21 definem o ganho DC, que é igual a $1 + (R21/R17)$.

A frequência de corte inferior (f1) é determinada quando a reatância em C13 for igual a R21 ($X_{C13} = R21$). Como os sinais se encontram na faixa de 144 Hz a 10,0 KHz, pode-se ter f1 = 100 Hz. Portanto, o valor da capacitância de C13 é:

$$C13 = 1/(2.\pi.f1.R21) = 2.000 \text{ pF}$$

A resposta de uma cabeça de reprodução sobe 6 dB/oit até aproximadamente 2 KHz (f2) em velocidade normal. Portanto de ver-se-ia ter uma redução na amplitude do amplificador de 6 dB/oit até 2 KHz para se garantir resposta plana em toda a faixa de frequências. Tudo isto ocorre para velocidade normal; em baixa e alta velocidades, as faixas mudariam, porém, como o circuito utilizado é o mesmo para ambas as rotações, e sendo os sinais modulados em frequência, estes não devem sofrer grandes alterações com variações na amplitude da resposta da cabeça; por isto, optou-se pela compensação para velocidade normal. Assim, tem-se:

$$R23 = 1/(2.\pi.f2.C13) = 40K\Omega$$

O ganho AC é dado por R19 com frequência de corte inferior (f_1) definida para XC11 igual a R19. Portanto, para $f_1=80\text{Hz}$, tem-se:

$$C11 = 1/(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot R19)$$

Supondo um ganho (G) de tensão de 40 dB (100), tem-se:

$$G = 100 = (R19 + R23)/R19$$

Portanto, R19 é igual a 400Ω e C11 é igual a $5\mu\text{F}$.

Uma vez que o LM387 é um amplificador de alto ganho, deve-se ter desacoplamento apropriado da alimentação. Por isto, utilizou-se um capacitor cerâmico de $0,2\mu\text{F}$.

Em seguida, o sinal passa por um circuito detetor de zero com histerese e é retificado a fim de dar pulsos positivos compatíveis com a entrada do demodulador. O funcionamento básico é o de um "Schmitt-Trigger" (Fig. IV.8). O circuito dá imunidade a ruído e evita que a saída oscile entre dois estados quando a tensão passa por zero. Considerou-se um nível de histerese da ordem de 0,01 vezes a tensão de saída, ou seja:

$$(R35/(R33 + R35)) \cdot V_{\text{saída}} = 0,01 \cdot V_{\text{saída}}$$

Portanto, para $R33 = 470\text{K}\Omega$, tem-se $R35 = 5,1\text{K}\Omega$.

A máxima velocidade de chaveamento é definida a partir do máximo "slew-rate" do amplificador operacional. No caso, foi escolhido o LM 709. Ele oferece, para uma variação de +10V na tensão de saída, um "slew-rate" máximo, conforme a compensação em frequência escolhida, de:

$$S_{\text{max}} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{\text{pp}} = 18,8 \text{ V}/\mu\text{seg}$$

Esta etapa de amplificação até agora descrita é comum às duas rotações (com exceção dos capacitores de entrada dos

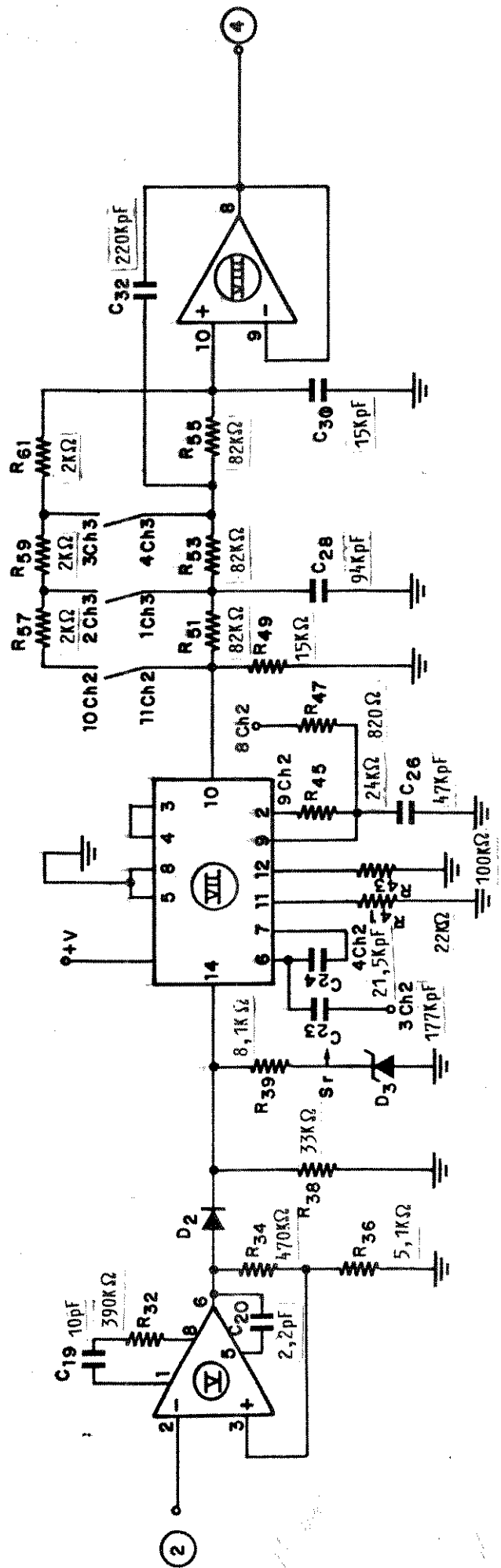
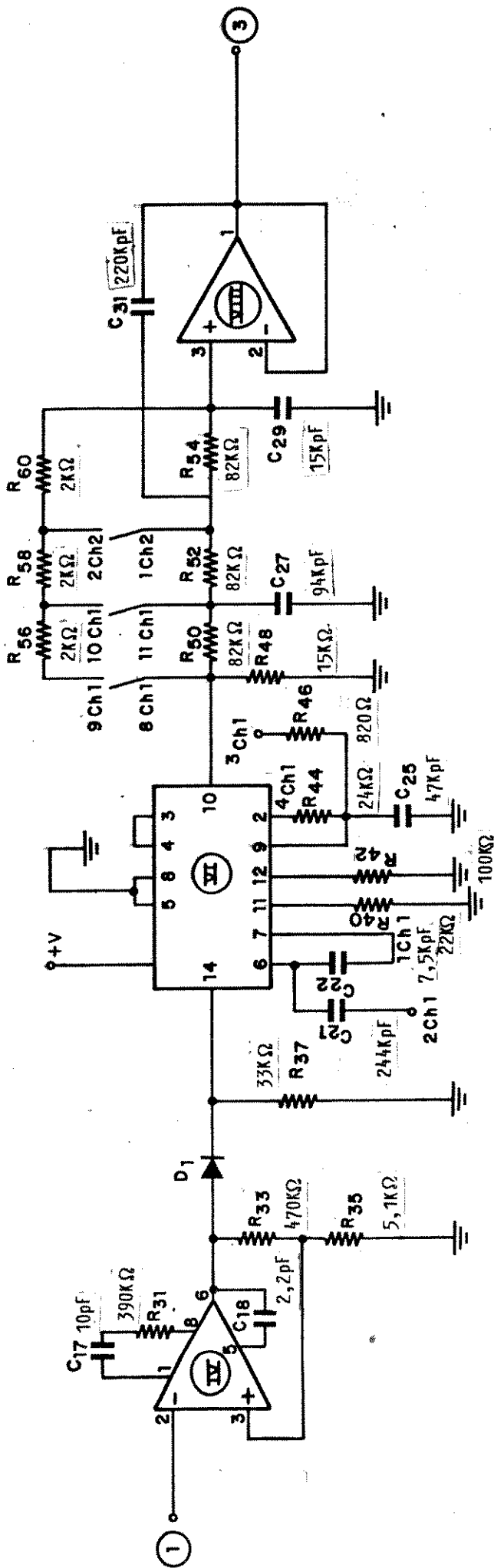


FIGURA IV.8 - Sistema de reprodução: Schmitt "triggers" e retificadores, demoduladores e filtros. S_r = sinal de referência.

canais de reprodução, que só são utilizados em baixa rotação). A seguir, vem a demodulação e a filtragem. Como há duas velocidades de reprodução, tem-se duas faixas diferentes de frequências com suas portadoras correspondentes. Utilizando-se os mesmos circuitos integrados, seus componentes são chaveados conforme a rotação; para isto, são utilizadas chaves eletrônicas da mesma forma que se fez com os capacitores de entrada dos canais de reprodução.

A demodulação é realizada através do circuito PLL ("phase-locked-loop"), ou seja, este demodula por meio do deslocamento de fase. Os "PLLs" funcionam normalmente produzindo uma frequência do seu oscilador que se "casa" com a frequência do sinal de entrada (F_e). Nesta condição de "lock", qualquer pequena variação na frequência de entrada aparece como uma variação na fase entre F_e e a frequência do oscilador F_o . Este deslocamento de fase age então como um sinal de erro para mudar a frequência do oscilador local do PLL a fim de se "casar" com o sinal de entrada.

O circuito integrado utilizado para ambos os demoduladores é o CD 4046B, já mencionado no circuito de gravação, só que neste caso é ligado em configuração de comparador de fase com as seguintes características:

- os capacitores C21, C22, C23, C24, bem como as resistências R40 e R41 definem a faixa de frequências do VCO conforme a velocidade,
- as resistências R42 e R43 oferecem a possibilidade de "offsets" de frequência,
- os componentes R44, R45, R46, R47, C25 e C26 formam filtros passa-baixas.

O CI 4046B possui dois comparadores de fase. Optou-se pelo comparador I, que consiste numa malha tipo "OU-exclusivo". Sem sinal ou ruído na entrada, a tensão média da saída do comparador é de $V/2$. O filtro passa-baixas conectado à saída do comparador de fase fornece a tensão média à entrada do VCO, fazendo-o oscilar à frequência central F_o .

A faixa de frequências correspondente aos sinais de entrada em que o "PLL" permanece em "lock" se ele já estivesse inicialmente neste estado é definida como "faixa de lock" ($2.f_L$). A faixa de frequências dos sinais de entrada em que o PLL entra em "lock" se estivesse inicialmente "fora" é definida como "faixa de captura" ($2.f_c$). A faixa de captura deve ser menor ou igual à de "lock". Com este comparador, a faixa de frequências em que o PLL pode entrar em "lock" (faixa de captura) depende das características do filtro-passa-baixas a ele ligado e pode ser tão grande quanto a faixa de "lock".

O comparador I também permite que o sistema permaneça em "lock" mesmo com níveis altos de ruído no sinal de entrada. Uma característica deste tipo de comparador de fase é que ele pode entrar em "lock" em frequências de entrada que estejam próximas às harmônicas da frequência central do VCO.

Em baixa rotação, a frequência do oscilador é de 240 Hz com $\pm 40\%$ de desvio. Portanto, analogamente à gravação, a faixa de "lock" é igual a:

$$2.f_L = 336 - 144 = 192 \text{ Hz}$$

A faixa de captura foi escolhida como sendo igual a 80% da faixa de "lock", ou seja:

$$2.f_c = 0,8.2.f_L = 153 \text{ Hz}$$

As faixas de "lock" e de captura para alta rotação foram calculadas de maneira análoga para a frequência central do oscilador igual a 7.200 Hz com $\pm 40\%$ de desvio. A partir de gráficos que descrevem o comportamento do CD4046B foi possível determinar os valores das capacitâncias e das resistências dos componentes externos, para o funcionamento adequado dos demoduladores.

Note-se que os capacitores C21 e C22, bem como C23 e C24, e os resistores R44 e R46, bem como R45 e R47, são utilizados para permitir o funcionamento, ora em baixa rotação, ora em

alta. Para alta rotação as chaves dos capacitores estão abertas e as dos resistores fechadas.

Após a demodulação, cada um dos sinais (provenientes dos 2 canais) é filtrado por um filtro passa-baixas, tipo Butterworth de terceira ordem com frequência de corte igual a 40 ou 1.200 Hz, de acordo com a velocidade de reprodução. Estes filtros são similares ao utilizado no sistema de gravação, dispensando portanto nova descrição. Em seguida, os sinais são subtraídos através de um amplificador diferencial com ganho aproximadamente unitário (vide fig. IV.9). Os resistores R62 e R63, bem como os resistores R64, R65, R66 e R68 deste amplificador devem ser bem casados para que se consiga uma subtração de boa qualidade entre os sinais. Para R62=R63 e R64=R65=R66=R68, a tensão de saída é dada pela seguinte expressão:

$$V_s = 2.R65/R62.(1 + R65/R67).(V_4 - V_3)$$

Após a subtração, foi adicionado um filtro de saída com uma menor faixa de frequências; ele é um filtro passa-baixas de segunda ordem e também é chaveado conforme a velocidade. Suas frequências de corte (F_c) são 27,5 Hz e 825 Hz, respectivamente. Os valores de C34 e C35 foram calculados pela fórmula que segue:

$$C'1 = 1,414/(2.\pi.F_c.R) \text{ , onde } R=R69=R70$$

Os valores de C36 e C37 foram obtidos pela seguinte fórmula:

$$C'2 = 0,707/(2.\pi.F_c.R)$$

O sinal ainda passa por um estágio de ajustes de "offset" e de ganho. Ambos podem ser controlados externamente. Assim, tem-se finalmente o sinal de saída da reprodução.

Para o sistema de reprodução, foi necessário ainda a implementação de um sistema de controle de velocidade para o motor DC usado durante a reprodução em alta rotação. Utilizou-se então a técnica da detecção da variação de fase entre sinais.

O PLL, como já foi visto anteriormente, consiste basicamente de três componentes: um detetor de fase, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por tensão (VCO). No caso de controle de velocidade de um motor, este último, juntamente

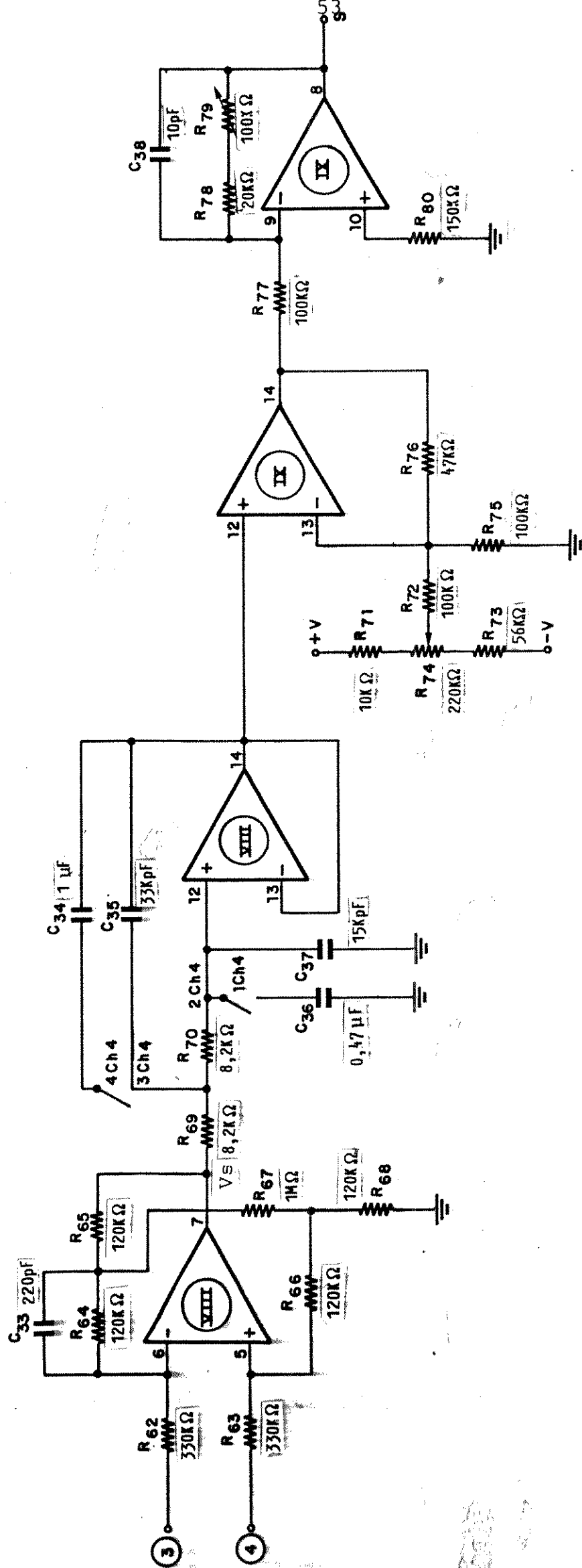


FIGURA IV.9 - Sistema de reprodução: circuito de subtração, filtro, ajustes de ganho e "offset".

com um tacômetro ótico, devem fornecer uma informação de frequência. O detetor de fase compara um sinal de referência e o sinal vindo do motor e fornece uma tensão de saída proporcional à diferença entre as fases destes sinais. O sinal de saída é filtrado pelo filtro passa-baixas e é aplicado ao VCO. A tensão de controle do VCO varia a frequência numa direção tal que reduz a diferença de fase entre o sinal de entrada e o oscilador local.

O sistema de controle, como mostrado na fig. (IV.10.a), foi montado da forma que passa-se a descrever. Fêz-se um disco com 16 marcas utilizando-se papel refletor que foi colado sobre a superfície de um dos volantes do toca-fitas e foi utilizado um sensor ótico próximo ao volante juntamente com um foto-transistor. Ambos foram montados de forma a detetarem as marcas, fornecendo assim a informação real da velocidade instantânea do motor. Os pulsos do foto-transistor foram amplificados e comparados com uma frequência de referência através de um comparador de fase; para tal, utilizou-se o comparador II do circuito integrado CD4046B. Este comparador não entra em "lock" em frequências múltiplas da frequência central, não correndo o risco de responder às harmônicas da frequência de referência (GEIGER- 1981). O circuito se encontra na fig. (IV.10.b). A saída do comparador de fase passa por um estágio de ajuste de "offset" obtendo-se apenas a tensão correspondente à variação de velocidade. Em seguida, este "erro" passa por um controle de ganho para que as variações de tensão sejam correspondentes às variações de velocidade a serem impostas sobre o motor. Neste ponto, deve-se somar o erro a uma tensão DC fixa, para então passar por um estágio de potência (fig. IV.11) e finalmente realimentar o motor.

Foi escolhido o valor de 320 Hz para a frequência de referência, ou seja, a velocidade desejada para o motor foi de 1200 rpm. Tendo-se 16 marcas no disco, tem-se os seguintes valores para a velocidade e a frequência correspondente lida pelo tacômetro:

$$\omega = 1200.16 = 19200 \text{ ciclos/min}$$

$$F = 19200/60 = 320 \text{ Hz}$$

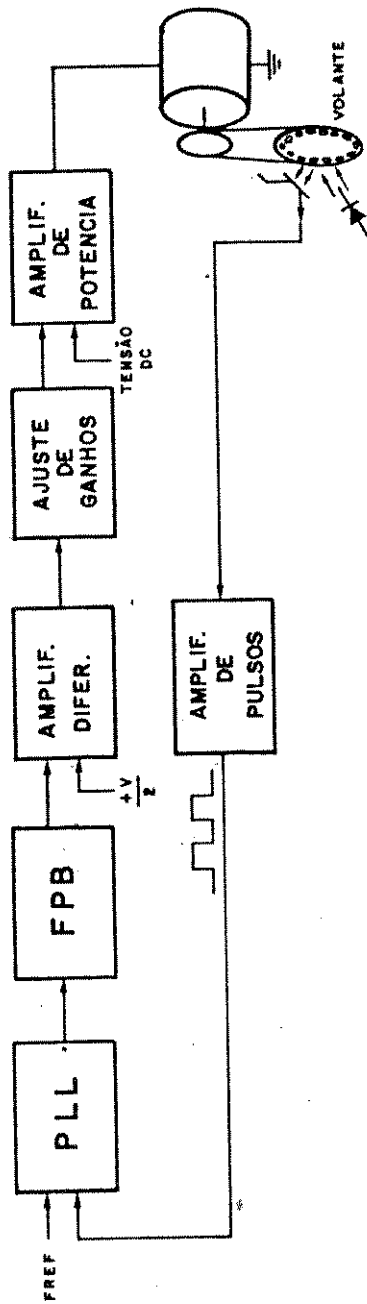


FIGURA IV.10.a - Diagrama em blocos do sistema de controle de velocidade do motor DC.

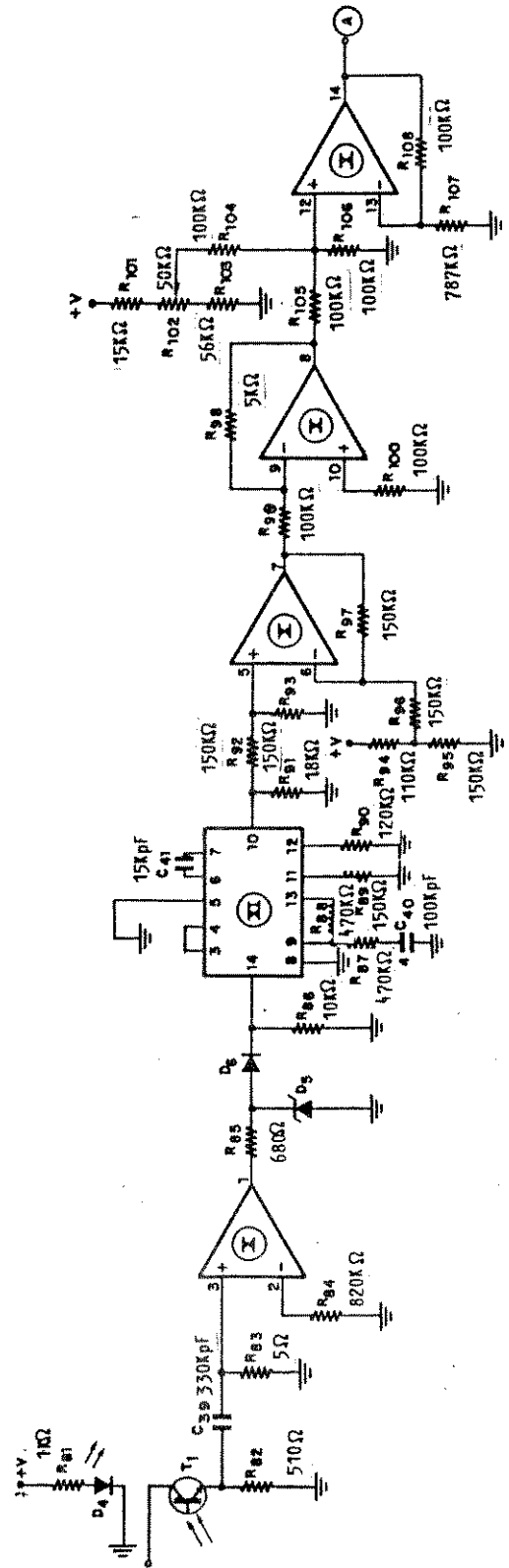


FIGURA IV.10.b - Circuito de controle de velocidade do motor.

