

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MONITOR DE ATIVIDADE CEREBRAL
BASEADO EM MICROCONTROLADOR

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA


MAURÍCIO CAMPELO TAVARES

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO DE 1997

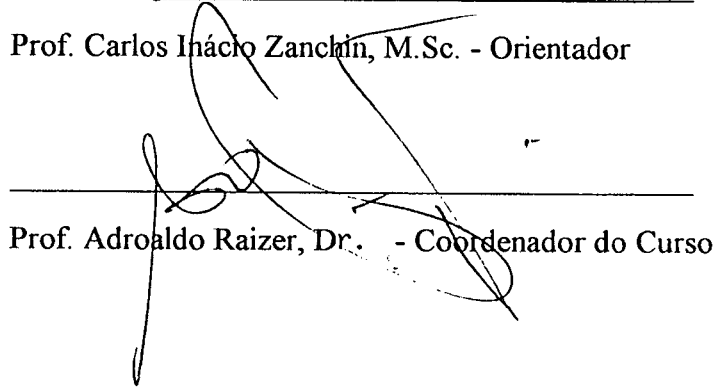
MONITOR DE ATIVIDADE CEREBRAL
BASEADO EM MICROCONTROLADOR

MAURÍCIO CAMPELO TAVARES

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E
APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.




Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc. - Orientador

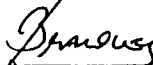


Prof. Adroaldo Raizer, Dr. - Coordenador do Curso

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc. - Presidente



Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.



Prof. Renato Garcia Ojeda, D.Sc.

À Sandra Wienke Tavares, esposa, companheira e amiga fiel de todas as horas

Aos meus filhos Otávio Wienke Tavares (em memória) e Vítor Wienke Tavares,
que muito me ensinaram sobre o amor e passaram a ser a razão maior da minha existência

DEDICO.

AGRADECIMENTOS

A meus pais, Izabelino e Maria Marli, que estão na origem de todos os meus triunfos e sem os quais eu nada seria ...

A meus irmãos Mabel, Cláudia, Ana Lúcia e Guilherme, pelo amor e pela disposição em aprender e ensinar sobre a vida.

Aos amigos Cláudio e Jussara Duarte, pela amizade e apoio nos momentos difíceis.

Ao professor Carlos Inácio Zanchin, pela amizade e orientação segura.

À Universidade Católica de Pelotas, por proporcionar a realização deste trabalho.

À CAPES e FAPERGS pelo suporte financeiro parcial.

À professora Circe Cunha, Pró-Reitora Acadêmica da UCPel, pelo constante apoio e incentivo.

Aos colegas Carlos, Cláudio, Ricardo Cava e Denise, do Grupo de Pesquisa e Desenvolvimento em Instrumentação Biomédica da UCPel, pela amizade e apoio recebido de diversas formas.

Ao professor Márcio Holsbach Costa, pesquisador do GPDIB/UCPel, pela amizade e apoio na área de aquisição e processamento do EEG.

Ao professor Alexandre Visintainer Pino, coordenador do GPDIB/UCPel, pela amizade e apoio na área de processamento digital de sinais.

Ao amigo Sidinei Seus, gerente da Contronic Sistemas Automáticos, pela cedência de equipamentos e componentes, além do apoio integral durante a execução deste trabalho.

