

MANOEL GADÊLHA DE FREITAS JUNIOR

TRANSMISSÃO MULTICANAL DE EEG VIA SISTEMA TELEFÔNICO

TESE DE MESTRADO

ORIENTADOR: PROF. GURDIP SINGH DEEP

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

CAMPINA GRANDE (PARAÍBA), DEZEMBRO, 1981

MANOEL GADÊLHA DE FREITAS JUNIOR

TRANSMISSÃO MULTICANAL DE EEG VIA SISTEMA TELEFÔNICO

Tese apresentada ao Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: PROF. GURDIP SINGH DEEP

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA

CAMPINA GRANDE (PARAÍBA), DEZEMBRO, 1981



F866t Freitas Junior, Manoel Gadêlha de.
Transmissão multicanal de EEG via sistema telefônico /
Manoel Gadêlha de Freitas Junior. - Campina Grande, 1981.
127 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -
Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e
Tecnologia, 1981.
"Orientação: Prof. Dr. Gurdip Singh Deep".
Referências.

1. Sistema Telefônico. 2. Eletroencefalografia -
Transmissão Multicanal. 3. Sistema de Telemetria. 4.
Engenharia Elétrica - Dissertação. I. Deep, Gurdip Singh.
II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB).
III. Título

CDU 621.395:616.83-073-17(043)



CPqEE/CCT-UFPB

COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA

PARECER FINAL DO JULGAMENTO DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

MANOEL GADELHA DE FREITAS JÚNIOR

TÍTULO: "Transmissão Multicanal EEG Via Sistema Telefônico"

CONCEITO: Aprovado com distinção.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Gurdip Singh Deep

PROF. GURDIP SINGH DEEP - Ph.D

- Presidente -

William Lloyd Brandt

PROF. WILLIAM LLOYD BRANDT - M.Sc.

Wilson Guerreiro Pinheiro

PROF. WILSON GUERREIRO PINHEIRO - Ph.D

Maria José Moura de Assis

PROFA. MARIA JOSÉ MOUREIRA DE ASSIS - Odontóloga

Câmpina Grande, 22 de dezembro de 1981

A minha esposa,
minhas filhas e
meus pais.

AGRADECIMENTOS

- Ao prof. *Gurdip Singh Deep*, professor do Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal da Paraíba, por sua ajuda valiosa na orientação, desenvolvimento, redação e correção deste trabalho.

- Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica do CCT da UFPb pela inestimável colaboração no desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Os aspectos do projeto e os resultados obtidos com um amplificador de EEG que dispõe de um sistema de realimentação negativa do sinal de modo comum, para reduzir a interferência de 60 Hz são apresentados e discutidos.

São discutidas as considerações de projeto de um sistema de telemetria com oito canais modulados em frequência por sinais de EEG, utilizando a rede telefônica existente como meio de transmissão. São apresentados os resultados obtidos com um protótipo.

ABSTRACT

Design aspects and performance characteristics of an EEG amplifier with a common mode signal negative feedback system to reduce 60 Hz interference are discussed.

Design considerations of an eight-channel FM telemetry system for EEG signals, using the existing telephone network as a communication link, are discussed. Tests results of an experimental unit are described.

SUMÁRIO

	Página
CAPÍTULO I	
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO II	
A ELETROENCEFALOGRAFIA	6
2.1 - O SISTEMA NERVOSO CENTRAL	7
2.2 - OS POTENCIAIS ELÉTRICOS DO ENCÉFALO E AS ON DAS ENCEFÁLICAS	9
2.3 - O EEG CLÍNICO	12
CAPÍTULO III	
O AMPLIFICADOR DE EEG	18
3.1 - OS SINAIS INTERFERENTES EM ELETROENCEFALOGRA FIA	18
3.2 - ESPECIFICAÇÕES GERAIS PARA O AMPLIFICADOR DE EEG	23
3.2.1 - IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA E RAZÃO DE RE JEIÇÃO DE MODO COMUM	24
3.2.2 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	27
3.2.3 - CALIBRAÇÃO	27
3.2.4 - PROTEÇÃO ELÉTRICA PARA O CORPO HUMA NO	27
3.3 - O CIRCUITO DO AMPLIFICADOR DE EEG	28
3.4 - RESULTADOS	31

	Página
5.4.1 - ACOPLAMENTO ACÚSTICO	67
5.4.2 - ACOPLAMENTO DIRETO	77
CAPÍTULO VI	
RESULTADOS E CONCLUSÕES	80
APÊNDICE A	
SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA DO SINAL DE MODO COMUM	89
APÊNDICE B	
FUNDAMENTOS DO "PHASE LOCKED LOOP" (PLL)	94
APÊNDICE C	
CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA	105
APÊNDICE D	
MÉTODO DE GORSKI POPIEL PARA SIMULAÇÃO DE INDUTÂNCIAS FLUTUANTES	110
APÊNDICE E	
PROJETO DO FILTRO PASSIVO ELÍPTICO PASSA-FAIXA PARA O CANAL 4	113
APÊNDICE F	
O CIRCUITO DE ZOBEL	120
BIBLIOGRAFIA	124

LISTA DE FIGURAS

	Página
FIGURA 2.1. SEÇÕES ANATÔMICAS DO ENCÉFALO E PARTE DA MEDULA ESPINHAL	8
FIGURA 2.2. O CÉREBRO E OS NERVOS RAQUIDIANOS	10
FIGURA 2.3. DIFERENTES TIPOS DE ONDAS NORMAIS DE EEG	14
FIGURA 2.4. SISTEMA DE COLOCAÇÃO DE ELETRODOS RECOMENDADO PELA INTERNATIONAL FEDERATION OF EEG SOCIETIES.	14
FIGURA 2.5. MODOS DE REGISTRO DO EEG	16
FIGURA 3.1. MODELO SIMPLIFICADO PARA O ACOPLAMENTO DE CORRENTES DE DESLOCAMENTO AC PARA OS FIOS DE LIGAÇÃO DOS ELETRODOS	21
FIGURA 3.2. MODELOS PARA O ACOPLAMENTO DE CORRENTES DE DESLOCAMENTO AC PARA O CORPO HUMANO	25
FIGURA 3.3. MODELO PARA O ACOPLAMENTO DE CORRENTES DE DESLOCAMENTO AC, LEVANDO EM CONTA AS IMPEDÂNCIAS INTERNAS DOS TECIDOS HUMANOS	25
FIGURA 3.4. AMPLIFICADOR DE EEG	30
FIGURA 3.5. REGISTROS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO DO AMPLIFICADOR DE EEG	32
FIGURA 3.6. OUTROS REGISTROS OBTIDOS COM O PROTÓTIPO, UTILIZANDO FILTRO "NOTCH"	32
FIGURA 4.1. DIÁGRAMA DE BLOCOS DO DEMODULADOR FM UTILIZANDO O PLL	36

	Página
FIGURA 4.2. FILTRO PASSA-BAIXAS E RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO PLL	36
FIGURA 4.3. GRÁFICO PARA A EQUAÇÃO (4.9)	42
FIGURA 4.4. DIAGRAMA DE BLOCOS DO CIRCUITO INTEGRADO PLL 4046	42
FIGURA 4.5. CARACTERÍSTICAS DO VCO DO PLL 4046	43
FIGURA 4.6. SISTEMA MULTICANAL COM PLL, NA RECEPCÃO, PARA SEPARAÇÃO DOS CANAIS E DEMODULAÇÃO FM	45
FIGURA 4.7. DEMODULADOR DE FM COM PLL 4046, PARA O CANAL 4 ($f_0 = 1500$ Hz)	49
FIGURA 4.8. CIRCUITO DE TESTE PARA O DESEMPENHO DO DEMODULADOR DE FM DA FIGURA 4.7	49
FIGURA 5.1. DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA MULTICANAL COM FILTROS PASSA-FAIXA ATIVOS	54
FIGURA 5.2. CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA	57
FIGURA 5.3. ESPECIFICAÇÕES PARA O FILTRO PASSA-FAIXA DO CANAL 4	57
FIGURA 5.4. FILTRO PASSA-FAIXA ELÍPTICO	59
FIGURA 5.5. RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO DA FIGURA 5.4.	60
FIGURA 5.6. DEMODULADOR DE FM	61
FIGURA 5.7. SINALIZADOR	64
FIGURA 5.8. MODULADOR DE FM	64
FIGURA 5.9. CIRCUITO SOMADOR	66
FIGURA 5.10. DETETOR DE SINALIZAÇÃO	66
FIGURA 5.11. FILTRO PASSA-FAIXA ATIVO PARA O DETETOR DE SINALIZAÇÃO	68

	Página
FIGURA 5.12. DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA MULTICANAL COM ACOPLAMENTO ACÚSTICO	69
FIGURA 5.13. AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA	71
FIGURA 5.14. MICROFONE DE ELETRETO	75
FIGURA 5.15. PADRÕES NODAIS DE VIBRAÇÃO DO CONE DE UM ALTO FALANTE DE 20cm	75
FIGURA 5.16. ACOPLAMENTO DIRETO DO SISTEMA MULTICANAL COM A LINHA TELEFÔNICA	78
FIGURA 6.1. FORMAS DE ONDA REGISTRADAS NO RECEPTOR MULTICANAL, PARA AVALIAÇÃO DA DISTORÇÃO DO SISTEMA	85
FIGURA 6.2. SINAL DE EEG TRANSMITIDO VIA LINHA TELEFÔNICA	86
FIGURA 6.3. FOTOGRAFIAS DO PROTÓTIPO	87
FIGURA A.1. SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA DO SINAL DE MODO COMUM	90
FIGURA A.2. CIRCUITO EQUIVALENTE AO SISTEMA DA FIGURA A.1	90
FIGURA B.1. DIAGRAMA DE BLOCOS DO PLL	102
FIGURA B.2. FILTRO PASSA-BAIXAS TIPO "LAG"	102
FIGURA B.3. FILTRO PASSA-BAIXAS TIPO "LAG-LEAD"	103
FIGURA C.1. CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA	106
FIGURA C.2. FLUXOGRAMA PARA A DETERMINAÇÃO DE Z_A (FIG.C.1).	106
FIGURA C.3. SIMBOLOGIA PARA O CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA DA FIGURA C.1	108
FIGURA D.1. CIRCUITO PARA ILUSTRAÇÃO DO MÉTODO DE GORSKI-POPIEL	111
FIGURA E.1. EQUIVALÊNCIA ENTRE AS ESPECIFICAÇÕES PASSA-FAIXA E PASSA-BAIXAS	118

	Página
FIGURA E.2. FILTRO ELÍPTICO PASSA-BAIXAS COM TRÊS PÓLOS .	118
FIGURA E.3. FILTRO PASSA-FAIXA ELÍPTICO PARA O CANAL 4 ..	119
FIGURA F.1. AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA PARA AUDIOFREQUÊN CIAS, UTILIZANDO O CIRCUITO DE ZOBEL	122
FIGURA F.2. CIRCUITO EQUIVALENTE DA CARGA DO AMPLIFICADOR DA FIG. F.1	122

TABELAS

	Página
TABELA 4-I. EXPRESSÕES PARA PROJETO COM O PLL 4046 USANDO COMPARADOR DE FASE I E VCO COM "OFF-SET"	46
TABELA E-I. TRANSFORMAÇÃO PASSA-BAIXAS PARA PASSA-FAIXA .	116

CAPITULO I

INTRODUÇÃO

Existem situações em que é necessário transmitir sinais fisiológicos como Eletroencefalograma (EEG) desde unidades médicas remotas até estações centrais para análise visual ou por computador. Assim, postos de saúde distantes dos grandes centros urbanos podem aumentar suas áreas de atuação dentro da Medicina, caso disponham de equipamentos capazes de captar e transmitir sinais de EEG de seus pacientes para receptores localizados em clínicas especializadas, onde são acoplados a registradores de papel, osciloscópios ou computadores. Após a análise dos sinais recebidos, os médicos especialistas em neurologia destas clínicas são capazes de orientar os tratamentos daqueles pacientes. Há interesse, também, na transmissão de dados fisiológicos de uma unidade para outra, em um mesmo hospital ou entre diferentes hospitais, nos casos em que não é viável a remoção do paciente, ou para finalidades didáticas. Nestes casos, um sistema de telemetria de sinais biomédicos.

cos que utilize como meio de transmissão a rede telefônica interurbana, local ou interna, se faz necessário.

Em outras situações, é desejável registrar sinais fisiológicos de pacientes em movimento, casos em que a telemetria deve ser feita via rádio, com alcance de algumas dezenas de metros.

Desta forma, existe bastante interesse nos sistemas de telemetria que utilizam a rede telefônica. Para a transmissão dos sinais biomédicos por este meio, várias técnicas poderiam ser empregadas, como modulação em amplitude (AM), modulação por código de pulso (PCM) ou modulação em frequência (FM). A modulação em amplitude não é adequada, pois o ruído e a distorção produzidos pelo sistema telefônico são, primariamente, relacionados com a amplitude do sinal transmitido, provocando sérias interferências em um sistema de telemetria telefônica AM. A transmissão digital ou PCM apresenta ainda custos elevados, além de uma taxa de erros relativamente alta, para um sistema de telemetria de sinais fisiológicos utilizando a rede telefônica [1]. A transmissão em FM, por sua vez, apresenta-se como a melhor solução, sendo praticamente imune às distorções e ao ruído inerentes ao sistema telefônico. Esta solução foi adotada em vários equipamentos de telemetria médica existentes [1], [2], embora com algumas diferenças básicas entre si, em termos de circuitos.

A empresa Bell American Telephone & Telegraph desenvolveu dois sistemas, um monocanal (modelo 603) e outro com três canais (modelo 604), para a telemetria de sinais fisiológicos como ECG, pressões cardíacas e vasculares, temperatura e EEG, em FM [1].

Revoredo e Deep [2] apresentaram um sistema de transmissão monocanal de EEG utilizando PLL como demodulador de FM e acoplamento acústico à rede telefônica.

Porém, no caso do EEG, existe a necessidade da transmissão simultânea de, pelo menos, oito canais. Embora seis canais de EEG tenham sido transmitidos com sucesso utilizando dois sistemas Bell 604 e duas linhas telefônicas [1], são evidentes as vantagens de um sistema de oito canais, para reduzir os custos de transmissão e aumentar a precisão do teste. Gardner, Bennet e Vorce [1] desenvolveram um sistema com oito canais FM de largura de faixa constante (FM-CBW), empregando filtros passivos LC para a separação dos canais no receptor e técnicas convencionais de modulação e demodulação FM, com resultados satisfatórios. Na Universidade de Utah, tentou-se construir sistemas de três e seis canais utilizando-se PLL na recepção [1]. Esperava-se, com esta técnica, eliminar os dispendiosos filtros necessários para a transmissão multicanal de FM-CBW, reduzindo bastante os custos do sistema. No entanto, os resultados foram desapontadores, principalmente quando se utilizava apenas PLL's no receptor de FM, sendo estes resultados atribuídos à capacidade do PLL de travar com harmônicas dos canais inferiores e à sua sensibilidade às variações de amplitude das portadoras de FM devidas às diferentes características de cada enlace telefônico. Revoredo e Deep [2] também tentaram, sem êxito, um sistema semelhante ao da Universidade de Utah, embora os problemas apresentados no sistema proposto pela equipe desta universidade tivessem sido eliminados pela utilização de um circuito integrado PLL COS/MOS, do tipo 4046, que é imu

ne às variações de amplitude do sinal de entrada, e através de uma cuidadosa seleção das frequências dos canais.

É proposto, neste trabalho, um sistema de telemetria para EEG com oito canais FM utilizando a rede telefônica como meio de transmissão. Tenta-se implementar, primeiramente, um sistema utilizando apenas PLL's no receptor, para as funções de separação dos canais e demodulação FM, estabelecendo-se as limitações inerentes ao PLL, para tal aplicação. A seguir, desenvolvem-se filtros ativos capazes de efetuar eficientemente a separação dos canais, empregando ainda a técnica de PLL para a demodulação FM. Finalmente, determina-se o tipo de acoplamento com a rede telefônica que apresenta melhores resultados com o sistema multicanal.

Antes da explicação do sistema proposto, é interessante fazer a apresentação de alguns assuntos básicos relacionados com o sinal de EEG. Nesta apresentação, feita no Capítulo 2, aborda-se a Eletroencefalografia, introduzindo-se alguns conceitos de anatomia e funções encefálicas. Explica-se a origem dos potenciais elétricos no encéfalo e as ondas elétricas que estes geram, fazendo-se algumas considerações acerca do EEG clínico.

No Capítulo 3 discute-se o projeto do amplificador de EEG, fazendo-se um estudo dos sinais que interferem no EEG e estabelecendo-se as especificações gerais para este amplificador. São apresentados também os resultados obtidos com os protótipos.

Os sistemas de telemetria de sinais de EEG são discutidos nos Capítulos 4 e 5. No Capítulo 4 são apresentados os resulta

dos e as justificativas teóricas para os testes feitos com o sistema multicanal que utiliza PLL's com a dupla função de separação dos canais e demodulação FM, na recepção. No Capítulo 5, discute-se a implementação do sistema multicanal com filtros passa-faixa ativos e demodulação FM utilizando PLL, com acoplamento direto do sistema à rede telefônica, uma vez que o acoplamento acústico, que seria desejável, se mostrou inviável.

Os resultados dos testes feitos com o protótipo do sistema multicanal e as conclusões acerca do trabalho desenvolvido são discutidos no Capítulo 6.

CAPÍTULO II

A ELETROENCEFALOGRAFIA

A atividade elétrica no encéfalo foi descrita quantitativamente no século XIX, mas só foi analisada de maneira sistemática no início do século XX pelo psiquiatra alemão Hans Berger, que introduziu o termo Eletroencefalograma (EEG) para designar o registro das flutuações de potencial elétrico no encéfalo.

A Eletroencefalografia é o método de registro e análise da atividade elétrica encefálica para fins de diagnóstico médico. Normalmente, esta atividade é registrada com eletrodos colocados no couro cabeludo, embora em alguns procedimentos de diagnóstico se exija a implantação de eletrodos diretamente na camada superficial do encéfalo. Por este motivo, o presente Capítulo se limitará à abordagem de alguns tópicos, conceitos e termos básicos relacionados com o EEG colhido com eletrodos colocados no couro cabeludo.

2.1 - O SISTEMA NERVOSO CENTRAL

O sistema nervoso central (SNC) é constituído pela medula espinhal, que ocupa o canal vertebral, e sua continuação, o encéfalo, que é formado pelo cérebro, pelo cerebelo e pelo bulbo, conforme se pode observar na Fig. 2.1.

O sistema nervoso central possui uma série de nervos sensitivos, ascendentes, que vão desde a medula espinhal até várias áreas do encéfalo, levando informações colhidas de células receptoras sensoriais, ou células transdutoras, que são ativadas por variações de temperatura, pressão ou outros efeitos como dor, tato, etc. [3], [4]. Estas informações são transmitidas por meio de impulsos nervosos modulados em frequência que, após atingir áreas específicas do encéfalo, provocam o envio de outros impulsos em resposta aos estímulos recebidos, através de conjuntos de nervos motores, descendentes. Estes impulsos de resposta são gerados através de variações nos potenciais elétricos dos campos condutores volumétricos do encéfalo [5], variações estas que podem ser captadas e apresentadas no EEG. Após atingir as fibras nervosas responsáveis pela ativação das fibras musculares, estes impulsos geram a ação motora particular determinada pela área do encéfalo que recebeu o estímulo sensorial (Fig. 2.2).

Além disto, reações eletroquímicas oscilatórias são responsáveis pela memória a curto prazo, mas , pela modificação gradual das estruturas químicas de partes do encéfalo, permitem que haja a armazenagem permanente da informação, a qual é mais química que

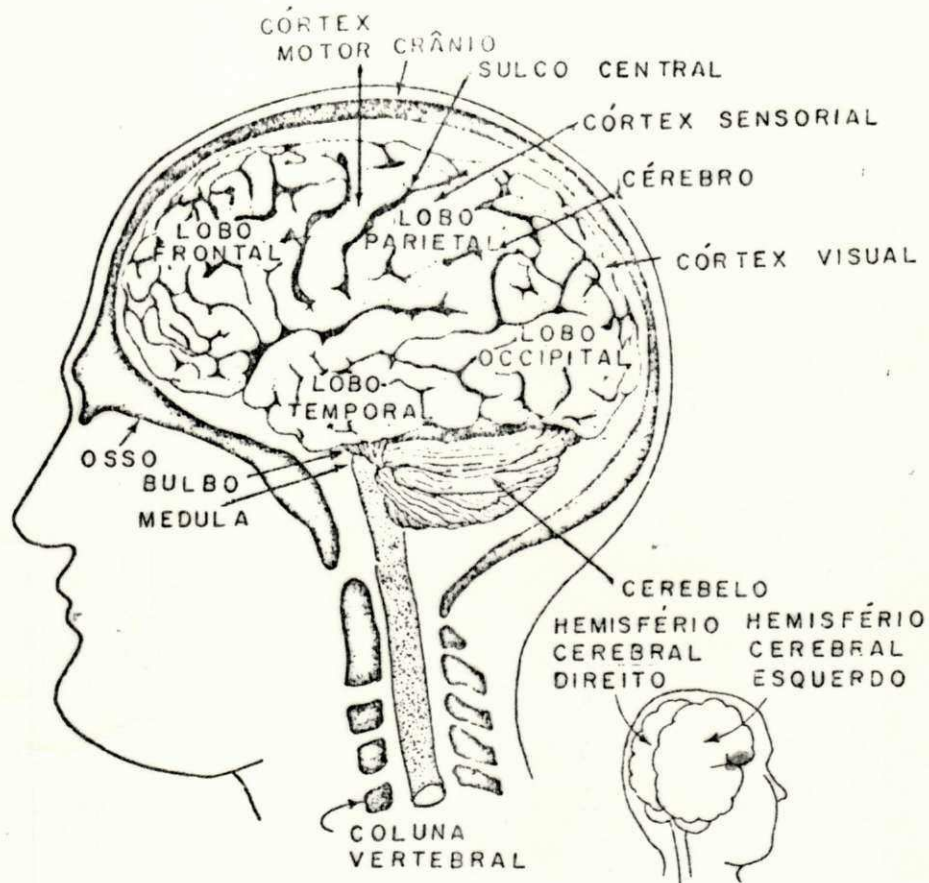


Figura 2.1. Seções Anatômicas do Encéfalo e Parte da Medula Espinal.

elétrica [6].