Supondo que a velocidade varie na faixa de 900 rpm a 1500 rpm, as frequências máxima e mínima detetadas pelo fototransistor serão iguais a:

$$F_{\max} = 400 \text{ Hz}$$

$$F_{\min} = 240 \text{ Hz}$$

A partir de gráficos que descrevem o funcionamento do CD4046B foi possível determinar os valores de R90, C41 e R89. Escolheu-se faixas iguais de "lock" e de captura, ou seja:

$$2.f_c = 2.f_L = 400 - 240 = 160 \text{ Hz}$$

O circuito de chaveamento do sistema é mostrado na figura IV.11. A lista dos componentes dos circuitos encontra-se no apêndice III.

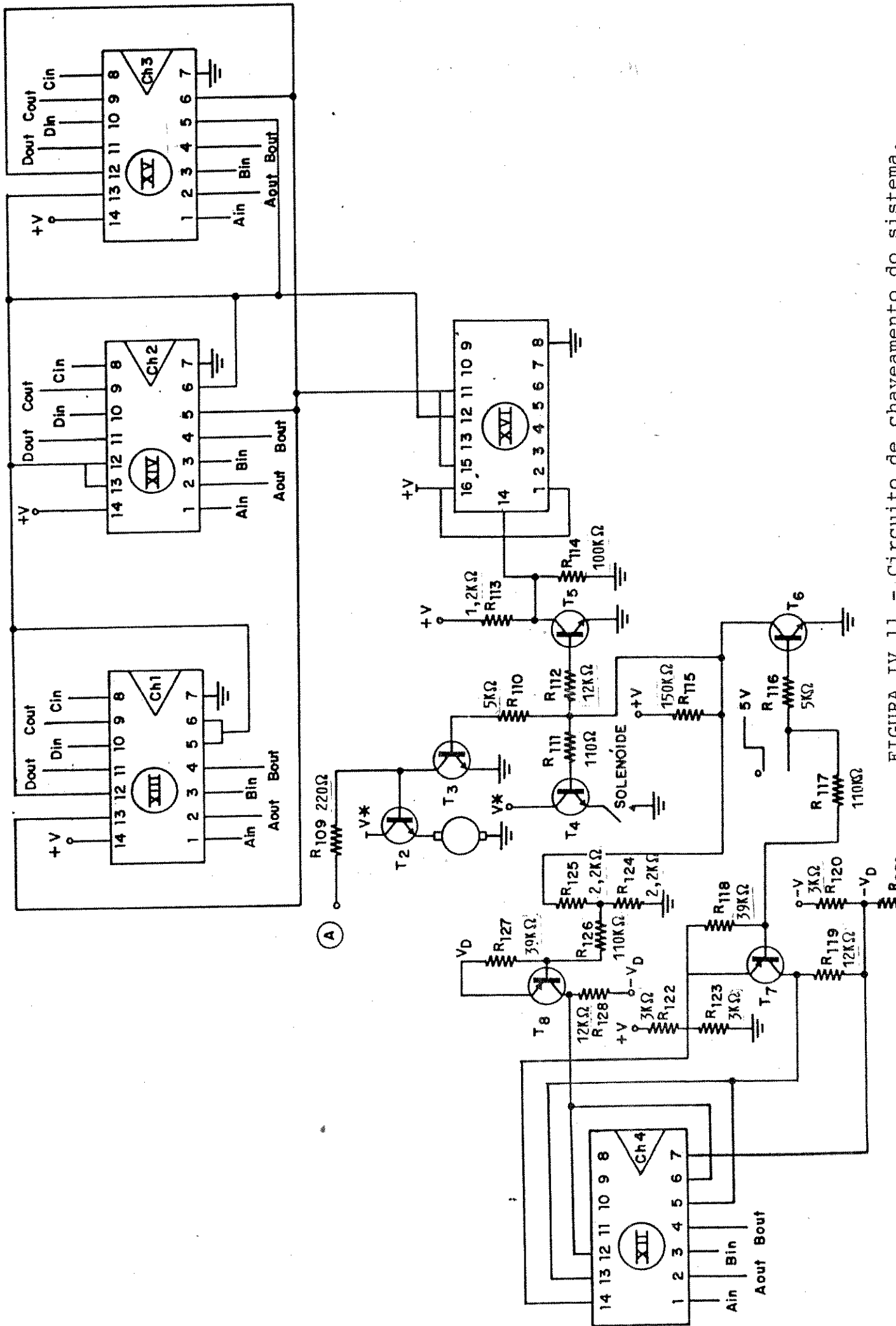


FIGURA IV.11 - Circuito de chaveamento do sistema.

CAPÍTULO V

SISTEMAS MECÂNICOS

V.1. SISTEMA MECÂNICO DE GRAVAÇÃO

Dado o longo tempo necessário para a gravação, foi preciso reduzir a velocidade do motor, permitindo-se, assim, a gravação de aproximadamente 20 horas numa fita cassete de 120 minutos. A não-existência de micro-motores de baixa rotação alimentados a bateria levou a optar-se pela redução mecânica da velocidade por meio de polias e correias. O espaço reservado para as baterias no toca-fitas foi utilizado para se encaixar o sistema mecânico de redução. Devido às dimensões reduzidas desta área, foram necessárias duas reduções intermediárias como mostra a figura V.1.

As polias (2) e (4), adquiridas no mercado, apresentaram um sulco um pouco profundo, dificultando a medida de seus diâmetros. Por isto, foi medido o ângulo da fenda e a distância entre as paredes superior e inferior das polias (vide a figura V.2). E assim, calculou-se a profundidade do sulco (h) através da fórmula:

$$h = 1,4 / (\text{tg } 37,5^\circ) = 1,82 \text{ mm}$$

A partir destes dados, as polias (1) e (3) foram construídas na oficina mecânica do INCOR, apresentando as mesmas características de sulco que as polias menores, ou seja, mesmo h e mesmo ângulo. Este tipo de corte assegura uma relação de velocidades em função da relação entre os diâmetros, independentemente das correias chegarem ou não até o fim do sulco. De acordo com o espaço disponível para as polias, foram definidos os seus diâmetros externos (De), que são iguais a:

$$\text{De } 1 = 25 \text{ mm}$$

e

$$\text{De } 3 = 23 \text{ mm}$$

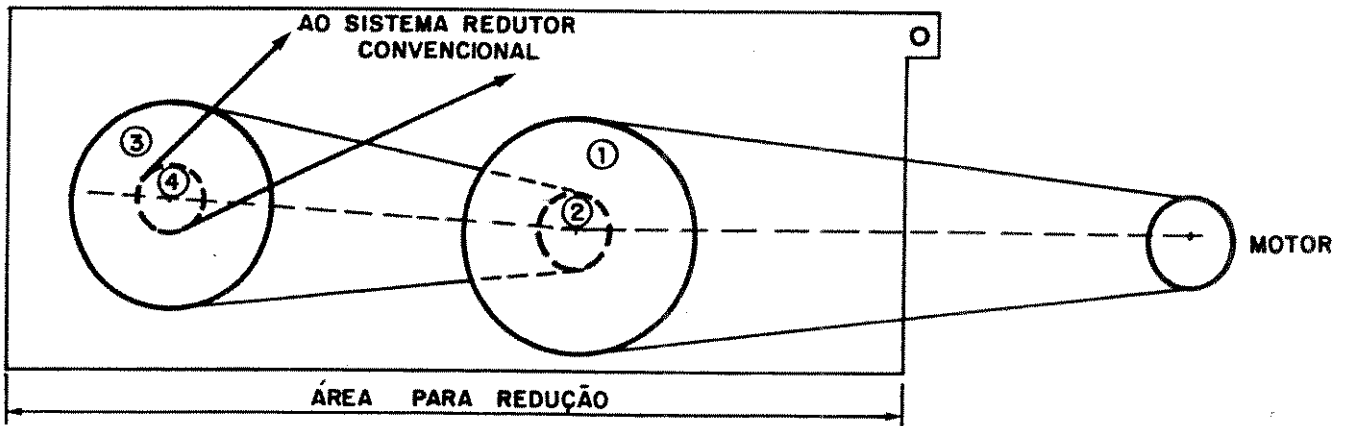


FIGURA V.1 - Sistema de redução de velocidade adicionado ao sistema mecânico convencional do toca-fitas.

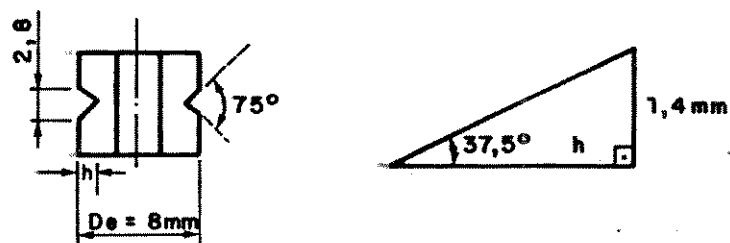


FIGURA V.2 - Ilustração das medidas efetuadas para calcular-se a profundidade do sulco das polias.

Os diâmetros internos (D_i) foram calculados a partir da seguinte fórmula:

$$D_i = D_e - 2.h$$

Portanto, os diâmetros internos das polias 1, 2, 3 e 4 são iguais a 21,4 mm, 4,4 mm, 19,4 mm e 4,4 mm, respectivamente. O esquema geral das polias e correias encontra-se na figura V.3.a. O centro (C_2) das polias 3 e 4 está localizado em um ponto deslocado 3 mm do eixo horizontal.

Então, a distância entre os centros C_1 e C_2 é dada por:

$$a_2 = (9 + 1089) \exp 1/2 \approx 33,2 \text{ mm}$$

As correias tem espessura de 1 mm aproximadamente, e são do tipo comumente usado em toca-fitas. Seus comprimentos foram calculados através de equações apresentadas por Niemann (1971), a partir dos seguintes dados: distâncias entre eixos (a_1 e a_2), espessura da correias (s), diâmetros efetivos das polias (diâmetro externo - espessura da correia = D), e ângulos das correias (denominado de β na figura V.3.b). Os comprimentos são iguais a:

$$L_1 \approx 106,7 \text{ mm} \quad \text{e} \quad L_2 \approx 116,7 \text{ mm}$$

As polias foram feitas com alumínio, por se tratar de um material relativamente leve, não influenciando praticamente no peso total do toca-fitas. Para os eixos e mancais, utilizou-se o aço, pois este apresenta alta resistência ao atrito, minimizando o rápido desgaste dos mancais com o tempo. Seus desenhos se encontram nas figuras V.4.a a V.4.f. As placas de apoio foram colocadas entre espaçadores. A figura V.5 mostra uma vista de uma das placas de apoio. A figura V.6 é uma representação dos sistemas convencional e com adaptação.

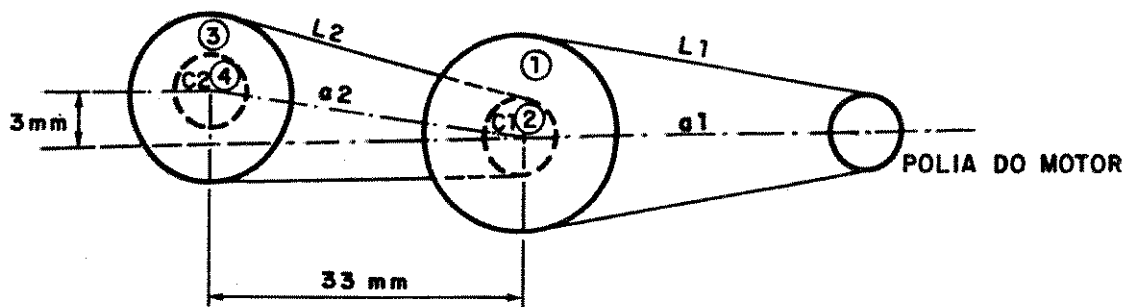


FIGURA V.3.a - Esquema geral das polias e correias.

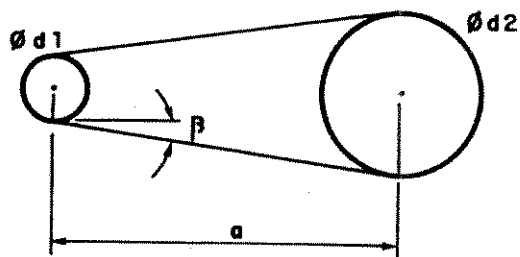


FIGURA V.3.b - Definição do ângulo β .

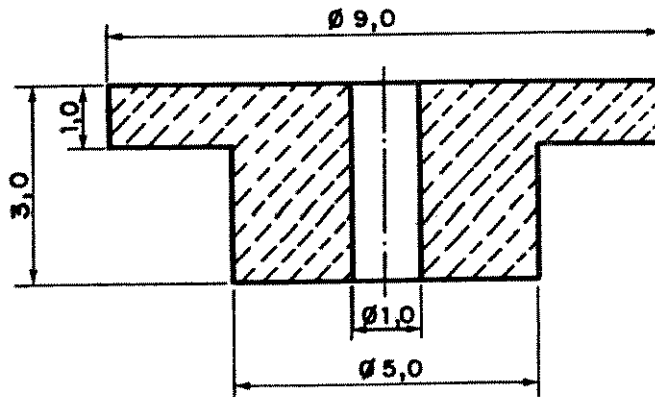


FIGURA V.4.a - Mancal, escala 8:1.

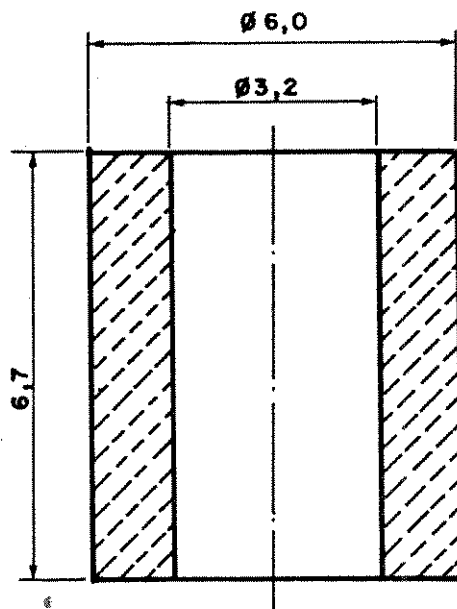


FIGURA V.4.b - Espaçador, escala 8:1.

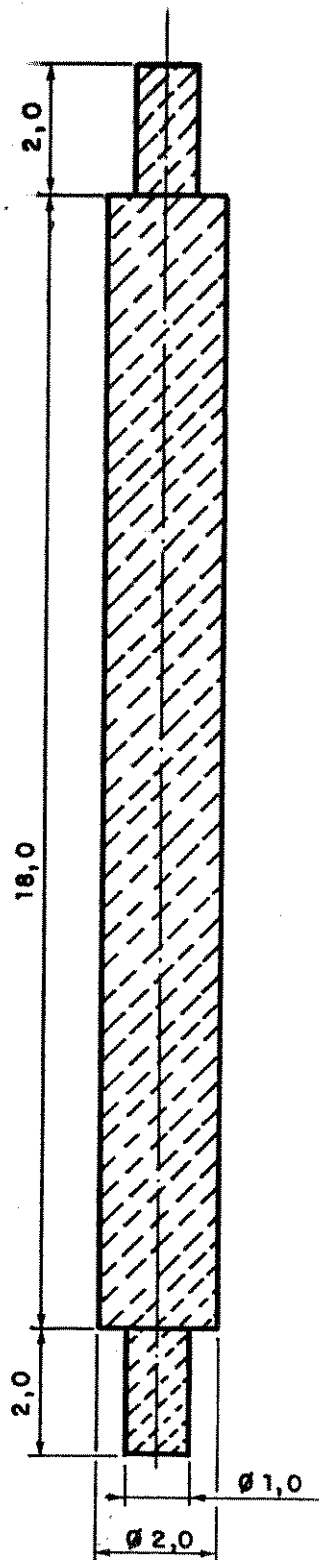


FIGURA V.4.c - Eixo, escala 8:1.

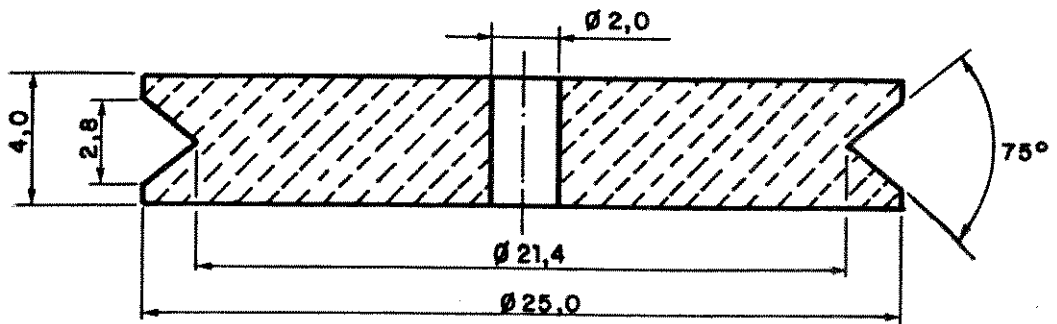


FIGURA V.4.d - Polia 1, $D = 24\text{mm}$, escala 4:1.

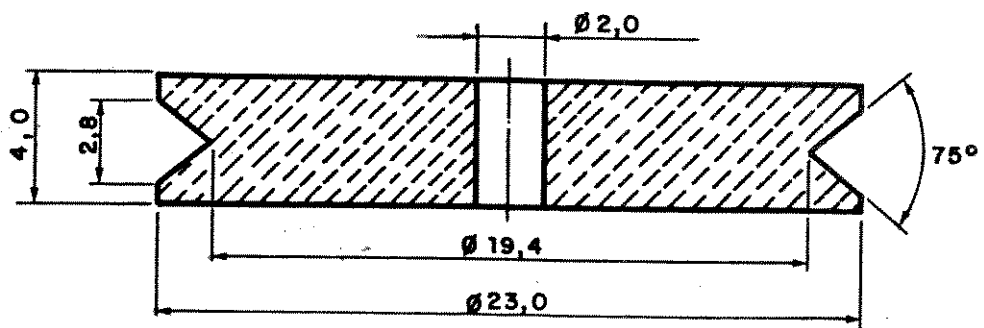


FIGURA V.4.e - Polia 3, $D = 22\text{mm}$, escala 4:1.

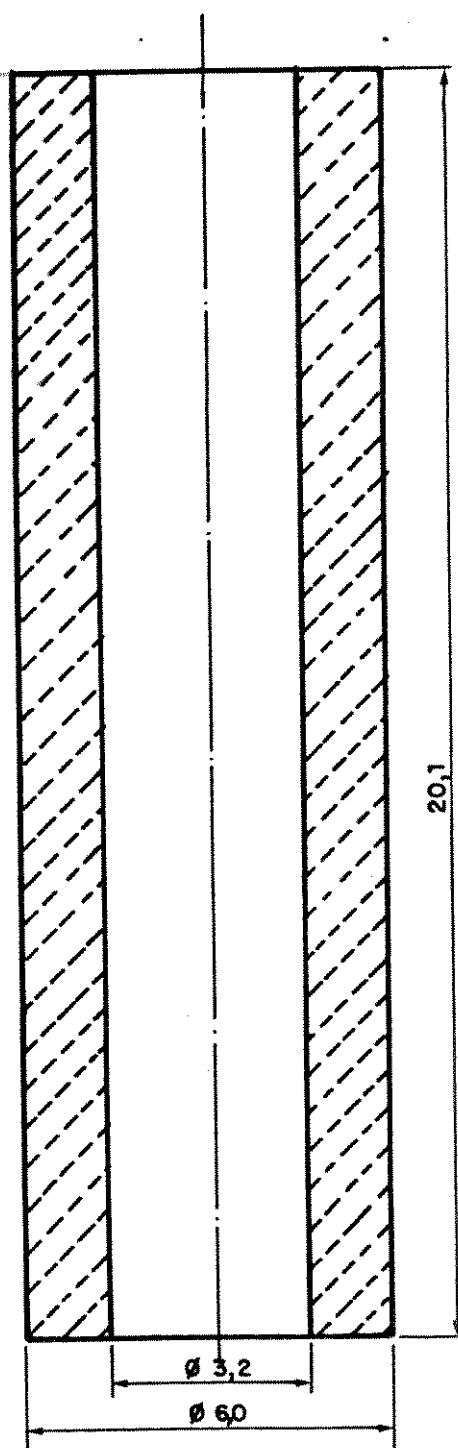


FIGURA V.4.f - Espaçador entre placas, escala 8:1.

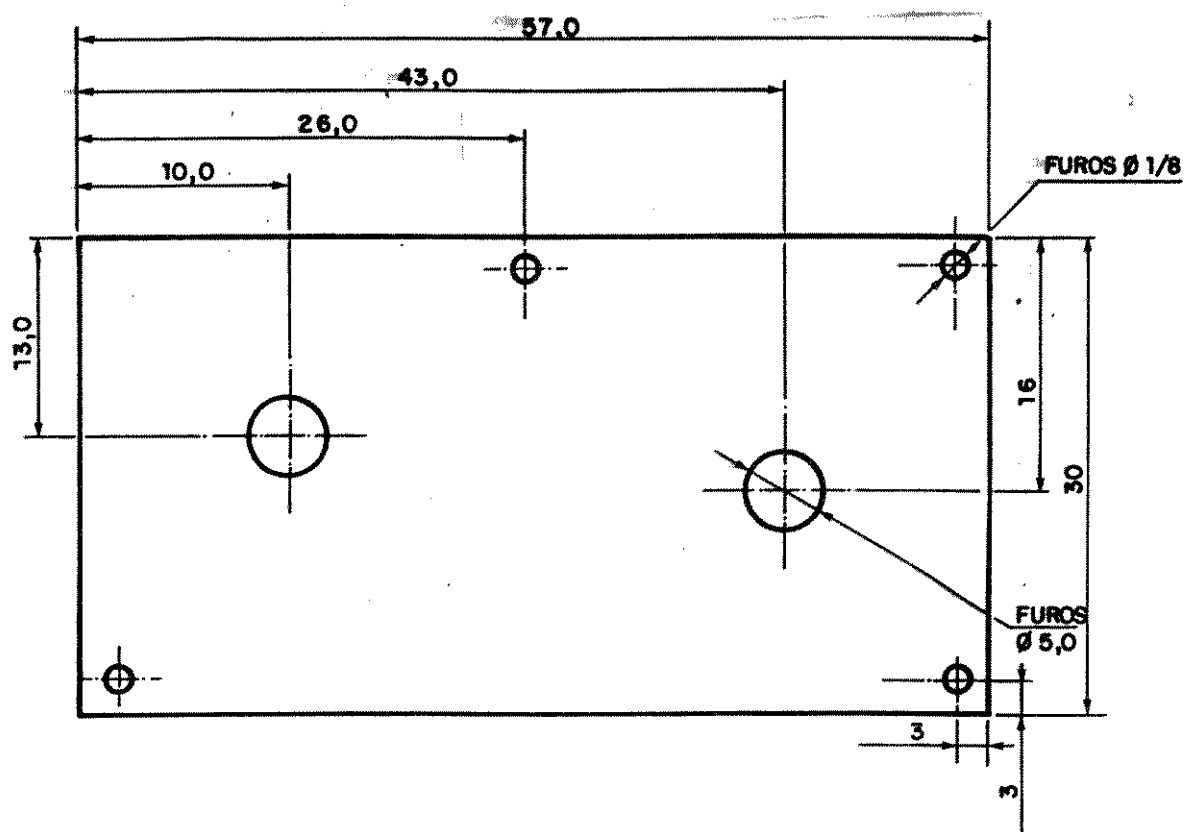


FIGURA V.5 - Placa de suporte, escala 2:1.