A todos os amigos do GPEB/UFSC e da UCPel, que contribuíram de muitas formas.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	xi
Resumo	xiv
Abstract	xv
Introdução	1
 Capítulo 1	
Fundamentação Teórica	4
1.1 CONCEITOS BÁSICOS SOBRE ANATOMIA DO CÉREBRO	4
1.2 CONCEITOS BÁSICOS DE NEUROFISIOLOGIA	6
1.3 CARACTERIZAÇÃO DOS RITMOS DO ELETROENCEFALOGRAMA	9
1.4 POSICIONAMENTO DOS ELETRODOS PARA AQUISIÇÃO DO EEG	11
1.5 DERIVAÇÕES DO EEG	12
1.6 ANORMALIDADES FUNCIONAIS DETECTÁVEIS PELO EEG	13
1.7 RELAÇÃO ENTRE O EEG E A PROFUNDIDADE ANESTÉSICA	15
 Capítulo 2	
Aquisição e Processamento do Sinal de EEG	19
2.1 ELETRODOS	19
2.2 REQUISITOS PARA OS CIRCUITOS DE AQUISIÇÃO DO EEG	24
2.3 RUÍDOS E INTERFERÊNCIAS	29
2.4 CONVERSÃO PARA O DOMÍNIO DIGITAL	32
2.5 PROCESSAMENTO DIGITAL DO SINAL DE EEG	33
2.5.1 Janelas temporais	34
2.5.2 Filtro rejeita-faixa (60 Hz)	35

2.5.3 FFT e Espectro de potência	37
2.6 CARACTERÍSTICAS DE ALGUNS SISTEMAS BASEADOS NO EEG	41
2.7 CARACTERÍSTICAS DESEJÁVEIS PARA O MAC-II	44

Capítulo 3

Implementação dos circuitos eletrônicos	46
3.1 MICROCONTROLADOR E CIRCUITOS DIGITAIS ASSOCIADOS	48
3.1.1 Microcontrolador e Memórias	48
3.1.2 Circuito de Reinicialização (<i>Reset</i>)	49
3.1.3 Configuração do mapa de memória e das entradas e saídas	49
3.1.4 Interface para visor de cristal líquido	52
3.1.5 Interface RS-232 C (implementação parcial)	52
3.1.6 Interface de teclado	53
3.1.7 Conversor Analógico/Digital, Multiplexador Analógico e Amostrador-retentor	53
3.1.8 Conector da fonte e circuito de V_{pp} para FLASH.....	54
3.1.9 Conector de interligação com a placa analógica	54
3.1.10 Capacitores de filtro e entradas não utilizadas	55
3.2 CADEIA DE AQUISIÇÃO DO SINAL ANALÓGICO	55
3.2.1 Amplificador de instrumentação e blindagem ativa	55
3.2.2 Eletrodo de referência	56
3.2.3 Filtro passa-altas	57
3.2.4 Filtro passa-baixas	57
3.2.5 Filtro rejeita-faixa 60 Hz	57
3.2.6 Amplificador com ganho programável	58
3.2.7 Adequador de tensão	58
3.2.8 Regulador da tensão V_{ref}	58
3.2.9 Gerador de sinal para teste de impedância	59
3.2.10 Fonte de alimentação	60

Capítulo 4

Programação do microcontrolador e ferramentas para avaliação .	61
4.1 IMPLEMENTAÇÃO DAS ROTINAS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS	62
4.1.1 Filtragem rejeita-faixa (<i>notch</i> 60 Hz)	62
4.1.2 Janelas temporais	62
4.1.3 Espectro de potência	63
4.2 PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR	65
4.2.1 Rotina de atendimento às interrupções e laço principal	66
4.2.2 Rotina de configuração	69
4.2.3 Rotina de início de operação e teste dos circuitos eletrônicos	70
4.2.4 Rotina de teste de impedância	72
4.2.5 Rotina de teste da memória RAM	73
4.2.6 Rotina de gravação na memória FLASH	74
4.2.7 Rotina de escrita de caracteres no visor	74
4.2.8 Rotina de desenho de ponto no visor	75
4.2.9 Rotina de cálculo do espectro de potência	77
4.2.10 Rotina de classificação do ritmo predominante	77
4.3 IMPLEMENTAÇÃO DO PROGRAMA DE AVALIAÇÃO	78