O cérebro ocupa uma posição dominante no sistema nervoso central, sendo aí localizadas suas funções conscientes. A estrutura superficial do cérebro, o córtex, apresenta áreas que servem a partes específicas do corpo. Assim, nas Figs. 2.1 e 2.2, as entradas sensitivas são processadas no córtex sensorial, enquanto que as saídas motoras são provenientes do córtex motor. Da mesma forma, a parte posterior do córtex é responsável pela visão e, embora seja difícil definir as áreas que servem para as funções intelectuais, a região frontal do córtex é, pelo menos em parte, responsável por tais funções [6].

O cerebelo é um coordenador do sistema nervoso muscular voluntário e age em conjunto com o bulbo e o córtex cerebral para a manutenção do equilíbrio e para permitir movimentos musculares harmoniosos [3].

O bulbo é uma pequena extensão da medula espinhal, sendo um caminho de conexão entre o córtex cerebral, a medula espinhal e o cerebelo. Além disto, é responsável pelo controle de várias funções viscerais, como a taxa cardíaca e a frequência respiratória, agindo como centro de integração para vários reflexos motores [3].

2.2 - OS POTENCIAIS ELÉTRICOS DO ENCEFALO E AS ONDAS ENCEFÁLICAS

Os potenciais elétricos do encéfalo são causados por pro

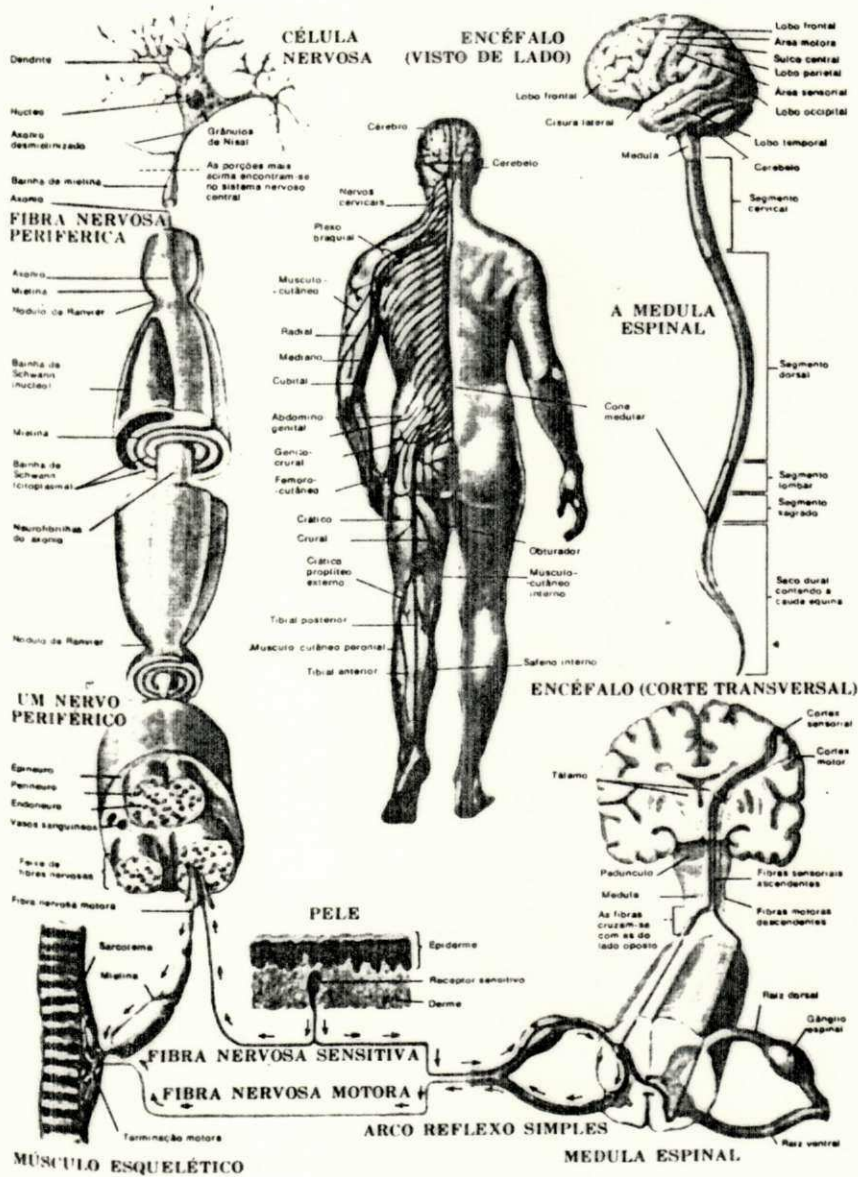


Figura 2.2. O cérebro e os nervos raquidianos. Tanto o cérebro como a medula espinal são formados por bilhões de células nervosas. Longas fibras, chamadas axônios, partem dessas células nervosas. Os nervos são compostos por feixes de axônios.

cessos eletroquímicos que ocorrem nas células que o constituem [7], [8]. Variações de potencial em uma parte da célula nervosa relativamente a outra parte estabelecem um dipolo de corrente elétrica que varia constantemente, e as variações na energia e na orientação deste dipolo produzem tensões ondulatórias no volume condutor formado pelo encéfalo [9]. Estas ondulações, apresentadas no EEG, são denominadas ondas encefálicas. A amplitude típica destas ondas é 50 μ V, com faixa usual de frequências de 0,5 a 30 Hz, mas que pode se estender de 0,1 a 100 Hz, e com características fortemente dependentes do grau de atividade do córtex cerebral, variando bastante entre os estados de vigília e de sono.

A informação de frequência é particularmente significativa, tendo em vista que a frequência do EEG é alterada em função do estado comportamental do indivíduo. Para auxiliar na análise, a faixa usual de frequências do EEG foi subdividida em quatro faixas, denominadas ondas ou ritmos:

Delta (δ) .	0,5 Hz	-	3,5 Hz
Teta (θ) .	4 Hz	-	7 Hz
Alfa (α) .	8 Hz	-	13 Hz
Beta (β) .	14 Hz	-	30 Hz

As ondas delta (Fig. 2 - 3a) ocorrem durante o sono profundo, na infância e em graves enfermidades orgânicas do cérebro.

As ondas teta (Fig. 2 - 3b) predominam durante atividades de natureza criativa e em condições de "stress" emocional em adultos, particularmente durante períodos de desapontamento e frustração.

ção. Ocorrem também em crianças, nas regiões parietal e temporal da cabeça.

O ritmo alfa (Fig. 2.3c) é encontrado no EEG de quase todas as pessoas normais, acordadas, quietas e em estado de relaxamento físico e repouso mental. Apresenta-se principalmente na região occipital da cabeça, mas pode também ser registrado nas regiões parietal e frontal. Sua amplitude varia entre 20 e 200 μ V. Em pessoas adormecidas ou exercendo atividades mentais, as ondas alfa desaparecem completamente. Por exemplo, em pessoas relaxadas e com os olhos fechados, estas ondas estão presentes no EEG, enquanto que a sensação visual produzida pela simples abertura dos olhos causa sua imediata cessação, sendo o ritmo alfa substituído por ondas assíncronas de baixa amplitude (Fig. 2.3c).

As ondas beta (Fig. 2.3d) podem ser divididas em dois tipos principais: beta I e beta II. As ondas beta I possuem uma frequência cêrca de duas vezes aquela das ondas alfa, sendo afetadas pela atividade mental da mesma maneira que estas. As ondas beta II, por sua vez, aparecem durante intensa ativação do sistema nervoso central ou durante tensão. As ondas beta são mais frequentemente registradas nas regiões parietal e frontal do escalpo.

2.3 - O EEG CLÍNICO

O EEG clínico é usualmente colhido com eletrodos colocados

no couro cabeludo, embora em alguns casos seja necessário o uso de eletrodos implantados diretamente no cérebro. A colocação de eletrodos no couro cabeludo obedece ao Sistema 10-20 da International Federation of EEG Societies, que utiliza certas marcações de posição para padronizar esta colocação (Fig. 2.4). As abreviações da Fig. 2.4 têm o seguinte significado: F = frontal; T = temporal; C = central; P = parietal; e O = occipital. A letra refere-se, pois, ao lobo cerebral e os números à colocação sobre o lobo. Os eletrodos são dispostos de maneira simétrica em relação aos dois hemisférios do cérebro.

Para registros de potenciais elétricos encefálicos com finalidades clínicas, os eletrodos utilizados para captação dos sinais devem ser pequenos, facilmente afixáveis no couro cabeludo com mínimo distúrbio para o cabelo, não devem causar desconforto e devem ficar na posição em que foram afixados por períodos extensos de tempo. O couro cabeludo do indivíduo deve ser preparado, desengordurando-se as regiões onde serão colocados os eletrodos, limpando-as com álcool. A seguir, aplica-se uma pasta condutora (constituída normalmente de um barro, a bentonita, com aditivos para melhorar-lhe a adesividade, como a glicerina, e a condutibilidade, como o $\text{Na}^+ \text{Cl}^-$) para reduzir a impedância da interface eletrodo-pele e colam-se eletrodos não polarizáveis de prata-cloreto de prata (Ag-AgCl) [10] ao couro cabeludo com colódio (substância plástica preparada pela ação do álcool e do éter sobre uma mistura de hexa e octonitrocelulose) ou estabelece-se a fixação destes eletrodos por meio de tiras de borracha apropriadas.

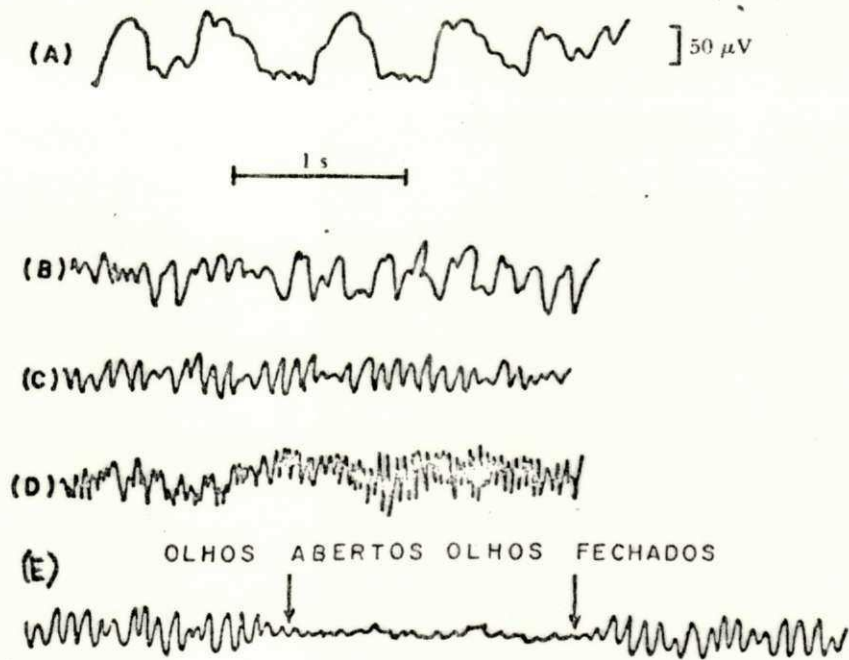


Figura 2.3. Diferentes tipos de ondas normais de EEG: (a) Delta; (b) Teta; (c) Alfa; (d) Beta. (e) Substituição do ritmo alfa por uma descarga assíncrona quando os olhos são abertos.

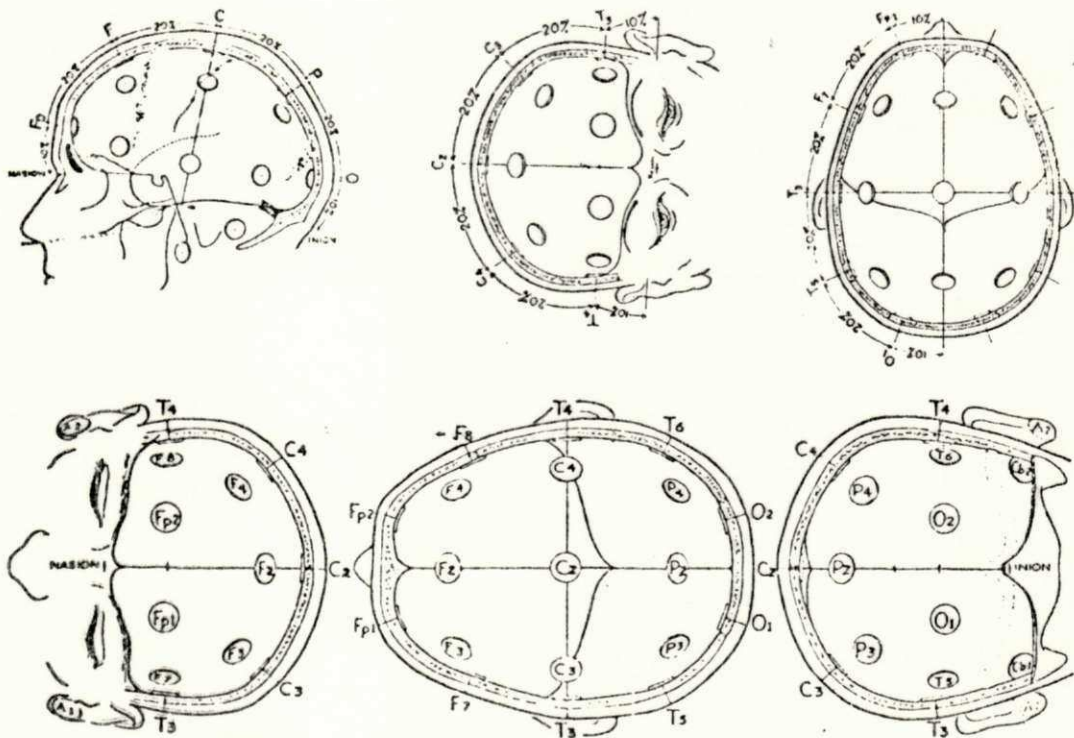


Figura 2.4: Sistema de colocação de eletrodos recomendado pela International Federation of EEG Societies.

O indivíduo deve estar acordado, mas mantido deitado com os olhos fechados, para que se obtenha condições de relaxamento físico com a finalidade de reduzir artefatos musculares, os quais podem gerar sinais interferentes com o sinal de EEG. Em tais condições de repouso, o EEG mostra um ritmo alfa dominante nas áreas parietal-occipital, enquanto que, nas áreas frontais, além do ritmo alfa, existe o ritmo beta de alta frequência e baixa amplitude. Em pessoas normais, existe simetria entre os registros do hemisfério esquerdo e direito do cérebro.

Para a conexão dos eletrodos com os amplificadores de EEG, existem três configurações básicas, conhecidas como unipolar, referencial médio e bipolar.

Na configuração unipolar (Fig. 2.5a) um eletrodo é comum a todos os canais. Idealmente, este eletrodo deve ser fixado em um ponto de atividade elétrica nula, condição esta que não é muito fácil de ser obtida na prática. Um eletrodo conectado em uma das orelhas ou eletrodos conectados em ambas as orelhas e ligados juntos aproximam esta condição, uma vez que ficam em regiões de pouca atividade cerebral, atuando como ponto de referência comum.

Na configuração referencial médio o terminal referência é constituído pela conexão de todos os eletrodos, através de resistores de igual valor, para um ponto comum (Fig. 2.5b).

Na configuração bipolar, os sinais de EEG são obtidos entre sucessivos pares de eletrodos (Fig. 2.5c). Esta configuração permite uma localização exata das atividades elétricas registra

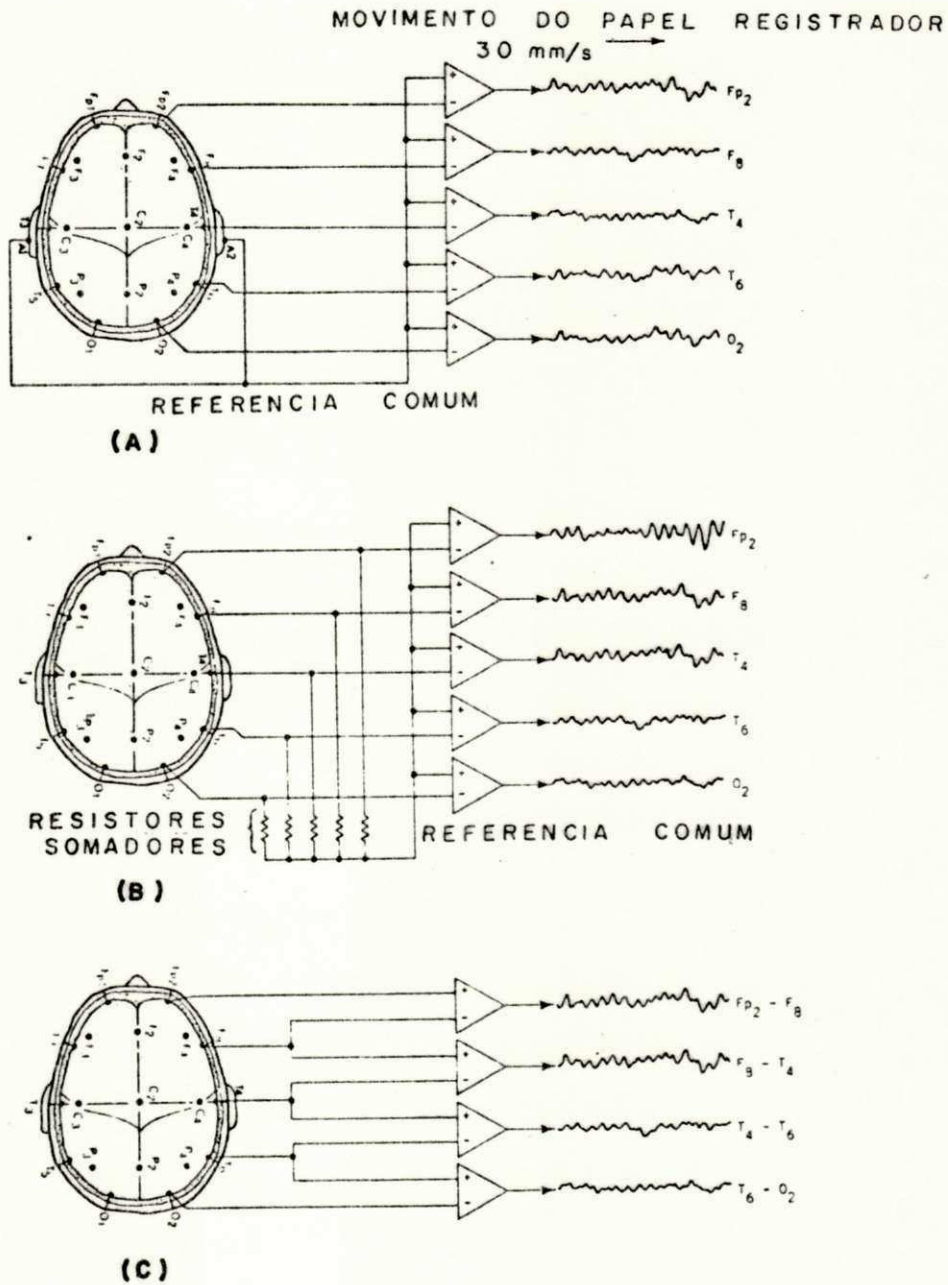


Figura 2.5. Modos de Registro do EEG: (a) Configuração Unipolar; (b) Configuração Referencial Médio; (c) Configuração Bipolar.

das, tendo em vista que o eletrodo imediatamente sobre o "gerador" de uma atividade elétrica particular irá causar uma diferença de fase de 180° entre os sinais de saída dos canais de registro adjacentes, aos quais este eletrodo é comum.

Embora os mesmos eventos elétricos sejam registrados em cada um dos três casos citados, estes apresentam-se com diferentes aspectos em cada caso.

As variações de potencial que se apresentam no couro cabeludo são amplificadas por amplificadores diferenciais de alto ganho, acoplados capacitivamente. Os sinais de saída destes amplificadores são normalmente registrados nos registradores de fita papel.

CAPÍTULO III

O AMPLIFICADOR DE EEG

Neste Capítulo, apresenta-se a configuração do circuito do amplificador de EEG, discutindo-se as soluções adotadas no seu projeto e os resultados obtidos com os protótipos. Antes, porém, discute-se os sinais que interferem no EEG e as técnicas empregadas para minimização destas interferências.

3.1 - OS SINAIS INTERFERENTES EM ELETROENCEFALOGRAFIA

Os sinais de EEG, cuja amplitude típica é $50 \mu\text{V}$, precisam ser amplificados em presença de outros sinais, interferentes e de amplitudes muito maiores. O sinal interferente de maior importância em Eletroencefalografia é o de 60 Hz originado da rede elétrica, que pode entrar no sistema através de: (1) indução magnética nos fios de ligação dos eletrodos com o amplificador, a partir de

linhas de força elétrica, motores elétricos (ambientes com condicionadores de ar, por exemplo), etc.; (2) correntes de deslocamento, acopladas capacitivamente, passando através dos fios de ligação dos eletrodos e do corpo humano, devidas a linhas de força elétrica, lâmpadas fluorescentes acesas, etc.; e (3) interconexão e imperfeição dos blocos utilizados na aquisição e registro dos sinais de EEG.