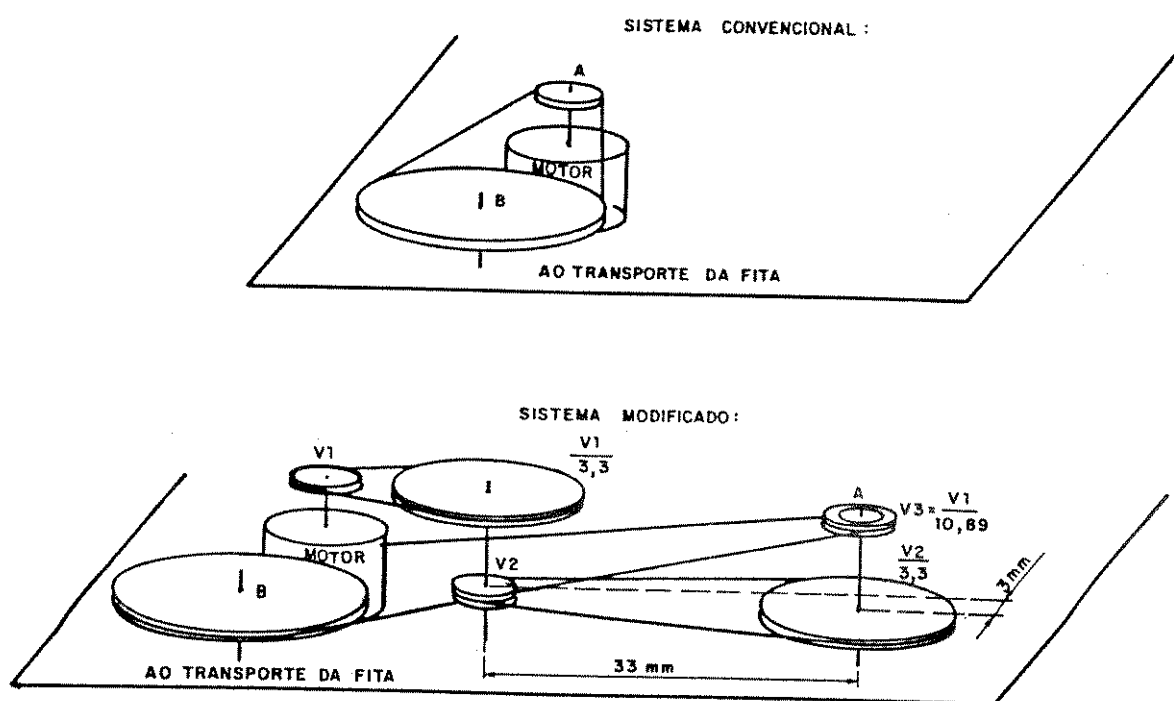


FIGURA V.6 - Sistemas mecânicos convencional e modificado.

V.2. SISTEMA MECÂNICO DE REPRODUÇÃO

Para a reprodução, houve dificuldade em se controlar eletronicamente a velocidade de um só motor DC para as duas rotações, uma vez que a relação de velocidades era muito alta (maior que 30 vezes em testes). Inicialmente, foi dimensionado e construído na oficina mecânica do INCOR um sistema no qual se utilizou a propriedade do atrito entre eixos durante o acionamento em alta rotação e a redução de velocidade por meio de engrenagens, usando um só motor. Porém, como este sistema de engrenagens permanecia conectado ao sistema de reprodução durante a alta velocidade, paralelamente aos eixos de contato acima mencionados, tal sistema era "travado", brecando o movimento, o que sugeriu a não-utilização deste sistema, mesmo com um motor mais potente, pois o problema persistiria. Por isto, optou-se por uma solução mais simples, onde são usados dois motores diferentes: um de indução capaz de transmitir baixa velocidade e um motor DC responsável pela reprodução em alta rotação. O acionamento do sistema, ora por um motor, ora por outro, é feito através de um solenóide (vide a figura V.7).

O motor DC (ELTRON; 2100rpm, 6V, 1/30HP) tem conectado ao seu eixo uma polia de nylon que transmite o movimento ao sistema de reprodução através de uma correia. Este motor é chaveado de forma a parar no instante da reprodução em baixa rotação, quando então o motor de indução (SERMAR, 75rpm, 110V, 1/75HP), que fica ligado continuamente, é acoplado através de um disco à polia de nylon por meio de um solenóide. Portanto, o solenóide é acionado no instante em que o motor DC é desligado e, para a alta rotação, ele permanece desacionado, fazendo com que o disco retorne à sua posição inicial através de uma mola, ao mesmo tempo em que o motor DC é ligado novamente. Os acionamentos do motor DC bem como do solenóide são realizados eletronicamente através de pulsos que também controlam o chaveamento das frequências dos demoduladores, filtros, etc., conforme a velocidade.

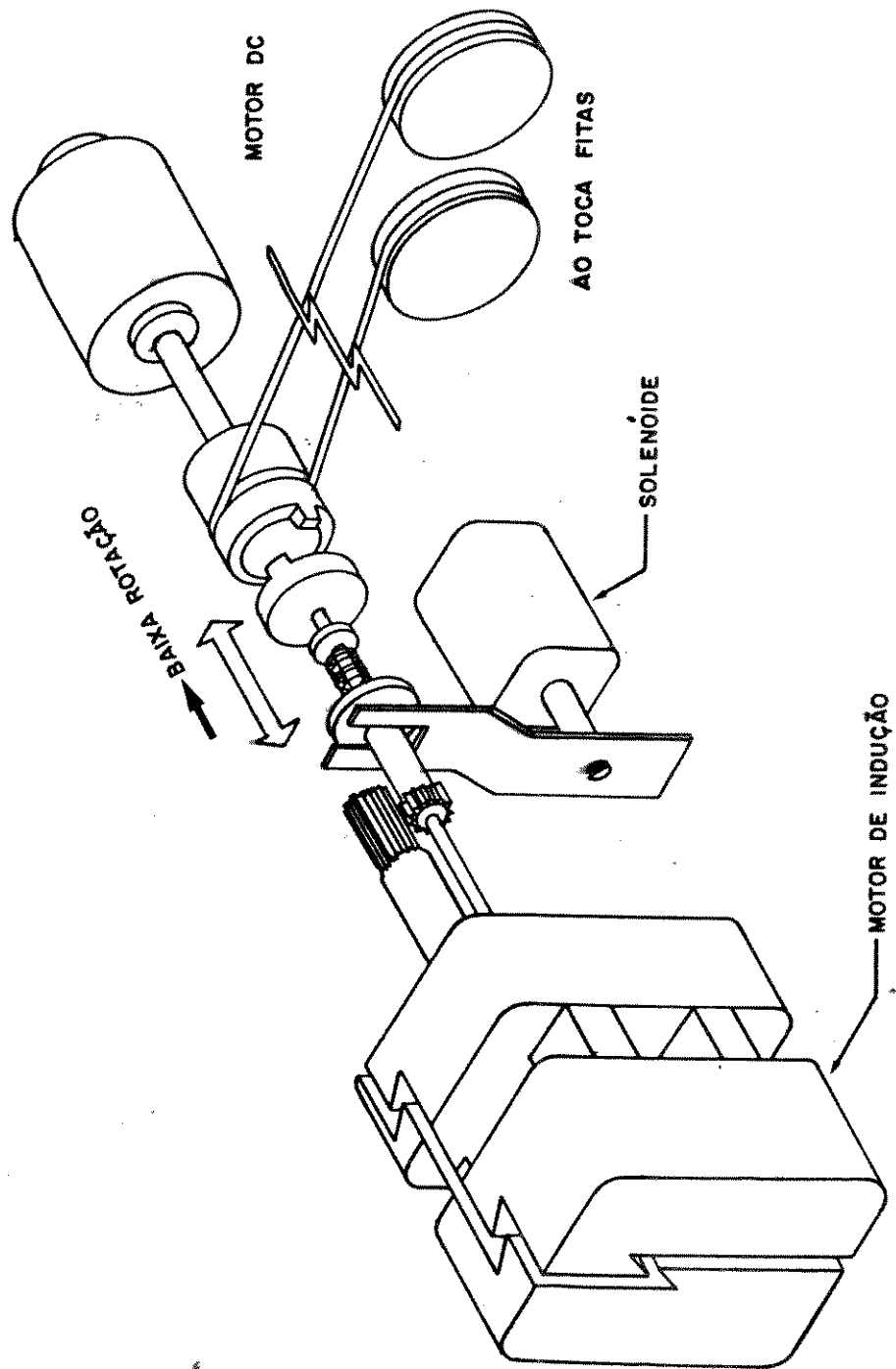


FIGURA V.7 - Adaptação do sistema mecânico de reprodução.

CAPÍTULO VI

TESTES E DISCUSSÃO

VI.1. TESTES

Testes preliminares foram feitos nos circuitos que compõem os sistemas de gravação e reprodução para verificar o funcionamento adequado dos mesmos.

Em seguida foram feitos testes do conjunto utilizando-se sinais de ECG de pacientes do banco de dados do MIT-BIH, que foram previamente gravados utilizando-se um gravador de instrumentação de quatro canais (HP, modelo 3960), na velocidade de 3 e 3/4 pol/seg. Estes sinais são considerados os sinais originais ou sinais de entrada para o sistema.

Foram comparados sinais reproduzidos pelo sistema em baixa rotação (velocidade igual a da gravação) com os sinais originais. Por inspeção visual concluiu-se que o sistema apresentou desempenho aceitável. A figura VI.1 é um exemplo dos resultados obtidos. Procedimento idêntico foi feito para testar a gravação em baixa velocidade e reprodução em alta velocidade.

A fim de obter-se uma melhor avaliação do sistema, particularmente em alta velocidade, quando variações na velocidade da fita são mais críticas, calculou-se o coeficiente de correlação ($\rho_{xy}(\tau)$) entre os sinais originais ($x(t)$) e os correspondentes sinais reproduzidos pelo sistema ($y(t)$). Para o cálculo, as seguintes equações foram usadas: (BENDAT-1980)

$$C_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) - \mu_x) \cdot (y(t+\tau) - \mu_y) dt =$$

$$= R_{xy}(\tau) - \mu_x \cdot \mu_y$$

$$C_{xx}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) - \mu_x)^2 dt = R_{xx}(0) - \mu_x^2$$

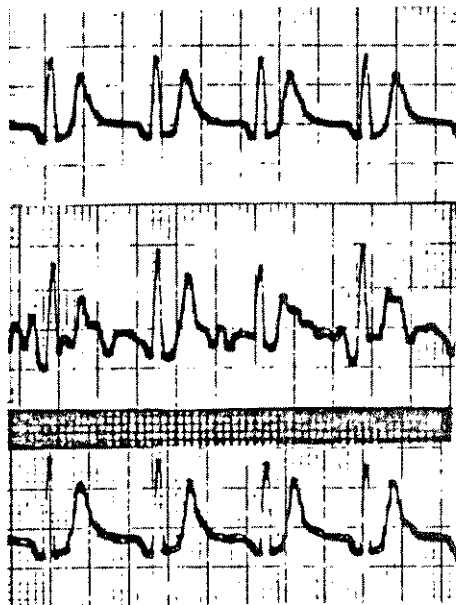


FIGURA VI.1 - Trecho do ECG de paciente (traçado superior); sinal reproduzido pelo sistema em baixa rotação (traçado inferior); e sinal reproduzido pelo canal 1, antes da subtração (traçado do meio). Os registros não foram realizados simultaneamente.

$$C_{yy}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T (y(t) - \mu_y)^2 dt = R_{yy}(0) - \mu_y^2$$

$$\rho_{xy}(\tau) = C_{xy}(\tau) / (C_{xx}(0) \cdot C_{yy}(0)) \exp 1/2$$

Onde C_{xy} é a função de covariância cruzada,

C_{xx} e C_{yy} são as funções de auto-covariância,

R_{xy} é a função de correlação cruzada,

R_{xx} e R_{yy} são as funções de auto-correlação, e

μ_x e μ_y são os valores médios dos sinais $x(t)$ e $y(t)$ respectivamente, durante o intervalo de tempo considerado (T).

Passa-se a descrever a metodologia seguida para obtenção do coeficiente de correlação. Os sinais originais foram gravados pelo sistema. Em seguida, foram reproduzidos em alta velocidade e gravados, fazendo-se uso de mesmo gravador de instrumentação já mencionado e na mesma velocidade (3 e 3/4 pol/seg), para posterior análise por um computador (HP 2100). Estes sinais foram considerados os sinais reproduzidos pelo sistema ou os sinais de saída.

Para entrar os dados no computador foi necessário superar o problema de limitação da frequência máxima de amostragem (1 KHz) da interface analógica-digital. Assim, os sinais de saída foram reproduzidos na velocidade de 15/16 pol/seg, isto é, quatro vezes mais devagar. Isto fez com que a relação entre as frequências dos sinais de saída do sistema e as dos sinais originais passasse de 32 vezes para apenas 8 vezes. Esta relação de 8 vezes foi mantida entre as frequências e tempos de amostragem dos sinais de saída do sistema e dos sinais originais, de forma a possibilitar a comparação entre eles como se fossem coincidentes. Utilizou-se também um programa que, atra-

vés do algoritmo FFT, forneceu os espectros de frequência destes sinais. Assim foi possível obter-se informações dos sinais no domínio de frequência, e uma melhor percepção visual da similaridade entre os mesmos.

Os resultados obtidos para sinais de ECG de pacientes são mostrados através de registros apresentados a partir da figura VI.2 até a figura VI.17. Escolheu-se trechos que correspondem a aproximadamente um ciclo cardíaco. Foram obtidos valores entre 0,892 e 0,984 para o coeficiente de correlação. Cabe frisar que foram escolhidos trechos de curta duração para serem analisados por questões de facilidade de identificação entre os sinais originais e os sinais reproduzidos pelo sistema. As figuras VI.18 e VI.19 ilustram os resultados obtidos para entrada senoidal.

VI.2. DISCUSSÃO

Foi feita uma avaliação do erro obtido com o método adotado de subtração entre sinais. Para isto, os sistemas de gravação e reprodução foram supostos com todos os seus moduladores e demoduladores bem calibrados na frequência central, e com comportamento linear em suas curvas de resposta, que devem ser semelhantes entre si, considerando-se a reprodução em baixa rotação, pois neste caso, as curvas dos moduladores e demoduladores deverão apresentar a mesma faixa de frequências. Tem-se de uma forma simplificada o diagrama de blocos do sistema global que se encontra na figura VI.20.a. Um dos canais contém o sinal de entrada e o outro canal recebe a tensão de referência. Numa situação onde haja alteração de um fator $n(t)$ na velocidade da fita durante a reprodução, por exemplo, o sinal de saída, que idealmente seria $S(t)$ (igual ao sinal de entrada), passará a ter o valor de $S'(t)$, devido às alterações das frequências como mostrado no gráfico da figura VI.20.b. O sinal de saída será igual a:

$$S'(t)_{\text{saída}} = n(t) \cdot (S(t)_{\text{entr}}) \quad \text{equação } 1$$

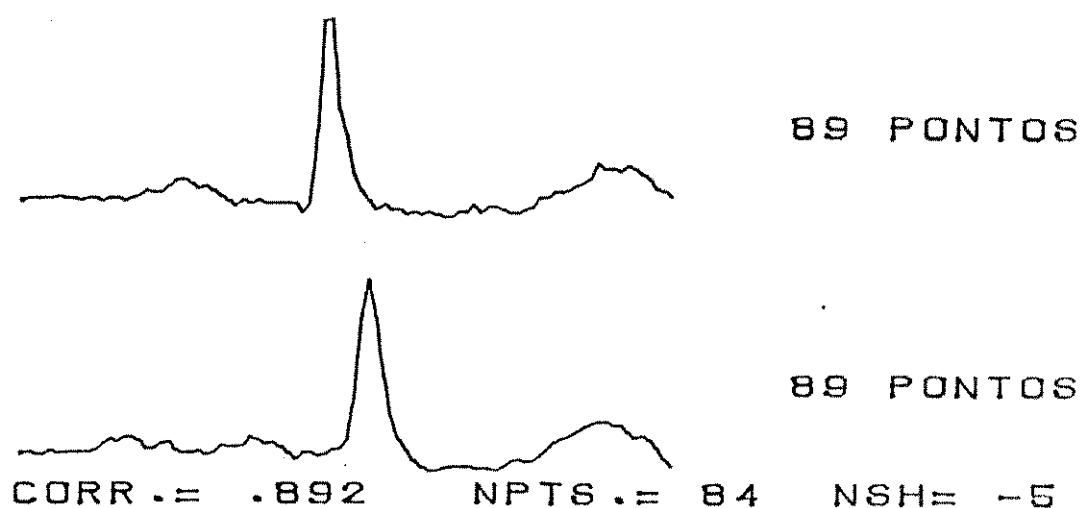


FIGURA VI.2 - Trecho do ECG do paciente 101 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,892.

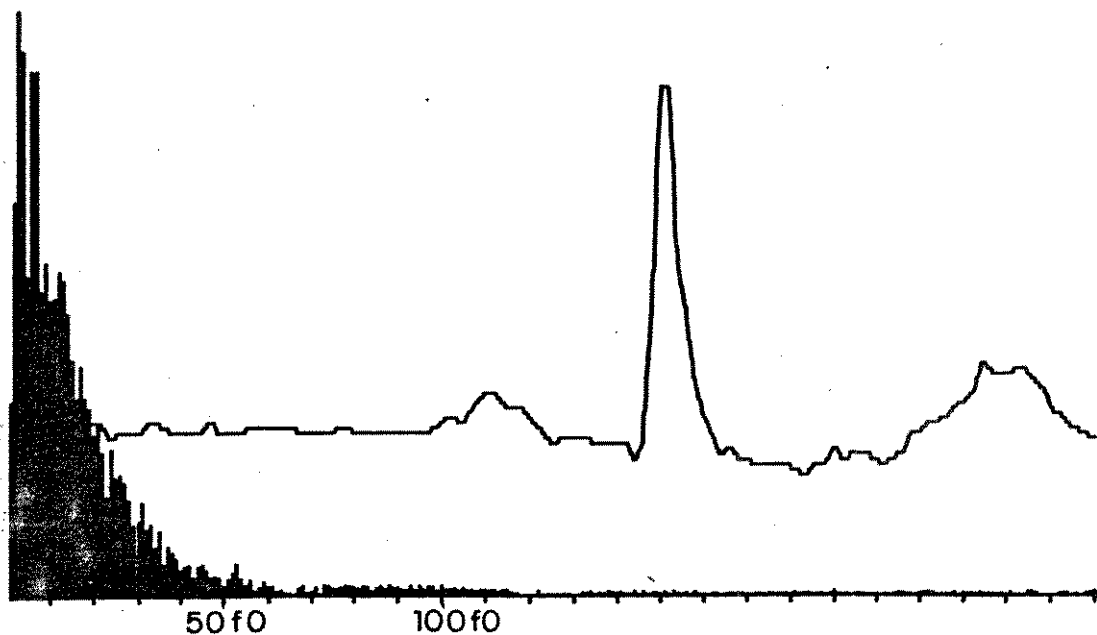


FIGURA VI.3.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 101). Fundamental (f_0)=0,992 Hz. Escala horizontal: cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

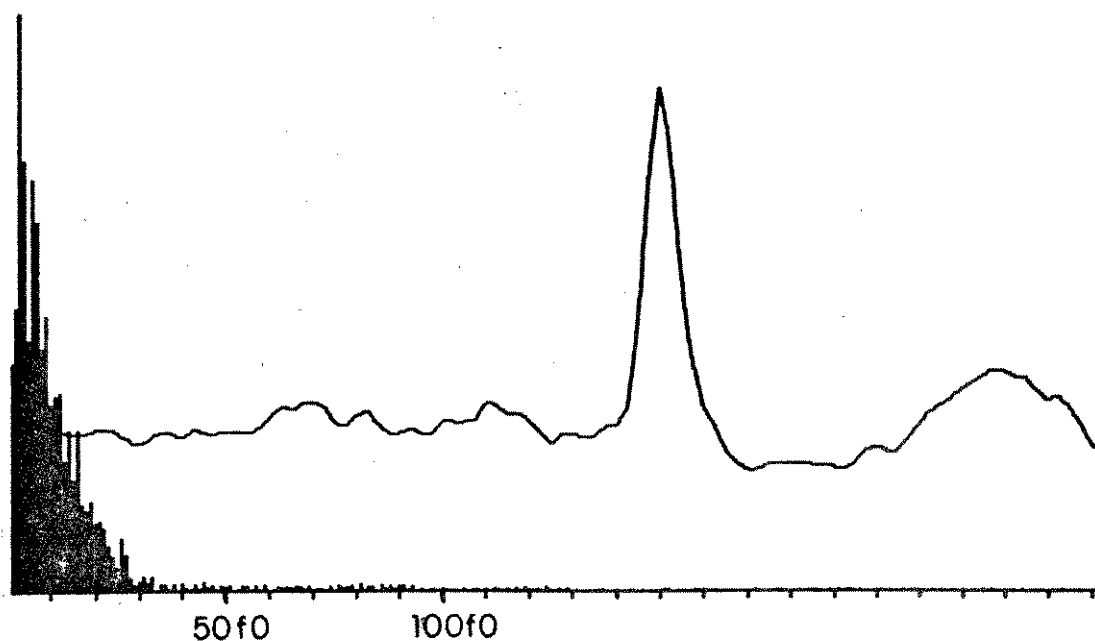


FIGURA VI.3.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=9,804 Hz. Escala horizontal: cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

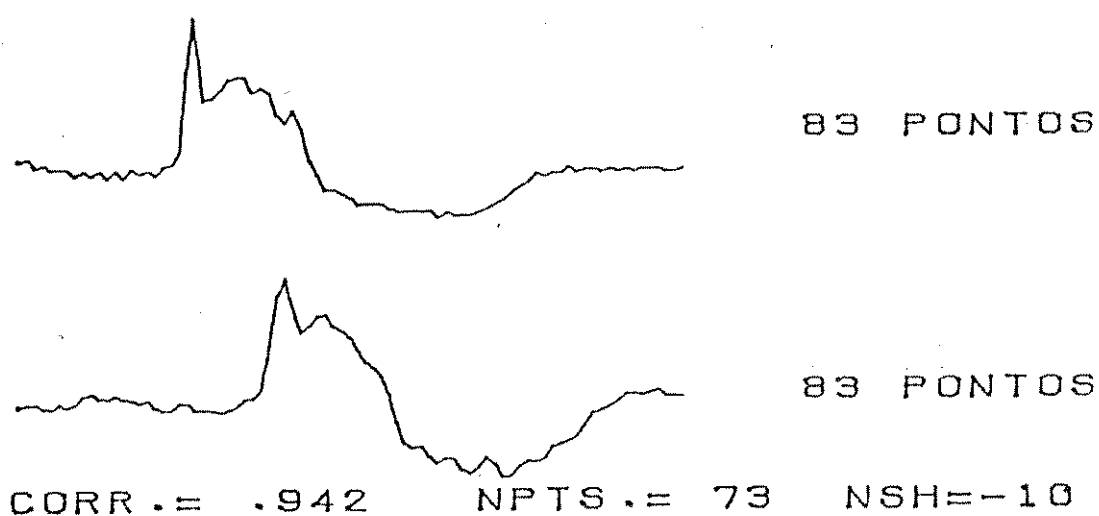


FIGURA VI.4 - Trecho do ECG do paciente 102 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,942.