Capítulo 5

Resultados Obtidos	80
5.1 ROTINAS DE PROCESSAMENTO DO SINAL	80
5.1.1 Filtro rejeita-faixa	80
5.1.2 Espectro de potência	82
5.1.3 Janela temporal Hamming	84
5.2 PROTÓTIPO	85
5.2.1 Aspectos construtivos	85
5.2.2 Instalação	88
5.2.3 Operação	89

5.3 AQUISIÇÃO DE SINAIS REAIS	90
5.3.1 Entrada sinusoidal	90
5.3.2 Sinais bioelétricos	92

Capítulo 6

Discussão e Conclusões.....	96
------------------------------------	-----------

Referências Bibliográficas	99
---	-----------

ANEXO A

Trabalhos publicados durante o curso de Mestrado	108
---	------------

ANEXO B

Projeto e simulação dos filtros analógicos	110
---	------------

B.1 FILTRO PASSA-ALTAS	110
B.2 FILTRO PASSA-BAIXAS	112
B.3 FILTRO REJEITA-FAIXA	114
B.4 FILTROS COMBINADOS	116

ANEXO C

Lista dos protótipos das funções C implementadas	118
---	------------

C.1 COMUNICAÇÃO SERIAL	118
C.2 CONFIGURAÇÃO	119
C.3 CONTROLE E GERAÇÃO DE CARACTERES ALFANUMÉRICOS NO VISOR	119
C.4 FUNÇÕES INTRÍNSECAS	121
C.5 GRÁFICOS NO VISOR	122
C.6 INICIALIZAÇÃO E LAÇO PRINCIPAL	125
C.7 MATEMÁTICA E PROCESSAMENTO	125
C.8 MEMÓRIA EXTERNA	127

C.9 TESTE E ACIONAMENTO DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS	129
---	-----

ANEXO D

Cálculo dos erros na cadeia de aquisição do sinal analógico	133
--	------------

D.1 ERROS NO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO	133
---	-----

D.1.1 Efeito da tensão de offset (V_{os})	134
---	-----

D.1.2 Efeito da corrente de offset (I_{os})	134
---	-----

D.1.3 Efeito da corrente de polarização (I_b)	134
---	-----

D.1.4 Efeito da deriva de V_{os}	135
--	-----

D.1.5 Efeito da deriva de I_{os}	135
--	-----

D.1.6 Efeito da deriva de I_b	135
---------------------------------------	-----

D.1.7 Efeito do ganho (G)	135
-------------------------------------	-----

D.1.8 Efeito da não-linearidade do ganho	135
--	-----

D.1.9 Efeito da deriva do ganho	135
---------------------------------------	-----

D.1.10 Efeito da razão de rejeição de modo comum (CMRR)	135
---	-----

D.1.11 Efeito da razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR)	136
---	-----

D.1.12 Efeito do ruído interno	136
--------------------------------------	-----

D.2 ERROS NOS FILTROS PASSA-ALTAS E PASSA-BAIXAS	137
--	-----

D.3 ERROS NO FILTRO REJEITA-FAIXA	137
---	-----

D.4 ERROS NO AMPLIFICADOR COM GANHO PROGRAMÁVEL	138
---	-----

D.4.1 Efeito da tensão de offset (V_{os})	139
---	-----

D.4.2 Efeito da corrente de offset (I_{os})	139
---	-----

D.4.3 Efeito da corrente de polarização (I_b)	139
---	-----

D.4.4 Efeito da deriva de V_{os}	139
--	-----

D.4.5 Efeito da deriva de I_{os}	139
--	-----

D.4.6 Efeito da deriva de I_b	139
---------------------------------------	-----

D.4.7 Efeito do ganho (G)	140
-------------------------------------	-----

D.4.8 Efeito da não-linearidade do ganho	140
--	-----

D.4.9 Efeito da deriva do ganho	140
---------------------------------------	-----

D.4.10 Efeito da razão de rejeição de modo comum (CMRR)	140
---	-----

D.4.11 Efeito da razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR)	140
---	-----