O potencial DC de polarização existente entre eletrodo e pele, que, em alguns casos, chega a ± 500 mV, pode contribuir para mascarar o EEG, sendo, porém, rejeitado pelo uso do amplificador AC.

Um grande problema em Eletroencefalografia reside, portanto, em reduzir a interferência devida ao sinal de 60 Hz. O nível máximo aceitável para esta interferência é da ordem de 1% da amplitude típica dos sinais de EEG, ou seja, $0,5 \mu\text{V}$ [11].

A interferência de 60 Hz causada pela indução magnética é proporcional à densidade de fluxo magnético e à área delimitada pelos fios de ligação dos eletrodos, podendo atingir algumas dezenas de microvolts. Este efeito pode ser reduzido, torcendo-se, juntos, todos os fios de ligação dos eletrodos ou colocando-os em um único cabo.

As variações no campo elétrico do ambiente devidas aos equipamentos e à rede elétrica são responsáveis pelo acoplamento capacitivo de correntes, de deslocamento, aos fios de ligação dos eletrodos e ao corpo humano. Para o caso de acoplamento destas

correntes aos fios de ligação dos eletrodos, assumindo que estes não sejam blindados, a Figura 3.1 mostra um modelo simplificado do sistema de amplificação de sinais de EEG no qual estão representadas as impedâncias de contato eletrodo-pele Z_1 , Z_2 , Z_G , bem como as impedâncias de entrada do amplificador diferencial, (Z_{in}) e a impedância de entrada diferencial (Z_D). Nesta situação, a tensão interferente (V_i) que aparece entre as entradas A e B do amplificador diferencial pode ser dada por

$$V_i = V_A - V_B = (Z_1 - Z_2) I_D \quad (3.1)$$

onde se despreza as impedâncias internas dos tecidos humanos, considerando-se Z_{in} e Z_D muito maiores que as impedâncias de contato dos eletrodos e assumindo-se que as correntes de deslocamento são iguais ($I_{D1} = I_{D2} = I_D$). Na prática, estas correntes de deslocamento podem ser igualadas fazendo-se com que os fios de ligação dos eletrodos sejam paralelos e de mesmo tamanho. Conclui-se, da expressão (3.1), que, embora o valor absoluto da impedância eletrodo-pele seja importante [12], a interferência entra no sistema devido ao desbalanceamento da impedância de contato entre eletrodos, chegando a atingir 60 μV , para 10 $\kappa\Omega$ de desbalanceamento de impedância de contato dos eletrodos e 6 nA de corrente de deslocamento (valor obtido em situações de muita proximidade com fios e equipamentos elétricos) [11].

As correntes do deslocamento são acopladas ao corpo humano de maneira análoga ao que ocorre com os fios de conexão dos eletrodos. O corpo humano e as linhas de força elétrica agem como um capacitor que, dependendo do caso, pode ou não estar ligado à

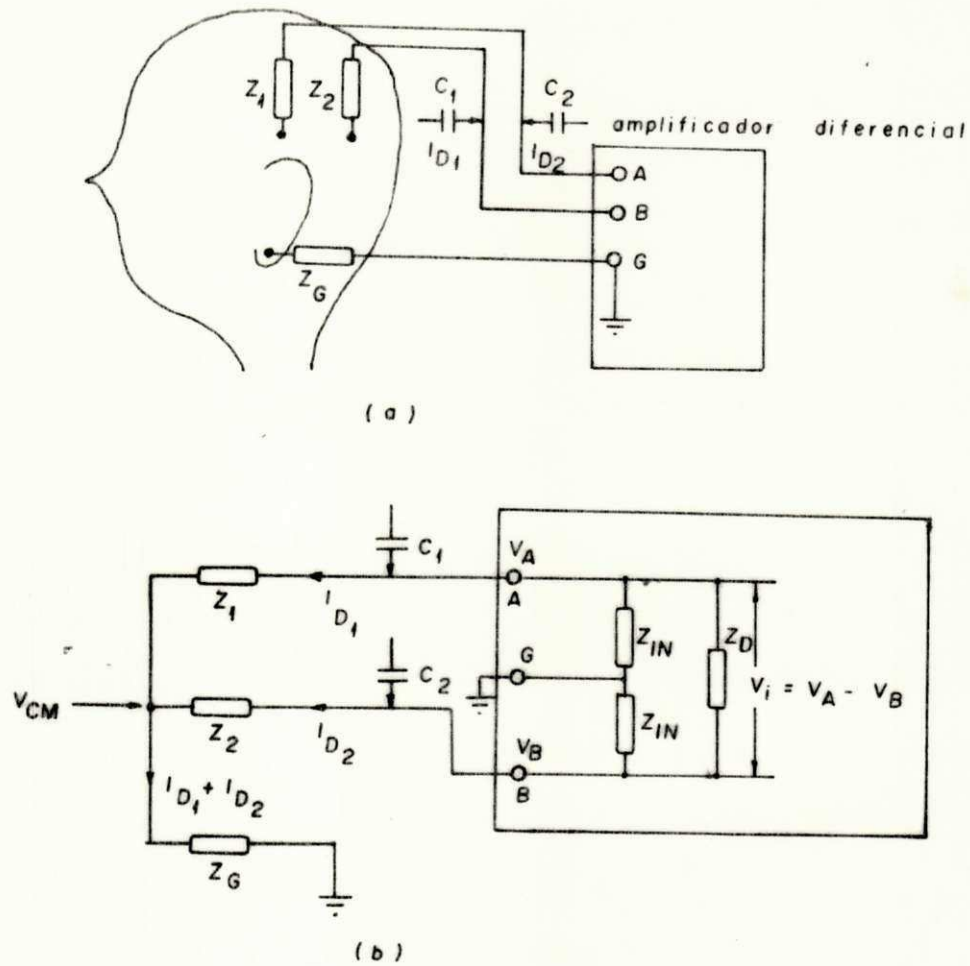


Figura 3.1. (a) Modelo simplificado para o acoplamento de correntes de deslocamento AC para os fios de ligação dos eletrodos; (b) circuito elétrico equivalente da situação representada em (a), no qual V_{CM} é a tensão de modo comum presente na cabeça. Despreza-se o efeito das impedâncias internas dos tecidos humanos.

terra. No caso em que o corpo humano não está aterrado, existe ainda um efeito capacitivo adicional, desta vez entre o corpo e a terra (Fig. 3.2). A capacitância que se apresenta entre o corpo e as linhas de força elétrica (C) é da ordem de 1,2 pF, enquanto que a capacitância entre o corpo e a terra (C_1) é tipicamente 260 pF [11]. A corrente de deslocamento acoplada capacitivamente ao corpo humano pode chegar a até 1 μ A, nos piores casos, sendo, porém, normalmente 10 vezes menor que este valor [11]. A tensão desenvolvida entre o corpo isolado e a terra (V_{ct}), devida a esta corrente e à reatância capacitiva X_{C_1} , varia entre 10V para o pior caso e 1 V para o caso usual (Fig. 3.2a). No entanto, o potencial elétrico que se apresenta como sinal de modo comum (V_{CM}) para o amplificador diferencial da Figura 3.2b, provocando interferências com o sinal de EEG é dado por

$$V_{CM} = I_D Z_G, \quad (3.2)$$

assumindo valores típicos entre 10 mV e 1 mV, podendo ainda chegar a 100 mV em um caso extremo ($I_D = 1 \mu$ A e $Z_G = 100 \text{ k}\Omega$) [11]. O sistema de amplificação de EEG deverá ser capaz de reduzir e/ou rejeitar este sinal de modo comum para que a interferência no sinal de saída do amplificador assumam níveis aceitáveis.

Embora se tenha desprezado as impedâncias internas dos tecidos humanos nas considerações feitas acima, estas são finitas e as correntes de deslocamento fluindo através destas impedâncias provocam potenciais diferenciais entre os eletrodos. Um valor de impedância interna dos tecidos humanos (Z_I) igual a 5 Ω já provoca 0,5 μ V de tensão diferencial de 60 Hz entre eletrodos, supondo que

o corpo esteja sob a ação de uma corrente de deslocamento usual ($0,1 \mu\text{A}$). Portanto, para se obter bons resultados no registro de sinais encefálicos, a impedância interna dos tecidos humanos, entre os eletrodos de cada par de eletrodo deve ser muito pequena. Esta exigência é normalmente atendida devido ao fato de que os eletrodos correspondentes às entradas de um mesmo amplificador de EEG são colocados no couro cabeludo em posições muito próximas.

Resumindo-se, na entrada de amplificador de EEG apresentam-se quatro sinais:

1. 20 a 200 μV de sinal de EEG (desejado)
2. 1 a 100 mV de sinal de modo comum de 60 Hz (não desejado).
3. 0 a 60 μV de sinal diferencial de 60Hz (não desejado).
4. 0 a $\pm 500 \text{ mV}_{\text{DC}}$ de potencial de polarização dos eletrodos (não desejado).

Um sistema de amplificação de EEG deve ser capaz de amplificar adequadamente os sinais encefálicos, não permitindo, porém, que os sinais não desejados apareçam nos registros.

3.2 - ESPECIFICAÇÕES GERAIS PARA O AMPLIFICADOR DE EEG

As especificações gerais para o amplificador de EEG podem ser estabelecidas em função das considerações feitas na seção 3.1, para redução das interferências e amplificação adequada do sinal de EEG.

3.2.1 - IMPEDÂNCIAS DE ENTRADA E RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM

A impedância de entrada diferencial (Z_D) do amplificador de EEG (Fig. 3.1) deve ser suficientemente elevada para não provocar atenuação no potencial diferencial. Por este motivo, valores aceitáveis para esta impedância são de ordem de vinte vezes a impedância eletrodo-pele (valor típico = $25 \text{ k}\Omega$) ou seja, $500 \text{ k}\Omega$ [11].

A impedância de entrada de modo comum (Z_{CM}) do amplificador deve ser grande em comparação com as impedâncias de contato dos eletrodos (Z_1 e Z_2) para reduzir a interferência devida ao chamado efeito do divisor de potencial [11]. Este efeito é provocado por desbalanceamentos severos entre estas impedâncias ou, ainda, entre as impedâncias de entrada do amplificador (Z_{IN}' , Z_{IN}''), fazendo com que o potencial de modo comum (V_{CM}) seja menor em uma das entradas do amplificador. O potencial diferencial (V_{i_Z}) gerado desta maneira pode ser calculado a partir da Fig. 3.3b, considerando-se $Z_{IN}' = Z_{IN}'' = Z_{IN}$,

$$V_{i_Z} = V_{CM} (Z_2 - Z_1) / Z_{IN} \quad (3.3a)$$

$$= V_{CM} (Z_2 - Z_1) / 2Z_{CM} \quad (3.3b)$$

Como normalmente, Z_{IN}' , Z_{IN}'' são bastante elevadas, a interferência devida ao desbalanceamento das impedâncias de entrada do amplificador é desprezível.

A razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador diferencial, definida em função do ganho diferencial (A_D) e do ga

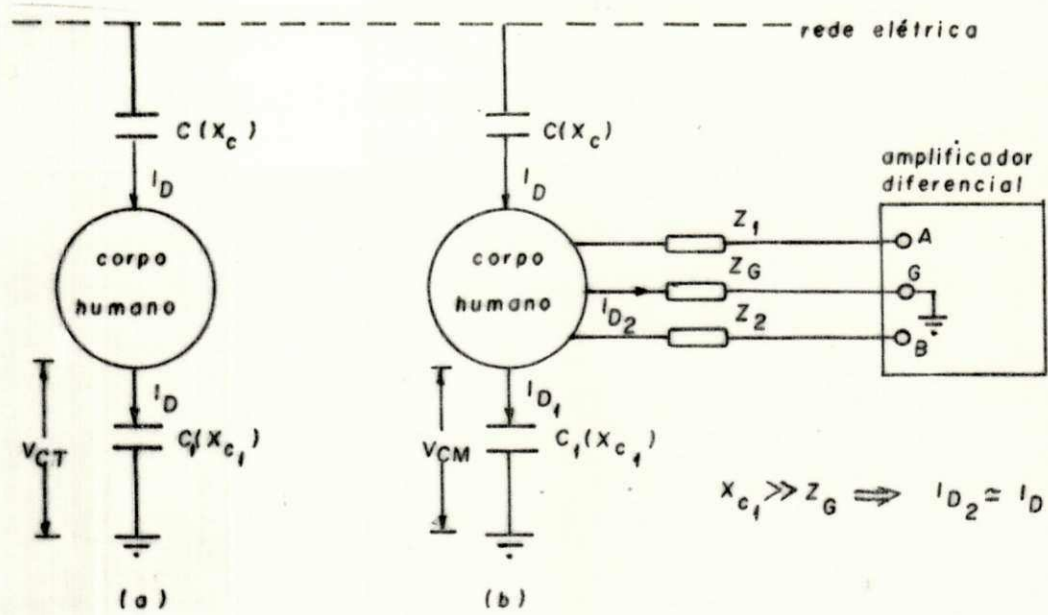


Figura 3.2. Modelos para o acoplamento de correntes de deslocamento AC para o corpo humano: (a) sem aterramento; (b) com aterramento.

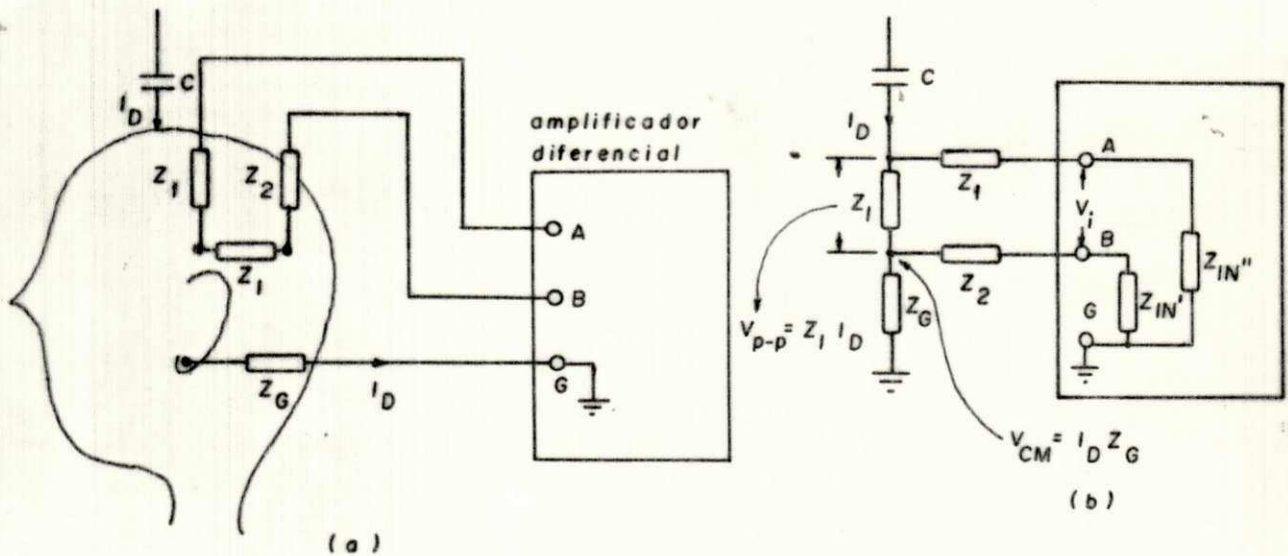


Figura 3.3. (a) Modelo para o acoplamento de correntes de deslocamento AC, levando em conta as impedâncias internas dos tecidos humanos (Z_I); (b) circuito elétrico equivalente da montagem de (a), mostrando as impedâncias de entrada do amplificador diferencial Z_{IN}' e Z_{IN}'' . Assume-se $Z_{IN}' = Z_{IN}'' = Z_{IN}$.

no de modo comum (A_{CM}) como

$$CMRR = A_D/A_{CM} \quad (3.4a)$$

$$CMRR|_{dB} = 20 \log CMRR \quad (3.4b)$$

determina um potencial diferencial interferente (V_{i_C}) equivalente ao sinal de modo comum nas entradas do amplificador, que é dado por

$$V_{i_C} = V_{CM}/CMRR \quad (3.5)$$

Para as especificações da razão de rejeição de modo comum e da impedância de entrada de modo comum deve se garantir que a interferência total (V_{i_T}) dada pela soma das expressões (3.3) e (3.5) não ultrapasse o valor previamente especificado de $0,5 \mu V$ ou seja,

$$V_{i_T} = V_{i_Z} + V_{i_C} = V_{CM} \left[\frac{(Z_2 - Z_1)}{2Z_{CM}} + \frac{1}{CMRR} \right] \quad (3.6a)$$

$$= 0,5 \mu V \quad (3.6b)$$

A configuração adotada para o circuito de entrada do amplificador de EEG (Fig. 3.8) apresenta $5 G\Omega$ de impedância de modo comum, com amplificadores operacionais LM 324. Partindo deste valor, para um desbalanceamento de $10 k\Omega$ entre as impedâncias eletro-pele e para $10 mV$ de tensão de modo comum de $60 Hz$, pode-se especificar o valor do CMRR, a partir das expressões (3.6a) e (3.6b):

$$CMRR = 86 \text{ dB em } 60 \text{ Hz}$$

3.2.2 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

O amplificador de EEG deve apresentar uma faixa de passagem de 0,1 a 100 Hz, tendo em vista que esta é a faixa máxima de frequências dos sinais de EEG. Entretanto, normalmente, esta faixa é ajustável, para facilitar a análise do EEG. Amplificadores comerciais de EEG permitem a seleção de frequências de corte inferior (-6 dB ou pontos de meia amplitude) em 10^{-1} , $3 \cdot 10^{-1}$, 1,3 e 10 Hz e frequências de corte superior em 20, 30, 60, 90 e 1000 Hz [13].

3.2.3 - CALIBRAÇÃO

O amplificador de EEG deve dispor de um sinal para calibração de ganho, o qual pode ser fornecido internamente por um oscilador de onda quadrada de 50 μ V de amplitude e período igual a 1 segundo.

3.2.4 - PROTEÇÃO ELÉTRICA PARA O CORPO HUMANO

É importante que se proteja o indivíduo do qual se está colhendo o EEG contra choques elétricos. Estes choques podem ocorrer nos casos de contato inadvertido do equipamento de EEG ou do corpo do indivíduo com linhas de força elétrica e nos casos de fugas de corrente elétrica (fugas nos transformadores das fontes de alimentação dos equipamentos, por exemplo). É desejável que estas correntes não ultrapassem 2 μ A, devendo existir um isolamento da ordem de alguns megohms entre o corpo humano e o terminal comum do equipamento de EEG [11].

3.3 - O CIRCUITO DO AMPLIFICADOR DE EEG

O circuito do amplificador de EEG está mostrado na Fig. 3.4. O ganho do estágio de amplificação diferencial (A_1 , A_2 e A_3) é limitado em 20 para evitar sua saturação quando em presença de potenciais diferenciais DC de polarização dos eletrodos, até um máximo de 500 mV. Os capacitores de acoplamento (C_{A_1} e C_{A_2}) evitam a amplificação de potenciais diferenciais DC e de qualquer tensão DC que se apresente nas saídas dos amplificadores operacionais. O ganho total do amplificador de EEG é ajustável, através do potenciômetro P_1 entre aproximadamente 70 e 100 dB. A frequência de corte superior do amplificador é 100 Hz enquanto que a frequência de corte inferior é 0,08 Hz, devido ao cascadeamento dos acoplamentos capacitivos. Esta frequência de corte inferior, menor que a estabelecida no item 3.2.2, é adequada para o uso deste amplificador no sistema de telemetria de sinais de EEG, conforme se verá no Capítulo 5.

Devido ao fato de se utilizar valores elevados para os resistores R_{A_1} e R_{A_2} (3,3 M Ω), é estabelecida uma tensão DC da ordem de algumas centenas de milivolts nas entradas não inversoras de A_4 e A_5 , devido à passagem da corrente de polarização dos amplificadores (LM 324) através destes resistores. Esta tensão pode levar os amplificadores A_4 e A_5 a apresentarem níveis DC de saída relativamente altos, podendo, inclusive, chegar à saturação. Para compensar este efeito, é utilizado o circuito universal de balanceamento para tensão de "offset" [14], independente

dos circuitos internos do amplificador, constituído pelo "trimpot" P_{C_1} e pelos resistores R_{C_1} e R_{C_2} para o amplificador A_4 e pelo trimpot P_{C_2} e pelos resistores R_{C_3} e R_{C_4} , para o amplificador A_5 .

O CMRR medido nos protótipos foi 98 dB, superior, portanto as especificações do ítem 3.2.1.

A ligação do corpo humano ao terminal comum do amplificador de EEG não é feita, sendo o eletrodo comum conectado ao Sistema de Realimentação Negativa do Sinal de Modo Comum (Apêndice A). Este sistema amplifica e realimenta negativamente o sinal de modo comum para o corpo humano, reduzindo a amplitude deste sinal por uma fator igual ao ganho de A_6 (400). Assim, uma tensão de modo comum de 10 milivolts é reduzida para apenas 250 μ V no próprio corpo. Esta tensão equivale a uma interferência de apenas alguns nanovolts na entrada do amplificador diferencial, devido ao alto CMRR deste.

A proteção elétrica para o corpo humano também é estabelecida pelo Sistema de Realimentação Negativa do Sinal de Modo Comum, uma vez que o amplificador A_6 irá saturar para correntes acima de 2 μ A circulando entre o corpo e o terminal comum do amplificador de EEG. O resistor de 4,7 $M\Omega$ existente entre a saída de A_6 e o eletrodo comum estabelece o isolamento necessário entre o corpo e o terminal comum do amplificador de EEG (Apêndice A).