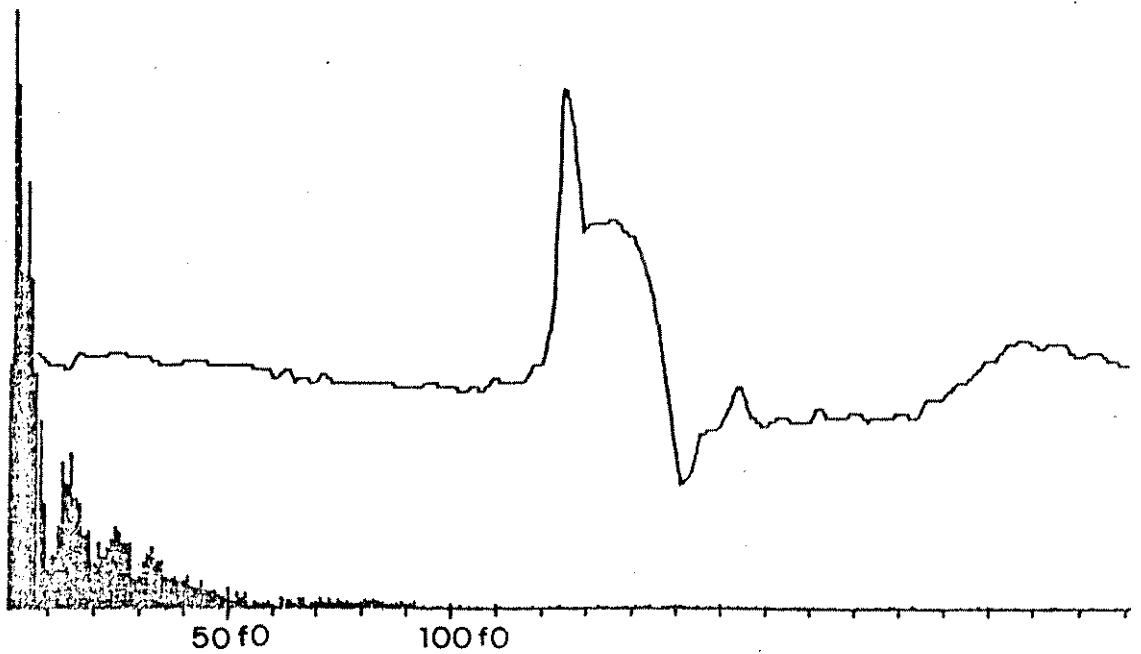


FIGURA VI.5.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 102). Fundamental (f_0)=1.087 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10.f_0$.

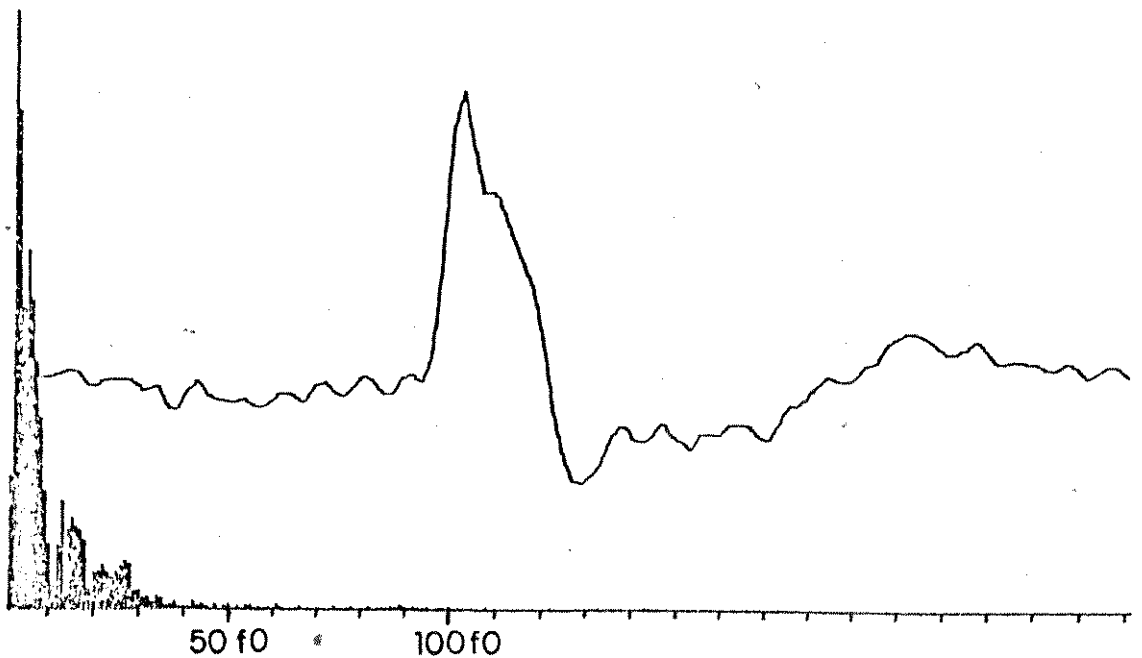


FIGURA VI.5.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=8,696 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10.f_0$.

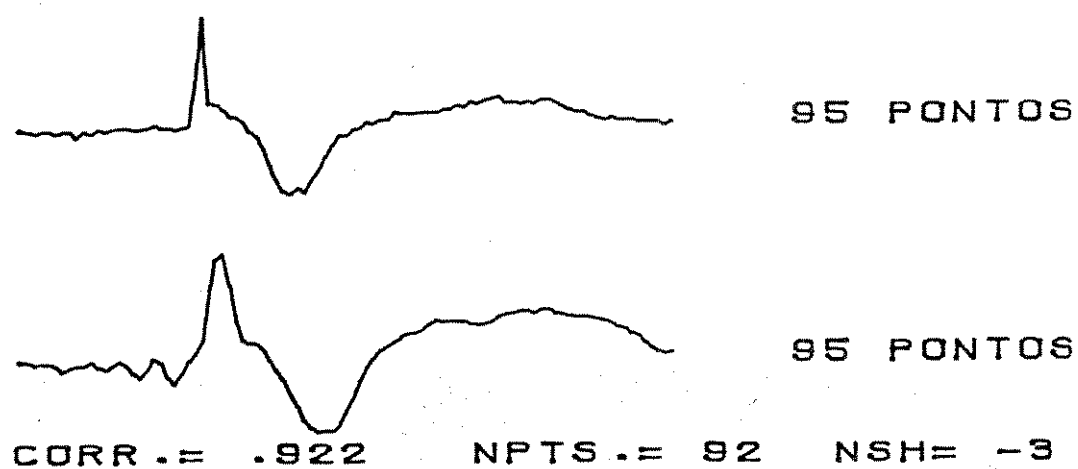


FIGURA VI.6 - Trecho do ECG do paciente 104 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,922.

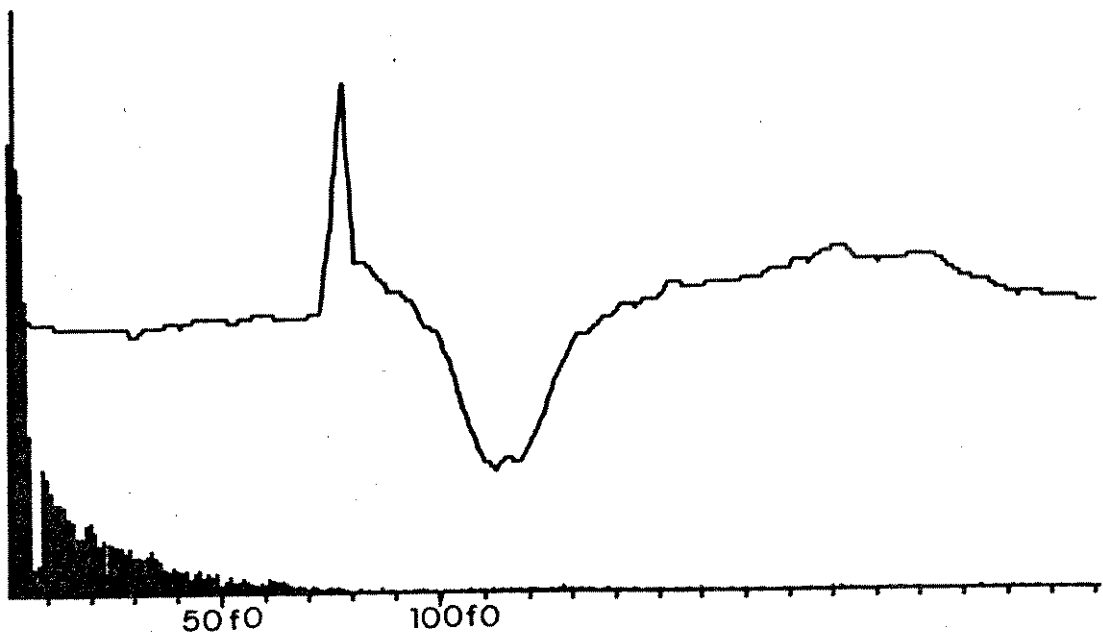


FIGURA VI.7.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 104). Fundamental (f_0)=1,316 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

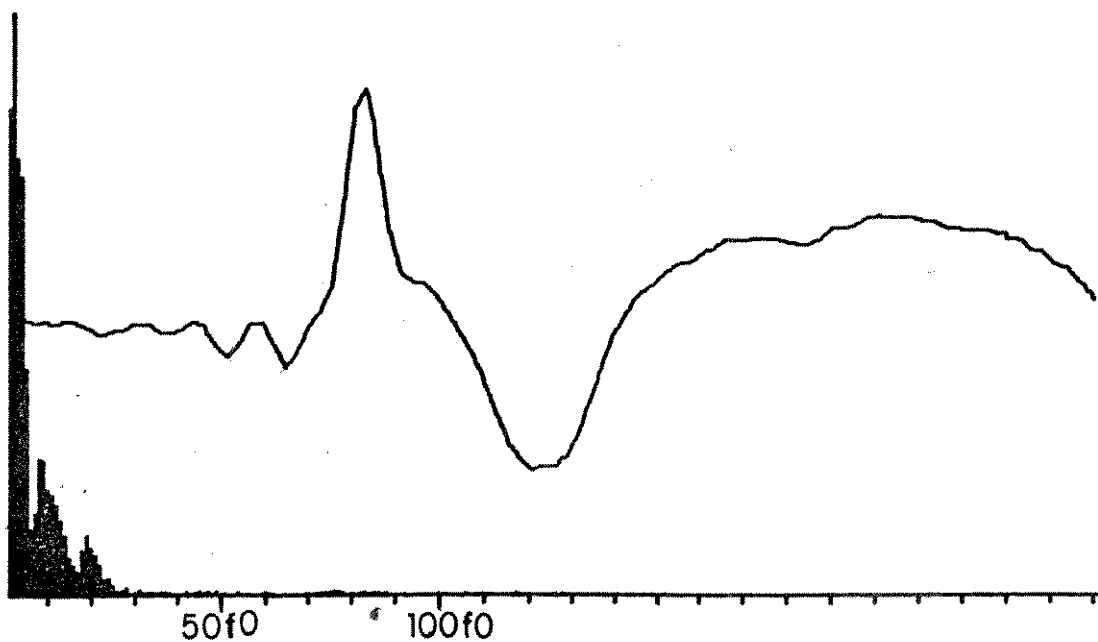


FIGURA VI.7.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=10,526 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

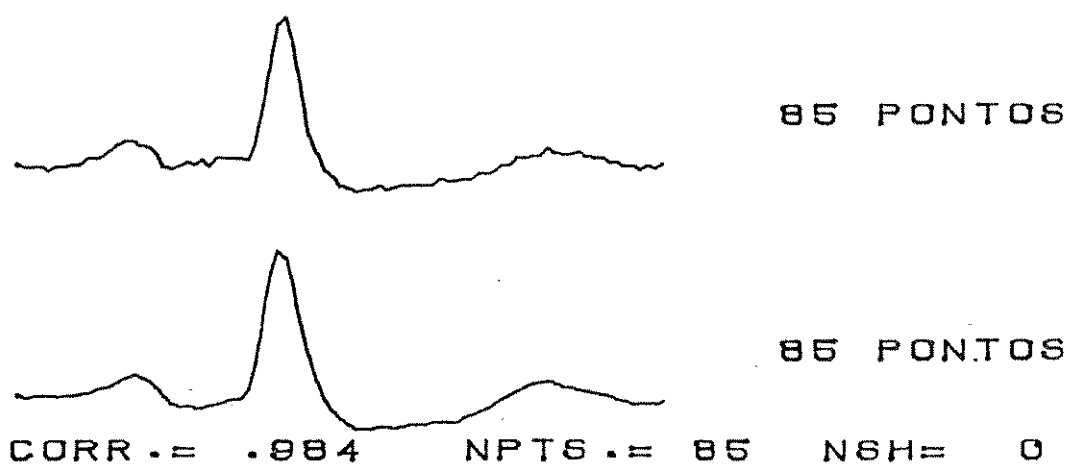


FIGURA VI.8 - Trecho do ECG do paciente 105 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,984.

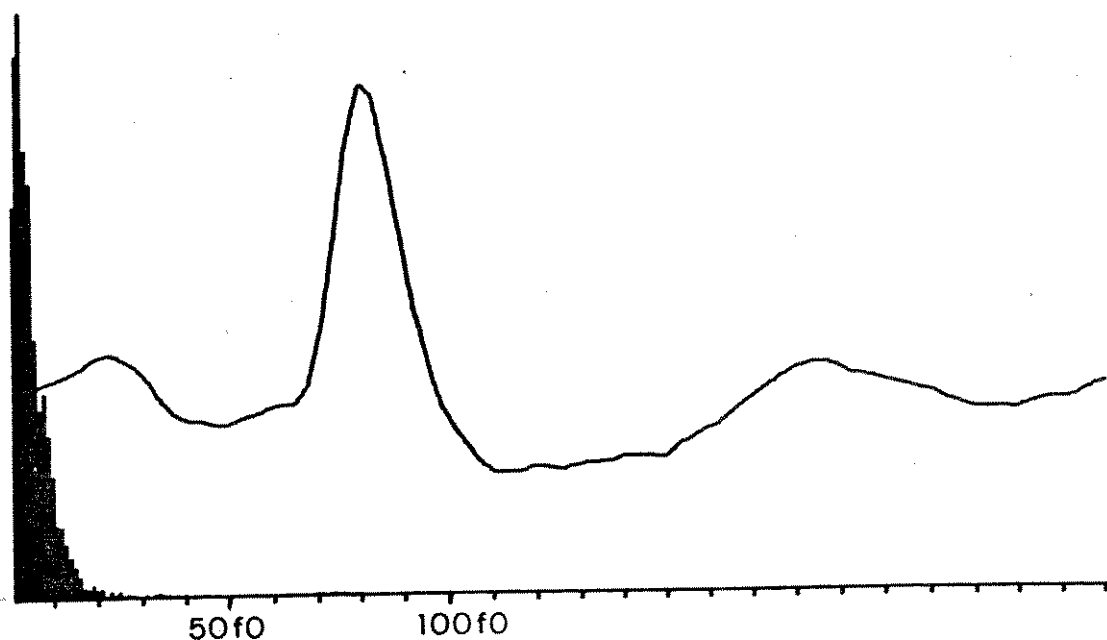


FIGURA VI.9.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 105). Fundamental (f_0)=1,506 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10.f_0$.

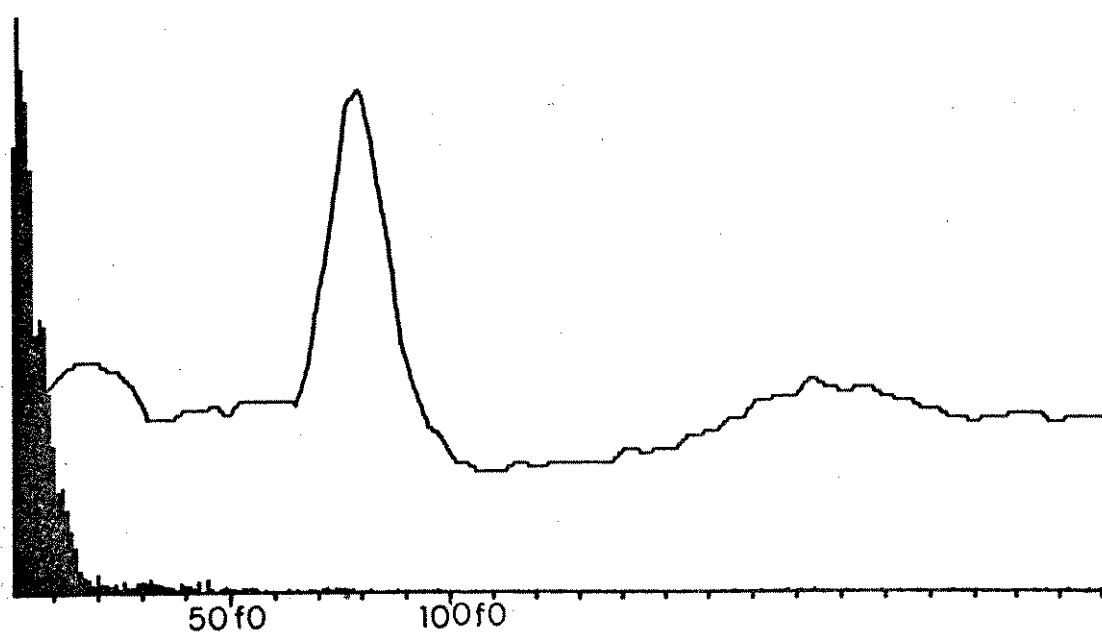


FIGURA VI.9.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=12,048 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10.f_0$.

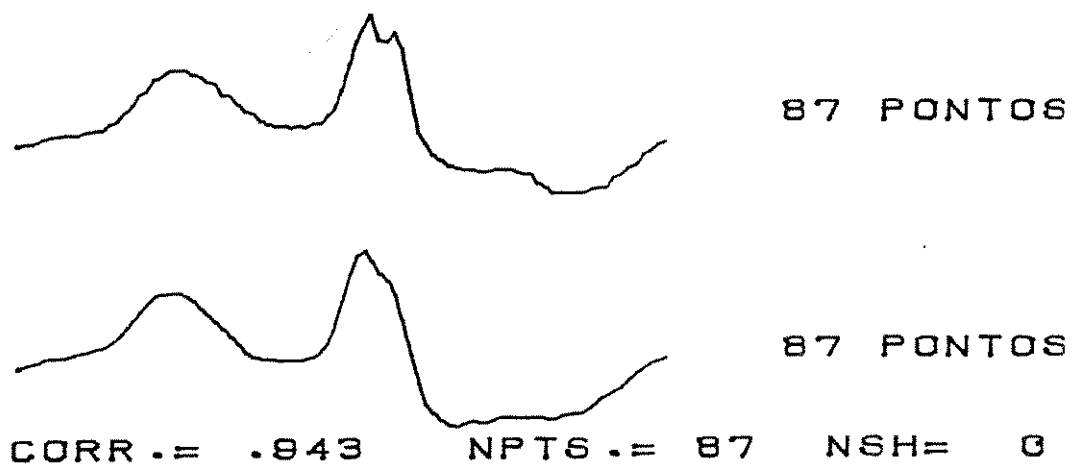


FIGURA VI.10 - Trecho do ECG do paciente 106 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,943.