D.4.12 Efeito do ruído interno	140
D.5 ERROS NO ADEQUADOR DE TENSÃO	142
D.6 ERROS NO MULTIPLEXADOR, AMOSTRADOR-RETENTOR E CONVERSOR A/D	142
D.7 ERRO TOTAL DA CADEIA DE AQUISIÇÃO	143

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Corte do cérebro no plano sagital, mostrando ...	5
Figura 1.2	Áreas do cérebro humano - córtex.	5
Figura 1.3	Cópia de tela de um programa para simulação do potencial de ação ...	8
Figura 1.4	Registros eletroencefalográficos obtidos com em paciente normal ...	10
Figura 1.5	Colocação dos eletrodos para aquisição do eletroencefalograma ...	12
Figura 1.6	Método para conexão dos canais em um sistema de aquisição do EEG.	13
Figura 1.7	Registro de um sinal de EEG anormal, contendo pontas (" <i>spikes</i> ").	14
Figura 1.8	Registros do sinal de EEG correspondentes à epilepsia, em algumas ...	15
Figura 2.1	Formação de cargas elétricas na interface eletrodo-eletrólito-escalpo.	19
Figura 2.2	Aparato para medir estabilidade e ruído nos eletrodos.	20
Figura 2.3	Registros de ruído em pares de eletrodos imersos em solução salina.	21
Figura 2.4	Registros de ruídos nos eletrodos de Ag-AgCl.	22
Figura 2.5	Dois tipos de eletrodo que podem ser utilizados na aquisição do EEG.	23
Figura 2.6	Circuito equivalente para os tecidos do paciente e par de eletrodos ...	23
Figura 2.7	Distorção em um sinal de ECG causada pela diminuição da impedância ...	25
Figura 2.8	Efeito da constante de tempo do filtro passa-altas. A entrada do filtro ...	26
Figura 2.9	Efeito do filtro rejeita-faixa (notch) sobre um sinal de EEG contaminado ...	26
Figura 2.10	Efeito dos filtros passa-baixas e rejeita-faixa (60 Hz) sobre um sinal ...	27
Figura 2.11	Circuito que implementa a blindagem ativa para os cabos dos eletrodos.	28
Figura 2.12	Circuito que implementa o eletrodo de referência ativo.	29
Figura 2.13	O registro do EEG resulta da combinação da atividade elétrica do ...	29
Figura 2.14	Janelas retangular e de Hamming com seus respectivos módulos ...	34
Figura 2.15	Efeito do truncamento de um sinal periódico.	34
Figura 2.16	Topologia típica para um filtro FIR.	36
Figura 2.17	Diagrama de Bode e posição dos pólos e zeros para o filtro rejeita-faixa.	36
Figura 2.18	Diagrama de fluxo para uma FFT de 8 pontos.	39
Figura 2.19	Representação do espectro de potência de um sinal de EEG ...	40
Figura 2.20	Representação da evolução temporal do espectro de potência do EEG.	41
Figura 3.1	Diagrama de blocos do equipamento do monitor de atividade cerebral	47