Como a interferência do sinal de 60 Hz não é devida apenas ao sinal de modo comum, mas, também, a outros sinais (seção 3.1) e como a maior parcela da atividade elétrica encefálica ocorre abai

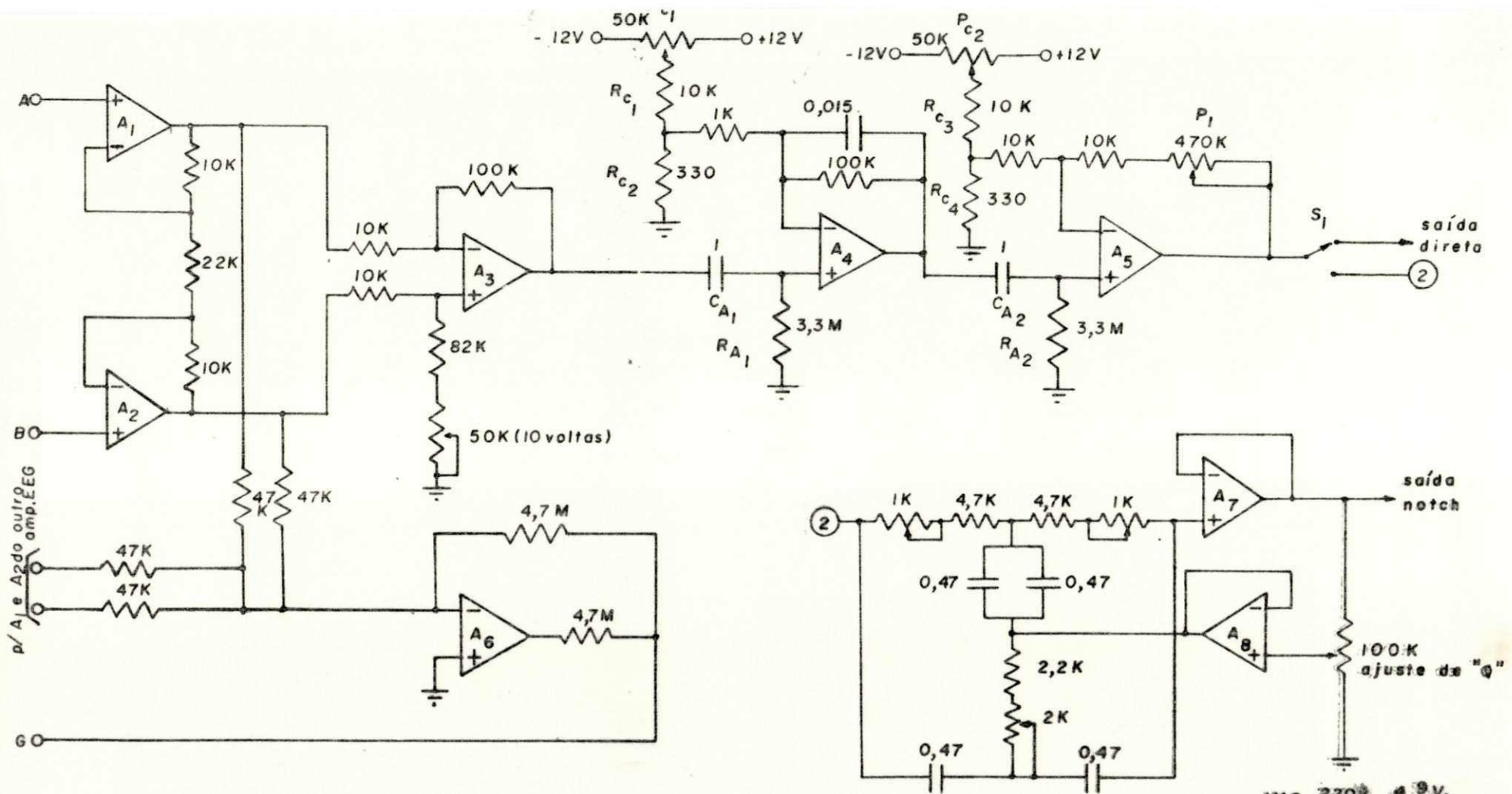
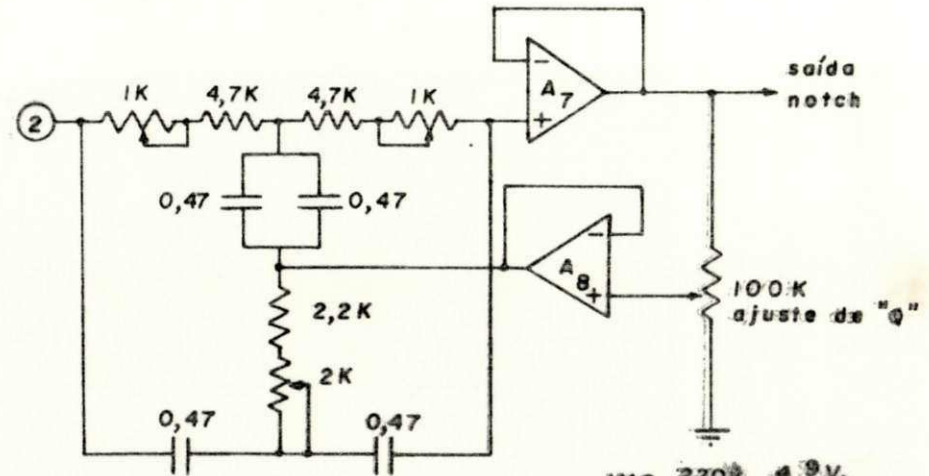
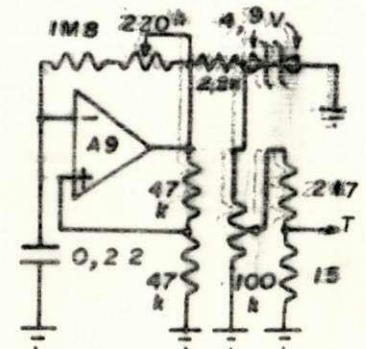


Figura 3.4. Amplificador de EEG. No protótipo tem-se dois amplificadores idênticos, constituídos por A_1 , A_2 , A_3 , A_4 , A_5 , A_7 e A_8 . O amplificador operacional A_6 é comum a ambos os amplificadores de EEG.



Resistores em ohms
 Capacitores em microfarads
 $A_1, A_2, A_3, A_4 = \text{LM 324}$
 $A_5, A_6, A_7, A_8 = \text{LM 324}$
 $A_9 = \text{LM 741}$



xo de 30 Hz (seção 2.2), o sistema de amplificação de EEG dispõe de um filtro para rejeição de 60 Hz ("notch") do tipo "Bootstrap ped Twin Tee" com ajuste de fator de qualidade ("Q"), constituído pelos amplificadores A_7 e A_8 [15]. Consegue-se, com este filtro, atenuação de 38 dB em 60 Hz, com uma faixa de rejeição entre 50 e 70 Hz (-3 dB). Seu uso no sistema de amplificação de EEG, embora opcional, é desaconselhado, a não ser como último recurso [16].

O multivibrador astável constituído pelo amplificador A_9 gera o sinal de calibração do ganho do amplificador de EEG, sinal este que é estabilizado em amplitude e atenuado, para fornecer uma onda quadrada de 50 μ V pico-a-pico. Este sinal, de frequência igual a 1 Hz, é aplicado ao amplificador de EEG através da chave seletora de entradas.

3.4 - RESULTADOS

Na fig. 3.5 está representado um EEG obtido com e sem o uso do filtro notch 60 Hz, constatando-se a presença de uma interferência de 7 μ V pico-a-pico na entrada, quando não se utiliza este filtro. Isto é devido às condições em que foram obtidos estes registros, com eletrodos improvisados com solda chumbo-estanho e com aterramento deficiente do laboratório onde foram efetuados os testes. Na Fig. 3.6 estão mostrados alguns registros de EEG obtidos com o protótipo, com o uso do filtro "notch", apresentando-se isentos de interferência visível.

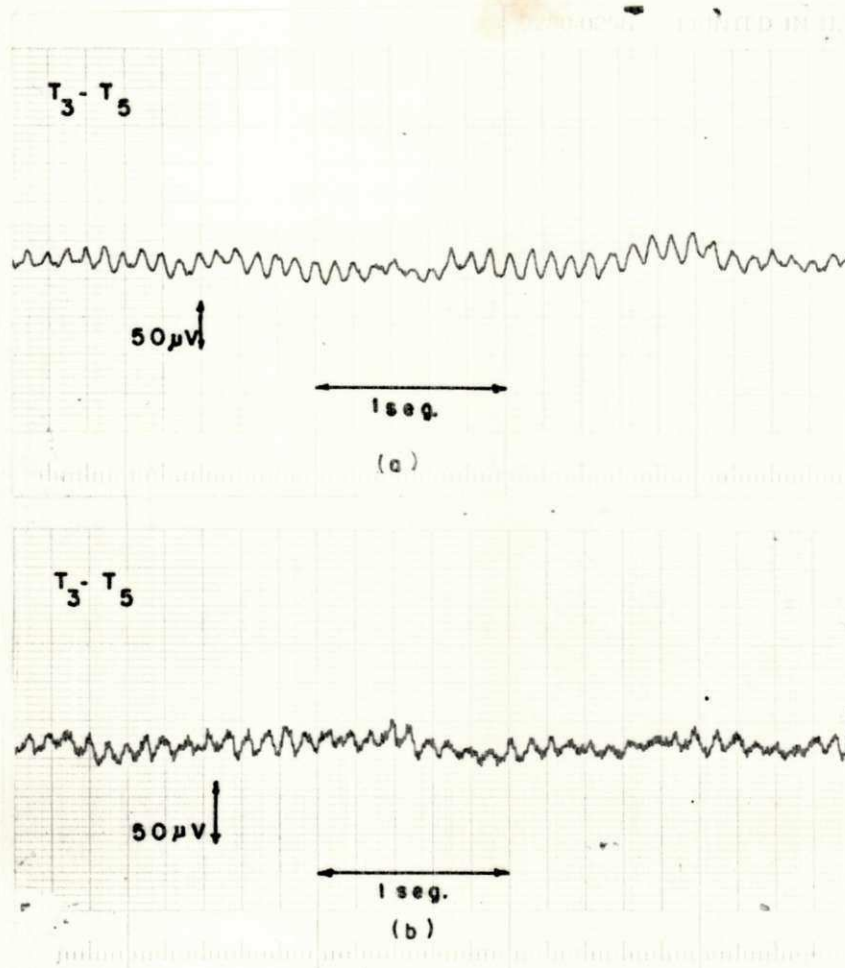


Figura 3.5. Registros obtidos com protótipo do amplificador de EEG: (a) com filtro "notch" 60 Hz; (b) sem filtro "notch" 60 Hz.

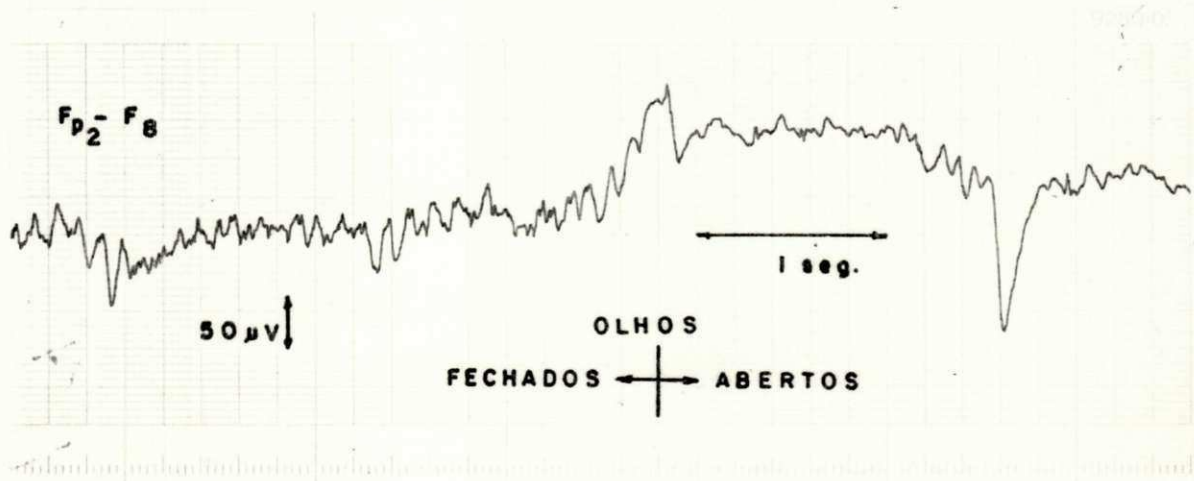


Figura 3.6. Outros registros obtidos com o protótipo, utilizando filtro "notch".

CAPÍTULO IV

DEMODULAÇÃO FM MULTICANAL COM PLL

O PLL ("Phase Locked Loop", Malha Travada por Fase) é, atualmente, um elemento de grande utilidade em vários tipos de sistemas de comunicação. É usado como demodulador capaz de seguir modulação em fase ou frequência, como circuito capaz de "acompanhar" uma portadora ou sinal de sincronismo cuja frequência pode ser variável e é também empregado como filtro passa-faixa, entre outras aplicações [17].

Tendo em vista os objetivos deste trabalho, tentou-se desenvolver um sistema de transmissão e recepção multicanal com o PLL funcionando como filtro passa-faixa e demodulador FM, simultaneamente. Neste Capítulo, são apresentados os resultados dos testes feitos com este sistema, o qual se mostrou inviável, e estabelecidas as condições de projeto para um sistema multicanal que apresente desempenho satisfatório.

4.1 - CONSIDERAÇÕES DE PROJETO PARA DEMODULADORES FM UTILIZANDO PLL.

Conforme já se afirmou, o PLL tem várias aplicações em comunicações, e, para cada uma destas aplicações, tem-se critérios de projeto que diferem de maneira significativa. Para o projeto de um PLL como demodulador FM, existem quatro considerações básicas, que são feitas a seguir, em função do diagrama de blocos da Figura 4.1 e dos fundamentos da teoria do PLL, apresentados no Apêndice B.

4.1.1 - GANHO "DC" DA MALHA E FAIXA DE TRAVAMENTO.

O ganho "DC" da malha, $K_O K_D = K_V$ afeta o erro de fase entre o sinal de entrada $V_S(s)$ e o sinal de saída do VCO, $V_O(s)$, para uma dada variação na frequência. Como este erro só pode assumir valores entre 0° e 180° [18], K_V determina a faixa de frequências em que a malha fica travada, em torno da frequência central do VCO (ω_O), denominada faixa de travamento ou "lock range" $2\omega_L (=4\pi f_L)$. Valores mais elevados para K_V permitem maiores variações na frequência do sinal de entrada (f_S), antes que se atinja os limites do erro de fase. A equação (B.20) (Apêndice B) estabelece que $\omega_L = K_V = K_O K_D$, desde que não haja condições de saturação ou limitações na malha. Na prática, porém, estas condições estão sempre presentes, de modo que ω_L deve ser calculada em função das expressões fornecidas para tal, pelo fabricante do circuito integrado PLL que se pretende utilizar.

4.1.2 - FAIXA DE PASSAGEM

A faixa de passagem do PLL é determinada em função do filtro passa-baixas da malha, cuja função de transferência é $F(s)$ (Fig. 4.1). Esta faixa de passagem, determinada pela frequência natural (ω_n) e pelo fator de amortecimento (ξ) da função de transferência ("ganho de fase") $\theta_2(s)/\theta_1(s)$ da malha, deve ser suficientemente larga para acomodar o sinal modulante, de modo a minimizar os erros transitórios devidos à modulação e às variações provocadas pelo ruído interno do VCO, bem como para a obtenção de melhores características dinâmicas de acompanhamento e aquisição do sinal FM.

Existem duas realizações básicas para $F(s)$, mostradas na Figura 4.2: os filtros tipos "lag" e "lag-lead" (Apêndice B).

Para o filtro "lag", a função de transferência do PLL, $\theta_2(s)/\theta_1(s)$ (equação (B.23)) apresenta

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_O K_D}{\tau_1}} \quad (4.1)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{\tau_1 K_O K_D}} \quad (4.2)$$

enquanto que, para o filtro "lag-lead", tem-se uma outra função $\theta_2(s)/\theta_1(s)$ (equação (B.27)), com

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_O K_D}{\tau_1 \tau_2}} \quad (4.3a)$$

$\tau_1 + \tau_2$

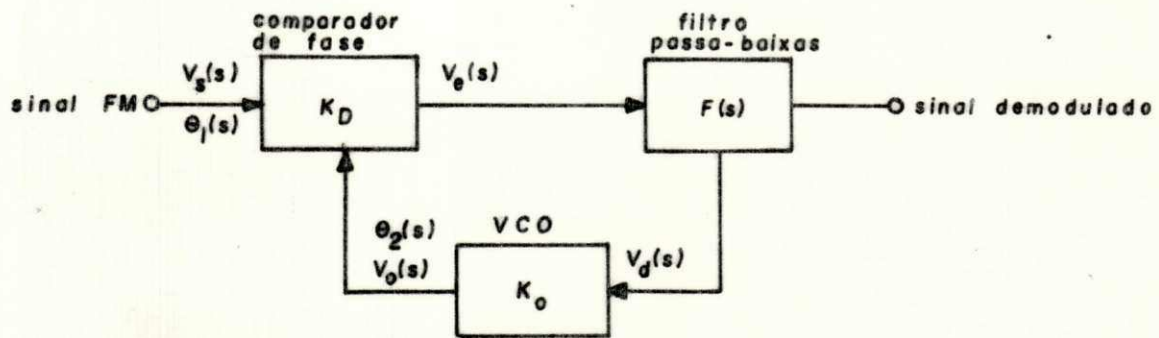


Figura 4.1. Diagrama de blocos do demodulador FM utilizando PLL.

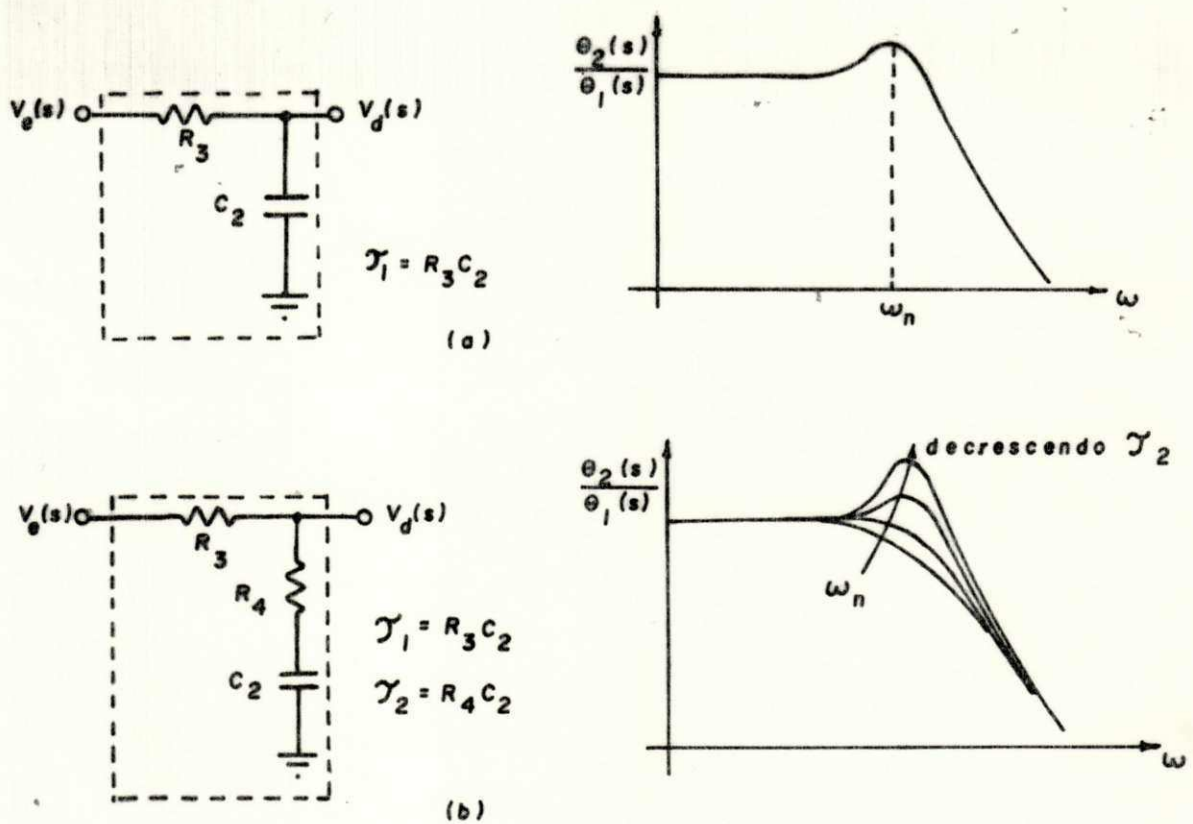


Figura 4.2. Filtro passa-baixas e resposta em frequência do PLL:
(a) tipo "lag"; (b) tipo "lag-lead".

$$\omega_n \approx \sqrt{\frac{K_O K_D}{\tau_1}}, \text{ para } \tau_1 \gg \tau_2 \quad (4.3b)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{K_O K_D}{\tau_1 + \tau_2}} \left[\tau_2 + \frac{1}{K_O K_D} \right] \quad (4.4a)$$

$$\xi \approx \frac{1}{2} \omega_n \tau_2, \text{ para } K_O K_D \gg \frac{1}{\tau_2} \quad (4.4b)$$

O filtro "lag" é utilizado principalmente em aplicações de FM faixa larga, apresentando, porém, possíveis problemas de estabilidade quando se tem valores elevados para $K_O K_D$ e/ou τ_1 (Apêndice B). Isto implica em um compromisso na escolha da faixa de travamento e de passagem do PLL, para que se garanta a estabilidade da malha, nestas condições. Além disso, com este filtro não se pode, no projeto do PLL, escolher ξ independentemente de ω_n . Desta forma, para um valor desejado de ω_n , ξ pode assumir valores indesejáveis, levando a malha a condições de super ou subamortecimento excessivo.