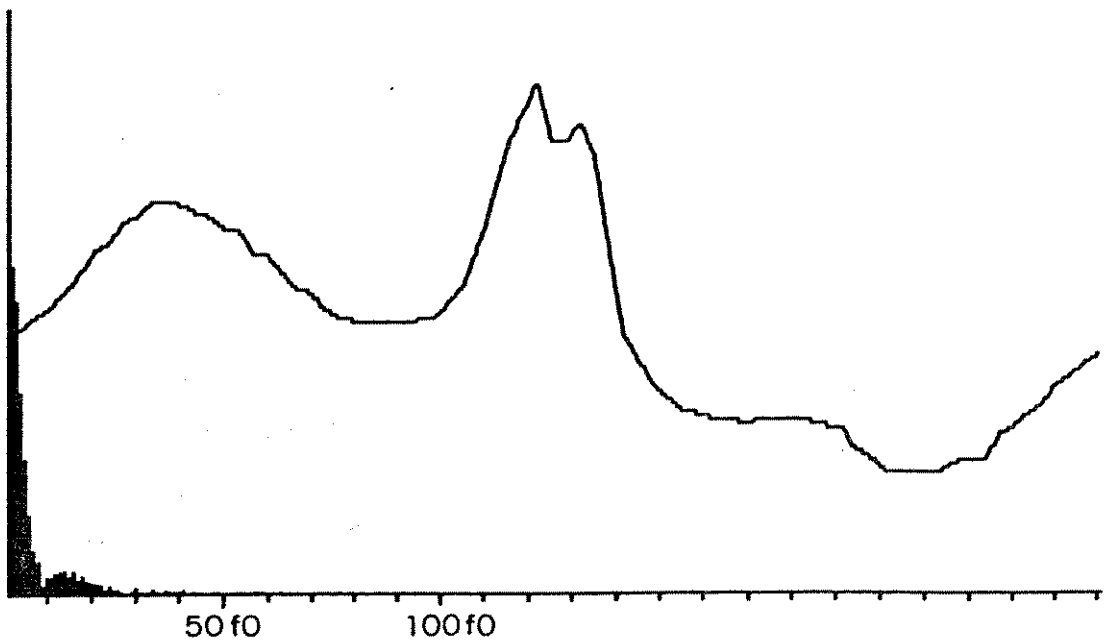


FIGURA VI.11.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 106). Fundamental (f_0)=1,623 Hz. Escala horizontal: cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

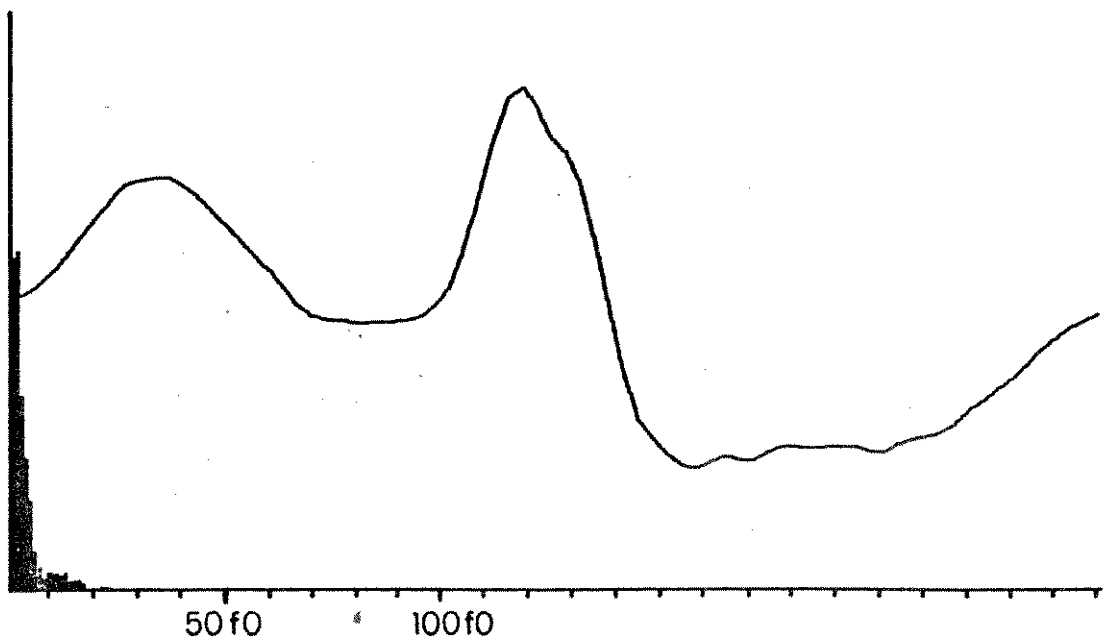


FIGURA VI.11.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=12,987 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

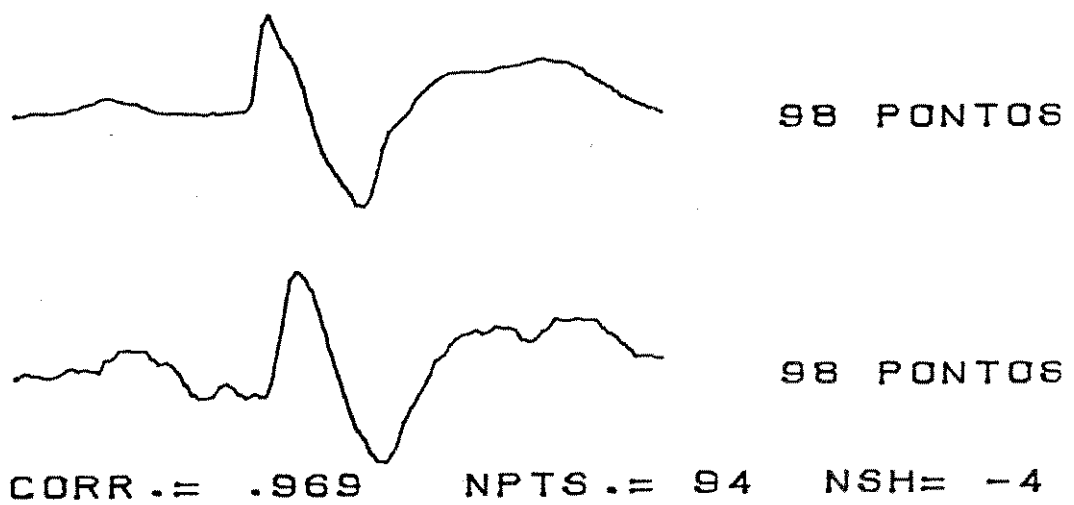


FIGURA VI.12 - Trecho do ECG do paciente 107 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,969.

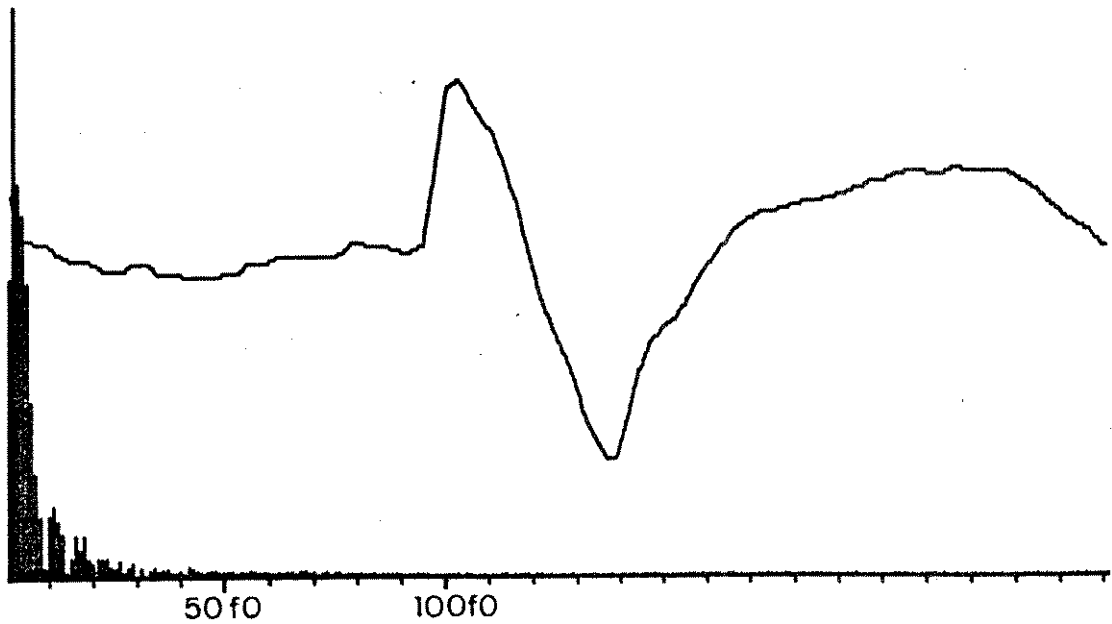


FIGURA VI.13.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 107). Fundamental (f_0)=1,289 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

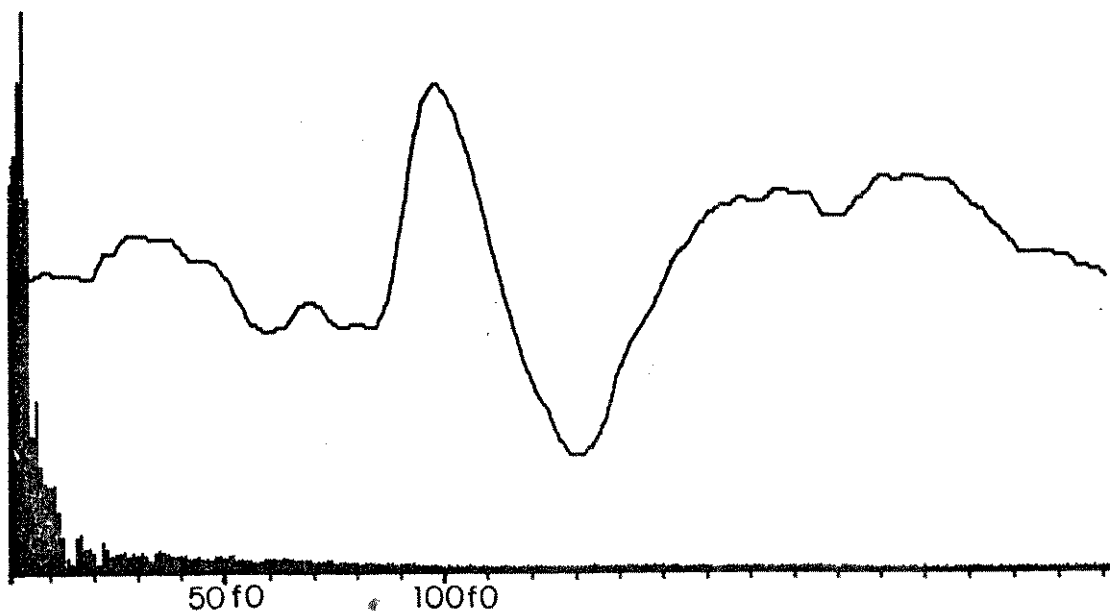


FIGURA VI.13.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=10.309 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

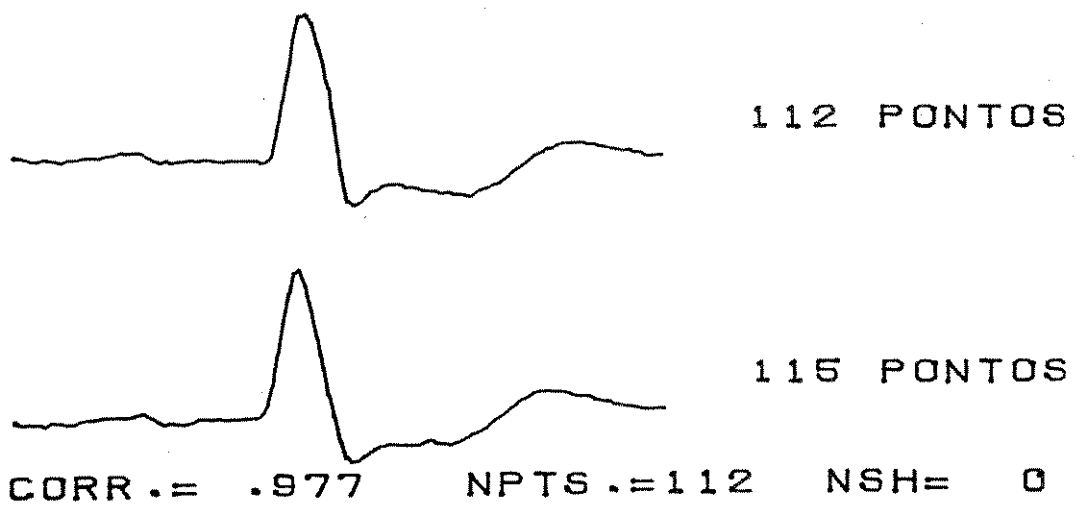


FIGURA VI.14 - Trecho do ECG do paciente 109 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,977.

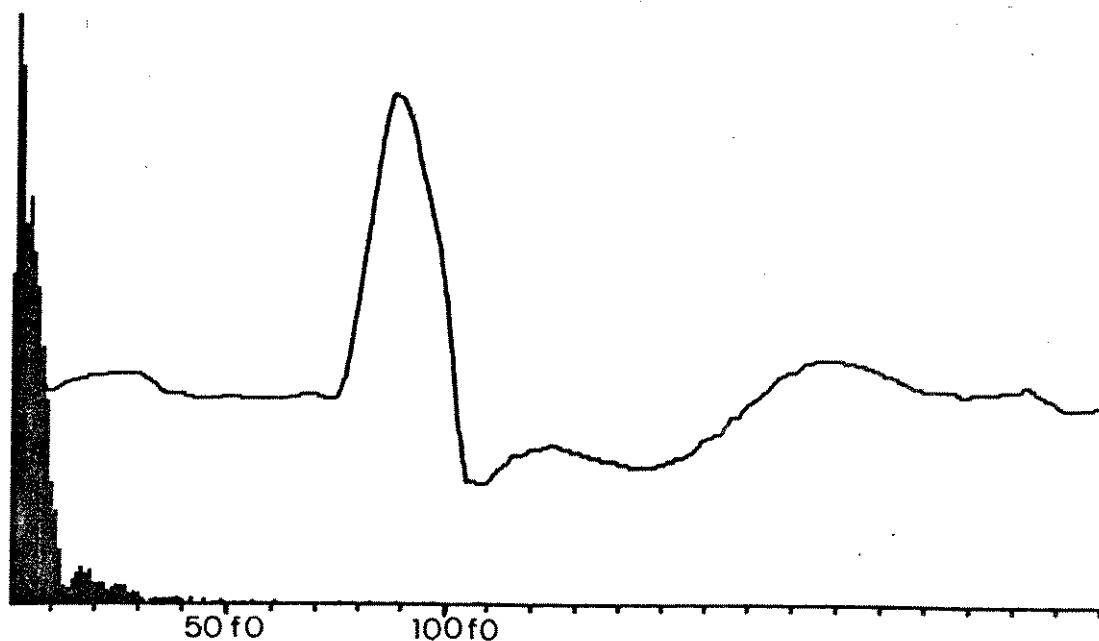


FIGURA VI.15.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 109). Fundamental (f_0)=1.068 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

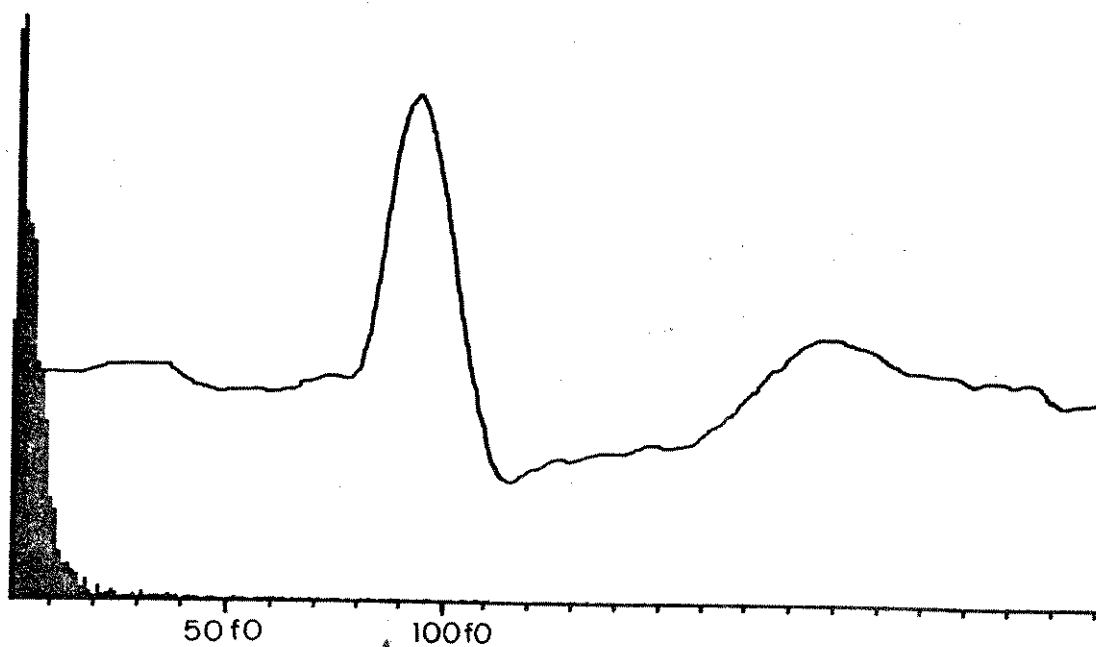


FIGURA VI.15.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=8.696 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

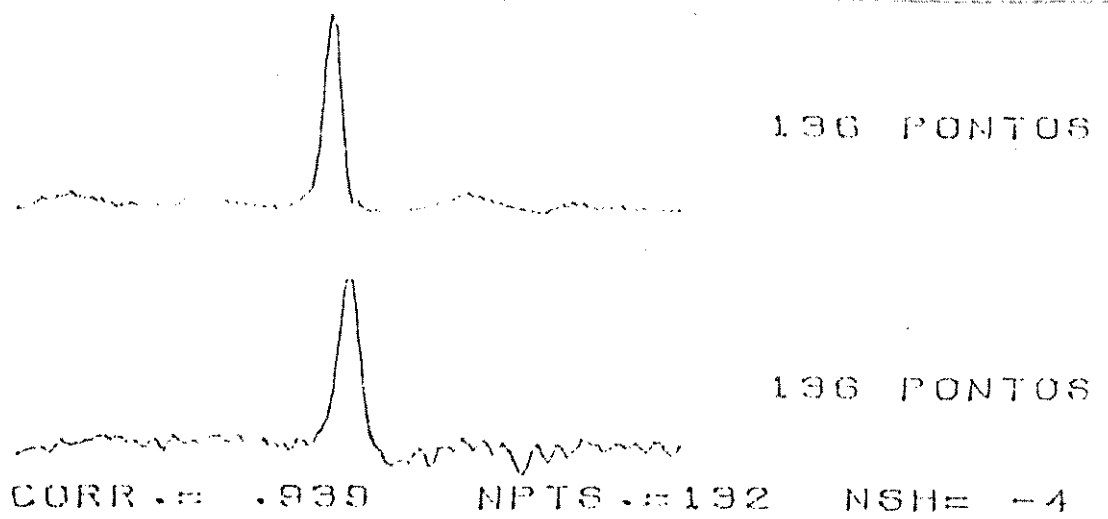


FIGURA VI.16 - Trecho do ECG do paciente 202 (traçado superior) e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,939.

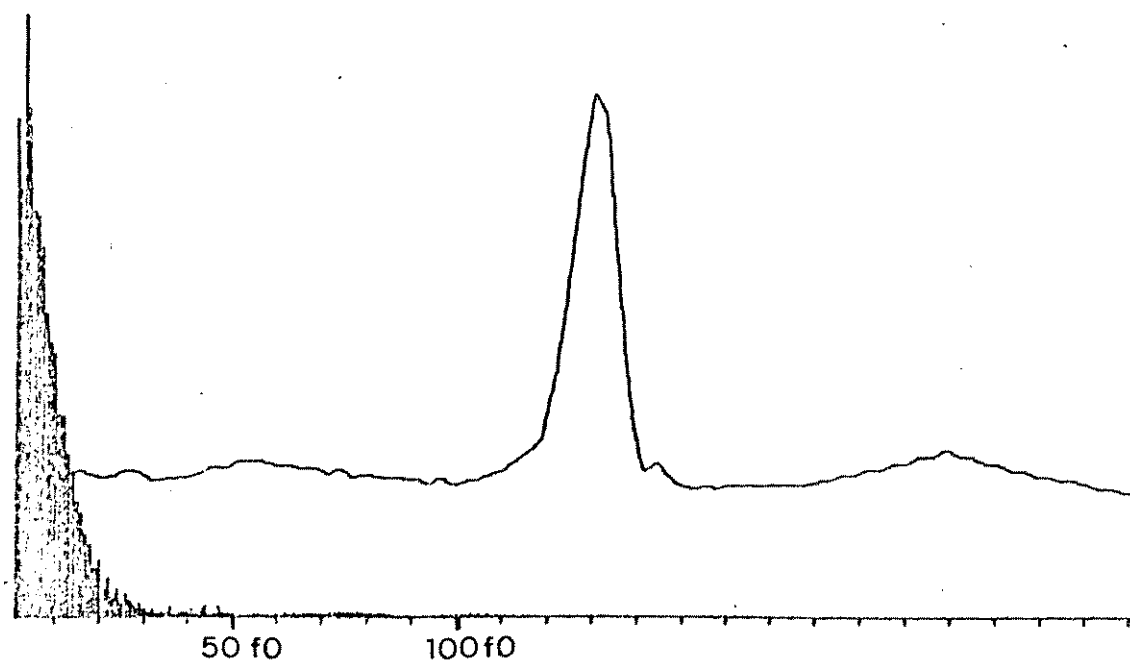


FIGURA VI.17.a - Espectro em frequência do sinal original (ECG do paciente 202). Fundamental (f_0)=1.389 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

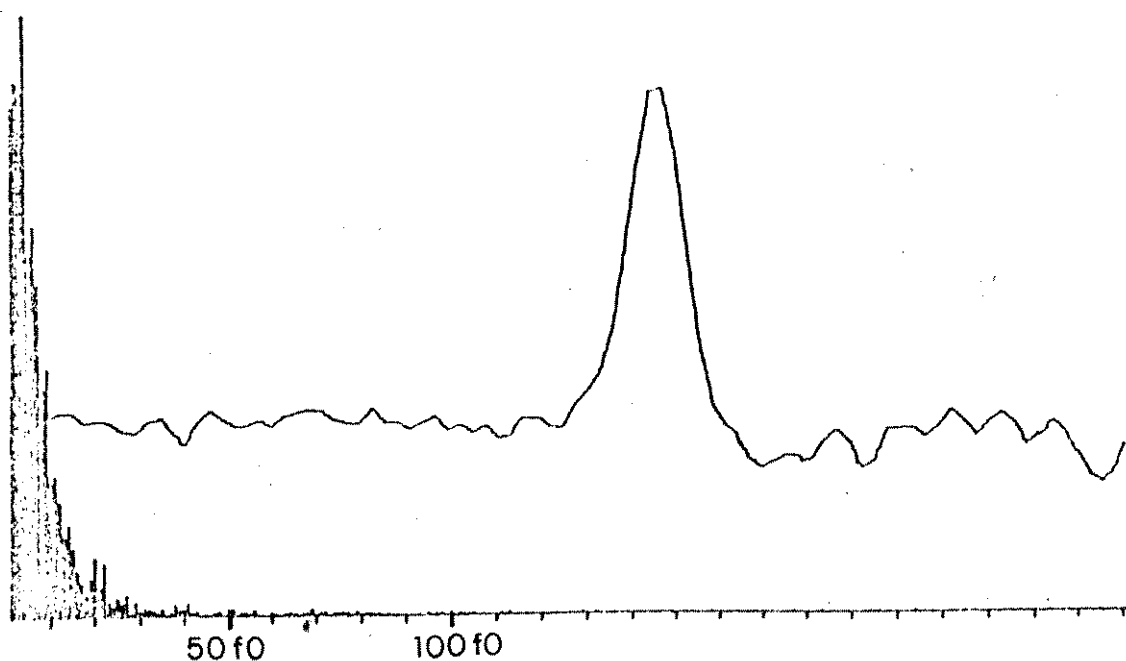


FIGURA VI.17.b - Espectro em frequência do sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema. Fundamental (f_0)=11.111 Hz. Escala horizontal : cada divisão corresponde a $10 \cdot f_0$.