Figura 3.2	Diagrama de blocos do microcontrolador Intel 80C196KB.	47
Figura 3.3	Diagrama dos mapas de memória suportados pelo protótipo.	51
Figura 3.4	Circuito de entrada do amplificador de EEG, contendo ...	56
Figura 3.5	Gerador de corrente sinusoidal para teste de impedância.	59
Figura 3.6	Transformador especial, projetado para aumentar a segurança do paciente.	60
Figura 4.1	Aspecto de tela do programa ESPEC97, desenvolvido em linguagem C ...	63
Figura 4.2	Fluxograma da rotina de atendimento às interrupções.	66
Figura 4.3	Fluxograma da rotina principal (<i>main</i>).	67
Figura 4.4	Fluxograma da rotina de configuração dos parâmetros de operação ...	70
Figura 4.5	Fluxograma da rotina para início de operação e testes.	72
Figura 4.6	Fluxograma da rotina para teste de impedância da interface ...	73
Figura 4.7	Fluxogramas da rotina para teste da memória RAM (esquerda) e da ...	74
Figura 4.8	Fluxograma da rotina para escrita de caracteres no visor de cristal líquido.	75
Figura 4.9	Fluxograma da rotina para desenho de um ponto no visor de cristal líquido.	76
Figura 4.10	Fluxograma da rotina para cálculo do espectro de potência ...	77
Figura 4.11	Tela principal do programa WinMACII, mostrando as área de exibição ...	79
Figura 4.12	Gráficos tridimensionais para acompanhamento da evolução temporal ...	79
Figura 5.1	Em vermelho, o sinal de entrada expresso pela equação 5.1. Em azul ...	81
Figura 5.2	Em vermelho, o sinal de entrada expresso pela equação 5.2, discretizada ...	81
Figura 5.3	Cópias de tela do programa ESPEC97, submetido a diferentes sinais ...	82
Figura 5.4	Cópias de tela do programa ESPEC97. Na tela da esquerda o sinal ...	83
Figura 5.5	Cópias de tela do programa ESPEC97. Na tela da esquerda o sinal ...	83
Figura 5.6	Cópias de tela do programa ESPEC97. Na tela da esquerda o sinal ...	84
Figura 5.7	Foto das placas de circuito impresso analógica e digital.	86
Figura 5.8	Foto do equipamento, com a tampa superior aberta.	86
Figura 5.9	Foto do painel traseiro do equipamento.	87
Figura 5.10	Foto do painel frontal do equipamento.	87
Figura 5.11	Foto do equipamento completo, incluindo eletrodos e caixa de conexão.	88
Figura 5.12	Reprodução aproximada das várias telas exibidas no visor gráfico ...	90
Figura 5.13	Cópia de tela do programa WinMACII. Teste realizado conectando dois ...	91
Figura 5.14	Cópia de tela do programa WinMACII. Mesmo teste descrito na figura ...	91

Figura 5.15	Registro de duas derivações arbitrárias de ECG, na saída da cadeia ...	92
Figura 5.16	Os mesmos sinais de ECG vistos na figura 5.15 podem ser observados ...	93
Figura 5.17	Histograma e evolução das frequências predominantes de um sinal de ...	94
Figura 5.18	Evolução temporal dos histogramas para um sinal real de EEG, durante ...	94
Figura B.1	Circuito que implementa o filtro passa-altas de primeira ordem.	111
Figura B.2	Gráfico da resposta em frequência para o filtro passa-altas	111
Figura B.3	Representação gráfica das tensões de entrada e de saída do filtro passa-altas.	111
Figura B.4	Parâmetros para projeto do filtro passa-baixas Butterworth.	112
Figura B.5	Circuito que implementa o filtro passa-baixas de quarta ordem.	113
Figura B.6	Gráfico da resposta em frequência para o filtro passa-baixas.	113
Figura B.7	Representação gráfica das tensões de entrada e de saída do filtro ...	114
Figura B.8	Circuito que implementa o filtro rejeita-faixa.	114
Figura B.9	Gráfico da resposta em frequência para o filtro rejeita-faixa, centrado em ...	115
Figura B.10	Representação gráfica das tensões de entrada e de saída do filtro ...	116
Figura B.11	Gráfico da resposta em frequência para o conjunto dos três filtros ...	116
Figura B.12	Representação gráfica das tensões de entrada e de saída para o conjunto ...	117
Figura D.1	Cadeia de aquisição do sinal analógico	133

RESUMO

MONITOR DE ATIVIDADE CEREBRAL BASEADO EM MICROCONTROLADOR

Maurício Campelo Tavares, Carlos Inácio Zanchin (Orientador)