O filtro tipo "lag-lead", por sua vez, permite que, no projeto, se determine ξ praticamente independentemente de ω_n , garantindo ainda um sistema incondicionalmente estável. É desejável o uso deste tipo de filtro em demoduladores FM de faixa estreita.

Ainda sendo, a resposta em frequência do PLL depende de ξ e de ω_n . A frequência de corte superior (ω_{-3dB}) do PLL determina sua faixa de passagem, uma vez que o sistema não possui frequência de corte inferior (Fig. 4.2), sendo dada por [19]

$$\omega_{-3dB} = \omega_n \sqrt{\frac{-(4\xi^2 - 2) + \sqrt{16\xi^4 - 16\xi^2 + 8}}{2}} \quad (4.5)$$

No entanto, é importante que ξ não assuma valores menores que 0,707 para um melhor desempenho transitório do PLL, evitando-se os picos na resposta em frequência do sistema, que irão determinar "overshoots" em sinais demodulados dos tipos onda quadrada, pulsos, etc.

Em função das considerações feitas no início desta seção, tem-se que a faixa de passagem PLL, dada por ω_{-3dB} , para que não haja atenuação significativa das frequências do sinal demodulado, deve ser tal que

$$\omega_{-3dB} \geq \omega_m \quad (4.6)$$

onde ω_m é a frequência angular máxima do sinal a ser demodulado.

Para $\xi = 0,707$, da expressão (4.5), tem-se que

$$\omega_{-3dB} = \omega_n \quad (4.7)$$

e, de expressão (4.6),

$$\omega_n \geq \omega_m \quad (4.8)$$

4.1.3 - FAIXA DE CAPTURA

A faixa de captura do PLL, $2\omega_c$ ($= 4\pi f_c$) é a faixa de frequências acima e abaixo de ω_o em que o PLL pode adquirir a condição de travamento. A equação (B.21) estabelece que $2\omega_c = K_o K_D |F(j\omega_c)|$, em que $|F(j\omega_c)|$ é a resposta em amplitude do filtro passa-baixas da malha, para $\omega = \omega_c$.

A escolha correta desta faixa evita que o PLL trave com

sinais indejáveis, funcionando como um filtro passa-faixa cuja frequência central é ω_0 e cuja faixa de passagem é igual a $2\omega_c$. Porém, em alguns casos, para as especificações desejadas de $2\omega_c$, tem-se que a faixa de passagem do PLL fica inferior à maior frequência do sinal a ser demodulado, introduzindo-se atenuações neste sinal. Nestes casos, deve-se garantir que a faixa de passagem do PLL seja maior ou pelo menos igual à ω_m . Satisfeita esta condição, a faixa de captura fica automaticamente determinada pelas características do filtro passa-baixas, que por sua vez, determinam a faixa de passagem do PLL. Mas, como a escolha de $2\omega_c$ é feita principalmente tendo em vista à rejeição de sinais cujas frequências ficam fora da faixa do canal FM a ser demodulado, pode-se garantir esta rejeição adotando-se valores adequados para $2\omega_L$, tendo em vista que $\omega_L \geq \omega_c$ (equação (B.21)).

4.1.4 - DESEMPENHO EM RELAÇÃO AO RUÍDO

Esta última consideração é importante quando a demodulação dos sinais FM se processa em presença de ruído. A faixa de frequências equivalente para o ruído na malha (B_L) é dada por [17]:

$$B_L = \int_0^{\infty} \left| \frac{\theta_2(\omega)}{\theta_1(\omega)} \right|^2 df = \frac{\omega_n}{2} \left| \xi + \frac{1}{4\xi} \right| H_z \quad (4.9)$$

Esta equação está plotada na Figura 4.3

O ruído é algo difícil de analisar em um PLL, visto que se trata de uma grandeza estatística, podendo aparecer no sistema como modulação em fase e/ou amplitude. Com um limitador colocado na entrada do PLL, o ruído devido à modulação em amplitude é

acústico devidas à intermodulação e ao efeito Doppler não podem ser eliminadas, tornando impraticável este tipo de acoplamento do sistema à rede telefônica.

5.4.2 - ACOPLAMENTO DIRETO

O acoplamento direto do sistema multicanal à rede telefônica é projetado para assegurar boa qualidade de transmissão e recepção, isolar eletricamente o sistema multicanal da rede telefônica e permitir comunicação bidirecional entre as estações do multiplex.

A impedância de entrada tanto do transmissor quanto do receptor do sistema multicanal, vista pela linha telefônica, deve ser igual à impedância característica (Z_0) da linha telefônica, para evitar reflexões na linha e possibilitar uma transferência eficaz de potência. O valor escolhido para esta impedância de entrada, 600Ω , é igual ao valor médio da impedância característica das linhas telefônicas (cabos com pares 22 AWG, a 20° , na frequência de 1kHz) [31].

Na Figura 5.16, representa-se o sistema multicanal com acoplamento direto à rede telefônica, feito por transformador. Este transformador possui secundário duplo, com relação 1:1 entre as espiras do primário e de cada secundário. Os resistores de 620Ω têm por objetivo fazer o casamento de impedância do sistema com a rede telefônica. Os diodos zener "back-to-back" têm por finalidade proteger os componentes eletrônicos do transmissor e do receptor multicanal contra picos de tensão que possam se ve

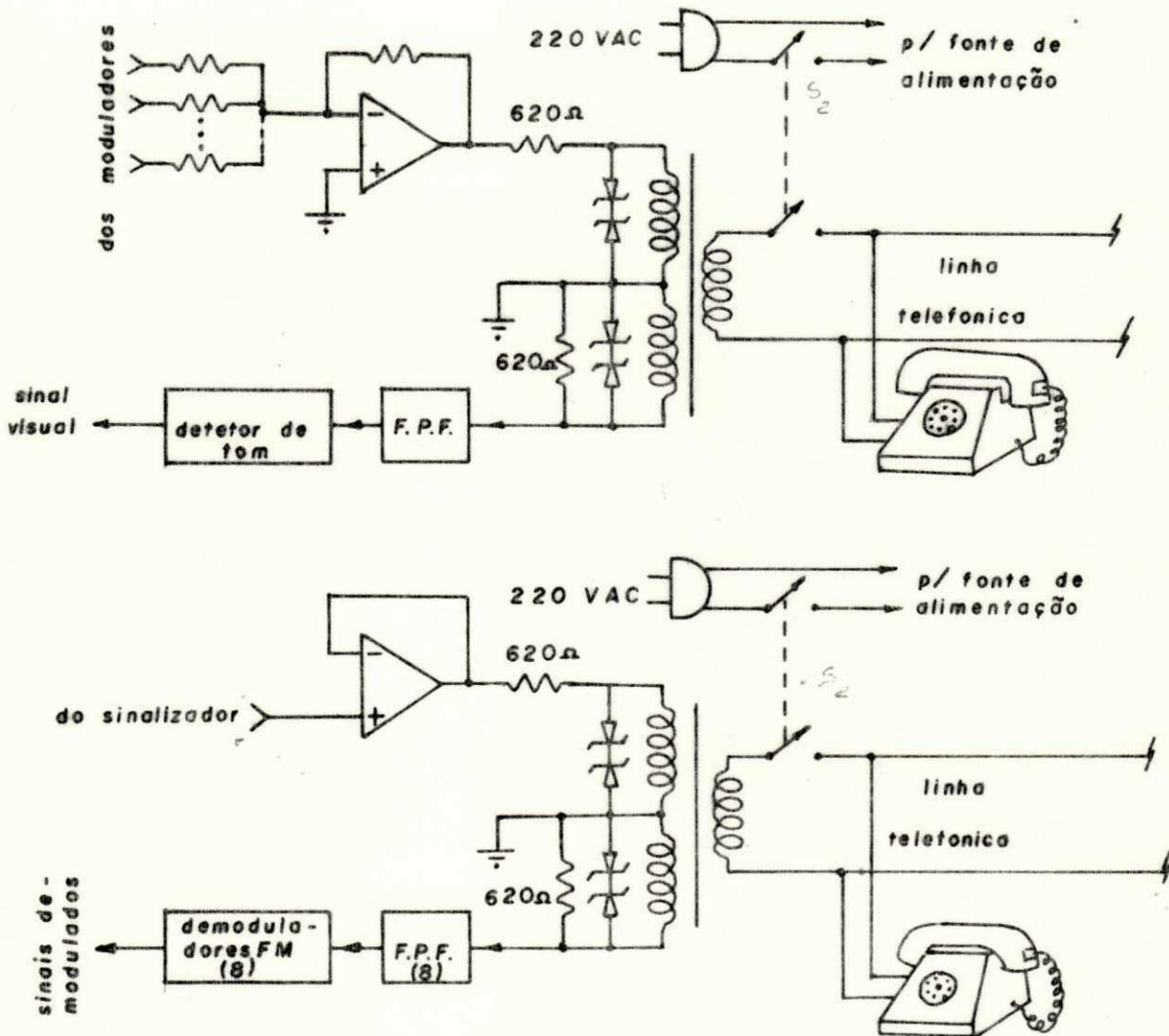


Figura 5.16. Acoplamento direto do sistema multicanal com a linha telefônica.

rificar nas linhas telefônicas. A conexão do transformador à rede telefônica só é efetuada após o fechamento da chave S_2 , de duas seções, que ocorre quando se liga as fontes de alimentação do sistema.

Para o estabelecimento de comunicação entre as estações do multiplex, primeiramente se estabelece o contato telefônico verbal, procedendo-se como em uma chamada telefônica comum. A seguir, liga-se o transmissor e o receptor e, após isto, coloca-se os monofones dos aparelhos telefônicos no gancho.

Os resultados obtidos com este tipo de acoplamento foram satisfatórios, recuperando-se, no receptor, os oito sinais que foram transmitidos em FM, praticamente isentos de ruído. A sinalização entre as estações também funcionou adequadamente, acendendo um "led" verde no transmissor quando se fecha o contato da chave de sinalização no receptor.

CAPÍTULO VI

RESULTADOS E CONCLUSÕES

Existem, na atualidade, vários equipamentos comerciais para colheita e registro de sinais de EEG sendo, normalmente, importados e de custos elevados. Os amplificadores de EEG utilizados em tais equipamentos apresentam, nos modelos mais aperfeiçoados, CMRR's da ordem de 80 dB [13]. Em modelos mais antigos, implementados com componentes discretos, esta característica é bem pior. Além disto, estes equipamentos usualmente necessitam de ambientes adequados para a captação e registro dos sinais encefálicos, sem a presença da interferência do sinal de 60 Hz proveniente da rede elétrica. As salas de Eletroencefalografia são, devido a isto, muitas vezes construídas como verdadeiras "gaiolas de Faraday", com "grelhas" metálicas embutidas nos fôrros, no piso e nas paredes, conectadas a um aterramento bem feito.

Em Eletrocardiografia utiliza-se o circuito de realimenta

ção negativa do sinal de modo comum no corpo denominado "Right Leg Drive" [32] [33] para reduzir a interferência de 60 Hz no sinal de ECG, permitindo que se consiga registrar sinais elétricos cardíacos sem muitos cuidados ambientais. Não se tem referência, entretanto, do uso de técnicas semelhantes em Eletroencefalografia, onde os sinais bioelétricos são vinte vezes menores.

Vários tipos de eletroencefalógrafos e eletrocardiógrafos existentes contam com sistemas para proteção do corpo contra choques elétricos.

O amplificador de EEG apresentado neste trabalho utiliza na implementação apenas dois circuitos integrados LM 324, cujo custo não é alto. Este amplificador dispõe de um sistema de realimentação negativa do sinal de modo comum (60 Hz) que reduz 400 vezes o nível deste sinal nas entradas do amplificador, além de limitar a corrente de fuga do corpo, nos casos de contato com tensões elevadas. Existe um isolamento de $4,7 \text{ M}\Omega$ entre o corpo e o terminal comum do equipamento. O CMRR medido para este amplificador é 98 dB, ajustado por meio de um "trimpot" de dez voltas. É disponível um filtro ativo para rejeição de sinais de 60 Hz ("notch"), que atenua em 40 dB estes sinais. Os eletrodos utilizados para a captação dos sinais de EEG foram improvisados com solda branca, apresentando um forte efeito capacitivo, mas, mesmo assim, os registros obtidos são satisfatórios. O uso do filtro "notch" altera a resposta em frequência do amplificador de EEG, mas permite a passagem de sinais de frequência até 42 Hz. Como normalmente os sinais de EEG são registrados com frequência de

corte superior ajustada para 30 Hz, esta resposta é adequada.

Os resultados obtidos com o protótipo do amplificador de EEG, sem o uso do filtro "notch", mostram uma interferência de 7 μ V pico-a-pico, atribuída a sinais de referência de 60 Hz, gerados devido às causas citadas na Seção 3.1. Com a inclusão do filtro "notch" no sistema de registro EEG, os sinais não apresentam interferência visível.

Os testes com um sistema multicanal que utiliza PLL com a dupla função de demodulação FM de seu canal e rejeição dos demais canais, no receptor, mostrou resultados desapontadores. Isto porque o sinal FM a ser demodulado está em presença de sete outros sinais de igual amplitude e de frequências próximas, não apresentando cruzamentos de zero bem definidos. Devido a esta indefinição nos cruzamentos de zero, é impossível se conseguir a demodulação do sinal FM, sendo necessário, para tal, a inclusão de filtros passa-faixa para a separação dos canais, mantendo-se a demodulação FM pela técnica PLL.

As condições do sistema multicanal exigem que os filtros passa-faixa sejam elípticos. As configurações conhecidas para estes filtros são passivas (L-C). A implementação ativa destes filtros foi feita por meio de técnicas apresentadas por Antoniou [25]. Cada filtro utiliza dois circuitos integrados LM 324. A escolha das capacitâncias dos filtros foi um tanto difícil, pois, para a obtenção de valores exatos para estas capacitâncias, necessários para resultados adequados, tornou-se necessário associar-se vários capacitores, medindo-se as capacitâncias resultantes, até

atingir os valores especificados no projeto.

Apesar de o acoplamento acústico do transmissor e do receptor multicanal tornar o sistema de telemetria mais versátil, as experiências feitas com este tipo de acoplamento não mostraram resultados aceitáveis. O acoplamento acústico introduz distorções no sinal FM devido às não-linearidades dos alto-falantes dos sistemas multicanal e telefônico. Assim, o acoplamento foi feito diretamente com a linha telefônica, através de transformador, apresentando resultados satisfatórios.

Para os testes com o presente sistema foram feitas transmissões de sinais de EEG entre dois ramais de um PABX e entre uma residência localizada no centro da cidade de Campina Grande e o Laboratório de Instrumentação Eletrônica do Centro de Ciências e Tecnologia do Campus II da Universidade Federal da Paraíba. Os comprimentos destes enlaces telefônicos foram estimados em 1.000 e 10.000 metros, respectivamente.

Os testes feitos com o sistema obtiveram sucesso, com oito sinais de frequência de até 30 Hz sendo transmitidos e corretamente demodulados na estação receptora. Como só se dispunha, no Laboratório onde foram efetuados os testes, de um registrador de fita de papel com apenas um canal de registro, a constatação dos resultados da transmissão simultânea foi feita por meio de um osciloscópio de dois canais. Assim, para oito sinais provenientes de um gerador de funções sendo transmitidos, monitorava-se dois canais de cada vez, no receptor do sistema.

Os testes quanto à distorção do sinal foram feitos aplican

do-se sinais dos tipos senoidal, triangular e quadrada, ao transmissor e registrando-se o sinal demodulado, no receptor, em um registrador de fita de papel. A distorção verificada no sinal demodulado é mínima, conforme se pode constatar pela análise visual dos registros assim obtidos, na Figura 6.1. Ainda na Figura 6.1, pode-se perceber que o ruído presente no sinal demodulado é aceitável.

A resposta em frequência (-3dB) do sistema de telemetria, incluindo os amplificadores de EEG e o registrador de fita de papel, coincide com a faixa usual dos sinais de EEG (0,1 a 30 Hz).

Na Figura 6.2 estão representados sinais de EEG transmitidos e registrados na estação receptora, constatando-se a ausência de interferências e uma reprodução adequada do sinal de EEG.

O aspecto externo dos equipamentos do sistema está mostrado na Figura 6.3.

Todos os componentes utilizados na implementação dos equipamentos do presente sistema são facilmente obtidos no mercado nacional. Desta forma, o sistema proposto constitui-se numa opção viável para a implantação de um sistema de monitoração remota de sinais de EEG. Com isto, pequenos e distantes postos de saúde podem contar com o auxílio de Neurologistas ou até mesmo de computadores, para o tratamento de seus pacientes, desde que estes postos tenham acesso à rede telefônica interurbana. Além disto, o sistema proposto é adequado para a transmissão de sinais de EEG entre setores de um mesmo hospital ou entre unidades médicas si

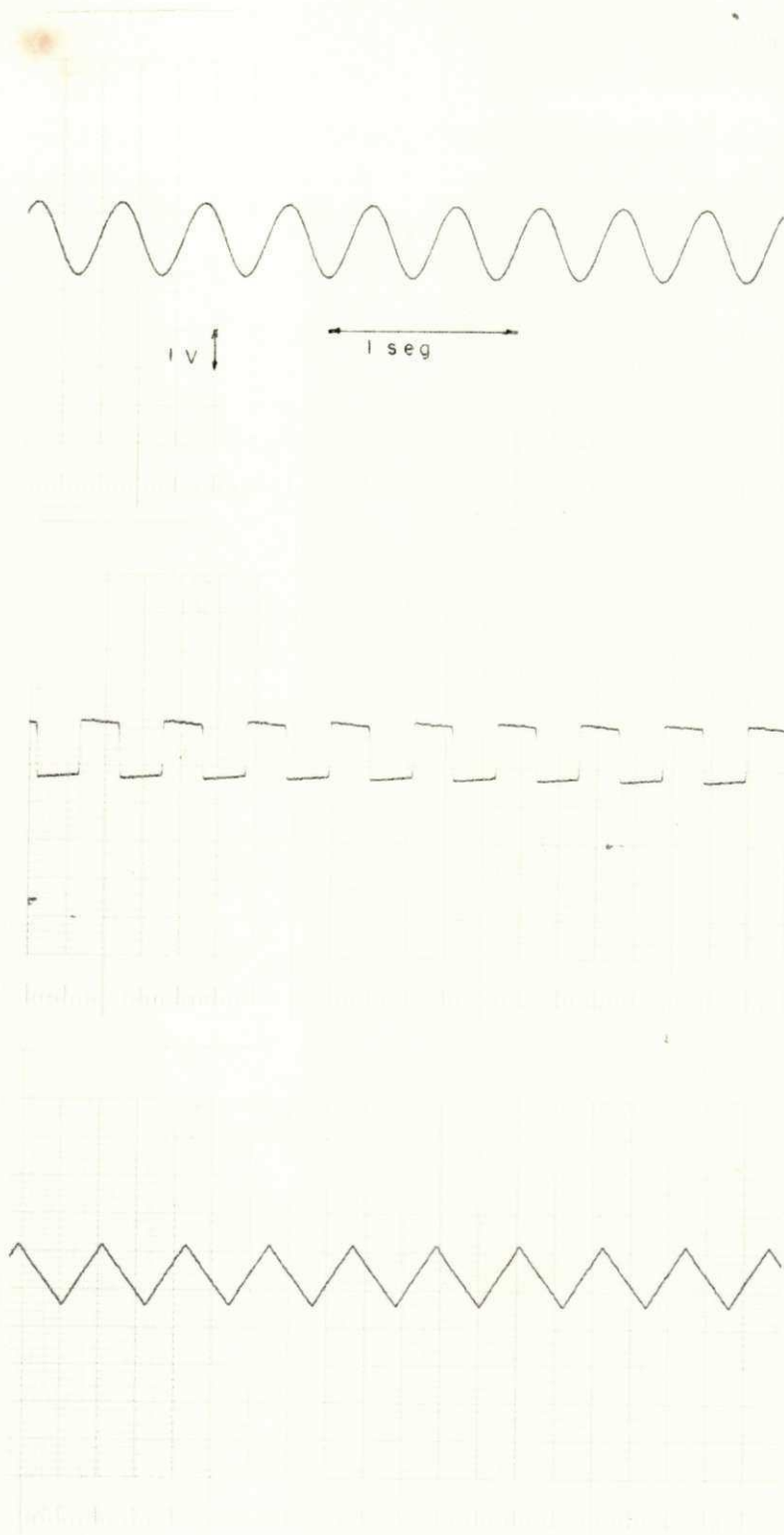


Figura 6.1. Formas de onda registradas no receptor multicanal, para avaliação da distorção do sistema.