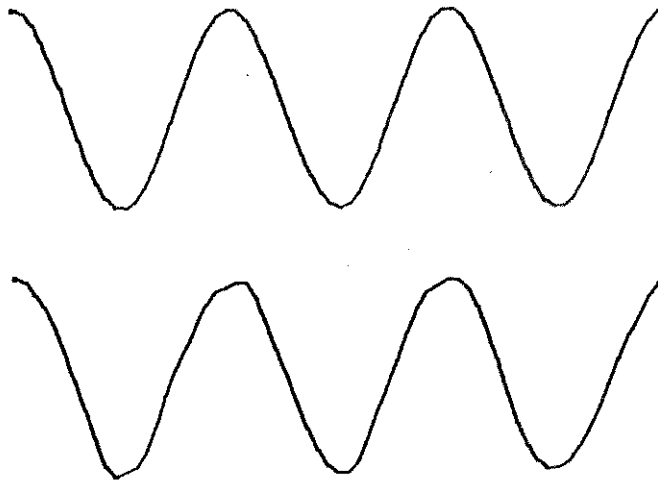


FIGURA VI.18 - Sinal original, senóide de 5 Hz (traçado superior); e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,966.

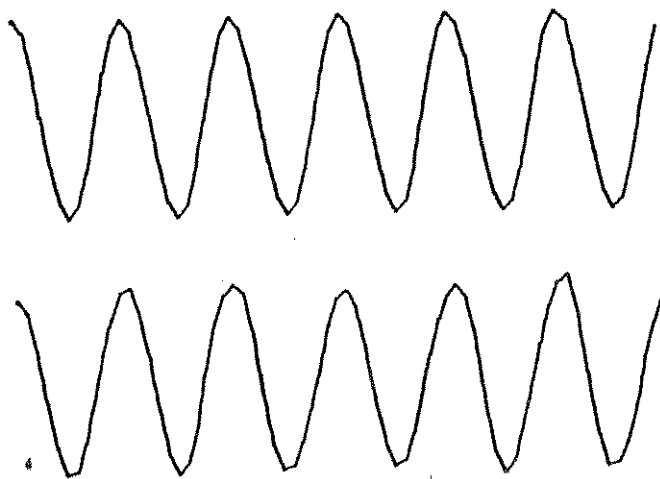


FIGURA VI.19 - Sinal original, senóide de 10 Hz (traçado superior); e sinal correspondente reproduzido em alta rotação pelo sistema (traçado inferior). Coeficiente de correlação = 0,963.

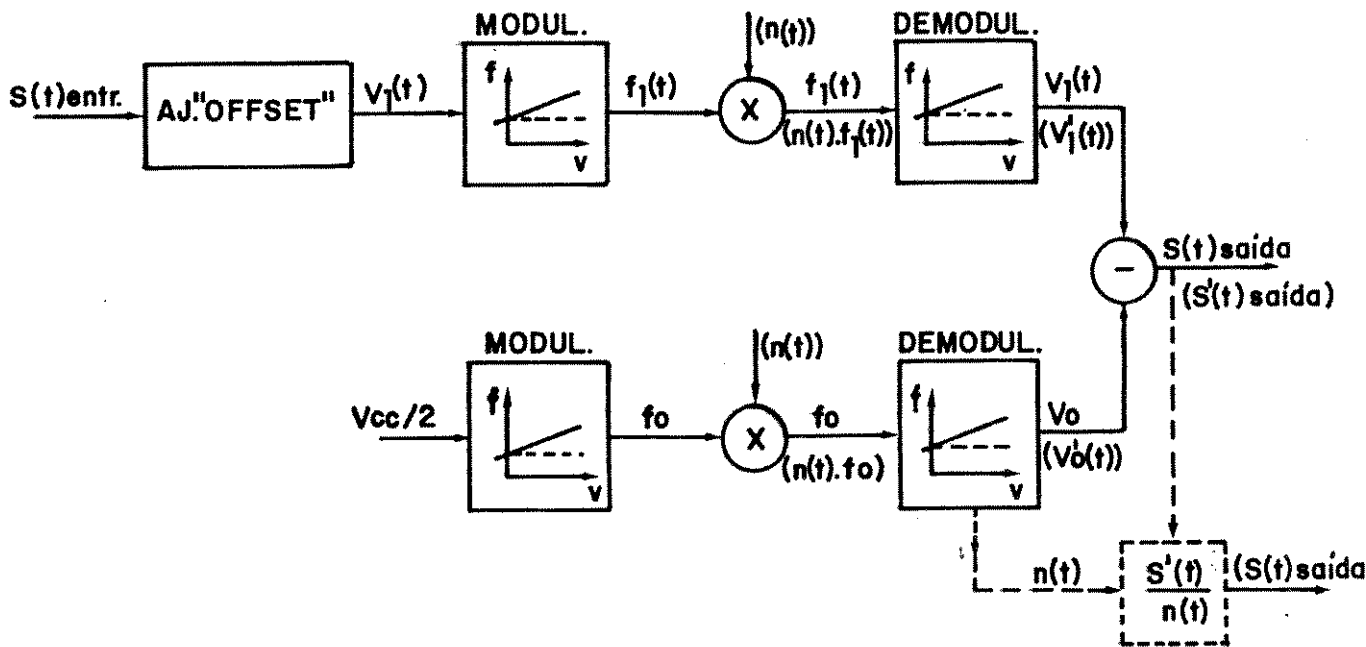


FIGURA VI.20.a - Diagrama em blocos de um sistema FM de gravação/reprodução que utiliza um sinal de referência.

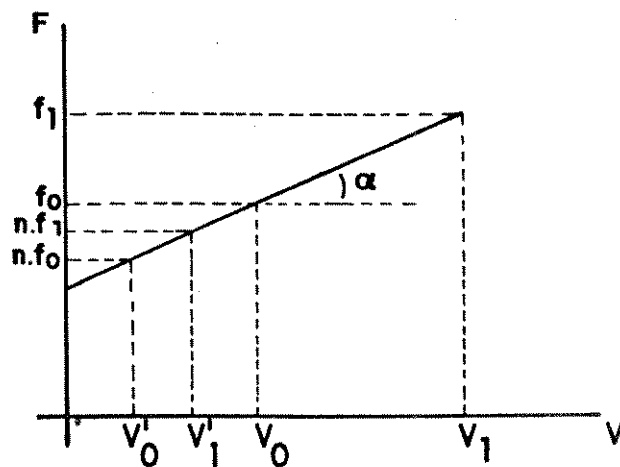


FIGURA VI.20.b - Característica dos moduladores e dos demoduladores do sistema. Ilustração da influência de flutuação na velocidade da fita na resposta do sistema.

Portanto, o erro percentual será:

$$e(t) = |n(t)-1| \cdot 100 (\%)$$

A figura VI.21.a é um diagrama em blocos de um sistema sem correção de variação na velocidade da fita. A partir da característica do modulador e do demodulador, apresentada na figura VI.21.b, é fácil concluir que quando a velocidade da fita variar de um fator $n(t)$, o sinal de saída será igual a:

$$S'(t)_{\text{saída}} = n(t) \cdot (S(t)_{\text{entr}} + (f_0/tg\alpha)) - (f_0/tg\alpha)$$

equação 2

Da equação 1, vê-se que o sinal de saída é múltiplo do sinal de entrada pelo fator de variação de velocidade $n(t)$. Como este fator pode ser obtido através do sinal de referência gravado, o sistema em questão poderia ser melhorado introduzindo-se o bloco pontilhado mostrado na figura VI.20.a. Enquanto que, para o sistema que não grava um sinal de referência, a equação 2 mostra que o sinal de saída não poderia ser corrigido, pois ele é função de $n(t)$, que é um sinal aleatório e desconhecido para o sistema. Mesmo que se conhecesse $n(t)$, gravando-se um sinal de referência, se não fosse utilizado o método da subtração entre sinais, nota-se pela equação acima que seria necessário um sistema bem mais complexo para se obter a correção do sinal. O mesmo tipo de análise poderia ser feito considerando-se uma variação na velocidade do sistema de gravação. (Para maiores detalhes consultar FREITAS, FURUIE e MELO - 1987).

Para a gravação foi utilizado o toca-fitas de bolso PS-30 da CCE, tendo sido substituídos seus circuitos eletrônicos e tendo sido feita uma adaptação no sistema de transporte da fita através de polias e correias a fim de se conseguir a redução necessária na velocidade do "capstan" (da ordem de 11 vezes). Foram levantadas as curvas de resposta dos motores Matsuchita (do próprio toca-fitas CCE utilizado) e do micromotor da Oxford. Observou-se que, para um mesmo torque, o segundo motor mostrou melhor desempenho em termos de consumo do que o pri

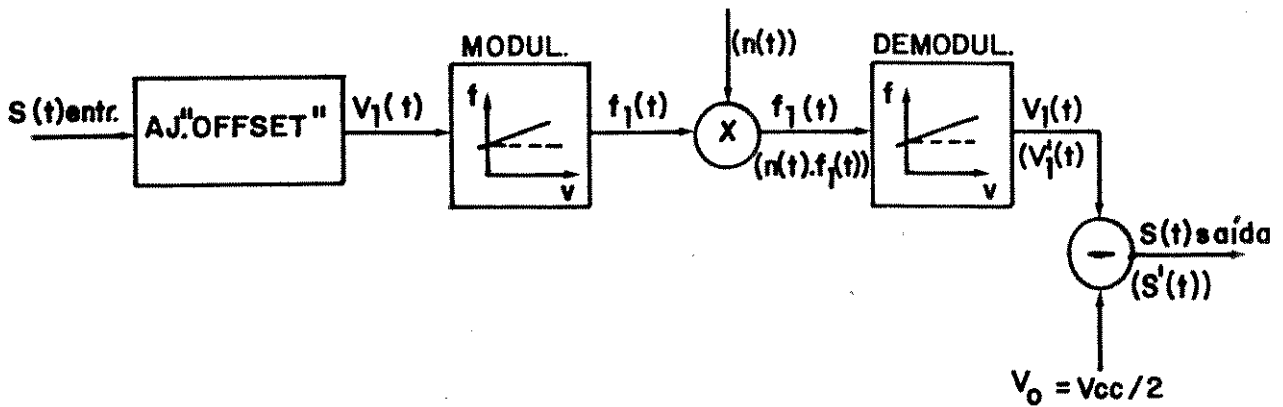


FIGURA VI.21.a - Diagrama em blocos de um sistema FM de gravação/reprodução que não utiliza um sinal de referência.

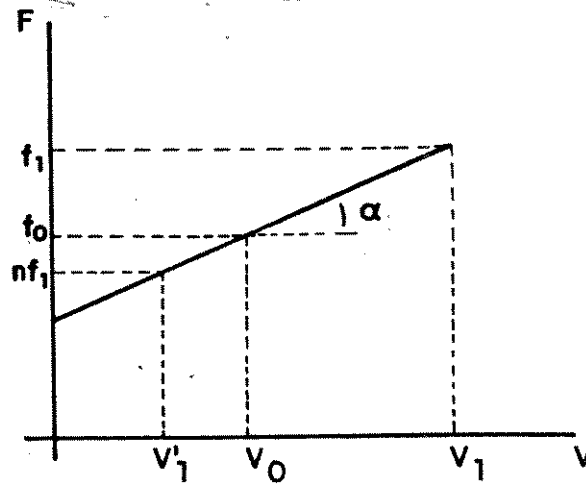


FIGURA VI.21.b - Característica do modulador e do demodulador do sistema. Ilustração da influência de flutuação na velocidade da fita na resposta do sistema.

meiro. Por isso, optou-se pela substituição.

Quando o sistema de gravação foi projetado e montado não se dispunha de toca-fitas com reversão automática da fita durante o processo de gravação. Por isso, o sistema desenvolvido requer que o usuário troque o lado da fita manualmente.

A técnica de gravação FM usada apresenta restrições. Uma delas é a limitação na redução da velocidade da fita, pois uma redução maior do que a utilizada imporia uma faixa bem menor de frequências para o sinal. Outra limitação é uma disponibilidade de apenas um canal para se gravar o sinal, uma vez que no outro grava-se um sinal de referência para correção de flutuações na velocidade de gravação.

É obvio que o sistema de gravação precisa ser portátil, de pequenas dimensões e de fácil operação. Deve ser alimentado por bateria e deve utilizar componentes de baixo consumo de energia. Portanto, o sistema de gravação seria otimizado se o toca-fitas utilizado fosse substituído por um toca-fitas estéreo com reversão automática, adaptando-se engrenagens em miniatura para a redução de velocidade, que ocupariam um espaço bem menor do que o sistema de polias e correias utilizado. Atualmente já existem no mercado nacional toca-fitas portáteis com reversão automática. Os circuitos de amplificação e filtragem do sistema de gravação utilizam o circuito integrado LM324, que apresenta baixo consumo. No entanto, este circuito integrado (CI) poderia ser substituído pelo CI ICL7641, que consome menos energia, além de apresentar desempenho superior.

As restrições impostas pelo sistema FM não podem ser evitadas, porém, em contrapartida, ele é um sistema confiável, pois as imprecisões no transporte da fita durante a gravação são corrigidas. Além disso, como os sinais são mantidos no domínio da frequência, eles não sofrem flutuações de amplitude como ocorre com a gravação direta.

Para a reprodução em baixa rotação está sendo usado

um motor de indução, ligado diretamente à rede, sem circuito para controle de sua velocidade. Assim, variações de velocidade podem ocorrer, o que pode prejudicar a demodulação.

O número de marcas postas no volante do toca-fitas de reprodução para o controle de velocidade em alta rotação foi limitado a 16. Um disco com maior número de marcas e mesmo diâmetro teria como efeito melhorar o controle de velocidade de modo a se conseguir maior precisão.

O sistema completo apresentado usa componentes e peças que podem ser encontrados no mercado nacional. Seu custo aproximado é de 400 dólares. Cumpre salientar que o custo da mão-de-obra não foi incluído. Por outro lado, com produção em escala comercial, o preço do material cairia substancialmente. Sistemas similares importados são vendidos no país por preços muito mais elevados (cerca de 2300 dólares). Além disso, a manutenção destes equipamentos é onerosa.

A unidade desenvolvida encontra muitas outras aplicações. Vários sinais biológicos, além do eletrocardiograma, precisam ser gravados por longos períodos de tempo (para análise posterior) enquanto o indivíduo exerce suas atividades de rotina. Um exemplo é o caso da monitoração do eletroencefalograma em pacientes epilêpticos (IVES-1976).

Assim, o baixo custo do sistema comparado aos importados e a sua ampla aplicação justificam plenamente o seu projeto e execução.

APÊNDICE I

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Para energizar o sistema de gravação foi utilizada uma bateria de ácido de chumbo (6V, 3 Ah, modelo LCR-306E da National). Foram levantadas curvas de descarga da bateria para três tempos diferentes de carga. Observou-se que, com uma carga correspondente a aproximadamente 14 horas, ela levou em torno de 24 horas para se descarregar (vide figura A.I.1). Os testes foram feitos ligando-se a bateria ao sistema de gravação e deixando-o em funcionamento. Instalou-se um indicador de bateria ("led") que praticamente se apagava quando a tensão da mesma atingia valores inferiores a 5,7V.

Para energizar o sistema de reprodução foram montadas duas fontes de alimentação. Uma delas (12V e 4,5A) para o motor DC, e a outra (+ 12V e 200 mA) para os circuitos. O circuito da primeira fonte se encontra na figura A.I.2. Foram utilizados o regulador LM7812 e o transistor de potência TIP34 da TEXAS INSTRUMENTS. Para a fonte simétrica (vide figura A.I.3), além do regulador LM 7812, foi também usado o de tensão negativa LM7912. O circuito é mais simples, uma vez que não fornece correntes de alto valor como no caso anterior.

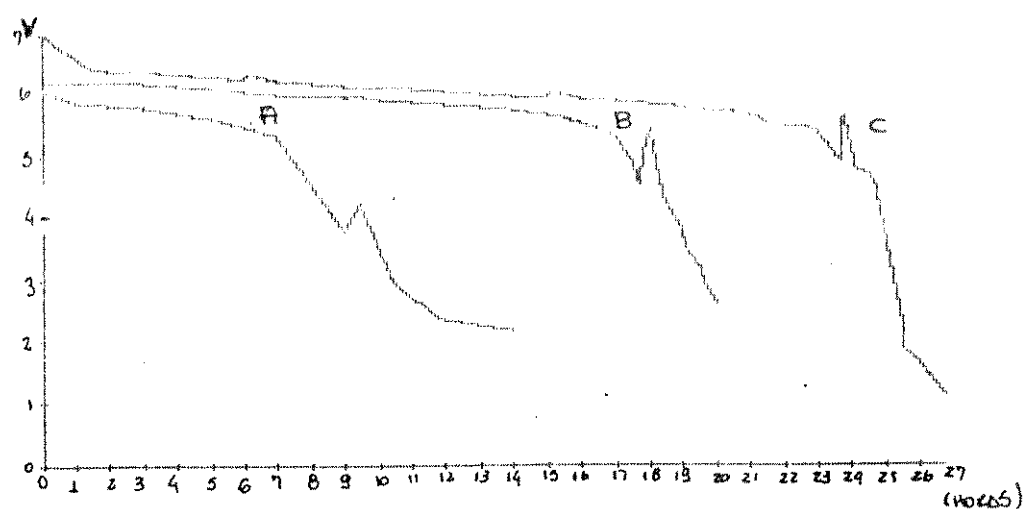


FIGURA A.I.1 - Desempenho da bateria. Curva (A): bateria previamente carregada durante 6,5 horas. Curva (B): bateria previamente carregada durante 9,0 horas. Curva (C): bateria previamente carregada durante 14,0 horas.

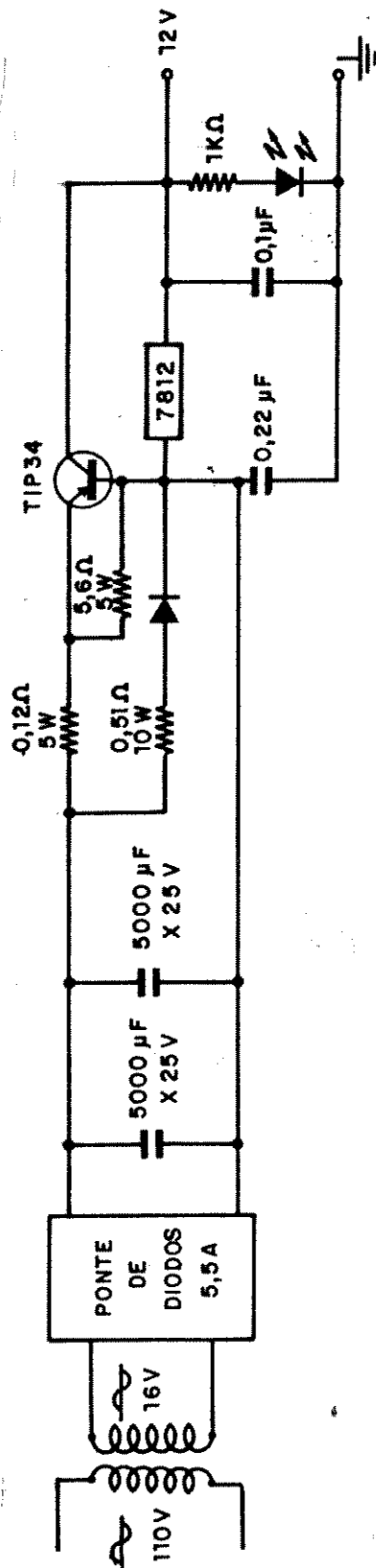


FIGURA A.I.2 - Fonte de 12V e 4,5A.

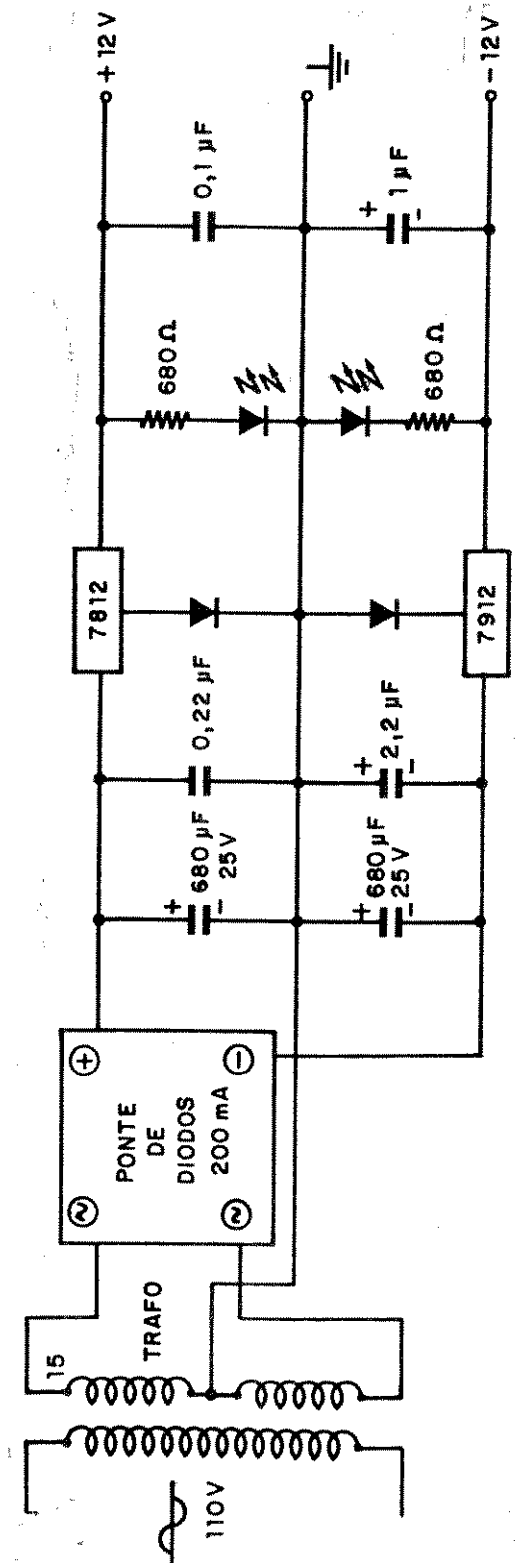


FIGURA A.I.3 - Fonte de + 12V e 200 mA.

APÊNDICE II

SOBRE OS MODULADORES E DEMODULADORES E O COMPARADOR DE FASE DO CIRCUITO DE CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DC

As respostas dos circuitos moduladores e demoduladores para as duas faixas de operação, conforme a velocidade, foram traçadas. Conseguiu-se razoável linearidade como mostram as figuras A.II.1 até A.II.6. Os valores das capacitâncias e das resistências dos componentes externos ao CI 4046B, necessários para o funcionamento adequado dos circuitos, foram obtidos a partir de gráficos do fabricante (vide as figuras A.II.7 e A.II.8).