Este trabalho trata da implementação de um monitor de atividade cerebral baseado no microcontrolador 80C196KB de 16 bits, capaz de captar os sinais de EEG em dois canais diferenciais, convertê-los à forma digital e aplicar uma série de técnicas de processamento para a obtenção do espectro de potência na faixa de 1 a 30 Hz. O protótipo cabeça-de-série construído recebeu o nome de MAC-II e apresenta as seguintes características: a) apresentação, em visor gráfico de cristal líquido, dos espectros de potência referentes aos dois canais; b) visualização do sinal de EEG nos dois canais; c) apresentação do gráfico de evolução temporal do ritmo predominante em cada hemisfério cerebral, subdividido em quatro faixas correspondentes aos ritmos delta, teta, alfa e beta; d) facilidade de operação, decorrente da utilização de menus de visor e teclado alfanumérico; e) cronômetro principal para marcação do tempo total de utilização e cronômetro secundário programável para marcação de intervalos; f) facilidade para inserção de até 10 tipos diferentes de marcas características durante o processamento do EEG; g) memória interna não-volátil para 36 horas de gravação contínua ou intercalada dos histogramas e marcas; h) saída serial para comunicação com microcomputador IBM-PC compatível, em tempo real ou posteriormente à aquisição dos sinais; i) circuito interno para determinação da impedância da interface eletrodos-escalpo; j) facilidade de programação do tamanho do vetor de amostras do EEG (época), taxa de aquisição, ganho dos amplificadores e outros parâmetros; l) tamanho e peso reduzidos, facilitando o transporte e instalação. Foi desenvolvido ainda um programa para IBM-PC, em ambiente Windows, que permite receber as informações via serial, exibí-las na forma de gráficos em duas e três dimensões, gravar arquivos em disco e gerar relatórios impressos. A principal aplicação do Monitor encontra-se no auxílio à determinação da profundidade anestésica, fornecendo informações adicionais ao anestesiológista e aumentando a segurança do paciente.

Palavras-chave: eletroencefalografia, anestesiologia, amplificador de EEG, microcontrolador.

ABSTRACT

BRAIN ACTIVITY MONITOR BASED ON MICROCONTROLLER

Maurício Campelo Tavares, Carlos Inácio Zanchin (Supervisor)

This work presents the design of a brain activity monitor based on 16-bit 80C196KB microcontroller, suitable to acquire the EEG signals in two differential channels and transform it to digital format. This allows the application of several digital signal processing techniques to obtain the power spectra in 1 to 30 Hz range. The prototype was named MAC-II and it presents the following characteristics: a) presentation of the two channels power spectra on graphic liquid crystal display (LCD); b) simultaneous visualization of the two channels EEG signal; c) presentation of the main rhythm over time evolution graphic for each cerebral hemisphere, separated in four bands corresponding to delta, theta, alfa and beta rhythms; d) easy operation due to LCD menus and dedicated keyboard; e) main chronometer to demarcation of the total time of use and programmable secondary chronometer allowing interval measurements; f) easiness to insert up to 10 mark types during the EEG processing; g) non-volatile internal memory, allowing up to 36 hours of power spectra histograms and marks recording; h) serial port for communication with IBM-PC compatible microcomputers, in real-time or later on to the acquisition; i) internal circuit to determine the scalp-electrodes impedance; j) easy setting of the epoch size, acquisition rate, amplifiers gain and other parameters; c) reduced size and weight, facilitating the transport and installation. Was designed also an IBM-PC software, Windows compatible, that allows to receive the processed informations through serial port, exhibit them in 2-D and 3-D graphics, store them in disk files and generate printed reports. The main application of the MAC-II Monitor meet in the aid in anesthetic depth determination, providing supplementary information to anesthetist and increasing patient's safety.

Key words: electroencephalography, anesthesiology, EEG amplifier, microcontroller.