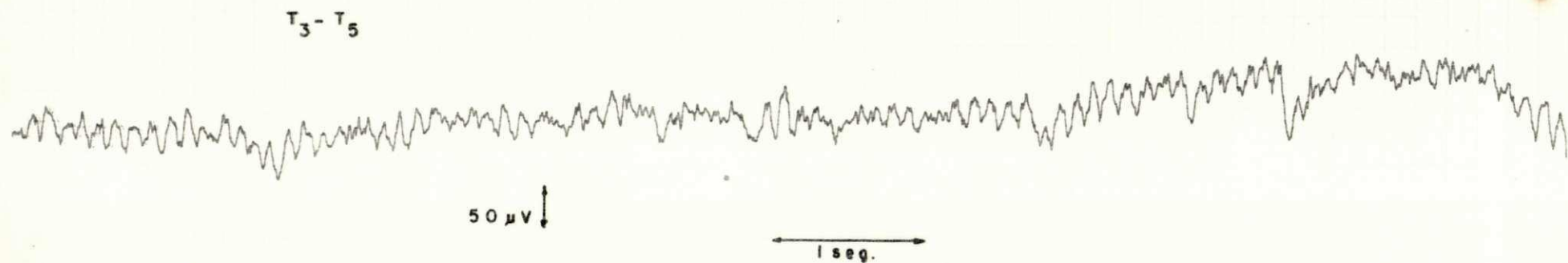


Figura 6.2. Sinal de EEG transmitido via linha telefônica,
utilizando o sistema multicanal.

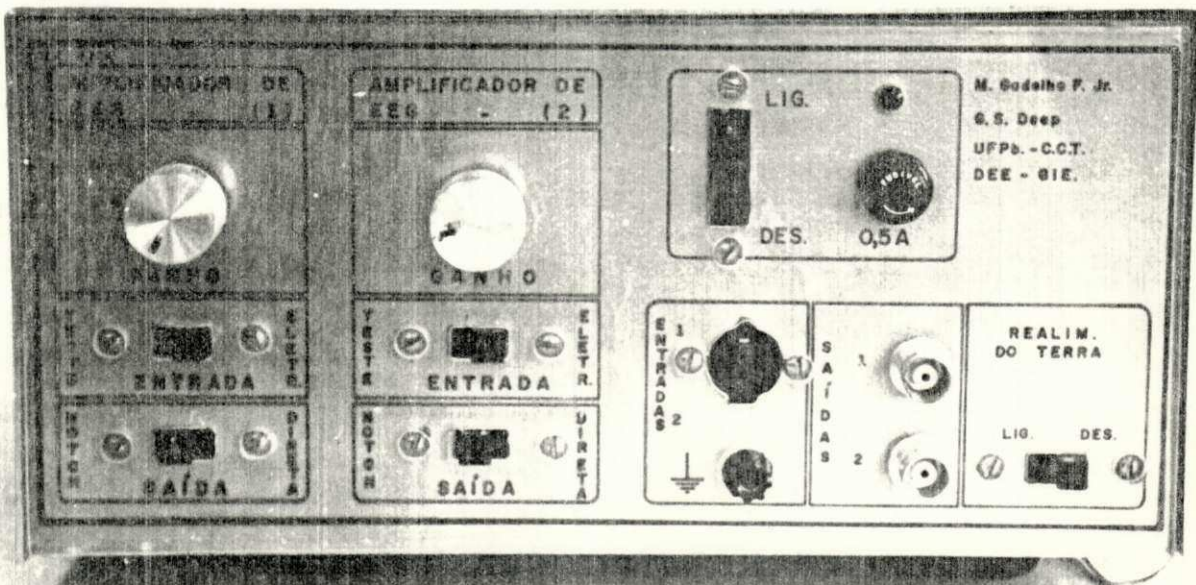
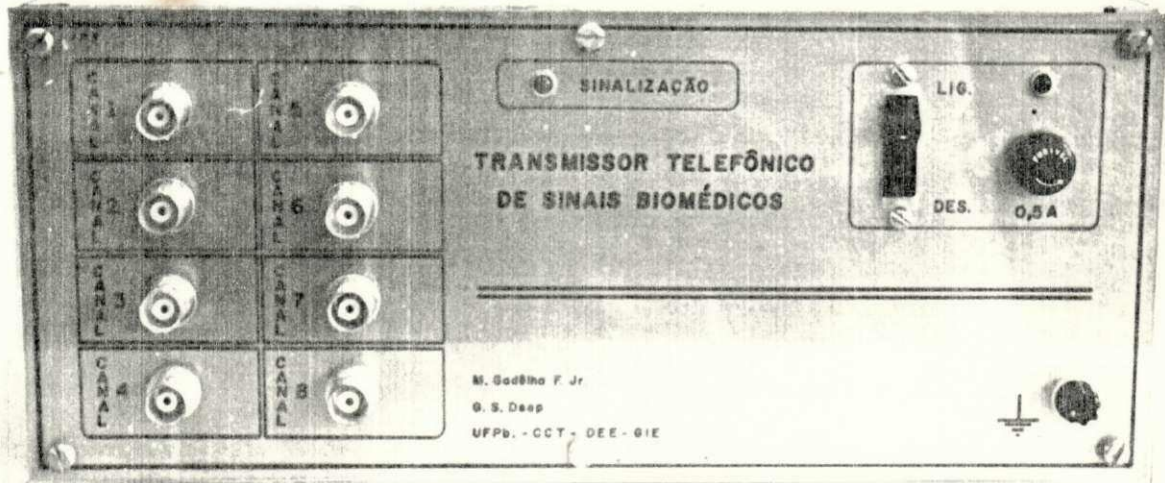


Figura 6:3: Fotografias do protótipo.

tuadas em uma mesma localidade.

A transmissão de oito sinais de EEG de um local para outro onde exista um especialista no diagnóstico de doenças do sistema nervoso ou um computador para análise deste sinais foi feita no exterior usando a linha telefônica como meio de transmissão [1], mas não são disponíveis detalhes de seu projeto. Esta transmissão multicanal também poderia ser feita via rádio frequência (RF), aplicando-se o sinal de saída do transmissor do sistema proposto a um transmissor de RF modulado em frequência. Um receptor de FM, operando na faixa de RF efetuará a demodulação do sinal de RF recebido, reconstituindo o sinal composto dos oito canais FM. Este sinal, aplicado ao receptor do sistema multicanal proposto, reconstituiria os oito sinais de EEG enviados.

Tendo em vista que os gravadores de fita magnética existentes não respondem adequadamente a sinais de frequência muito baixa, como é o caso dos sinais de EEG, o sistema apresentado neste trabalho também poderia ser utilizado para o registro em fita magnética de sinais de EEG, uma vez que as frequências dos sinais FM do sistema se situam na faixa de audio.

O sistema proposto poderá ser também utilizado para a monitoração do EEG no momento exato em que ocorrer um ataque de epilepsia com o doente na sua própria casa.

APÊNDICE A

SISTEMA DE REALIMENTAÇÃO NEGATIVA DO SINAL DE MODO COMUM

O sistema de Realimentação Negativa do sinal de Modo comum apresentado neste trabalho foi desenvolvido a partir de configurações do sistema "Right - Leg - Drive" utilizado em Eletrocardiografia [32], [33], [34], estando representado na Fig. A.1. Na Fig. A.2, representa-se o circuito equivalente da configuração da Fig. A.1, a partir da qual são deduzidas algumas expressões básicas:

$$I_1 = -I_2 \quad (A.1)$$

$$I_3 + I_D = I_2 = -I_1 \quad (A.2)$$

$$I_D = \frac{V_{CM} - V_1}{Z_G} \quad (A.3)$$

$$I_1 = \frac{2V_{CM}}{R_a} \quad (A.4)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{R_f} \quad (A.5)$$

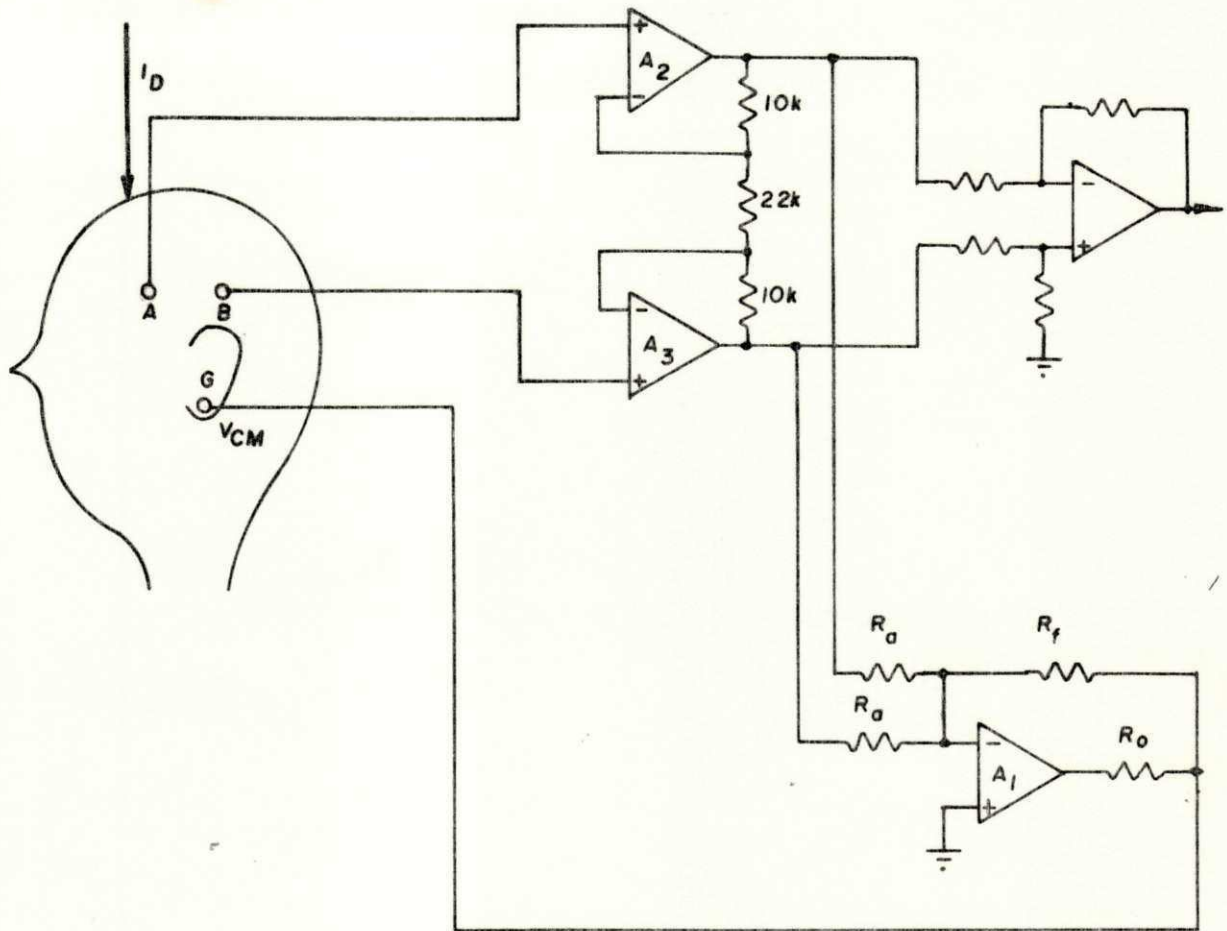


Figura A.1. Sistema de Realimentação Negativa do Sinal de Modo Comum.

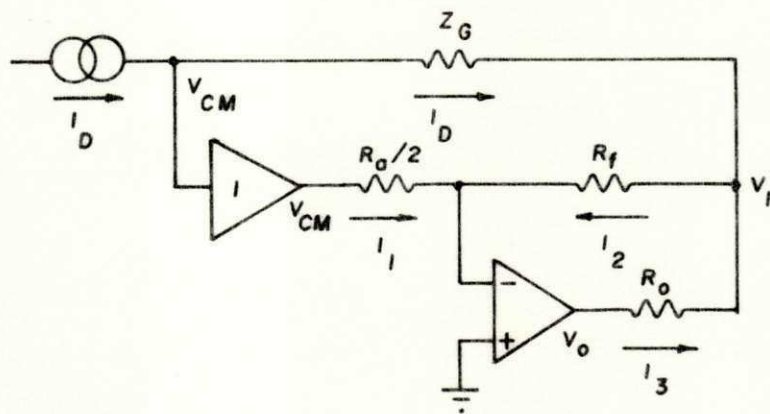


Figura A.2. Circuito equivalente ao sistema da Figura A.1.

$$I_3 = \frac{V_o - V_1}{R_o} \quad (\text{A.6})$$

substituindo-se (A.4) e (A.5) em (A.1) tem-se

$$2V_{CM}/R_a = -V_1/R_f \quad (\text{A.7})$$

$$V_1 = -2R_f V_{CM}/R_a \quad (\text{A.8})$$

e substituindo-se (A.3), (A.4) e (A.6) em (A.2),

$$\frac{(V_o - V_1)}{R_o} + \frac{(V_{CM} - V_1)}{Z_5} = -\frac{2V_{CM}}{R_a}$$

$$V_o Z_G - V_1 Z_G + V_{CM} R_o - V_1 R_o = -2 \frac{R_o Z_G}{R_a} V_{CM} \quad (\text{A.9})$$

Para o valor de V_1 dado na expressão (A.8), (A.9) pode ser escrita como

$$V_o Z_G + \frac{2R_f Z_G}{R_a} V_{CM} + V_{CM} R_o + \frac{2R_f R_o}{R_a} V_{CM} = \frac{2R_o Z_G}{R_a} V_{CM}$$

e

$$\frac{V_o}{V_{CM}} = - \left[R_o + \frac{2R_f Z_G}{R_a} + \frac{2R_f R_o}{R_a} + \frac{2R_o Z_G}{R_a} \right] / Z_G \quad (\text{A.10})$$

Com a realimentação negativa, a tensão de modo comum (V_{CM}), determinada a partir de (A.3) e (A.8), é dada por

$$V_{CM} = \frac{Z_G I_D}{1 + 2R_f/R_a} \quad (\text{A.11})$$

Comparando-se as expressões (A.11) e (3.2) (Capítulo 3), constata-se que a impedância de contato do eletrodo comum (Z_G) é reduzida pelo fator $(1 + 2R_f/R_a)$ e, conseqüentemente, a tensão de modo comum também fica reduzida pelo mesmo fator. O resistor R_o isola o corpo humano da terra quando a amplificador saturar devido à pre

sença de elevados potenciais elétricos no corpo. Para $R_o = R_f = 4,7M\Omega$, $R_a = 22k\Omega$ e $Z_G = 100k\Omega$, garante-se que, com correntes de deslocamento (I_D) superiores a $2\mu A$, o amplificador do sinal de modo comum satura, conforme se pode verificar pela substituição destes valores em (A.10) e (A.10) e (A.11):

$$V_{CM} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ V}$$

$$V_o/V_{CM} = -2,1 \cdot 10^4$$

e $V_o = -10,5 \text{ V}$

Este valor de V_o é igual à tensão de saturação (V_s) do amplificador operacional utilizado (LM324) para fonte de alimentação de $\pm 12 \text{ V}$ [35].

No entanto, para os valores usuais de I_D , V_o é inferior a V_s , assumindo, para as mesmas condições do caso anterior, os valores:

$$V_o = -0,49 \text{ V} \quad \text{para} \quad I_D = 0,1 \mu A$$

$$V_o = -4,9 \text{ V} \quad \text{para} \quad I_D = 1 \mu A$$

Com isso, V_{CM} assume os valores:

$$V_{CM} = 23,35 \mu V \quad \text{para} \quad I_D = 0,1 \mu A$$

$$V_{CM} = 233,5 \mu V \quad \text{para} \quad I_D = 1 \mu A$$

O sistema de Realimentação Negativa do sinal de modo comum apresentado nas Figuras A-1 e A-2, além de estabelecer a proteção do corpo humano contra choques elétricos, garante baixos níveis para a tensão de modo comum, com um máximo de $233,5 \mu V$ em con

dições extremas de indução capacitiva de corrente elétrica para o corpo humano.

APÊNDICE B

FUNDAMENTOS DO "PHASE LOCKED LOOP" (PLL)

O sistema básico do PLL está mostrado na Figura B.1. Consiste de três blocos: comparador de fase, filtro passa-baixas e oscilador controlado por tensão (VCO). Estes blocos estão conectados de modo a constituírem um sistema de malha fechada.

O comparador de fase, usualmente um multiplicador analógico ou um circuito lógico "ou-exclusivo", compara a fase e a frequência do sinal de entrada (θ_1, f_s) com a fase e a frequência do sinal de saída do VCO (θ_2, f_o), apresentando uma tensão de erro $V_e(s)$ que é função das diferenças de fase e de frequência entre estes sinais. Com a amplitude do sinal na entrada do PLL $V_s(s)$ sendo zero, $V_e(s)$ e a tensão de saída do filtro passa-baixas $V_d(s)$ assumem também valor zero, conduzindo o VCO a operar em uma frequência central. Com um sinal de entrada, o comparador gera uma tensão $V_e(s)$ que, após filtrada, é aplicada à entrada do VCO.

Esta tensão filtrada varia em uma direção tal que reduz a diferença de frequência entre os sinais de entrada do PLL e de saída do VCO. Quanto as frequências destes sinais são bastante próximas, a natureza da malha fechada do PLL força o VCO a travar ("lock") em fase com o sinal de entrada. Em outras palavras, quando o PLL está travado, a frequência do VCO é idêntica à do sinal de entrada, com uma diferença de fase finita. A faixa de frequências sobre a qual o PLL pode manter a condição de travamento é denominada faixa de travamento ou "lock range" $\omega_L (= 2\pi f_L)$. A faixa de frequências em que o PLL pode adquirir o travamento, denominada faixa de captura ou "capture range" $\omega_C (= 2\pi f_C)$, é sempre menor ou igual a ω_L .

Assumindo que o PLL esteja travado com um sinal de entrada de frequência f_s , qualquer variação nesta frequência, dentro da faixa de travamento, fará com que a diferença $(\theta_1 - \theta_2)$ seja alterada, levando a malha a variar f_o de modo a manter esta frequência sempre igual a f_s . Caso o sinal de entrada seja modulado em frequência, $V_d(s)$ será o sinal demodulado.

A diferença de fase $\theta_e(t)$, devida às variações em f_s , dada por

$$\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) \quad (\text{B.1})$$

é deduzida a seguir, em função do ganho "DC" do PLL.

Para um comparador de fase tipo multiplicador analógico, tem-se uma função de transferência dada por:

$$K_D = \frac{V_C(s)}{\text{sen } \theta_e(s)} \quad (\text{B.2a})$$

ou ainda,

$$K_D \approx \frac{V_e(s)}{\theta_e(s)} \quad (B.2b)$$

Para pequenos valores de $\theta_e(s)$.

Para um comparador de fase tipo "ou-exclusivo", esta função pode ser dada por

$$K_D = \frac{V_e(s)}{\theta_e(s)} \quad (B.3)$$

O VCO, por sua vez, tem como função de transferência

$$K_O = \frac{\omega_o(t)}{V_d(t)} = \frac{d\theta_e(t)/dt}{V_d(t)} \quad (B.4)$$

A partir desta equação, pode-se determinar a fase de $V_o(t)$,

$$\theta_2(t) = K_O \int V_d(t) dt \quad (B.5)$$

ou tomando-se a transformada de Laplace,

$$\theta_2(s) = \frac{K_O V_d(s)}{s} \quad (B.6)$$

Constata-se, pois, qual a fase de $V_o(t)$ é proporcional à integral da tensão de controle do VCO.

Assumindo-se que o filtro passa-baixas tenha função de transferência dada por $F(p)$ ou $F(s)$, tem-se que

$$V_d(t) = F(p) V_e(t) \quad (B.7a)$$

$$e \quad V_d(s) = F(s) V_e(s) \quad (B.7b)$$

onde p é o operador de Heaviside.

Combinando-se as equações (B.2b), (B.6) e (B.7b), o "ganho de fase" da malha PLL é dado por

$$\frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{K_O K_D F(s)}{s + K_O K_D F(s)} \quad (\text{B.8})$$

Pode-se escrever ainda,

$$\frac{\theta_1(s) - \theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{s}{s + K_O K_D F(s)} \quad (\text{B.9})$$

A aplicação do teorema do valor final de Laplace em (B.9) conduz a

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\theta_1(t) - \theta_2(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 \theta_1(s)}{[s + K_O K_D F(s)]} \quad (\text{B.10})$$

ou

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 \theta_1(s)}{[s + K_O K_D F(s)]} \quad (\text{B.11})$$

De posse deste resultado, pode-se fazer algumas considerações teóricas sobre o comportamento do PLL em determinadas circunstâncias. Assim, com um degrau de mudança na fase $\Delta\theta_1$, a transformada de Laplace da fase de entrada é

$$\theta_1(s) = \Delta\theta_1/s \quad (\text{B.12})$$

O erro de fase, nesta situação, em condições de regime, é determinado a partir das expressões (B.11) e (B.12):

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \Delta\theta_1}{[s + K_O K_D F(s)]} = 0 \quad (\text{B.13})$$

Portanto, o sinal de saída do VCO irá acompanhar qualquer variação na fase de $V_s(t)$ e não existirá erro de fase em regime.

Se ocorrer um degrau de variação na frequência de $V_s(t)$, a mudança na fase deste sinal será uma rampa e

$$\theta_1(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}, \quad (\text{B.14})$$

resultando em um erro de fase, em regime, dado por:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{[s + K_O K_D F(s)]} = \frac{\Delta\omega}{K_O K_D F(s)} \quad (\text{B.15})$$

Isto significa que $\theta_e(t)$ irá depender da amplitude do degrau de frequência e do ganho "DC" da malha $K_O K_D$. Em termos da teoria de Servomecanismos, $K_O K_D$ também é denominado coeficiente de erro de velocidade K_V . As dimensões de $K_O K_D = K_V$ são 1/segundo, pois, $K_D = \text{volts/radiano}$ e $K_O = \text{radianos/segundo/volt}$.

O ganho "DC" da malha determina a faixa de travamento do PLL. Enquanto a frequência do sinal de entrada varia dentro da faixa de travamento, a variação total admissível para θ_e , é 180° , com θ_e assumindo o valor 90° quando a frequência do sinal de entrada do PLL é igual à frequência central do VCO. Assim, o erro de fase máximo que pode existir na malha sem perda da condição de "lock" é $\theta_e = \pm 90^\circ$ [18].