O comparador II de fase do CI 4046B empregado no circuito de controle de velocidade do motor DC, consiste em uma memória digital controlada por borda. O comparador tem quatro estágios de "flip-flops", porta de controle e um circuito de saída de três estados, sendo formado por "drives" tipos p e n com modo de saída comum. Levando-se em conta tais propriedades, pode-se explicar melhor as três condições possíveis para as frequências dos sinais do tacômetro (ω_{tac}) e de referência (ω_{ref}). Vide a figura A.II.9.

O comparador ou detetor de fase é um circuito digital que fornece lógica "1", lógica "0", ou um ciclo útil proporcional à diferença de fase. Sempre que ω_{tac} for menor que ω_{ref} , a chave S1 é fechada (com S2 aberta), liberando assim uma lógica "1" ao circuito de controle do motor. Isto conecta Vcc à saída e fornece tensão para acelerar o motor até a velocidade de "lock" superior. Quando ω_{tac} for maior que ω_{ref} , a chave S2 é fechada (com S1 aberta), produzindo uma lógica "0" (normalmente zero volt). Isto desacelera o motor e produz "lock" superior. Na condição de "lock" e sem erro de fase, S1 e S2 permanecem abertas, e a carga armazenada no capacitor mantém a velocidade do motor.

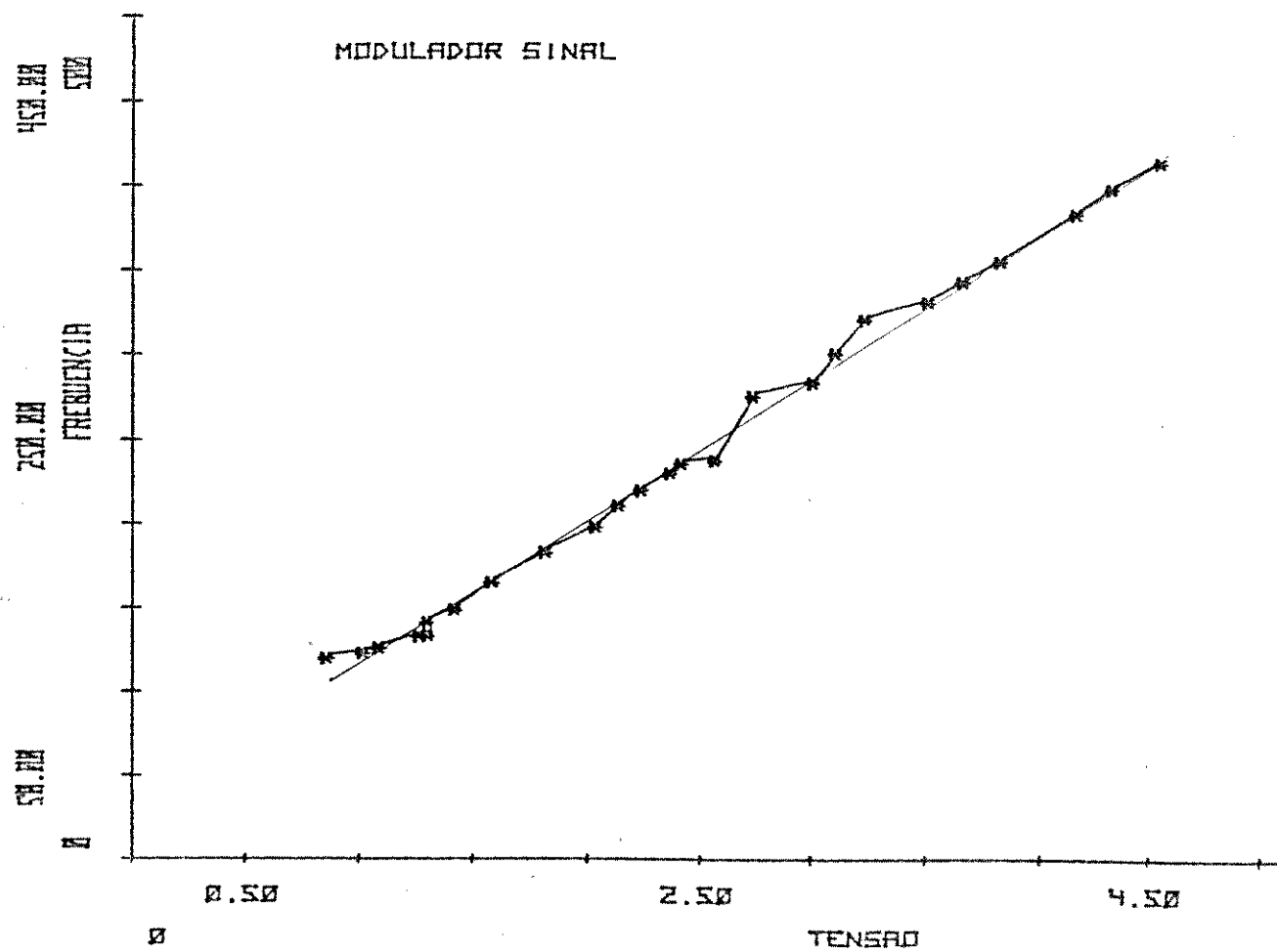


FIGURA A.II.1 - Resposta do modulador I (sinal).

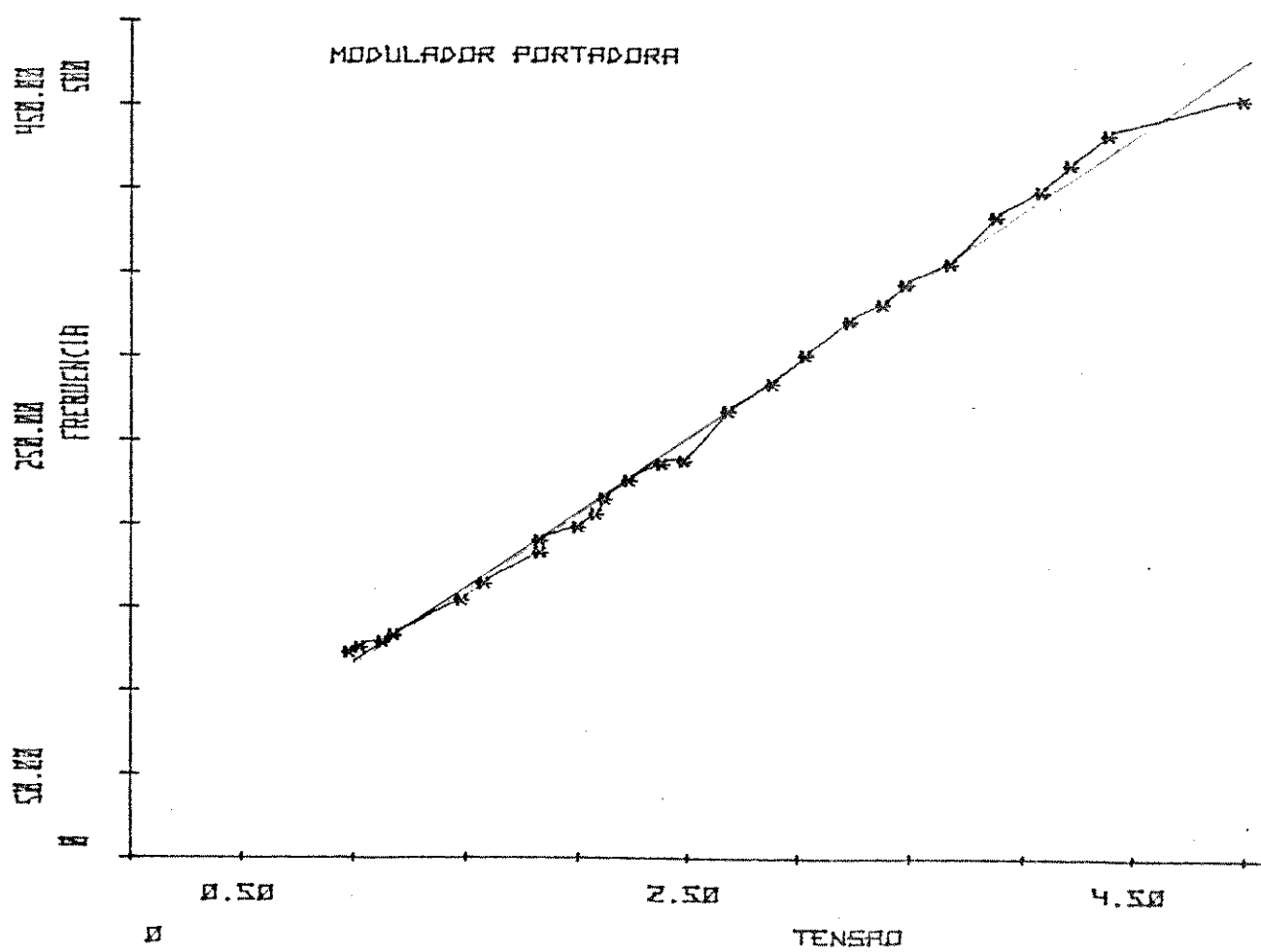


FIGURA A.II.2 - Resposta do modulador II (portadora).

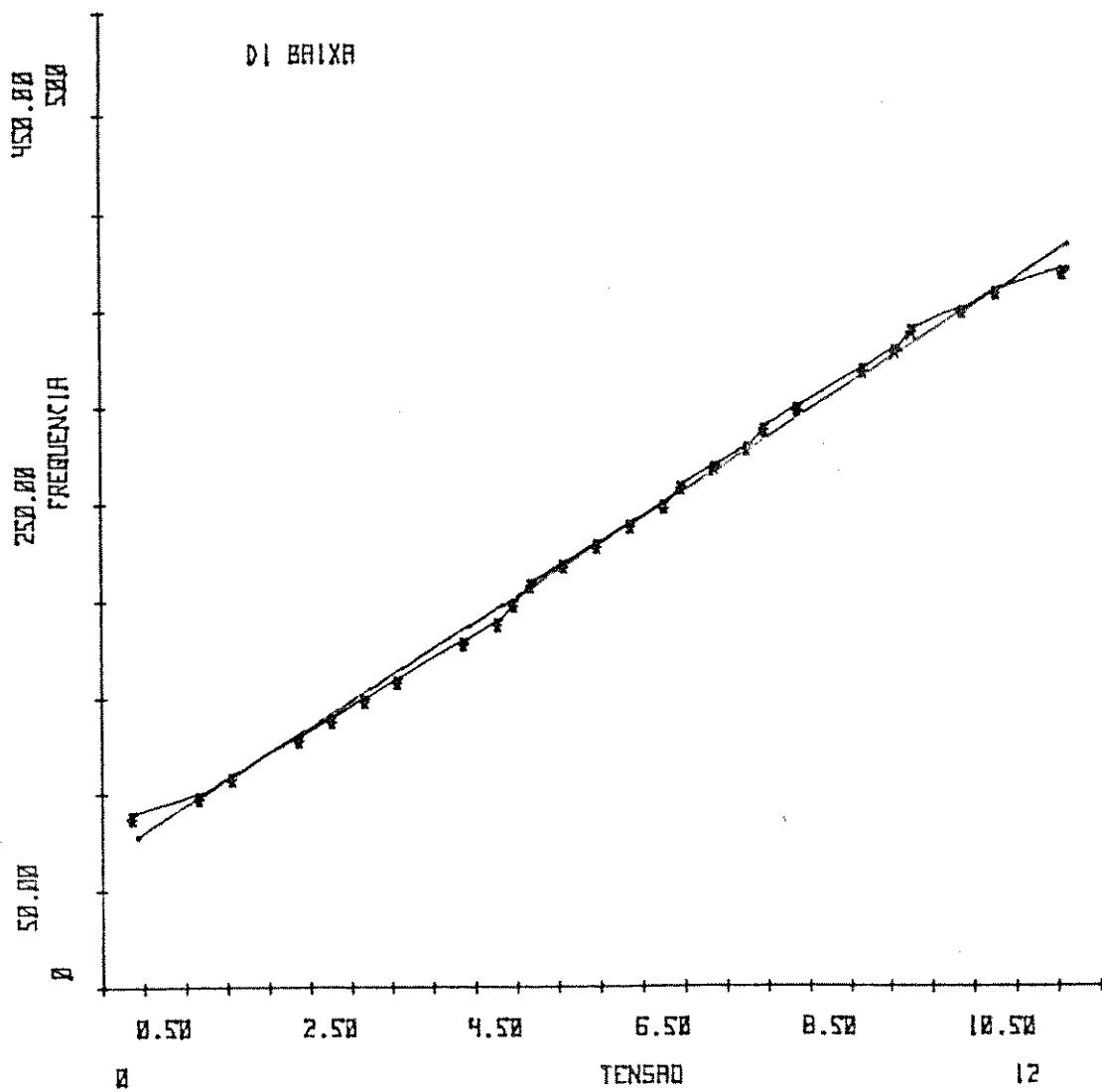


FIGURA A.II.3 - Resposta do demodulador I para a baixa velocidade de reprodução.

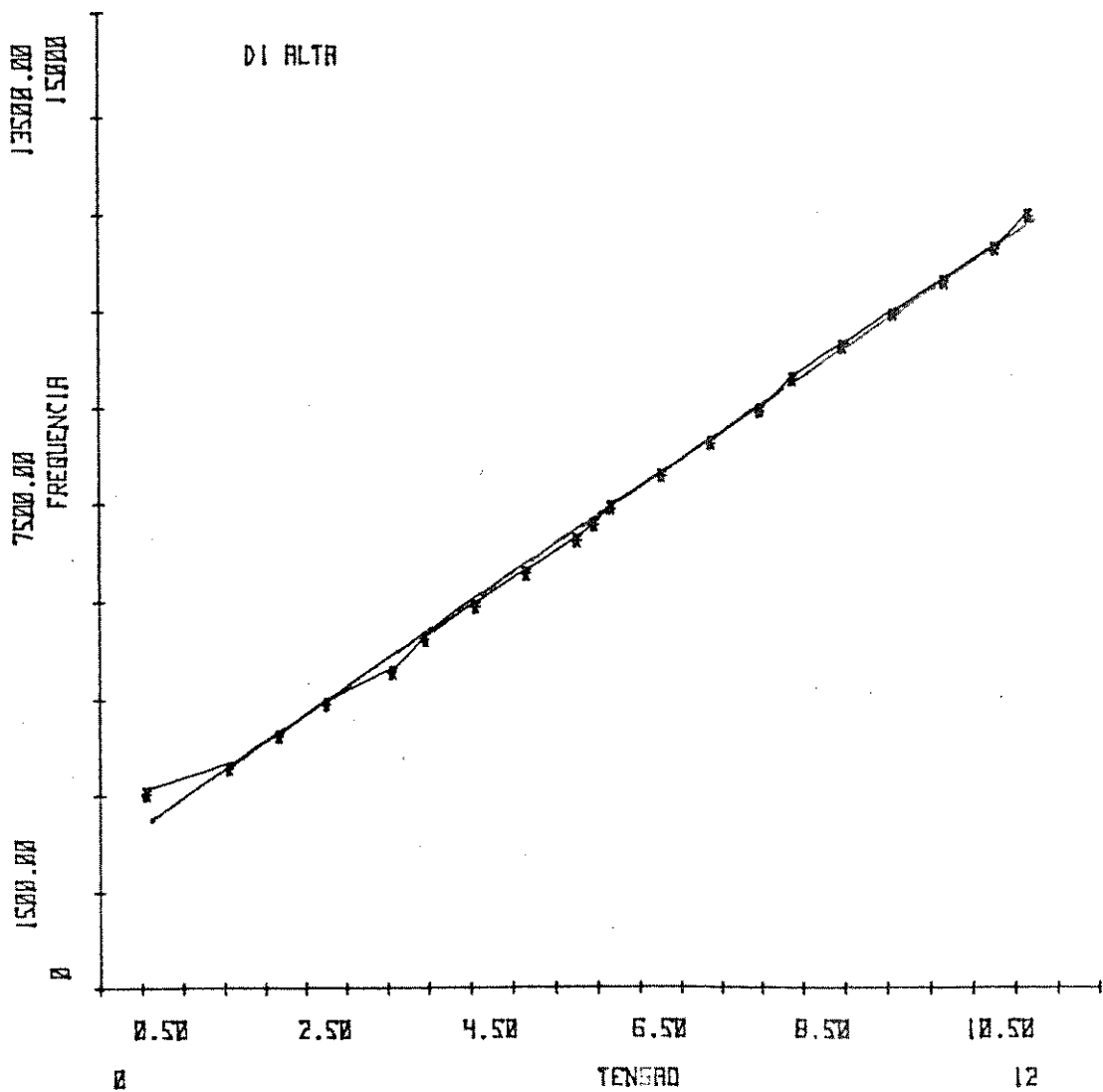


FIGURA A.II.4 - Resposta do demodulador I para alta velocidade de reprodução.

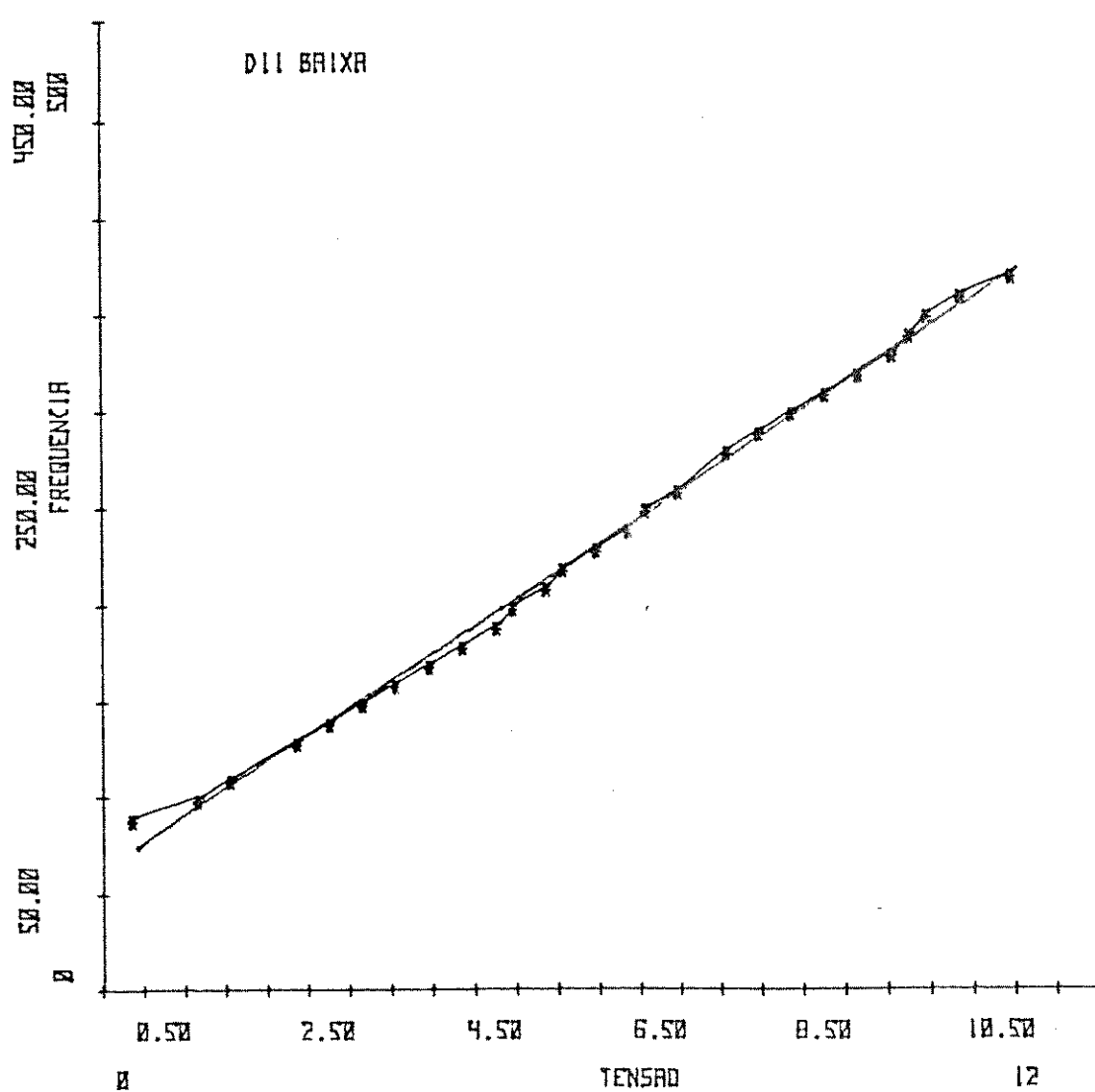


FIGURA A.II.5 - Resposta do demodulador II para a baixa velocidade de reprodução.