A tensão de controle do VCO, $V_d(t)$, deduzida a partir das expressões (B.2a) e (B.7a) é dada por:

$$V_d(t) = F(p) K_D \text{sen } \theta_e(t) \quad (\text{B.16})$$

Em regime, $\theta_e(t)$ não varia e tem-se $F(p)=1$, fazendo com que o máximo valor de V_d seja dado pela expressão:

$$[V_d]_{\text{máx}} = K_D \quad (\text{B.17})$$

A frequência angular instantânea do VCO é

$$\omega_o(t) = \omega_{oc} + K_o V_d(t) \quad (B.18)$$

onde ω_{oc} é a frequência angular central do VCO.

A faixa de travamento pode ser determinada a partir da expressão (B.18) como

$$\omega_L = \omega_o(t)_{\text{m\AA{x}}} - \omega_{oc} = K_o [V_d(t)]_{\text{m\AA{x}}} \quad (B.19)$$

ou, combinando-se as equações (B.17) e (B.19),

$$\omega_L = K_o K_D = K_v \quad (B.20)$$

Assim, a faixa de travamento é igual ao ganho "DC" da malha, desde que não se apresentem condições de saturação ou limitação na malha, sendo independente das características do filtro passa-baixas.

Para uma melhor compreensão da operação do PLL, faz-se necessário considerar não apenas a performance "DC" acima descrita, mas, também, o desempenho dinâmico ou "AC" que é determinado pelas características do filtro passa-baixas que estabelece a faixa de captura do PLL. Embora a captura seja uma condição transitória e de difícil análise, a faixa de captura pode ser aproximada pela expressão [36]:

$$\omega_c = K_o K_D |F(j\omega_c)| \quad (B.21.a)$$

onde $|F(j\omega_c)|$ é a resposta em amplitude do filtro passa-baixas para $\omega = \omega_c$.

Observa-se que, como $|F(j\omega_c)|$ é sempre menor ou igual à unidade, a faixa de captura é sempre menor ou igual à faixa de travamento.

Para o filtro "lag", tem-se:

$$\omega_c \approx \sqrt{\frac{\omega_L}{\tau}} = \sqrt{\frac{K_V}{\tau}} \quad (\text{B.21b})$$

O PLL pode funcionar como filtro passa-faixa em que a faixa de passagem é dada pela faixa de captura e a frequência central é dada pela frequência central do VCO do PLL. Mas, como o PLL é também um demodulador de FM, tem-se um demodulador de FM seletivo em frequência, que só aceita portadoras FM dentro de sua faixa de captura. Isto, pelo menos teoricamente, torna interessante o uso do PLL em um sistema de demodulação FM multicanal.

A mais simples realização de $F(s)$, o filtro passa-baixas tipo "lag" está representado na Figura B.2a. Este filtro é mais utilizado para aplicações de faixa de frequências larga. Sua função de transferência é

$$F(s) = \frac{V_e(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{1+sR_3C_2} \quad (\text{B.22})$$

Combinando-se as expressões (B.22) e (B.8), determina-se a função de transferência do PLL, também denominada "ganho de fase" do PLL,

$$\frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{K_O K_D / \tau_1}{[s^2 + (s/\tau_1) + (K_O K_D / \tau_1)]} \quad (\text{B.23})$$

com $\tau_1 = R_3 C_2$

Aplicando-se a teoria de Servomecanismos, o fator de amortecimento ξ e a frequência angular natural da malha ω_n , na ex

pressão (B.23) são dados por:

$$\xi = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\tau_1 K_O K_D} \right]^{1/2} \quad (B.24)$$

$$\omega_n = \left[\frac{K_O K_D}{\tau_1} \right]^{1/2} \quad (B.25)$$

Analisando-se o diagrama do lugar das raízes em função de $K_O K_D$ na Figura B.2c, para $\theta_2(s)/\theta_1(s)$, observa-se que há um pólo na origem ($K_O K_D = 0$) devido à ação integradora do VCO e um pólo em $-1/\tau_1$, devido ao filtro passa-baixas. Porém, devido aos pólos não dominantes, associados com os blocos do PLL, o diagrama do lugar das raízes pode se deslocar para o semiplano direito, para valores elevados de $K_O K_D$ e/ou de τ_1 , como mostrado pelas linhas tracejadas da Figura B-2c, reduzindo assim a estabilidade do sistema, que pode, inclusive, chegar a ser instável.

O problema da falta de estabilidade pode ser eliminado utilizando-se um outro tipo de filtro, o "lag-lead" (Fig. B.3a). Este filtro possibilita, no projeto, a escolha praticamente independente entre si da frequência natural e do fator de amortecimento, sendo desejável sua utilização em aplicações de faixa de frequências estreita. Para este filtro, a função de transferência é

$$F(s) = \frac{V_e(s)}{V_d(s)} = \frac{(s\tau_2 + 1)}{s(\tau_1 + \tau_2) + 1} \quad \begin{array}{l} \tau_2 = R_4 C_2 \\ \tau_1 = R_3 C_2 \end{array} \quad (B.26)$$

Por sua vez, a função de transferência do PLL com este filtro é

$$\frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{K_O K_D (s\tau_2 + 1) / (\tau_1 + \tau_2)}{s^2 + s \frac{(1 + K_O K_D \tau_2) (K_O K_D)}{(\tau_1 + \tau_2)} + \frac{(K_O K_D)}{(\tau_1 + \tau_2)}} \quad (B.27)$$

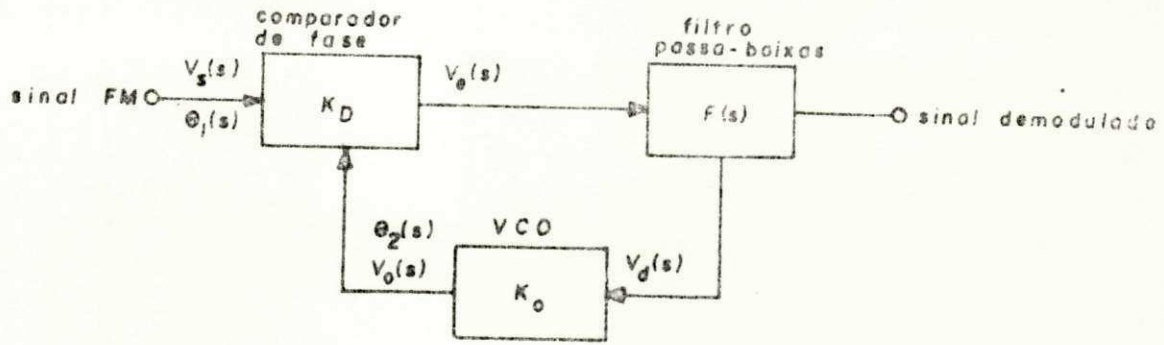


Figura B.1. Diagrama de blocos do PLL.

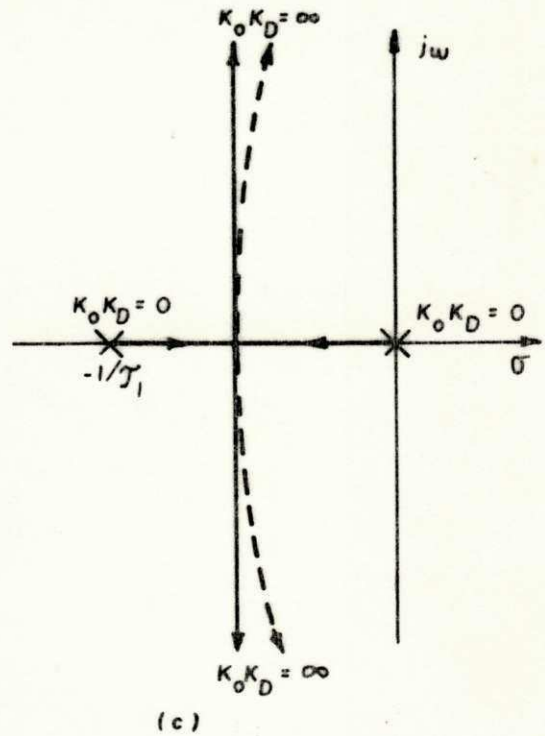
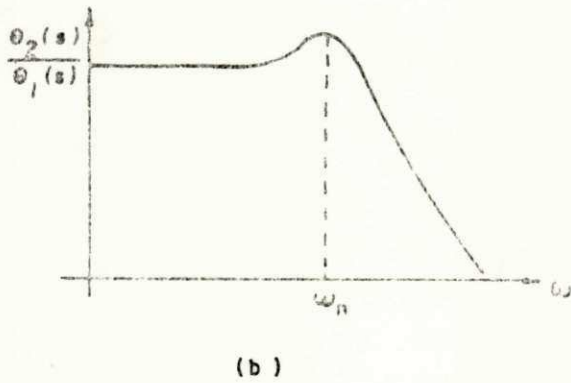
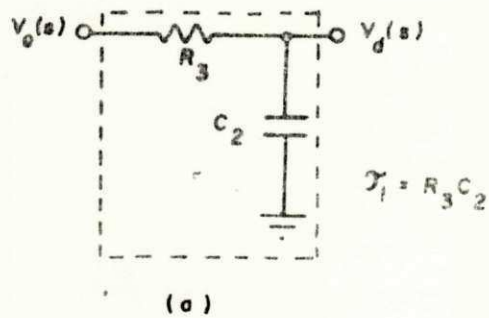


Figura B.2. (a). Filtro passa baixas tipo "lag"; (b) resposta em freqüência e (c) diagrama do lugar das raízes para PLL com este filtro.

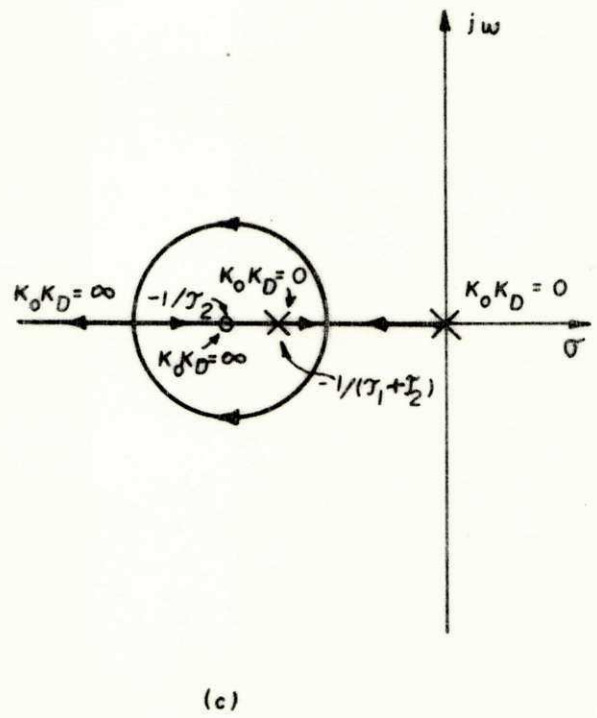
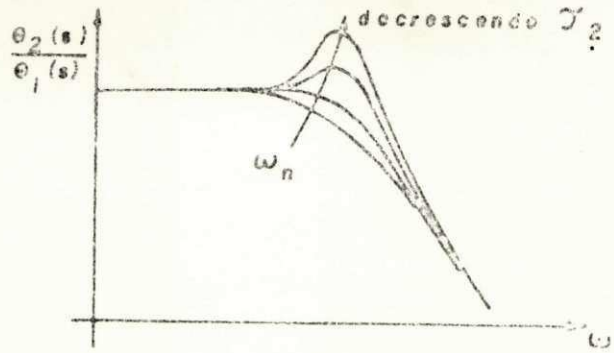
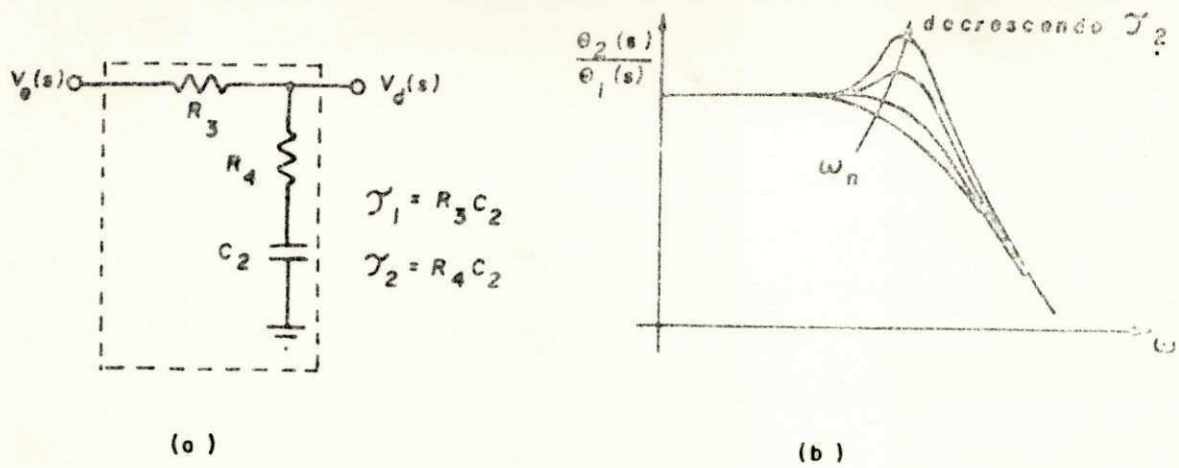


Figura B.3. (a) Filtro passa baixas tipo "lag-lead"; (b) resposta em frequência e (c) diagrama do lugar das raízes para PLL com este filtro.

Neste caso, ξ e ω_n são dados por

$$\omega_n = \left[\frac{K_O K_D}{\tau_1 + \tau_2} \right]^{1/2} \quad (\text{B.28a})$$

$$\omega_n \approx \left[\frac{K_O K_D}{\tau_1} \right]^{1/2}, \text{ para } \tau_1 \gg \tau_2 \quad (\text{B.28b})$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left[\frac{K_O K_D}{(\tau_1 + \tau_2)} \right]^{1/2} \left[\tau_2 + \frac{1}{K_O K_D} \right] \quad (\text{B.29a})$$

$$\xi = \frac{1}{2} \omega_n \tau_2, \text{ para valores elevados de } K_O K_D \quad (\text{B.29b})$$

APÊNDICE C

CONVERSOR DE IMPEDÂNCIA

Um conversor de impedância é um quadripolo (Fig.C.1) em que a impedância de entrada (Z_i) se relaciona com a impedância de carga, (Z_L), ou seja,

$$Z_i = f(s) Z_L \quad (C.1)$$

onde $f(s)$ é denominada função de conversão de impedância. Entre as possíveis configurações para estes conversores [25], optou-se pela mostrada na Figura C.1.

A função $f(s)$ do circuito da Figura C.1 pode ser determinada empregando-se técnicas de fluxograma e a fórmula de Mason [37]. Assumindo-se que os amplificadores operacionais são ideais, determina-se as seguintes expressões, relativas à Figura C.1:

$$V_A = V_C = V_B \quad (C.2)$$

$$V_A = Z_1 I_A + V_D \quad (C.3)$$

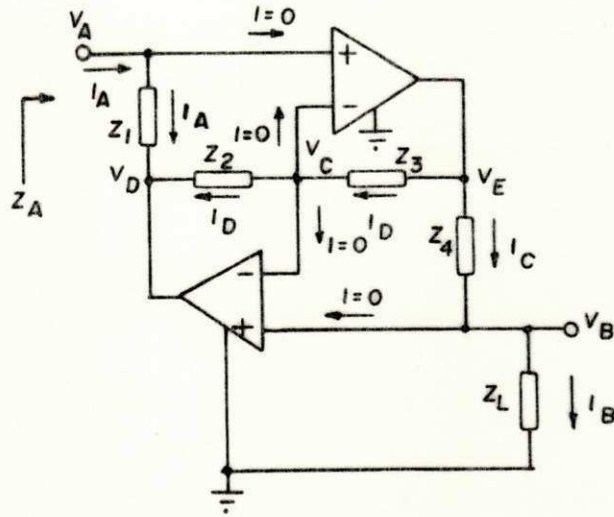


Figura C.1. Conversor de Impedância.

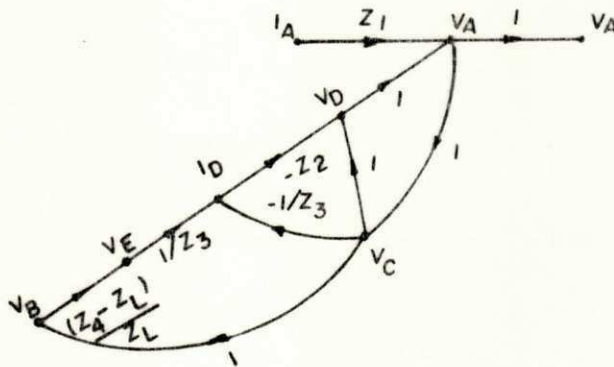


Figura C.2. Fluxograma para a determinação de Z_A (Fig. C.1).

$$V_D = V_C - Z_2 I_D \quad (C.4)$$

$$V_E = \left(\frac{Z_4 + Z_L}{Z_L} \right) \cdot V_B \quad (C.5)$$

O fluxograma para este circuito está mostrado na Figura C.2. Usando-se a fórmula de Mason, tem-se

$$\tau_1 = Z_1$$

$$\Delta_1 = 1$$

$$\Delta = 1 - \left[- \frac{(Z_4 + Z_L) Z_2}{Z_L Z_3} + 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \right] = \frac{(Z_4 + Z_L) Z_2}{(Z_L Z_3)} - \frac{Z_2}{Z_3}$$

$$T = Z_i = \frac{V_A}{I_A} = \frac{\tau_1 \Delta_1}{\Delta} = \frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} \cdot Z_L \quad (C.6)$$

e, para

$$\frac{Z_1 Z_3}{Z_2 Z_4} = f(s) \quad (C.7)$$

$$Z_i = f(s) Z_L \quad (C.8)$$

$$\text{ou ainda, como } Z_L = V_B / I_B, \quad \frac{V_A}{I_A} = f(s) \frac{V_B}{I_B} \quad (C.9)$$

mas, da expressão (C.2), $V_A = V_B$, podendo-se escrever

$$I_B = f(s) I_A \quad (C.10)$$

Analisando-se o circuito da Figura C.1 como sendo um quadripolo é possível estabelecer uma simbologia equivalente para o conversor de impedância, mostrada na Fig. C.3.

Com o conversor de impedância aqui apresentado, pode-se simular uma indutância, com Z_4 (ou Z_2) = sC , $Z_1 = Z_3 = Z_2$ (ou Z_4) = R e $Z_L = R_A$. Desta forma,

$$f(s) = sCR \quad (C.11)$$

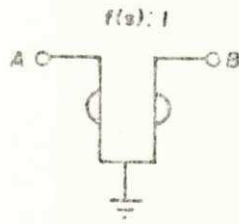


Figura C.3. Simbologia para o conversor de impedância da Fig. C.1.

$$e \quad Z_i = sCR \cdot R_A$$

(C.12)

APÊNDICE D

MÉTODO DE GORSKI-POPIEL PARA SIMULAÇÃO DE INDUTÂNCIAS FLUTUANTES

Foi mostrado que, utilizando-se conversores de impedância (Apêndice C), consegue-se simular indutâncias, as quais têm um de seus terminais conectados ao terminal comum das fontes de alimentação do circuito. Para a realização de indutâncias flutuantes, utilizando-se o mesmo tipo de conversor de impedância apresentado no Apêndice C, emprega-se o método de Gorski-Popiel [25], que será descrito a seguir.

Considere-se uma malha N^B composta de elementos passivos, com $(n+1)$ terminais e n conversores de impedância com mesma função de conversão de impedância $f(s)$, como mostrada na Figura D.1. A matriz impedância (Z) de N^B é dada por

$$[V^B] = [Z^B] [I^B] \quad (D.1)$$

em que $[V^B]$ e $[I^B]$ são vetores voltagem e corrente, respectivamente

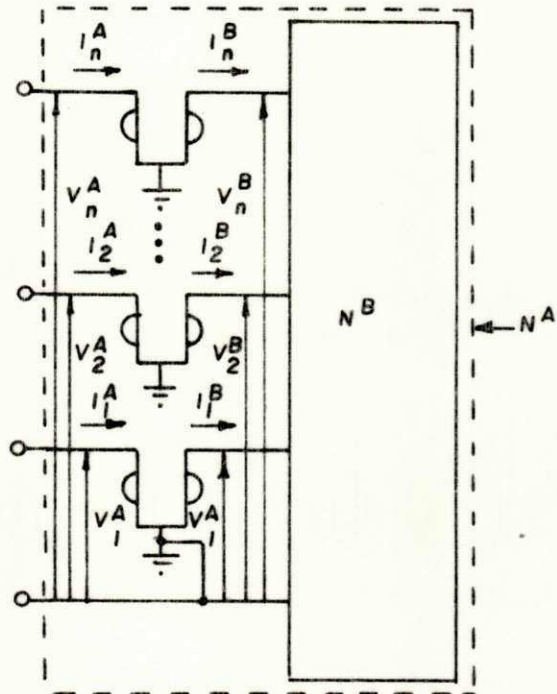


Figura D.1. Circuito para ilustração do método de Gorski-Popiel.

te. Sabe-se, do Apêndice C, que, devido aos conversores de impedância, tem-se $V_1^B = V_1^A$, $V_2^B = V_2^A$, etc., ou seja,

$$[V^B] = [V^A] \quad (D.2)$$

Da mesma forma, $I_1^B = f(s)I_1^A$, $I_2^B = f(s)I_2^A$, etc., podendo-se escrever

$$[I^B] = f(s) [I^A] \quad (D.3)$$

Partindo-se das expressões (D.1), (D.2) e (D.3), estabelece-se que

$$[V^A] = f(s) [Z^B] [I^A] = [Z^A] [I^A] \quad (D.4)$$

Logo, a matriz impedância da malha N^A , $[Z^A]$, é dada pela expressão

$$[Z^A] = f(s) [Z^B] \quad (D.5)$$

Do acima exposto fica evidente que as malhas N^B e N^A possuem a mesma topologia e que cada elemento terminal de N^B é transformado por $f(s)$, determinando os elementos terminais de N^A . Com uma malha N^B puramente resistiva e conversores de impedância em que $Z_1 = Z_2$ (ou Z_4) = $Z_3 = R$ e Z_4 (ou Z_2) = $1/sC$, ou seja, $f(s) = sRC$, tem-se uma malha N^A que é indutiva, apresentando indutâncias que não estão conectadas ao terminal comum das fontes de alimentação.

APÊNDICE E

PROJETO DO FILTRO PASSIVO ELÍPTICO PASSA-FAIXA PARA O CANAL 4

A seqüência para o projeto de um filtro passivo passa-faixa, a partir de valores tabelados para filtros passa-baixa, é descrita na referência [38], sendo apresentada, em síntese, a seguir. Ainda nesta referência, são disponíveis tabelas de componentes normalizados para filtros passa-baixas elípticos, as quais foram utilizadas neste trabalho.

As especificações básicas para o projeto de um filtro passa-faixa são (Fig. E.1a)

1. Freqüência Mediana (f_m) e freqüência de Referência (f_r)

$$f_r = f_m = \sqrt{f_{c_1} \cdot f_{c_2}} \quad (E.1)$$

onde f_{c_1} e f_{c_2} são, respectivamente, as freqüências do corte inferior e superior do filtro passa-faixa.

2. Fator "a"

$$a = \frac{f_m}{f_{c_2} - f_{c_1}} = \frac{f_m}{\Delta f} \quad (\text{E.2})$$

3. Valores normalizados das frequências de rejeição (f_{s_2} e f_{s_1}) do filtro passa-faixa

$$\Omega_{s_2} = \frac{f_{s_2}}{f_r} \quad (\text{E.3})$$

$$\Omega_{s_1} = \frac{f_{s_1}}{f_r} \quad (\text{E.4})$$

4. Valor normalizado da frequência de rejeição equivalente para a configuração passa-baixas

$$\Omega_s = a (\Omega_{s_2} - \Omega_{s_1}) \quad (\text{E.5})$$

De posse da expressão para Ω_s , pode-se fazer a equivalência entre as especificações passa-faixa e passa-baixas dadas nas Figuras E.1a e E.1b, sendo mantidas as especificações em termos de atenuação, ou seja,

$$A_{\text{mín, passa-faixa}} = A_{\text{mín, passa-baixas}} \quad (\text{E.6})$$

e
$$A_{\text{máx, passa-faixa}} = A_{\text{máx, passa-baixas}} \quad (\text{E.7})$$

Com os valores determinados para Ω_s , $A_{\text{mín}}$ e $A_{\text{máx}}$, pode-se encontrar, nas tabelas da referência [38], o tipo, a configuração e os valores normalizados dos componentes do filtro passa-baixas que atende a estas especificações. Feito isto, é necessário fazer a transformação da configuração e dos valores dos componentes

passa-baixas para passa-faixa, segundo a Tabela E.I.

O projeto do filtro passa-faixa passivo para o canal 4 do sistema multicanal foi desenvolvido em função das considerações feitas acima. Na Figura 5.3, são estabelecidas as especificações para este filtro ou seja,

$$f_{c_1} = 1425 \text{ Hz}$$

$$f_{c_2} = 1575 \text{ Hz}$$

$$f_{s_2} = 1690 \text{ Hz}$$

$$f_{s_1} = 1310 \text{ Hz}$$

$$A_{\min} = 0,3 \text{ dB}$$

$$A_{\max} = 35 \text{ dB}$$

Assim, em termos das expressões (E.1) a (E.9), tem-se

$$f_m = f_r = 1498,1 \text{ Hz}$$

$$a = 9,987$$

$$\Omega_{s_2} = 1,128$$

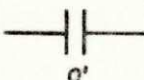
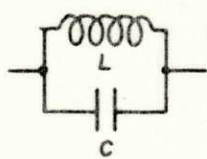
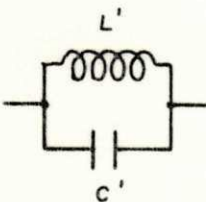
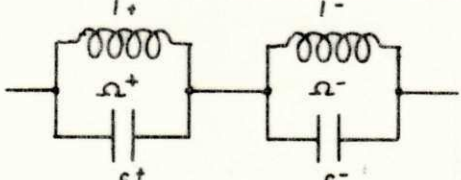
$$\Omega_{s_1} = 0,874$$

$$\Omega_s = 2,533$$

Os valores tabelados que aproximam a estas condições correspondem a um filtro elíptico de 3 polos com $\rho=25\%$, $A_{\max} = 0,28 \text{ dB}$, $A_{\min} = 35,75 \text{ dB}$ e $\Omega_s = 2,5593$. Os valores normalizados passa-bai

TABELA E - I

Transformação passa-baixas para passa-faixa.

PASSA - BAIXAS	PASSA - FAIXA
	 $C = \alpha C' / R_r \omega_r$ $L = R_r / \alpha C' \omega_r$ $C = \alpha C' C_r$ $L = L_r / \alpha C'$ <p>$R_r =$ resistor de referência</p>
	 $\Omega_+ = \sqrt{1 + (\Omega_\infty / 2\alpha)^2} + (\Omega_\infty / 2\alpha)$ $\Omega_- = \sqrt{1 + (\Omega_\infty / 2\alpha)^2} - (\Omega_\infty / 2\alpha)$ $C_+ = \alpha C' (1 + \Omega_-^2) / \omega_r R_r = c_+ C_r$ $C_- = \alpha C' (1 + \Omega_+^2) / \omega_r R_r = c_- C_r$ $L_+ = (1/c_-) L_r$ $L_- = (1/c_+) L_r$ $f_{2\infty} = f_r \cdot \Omega_+$ $f_{1\infty} = f_r \cdot \Omega_-$

xas para estes componentes são (Fig. E.2):

$$C_1' = C_3' = 1,2614$$

$$C_2' = 0,1128$$

$$\Omega_\infty = \Omega_2 = 2,9256$$

Utilizando-se estes valores e a transformação da Tabela E.1, chega-se à configuração do filtro elíptico passa-faixa representada na Figura E.3.

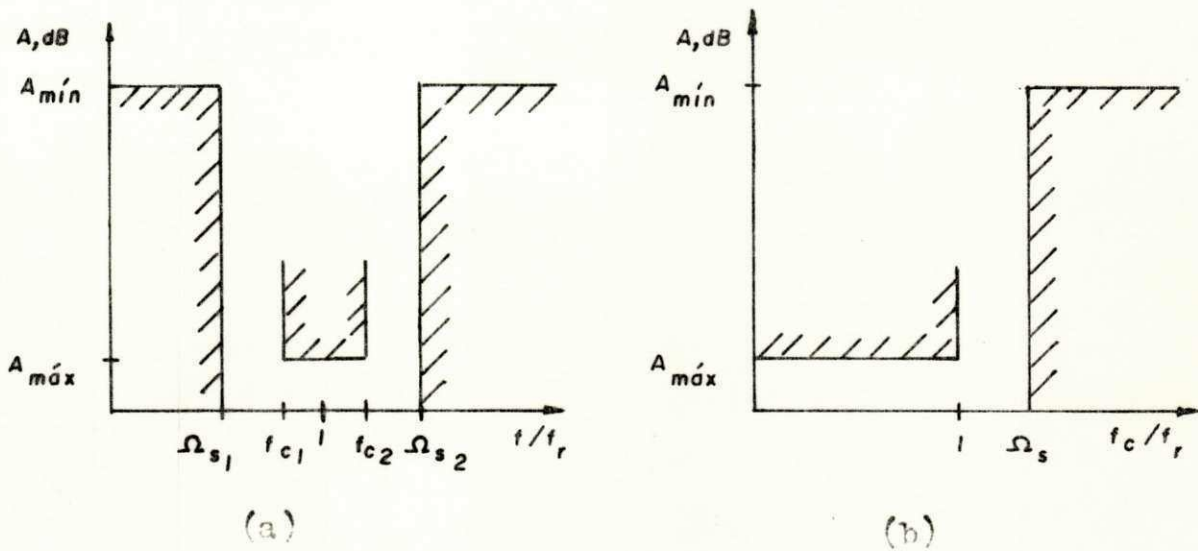


Figura E.1. Equivalência entre as especificações passa-faixa (a) e passa baixas (b).

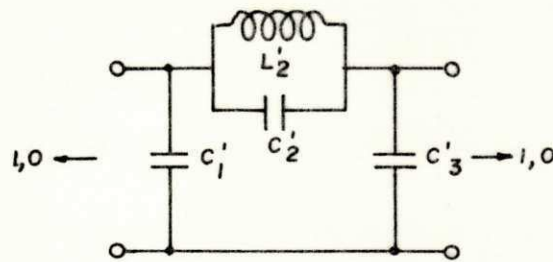


Figura E.2. Filtro elíptico passa-baixas com três pólos. Os valores dos componentes são disponíveis em tabelas [39], normalizados em função de frequência e do resistor de referência (R_r)

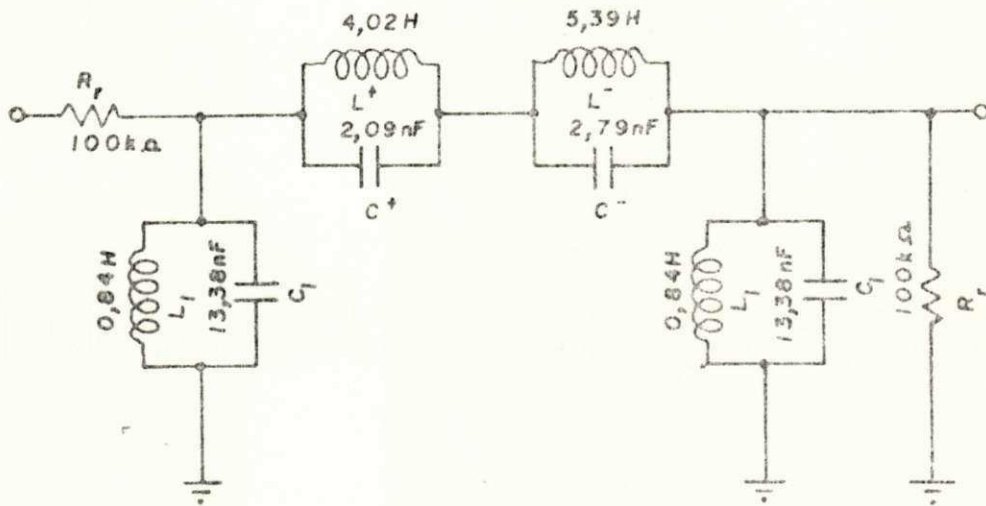


Figura E.3. Filtro passa-faixa elíptico para o canal 4.

APÊNDICE F

O CIRCUITO DE ZOBEL 1391

Para o melhor desempenho de um estágio de potência transistorizado, é desejável que este possua uma carga resistiva [39]. Esta condição não é satisfeita em aplicações de áudio, quando se emprega alto falantes. O alto falante apresenta uma impedância que possui uma componente resistiva (R_a) e uma componente indutiva (L_a), (Fig. F.2) e, devido isto, podem ocorrer oscilações espúreas no sinal de saída do estágio de potência. Além disto, os transistores de saída podem ser danificados por causa de tensões relativamente elevadas entre seus terminais, provocadas em determinadas circunstâncias, devidas à natureza indutiva do alto falante.

O Circuito de Zobel (Fig. F.1), colocado em paralelo com o alto falante torna resistiva a carga apresentada ao estágio de potência transistorizado, conforme se demonstra a seguir.

Na Figura F.2, mostra-se o alto falante representado pelo seu equivalente elétrico, colocado em paralelo com a ligação sêrie de C_Z e R_Z , os quais são os componentes do Circuito de Zobel. O capacitor de acoplamento C_1 (Fig. F.1) é considerado como um curto-circuito para as freqüências de audio. A impedância equivalente (Z), na Figura F.2, pode ser escrita como

$$Z = (R_a + sL_a) // (R_Z + \frac{1}{sC_Z}) \quad (F.1)$$

$$Z = \left[(R_a - \omega^2 C_Z L_a R_a - \omega^2 L_a R_Z C_Z + \omega^4 L_a^2 C_Z^2 R_Z + \omega^2 C_Z^2 R_Z R_a^2 + \dots \dots + \omega^2 C_Z R_a L_a + \omega^2 C_Z^2 R_Z^2 R_a + \omega^2 L_a C_Z R_Z) + j\omega (L_a - \omega^2 C_Z L_a^2 - \dots \dots - C_Z R_a^2 + \omega^2 L_a R_Z^2 C_Z^2) \right] / \left[(1 - \omega^2 C_Z L_a)^2 + \omega^2 C_Z^2 (R_a + R_Z)^2 \right] \dots (F.2)$$

Eliminando-se o termo em j da expressão (F.2), a impedância Z torna-se puramente resistiva. Para tanto,

$$L_a - \omega^2 C_Z L_a^2 - C_Z R_a^2 + \omega^2 L_a R_Z^2 C_Z^2 = 0 \quad (F.3)$$

donde,

$$L_a = C_Z R_a^2 \quad (F.4)$$

$$e \quad \omega^2 C_Z R_a^2 C_Z^2 = \omega^2 C_Z L_a^2 \quad (F.5)$$

ou

$$C_Z = \frac{L_a}{R_a^2} \quad (F.6)$$

Combinando-se as expressões (F.4) e (F.6) tem-se

$$R_Z = R_a \quad (F.7)$$

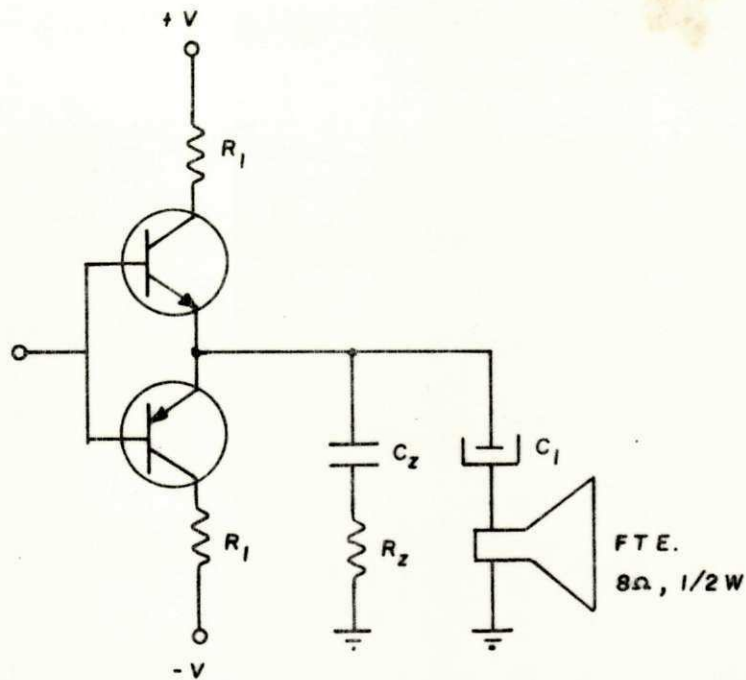


Figura F.1. Amplificador de potência para audiofrequências, utilizando o circuito de Zobel, constituído pelo capacitor C_z e pelo resistor R_z .

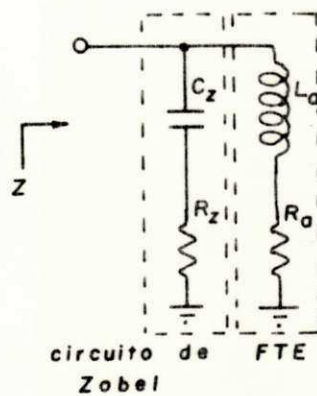


Figura F.2. Circuito equivalente da carga do amplificador da Fig. F.1.

Com estes valores de C_Z e R_Z , a impedância equivalente é dada por

$$Z = R_a \left[1 + \frac{2\omega^2 L_a^2 R_a^2}{R_a^4 + \omega^4 L_a^4} \right] \quad (\text{F.8})$$

O alto falante utilizado neste trabalho, de 8Ω e $0,5 W$, de fabricação Sharp, apresentou indutância de $64 \mu H$ e resistência de 8Ω valores estes medidos em ponte de impedância. Substituindo-se estes valores nas expressões (F.6) e (F.7), determina-se $C_Z = 1 \mu F$ e $R_Z = 8,2 \Omega$, como componentes comercialmente disponíveis para a implementação do Circuito de Zobel. A impedância equivalente (Z), para a frequência de 1500 Hz , com os valores adotados para C_Z e R_Z , é igual a $13,8 \Omega$, sendo puramente resistiva.

B I B L I O G R A F I A

- [1] - GARDNER, R.M., BENNET, D.R., VORCE, R.B. Eight - Channel Data Set For Clinical EEG Transmission Over Dial-Up Telephone Network, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, May, 1974, p. 246-249.
- [2] REVOREDO, L.R., ECG Via Sistema Telefônico, UFPB, 1978.
- [3] WEBSTER, J.G., Medical Instrumentation - Application and Design, Houghton Mifflin Compony, 1978, cap. 4, p.186.
- [4] STRONG. P., Biophysical Measurements, Measurement Concept Series, Tektronix, Inc., Beaverton, 1970, cap. 3, p.36.
- [5] Referência [3], cap. 4, p. 203-205.
- [6] Referência [4], cap. 4, p. 40.
- [7] Referência [3], cap. 4, p. 143-150.
- [8] Referência [4], cap. 1, p. 7-21.
- [9] Referência [3], cap. 4, p. 193-197.
- [10] - Referência [3], cap. 5, p. 215-231.
- [11] - HUTTA, J.C., WEBSTER, J.G., 60 Hz Interference in Eletrocardiography, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME - 20, 1973, p. 91-100.

- [12] - SPACH, M.S., BARR, R.C., HAUSTAD, J.W., LONG, E.C., Skin-electrode Impedance and its Effect on Recording. Cardiac Potentials, Circulation, Vol XXXIV, october, 1966, p. 649-656.
- [13] - Gould Biophysical Instrumentation Catalog, Gould, Inc., Ohio, 1974.
- [14] - MILLMAN, J., HALKIAS, C.C., Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd. 1972, cap. 15, p. 519.
- [15] - Linear Application Handbook, National Semiconductor Corporation, U.S.A, 1980, p. LB 5/1.
- [16] - Referência |3|, cap. 6, p. 301-303.
- [17] - Referência |15|, p. AN 46/1 - 46/12.
- [18] - CLAYTON, G.B., Linear Integrated Circuit Applications, The Macmillon Press Ltd, London, 1975, cap. 7, p. 210.
- [19] - HOUGEN, J.O., Measurements and Control Applications for Practicing Engineers, Cahners Book, Boston, U.S.A, 1972 p. 110.
- [20] - BOOTON JR., R.C., Demodulation of Wideband Frequency Modulation Using Phase-lock Techniques, proc. 1962 National Telemetry Conference, vol. II, may, 1962, p. 1-24.
- [21] - Linear Data Book, National Semiconductor Corporation, 1980, p. 9/24.

- [22] - COS/MOS Digital Integrated Circuits, RCA Solid State Data Book Series, RCA Corporation, Sommerville U.S.A, 1972, p.224-227.
- [23] - Referencia [22], p. 319-326.
- [24] - GRAEME, J.G., TOBEY, G.G., HUELSMAN, L.P., Operational Amplifiers - Design and Applications, McGraw-Hill Kogakusha Ltd., 1971, cap. 8, p. 291-295.
- [25] - ANTONIOU, A., Realisation of Gytrators Using Operational Amplifiers, and Their Use in RC - Active - Network Synthesis, proc. IEE, vol. 116, nº 11, november 1969, p. 1938-1845.
- [26] - SCHWARTZ, M., Information Transmission, Modulation, and Noise. McGraw-Hill Kogakusha Ltd., 1970, cap. 4, p. 247.
- [27] - Referência [2], cap. 3, p. 40.
- [28] - ALVAREZ. J.A., Noise Considerations in Capacitive Source Microphones for Telephone Applications, IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, vol. AU-21, nº 4, august 1973, p. 324-328.
- [29] - FINK, D.G., Electronics Engineers' Handbook, McGraw-Hill Book Company, 1975, cap. 19, p. 19/57-19/58.
- [30] - Transistor Audio and Radio Circuits, Mullard Ltd., London, 1972, cap. 9 , p. 232.
- [31] - TOLEDO, A.P., Redes Telefônicas, Editora McGraw-Hill do

Brasil, Ltd., 1975, cap. 2, p. 18.

- [32] - Referência [3], cap. 6, p. 284-287.
- [33] - ECG Measurements, Application Note, An 711, Hewlett Packard Company, 1972, p. 20-21.
- [34] - Referência [2], cap. 2, p. 30-33.
- [35] - Referência [21], p.3/113.
- [36] - Linear Integrated Circuits, Signetics Co., p. 6/7.
- [37] - D'AZZO, J.J., HOUPIS, C.H., Feedback Control Systems - Analysis & Synthesis, McGraw-Hill Kogakusha Ltd., 1966, cap. 5, p. 165.
- [38] - ZVEREV, A.I., Handbook of Filter Synthesis, John Wiley and Sons, New York, 1967.
- [39] - Referência [30], cap. 3, p. 25-28.