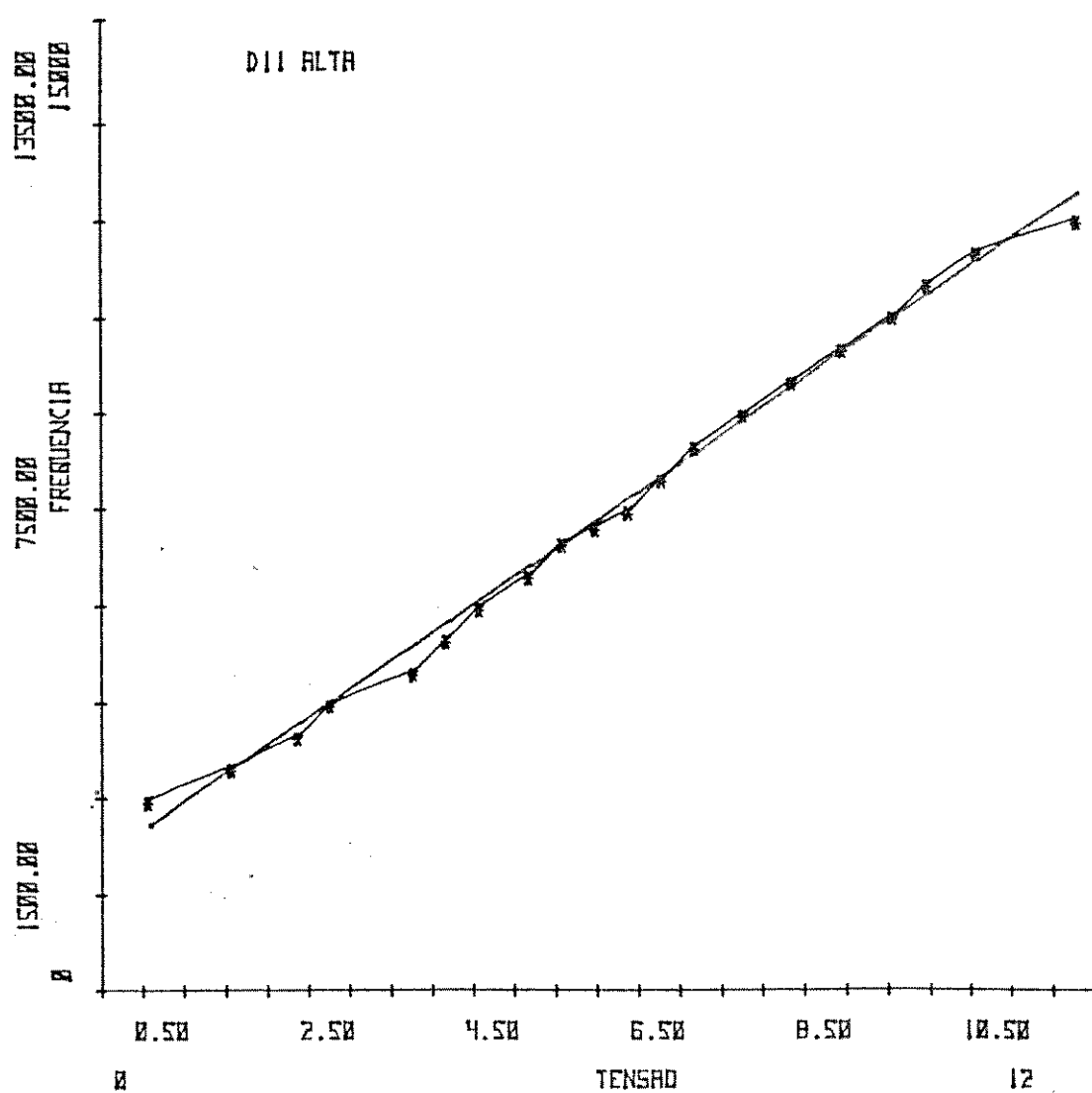


FIGURA A.II.6 - Resposta do demodulador II para a alta velocidade de reprodução.

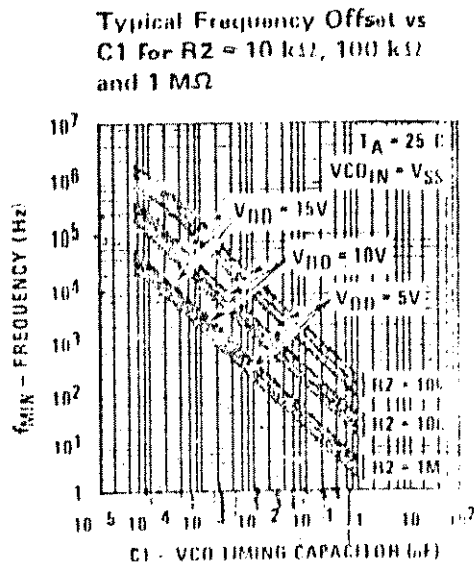


FIGURA A.II.7 - Curvas caracte-
rísticas da
frequência de
"offset" do
CI 4046B.

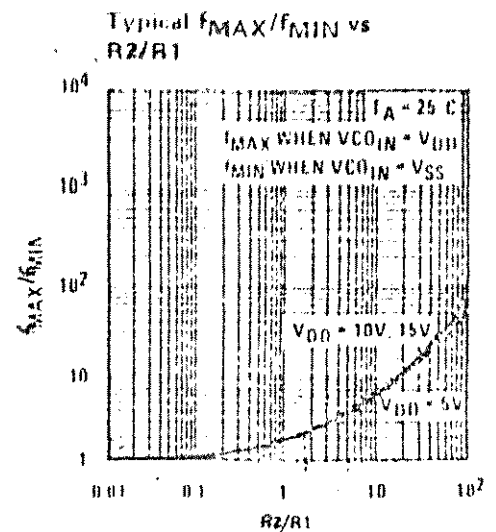


FIGURA A.II.8 - Curva caracte-
rística de
 $f_{\text{MAX}}/f_{\text{MIN}}$ do
CI 4046B.

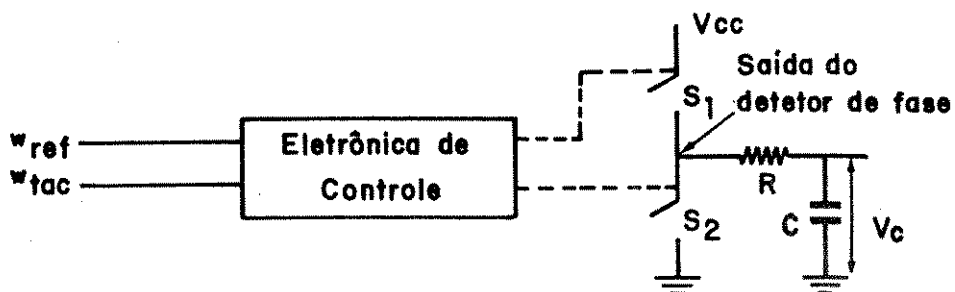


FIGURA A.II.9 - O comparador II de fase do CI 4046B.

Com ω_{tac} igual a ω_{ref} , porém existindo uma diferença de fase, o circuito se comporta como mostra a figura A.II.10. A saída é conectada a V_{cc} (por meio de S_1) por um tempo igual a $(\phi/2\pi) \cdot T$. A tensão do capacitor aumenta, acelerando o motor e fazendo com que as fases dos sinais do tacômetro e de referência coincidam. Um fato similar ocorre quando o sinal do tacômetro se adianta em relação ao sinal de referência, só que neste caso S_2 se fecha por um tempo igual a $(\phi/2\pi) \cdot T$, e a tensão no capacitor decresce. Isto desacelera o motor e produz a igualdade entre as fases.

Um problema do detetor de fase é a sua severa não-linearidade (vide figura A.II.11). O que ocorre na prática é que o motor oscila em torno da frequência de "lock" até que a combinação simultânea de ambas (fase e frequência) esteja certa para o "lock", quando o sistema passa para o "lock" superior. Além disso, a extrema não-linearidade do motor leva este a uma partida acelerada em direção ao "lock". Mesmo com estes fatores limitantes, tal sistema tem sido empregado com sucesso em "loops" de controle de motores (MOORE-1973, SMITHGALL-1975, SINHA e BAILEY-1976, BOSE e JENTZEN-1978).

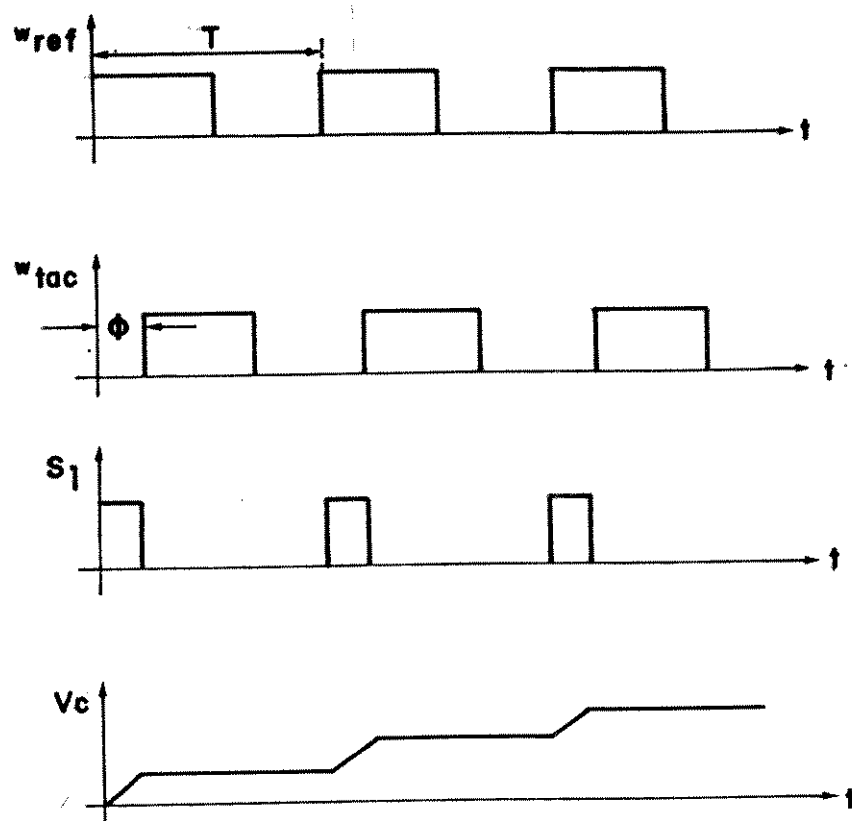


FIGURA A.II.10 - Ilustração do funcionamento do comparador II do CI 4046B quando as frequências dos sinais são iguais, porém estes estão defasados no tempo.

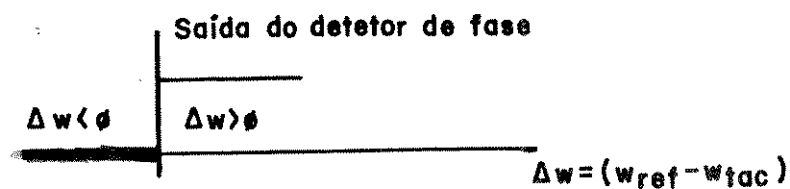


FIGURA A.II.11 - Ilustração do funcionamento do comparador II do CI 4046B.

APÊNDICE III

LISTA DOS COMPONENTES DOS CIRCUITOS DESCRITOS NO CAPÍTULO IV

COMPONENTES DO SISTEMA DE GRAVAÇÃO - (1)

R1 - 120 Ω	R35 - 50 K Ω	R65 - 680 K Ω
R2 - 1,8 K Ω	R36 - 2,2 M Ω	R66 - 680 K Ω
R3 - 22 K Ω	R37 - 15 K Ω	R67 - 5,1 K Ω
R4 - 12 K Ω	R38 - 270 K Ω	R68 - 5,1 K Ω
R5,R6 - 220 K Ω	R39 - 36 K Ω	Precisão dos
R7,R8 - 82 K Ω	R40 - 6,8 M Ω	Resitores: $\pm 5\%$
R9 - 820 K Ω	R41 - 180 K Ω	
R10 - 680 K Ω	R42 - 4,3 K Ω	
R11 - 100 K Ω (trimpot)	R43 - 6,8 K Ω	
R12 - 3,3 M Ω	R43a - 15 K Ω	
R13 - 82 K Ω	R44 - 20 K Ω	
R14,R15 - 82 K Ω	R45 - 5 K Ω	
R16 - 3,3 M Ω	R46 - 33 K Ω	
R17 - 220 K Ω	R47 - 2,2 M Ω	
R18 - 220 K Ω	R48 - 3,3 K Ω	
R19 - 500 K Ω (trimpot)	R49 - 2,2 M Ω	
R20 - 220 K Ω	R50 - 2,2 M Ω	
R21 - 820 K Ω	R51 - 220 K Ω	
R22 - 820 K Ω	R52 - 270 K Ω	
R23 - 1 M Ω	R53 - 1 M Ω	
R24 - 820 K Ω	R54 - 330 K Ω	
R25 - 1 M Ω (trimpot)	R55 - 1 M Ω	
R26 - 220 K Ω	R56 - 330 K Ω	
R27 - 820 K Ω	R57 - 220 K Ω	
R28 - 1,6 K Ω	R58 - 330 K Ω	
R29 - 15 K Ω	R59 - 680 K Ω	
R30 - 2,2 M Ω	R60 - 680 K Ω	
R31 - 2,2 M Ω	R61 - 680 K Ω	
R32 - 2,2 M Ω	R62 - 680 K Ω	
R33 - 36 K Ω	R63 - 680 K Ω	
R34 - 50 K Ω	R64 - 680 K Ω	

COMPONENTES DO SISTEMA DE GRAVAÇÃO - (2)

C1 - 100 μ F	T1 - BC 337
C2 - 470 μ F	T2 - BD 139
C3 - 1,2 KpF	T3 - BC 337
C4 - 100 μ F	T4 - BC 327
C5 - 10 μ F	T5 - BC 237
C6 - 220 μ F	
C7 - 470 μ F	D1 - DZ 5,6V(752)
C8 - 1 μ F	D2 - 1N4148
C9 - 68 KpF	D3 - 1N4148
C10 - 10 KpF	D4 - 1N4148
C11 - 172 KpF	D5 - 1N4148
C12 - 1 μ F	D6 - 1N914
C13 - 150 pF	D7 - 1N914
C14 - 10 nF	
C15 - 310 KpF	I - CD4047
C16 - 680 KpF	II - LM324
C17 - 15 KpF	III - LM324
C18 - 14,5 KpF	IV - LM339
C19, C20 - 47 pF	V - CD4016
	VI - CD4046
	VII - CD4046

COMPONENTES DO SISTEMA DE REPRODUÇÃO - (1)

R1, R2 - 22 K Ω	R62, R63 - 330 K Ω
R4, R5 - 22 K Ω	R64, R65 - 120 K Ω
R3, R6 - 2,2 K Ω	R66 - 120 K Ω
R7, R8 - 12 K Ω	R67 - 1 M Ω
R9, R10 - 12 K Ω	R68 - 120 K Ω
R11, R12 - 220 K Ω	R69, R70 - 8,2 K Ω
R11, R12 - 110 K Ω	R71 - 10 K Ω
R13, R14 - 110 K Ω	R72 - 100 K Ω
R15, R16 - 82 K Ω	R73 - 56 K Ω
R17, R18 - 220 K Ω	R74 - 220 K Ω (pot)
R19, R20 - 390 Ω	R75 - 100 K Ω
R21, R22 - 820 K Ω	R76 - 47 K Ω
R23, R24 - 36 K Ω	R77 - 100 K Ω
R25, R26 - 110 K Ω	R78 - 20 K Ω
R27, R28 - 7,5 K Ω	R79 - 100 K Ω (pot)
R29, R30 - 560 K Ω	R80 - 150 K Ω
R31, R32 - 390 K Ω	R81 - 1 K Ω
R33, R34 - 470 K Ω	R82 - 510 Ω
R35, R36 - 5,1 K Ω	R83 - 5 Ω
R37, R38 - 33 K Ω	R84 - 820 K Ω
R39 - 8,1 K Ω	R85 - 680 Ω
R40, R41 - 22 K Ω	R86 - 10 K Ω
R42, R43 - 100 K Ω	R87 - 470 K Ω
R44, R45 - 24 K Ω	R88 - 470 K Ω
R46, R47 - 820 Ω	R89 - 150 K Ω
R48, R49 - 15 K Ω	R90 - 120 K Ω
R50, R51 - 82 K Ω	R91 - 18 K Ω
R52, R53 - 82 K Ω	R92 - 150 K Ω
R54, R55 - 82 K Ω	R93 - 150 K Ω
R56, R57 - 2 K Ω	R94 - 110 K Ω
R58, R59 - 2 K Ω	R95 - 150 K Ω
R60, R61 - 2 K Ω	

COMPONENTES DO SISTEMA DE REPRODUÇÃO - (2)

R96	-	150 K Ω	C1 , C2	-	1,3 μ F
R97	-	150 K Ω	C3 , C4	-	100 KpF
R98	-	5 K Ω	C5 , C6	-	100 KpF
R99	-	100 K Ω	C7	-	170 pF
R100	-	100 K Ω	C8	-	170 pF
R101	-	15 K Ω	C9 , C10	-	200 KpF
R102	-	50 K Ω (trimpot)	C11, C12	-	4,7 μ F
R103	-	56 K Ω	C13, C14	-	2,2 KpF
R104	-	100 K Ω	C15, C16	-	33 KpF
R105	-	100 K Ω	C17, C19	-	10 pF
R106	-	100 K Ω	C18, C20	-	2,2 pF
R107	-	787 K Ω	C21	-	244 KpF
R108	-	100 K Ω	C22	-	7,5 KpF
R109	-	220 Ω	C23	-	177 KpF
R110	-	5 K Ω	C24	-	21,5 KpF
R111	-	110 Ω	C25, C26	-	47 KpF
R112	-	12 K Ω	C27, C28	-	94 KpF
R113	-	1,2 K Ω	C29, C30	-	15 KpF
R114	-	100 K Ω	C31, C32	-	220 KpF
R115	-	150 K Ω	C33	-	220 pF
R116	-	5 K Ω	C34	-	1 μ F
R117	-	110 K Ω	C35	-	33 KpF
R118	-	39 K Ω	C36	-	0,47 μ F
R119	-	12 K Ω	C37	-	15 KpF
R120	-	3 K Ω	C38	-	10 pF
R121	-	3 K Ω	C39	-	330 KpF
R122	-	3 K Ω	C40	-	100 KpF
R123	-	3 K Ω	C41	-	15 KpF
R124, R125	-	2,2 K Ω	D1, D2	-	1N4148
R126	-	110 K Ω	D3	-	1N749
R127	-	39 K Ω	D4	-	TIL32)
R128	-	12 K Ω	D5	-	1N5240
Precisão dos			D6	-	1N914
Resistores:		$\pm$ 5%			

COMPONENTES DO SISTEMA DE REPRODUÇÃO - (3)

I	-	LM324	T1	-	TIL78
II	-	LM358	T2	-	BC337
III	-	LM387	T3	-	BC337
IV	-	LM709	T4	-	BC337
V	-	LM709	T5	-	BC337
VI	-	CD4046	T6	-	BC337
VII	-	CD4046	T7	-	BC327
VIII	-	LM324	T8	-	BC327
IX	-	LM324			
X	-	LM324			
XI	-	CD4046			
XII,XIII,XIV,XV	-	CD4016			
XVI	-	CD4009			
<u>+V</u>	-	<u>+</u> 12V			
V*	-	+ 12V, 5A			

BIBLIOGRAFIA

01. BENDAT, J.S. & PIERSOL, A.G. - Engineering Applications of Correlation and Spectral Analysis. New York, John Wiley, 1980. 302p.
02. BOSE, B.K. & JENTZEN, K.J. - Digital Speed Control of a DC Motor with Phase-Locked-Loop Regulation. IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum., (IECI) 25 : 10 - 13 , 1978.
03. FREITAS, M.T.P. ; MELO, C.P. & FARIAS, M.A.C. - Sistema de Gravação e Reprodução do Eletrocardiograma para Monitorização Holter. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA, 7., Florianópolis , set. 1983. Anais. Florianópolis.
04. FREITAS, M.T.P. ; FURUIE, S.S. & MELO, C.P. - Sistema de Gravação e Reprodução de Três Canais para Sinais Biológicos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA, 10. , Rio de Janeiro, 1987. Resumos. Rio de Janeiro, Soc. Bras. Eng. Biom., 1987. p.57.
05. GANONG, W.F. - Fisiologia Médica. 6ª ed. São Paulo, Atheneu, 1968. 668p.
06. GEIGER, F.F. - Phaselock loops for DC motor speed control. New York, John Wiley, 1981. 206p.
07. HALFHILL, D.W. - Recording Techniques. Instrum. Control Syst., 32: 384-8, 1959.
08. INTERSIL - Component data catalog 1986. Cupertino (CA), 1985. 1067p.
09. INTER-RANGE INSTRUMENTATION GROUP - Telemetry standards. New Mexico, White Stand Missile Range, 1975. (Document, 106-71).
10. IVES, J.R. - Electroencephalogram monitoring of ambulatory epileptic patients. Postgrad. Med. J., 52 (Suppl. 7) : 86-91, 1976.
11. KATZ, A.M. - Physiology of the heart. New York, Raven Press, 1977. 450p.
12. LIPSKI, J. ; COHEN, L. ; ESPINOZA, J. ; MOTRO, M. ; DACK, S. & DONOSO, E. - Value of Holter monitoring in assessing cardiac arrhythmias in symptomatic patients. Am. J. Cardiol., 37: 102-107, 1976.
13. LOWMAN, C.E. - Magnetic Recording. New York, McGraw-Hill, 1972. 285p.

14. MOORE, A.W. - Phase-locked loop for motor-speed control: how to design systems using inexpensive digital ICs, to regulate speeds up to 0.002 percent. IEEE Spectrum, 10(4): 61 - 67, 1973.
15. MOURA Jr., L.A.; FURUIE, S.S.; FREITAS, M.T.P. & MELO, C.P. - Desenvolvimento de um sistema microcomputadorizado de eletrocardiografia dinâmica. In: CONGRESSO NACIONAL DE AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL, 1., São Paulo, 1983. Anais. São Paulo, SEI, 1983. p.690-93.
16. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - Linear Applications (1). California, 1967. 522p.
17. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - Audio/Radio Handbook. California, 1980. 415p.
18. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - CMOS Databook. California, 1978. 651p.
19. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - Linear Databook. California, 1980. 1219p.
20. NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - Regulator Handbook. California, 1980. 242p.
21. NETTER, F.H. - Ilustrações médicas: Coração. Rio de Janeiro, Guanabara Koogan, 1976. 293p.
22. NIEMANN, G. - Elementos de máquinas - II. Editora Edgard Blucher Ltda., 1971. 207p.
23. REPORT OF COMMITTEE ON ELECTROCARDIOGRAPHY - Recommendations for standardization of leads and of specifications for instruments in electrocardiography and vectocardiography. Circulation, 35: 583-602, 1967.
24. SILVA Jr., M.R. - Fisiologia da circulação. São Paulo, EDART, 1973. 199p.
25. SILVER, R. - Magnetic Tape Recording and Reproduction. Electronic engineering, 5: 61-67, 1979.
26. SINHA, N.K. & BAILEY, N.H. - Speed control of a DC servomotor using phase-locked loop: some test results of a practical design. IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum., (IECI) 22: 487-490, 1975.
27. SMITHGALL, D.H. - A phase-locked loop motor control system. IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum., (IECI) - 22:487 - 490, 1975.
28. STOUT, D.F. & KAUFMAN, M. - Handbook of operational amplifier circuit design. New York, McGraw-Hill, 1976. 434p.
29. TEXAS INSTRUMENTS - The Power Semiconductor Data Book for Design Engineers. 2nd ed. Great Britain, 1983. 868p.

30. TOBEY,G.E.; GRAEME,J.G. & HUELSMAN,L.P. - Operational Amplifiers: design and applications. Tokyo, McGraw-Hill Kogakusha, 1971. 473p.
31. TREMAINE,H.M. - Audio Cyclopedia. Indianapolis, Howard W.Sams, 1979. 1757p.
32. WEBSTER,J.G. - Medical Instrumentation: application and design. Boston, Houghton Mifflin, 1978. 728p.
33. WEST (editado por John B. West) - Physiological Basis of Medical Practice. London, Williams & Wilkins, 11ª edição, 1985. 1340p.
34. WOBSCHALL,D. - Circuit design for electronic instrumentation : analog and digital devices from sensor to display. New York, McGraw-Hill, 1979. 390p.