Introdução

O interesse da humanidade pelo inter-relacionamento entre os fenômenos elétricos e a atividade biológica é bastante antigo, e alguns relatos do século XVIII já atribuem ao médico Luigi Galvani (1737-1798) a descoberta da então chamada "eletricidade animal", observada em um experimento no qual tocava um músculo de rã com dois metais distintos. Na verdade, a estimulação elétrica de músculos já era conhecida desde cerca de 1750, sendo utilizada nas experiências do fisiologista suíço Albrecht Von Haller e dos anatomistas bolonheses Leopoldo Marco Antonio Caldani e Tommasseo Laghi. Desta forma, a estimulação elétrica de músculos, utilizando um equipamento chamado "máquina eletrostática de von Guericke", desenvolvido em 1672, foi a primeira aplicação da engenharia no estudo de fenômenos eletro-fisiológicos, e inaugurou a interdisciplinaridade que caracteriza esta área. Desde aquela época um número crescente de pesquisadores aplicaram esforços na investigação dos fenômenos elétricos decorrentes da atividade biológica, os trabalhos multiplicaram-se e com eles a demanda por novas técnicas e aparatos. As primeiras medições de potenciais bioelétricos foram feitas por Nobili, em 1828, novamente sobre músculos de rã. A atividade elétrica cardíaca nas rãs foi descoberta por Kölliker e Müller em 1856, utilizando um registrador mecânico no qual já apareciam uma pena inscritora e um tambor rotatório. Sucederam-se então muitos inventos como o eletrômetro capilar de Lippman e Marey, usado para registrar os primeiros eletrocardiogramas em animais e também em seres humanos. A partir do início do século XX, vários desenvolvimentos tecnológicos permitiram o avanço contínuo das técnicas de captação e registro, como a válvula eletrônica, o tubo de raios catódicos, o transistor e finalmente o circuito integrado (Poblet et al., 1988).

A cada nova geração de equipamentos tornou-se mais simples e factível a captação de biopotenciais decorrentes da atividade muscular, da atividade cardíaca e da atividade cerebral. Os registros destes sinais passaram a ser conhecidos respectivamente como eletromiografia ou EMG (Rocha, 1997), eletrocardiografia ou ECG (Marques, 1996) e eletroencefalografia ou EEG (Moraes, 1996). Muitos outros tipos de registros de sinais bioelétricos podem ser obtidos por

estimulação do sujeito, como a eletronistagmografia ou ENG (Costa et al., 1995) e os potenciais evocados auditivos - PEA, e visuais - PEV (Poblet et al, 1988).

O advento dos circuitos digitais e dos microprocessadores tornou possível, além de captar e registrar os sinais bioelétricos, processá-los para extrair informações mais precisas com menor trabalho para o usuário.

O objetivo deste trabalho é a implementação de um equipamento autônomo, baseado em microcontrolador, capaz de monitorar a atividade elétrica cerebral, usando os recursos disponibilizados pelos recentes avanços da eletrônica analógica e digital. A meta final consiste na obtenção de um protótipo, identificado como MAC-II, além da realização de testes preliminares de funcionamento.

O desenvolvimento deste tipo de equipamento justifica-se sob vários aspectos. Primeiramente, o Grupo de Pesquisas em Engenharia Biomédica (GPEB) vem investindo há alguns anos no estudo de técnicas analógicas e digitais utilizáveis na aquisição e processamento de sinais bioelétricos, e este trabalho vem juntar-se a tal esforço de domínio científico e tecnológico; o uso da eletroencefalografia durante os procedimentos cirúrgicos vem sendo recomendado há bastante tempo nos países mais desenvolvidos (Bronzino, 1995), mas esbarra em vários fatores limitantes como custo, tempo de preparação e necessidade de interpretação dos sinais, entre outros que serão mencionados ao longo desta dissertação; com o Monitor aqui proposto pretende-se minimizar algumas destas dificuldades, disponibilizando um equipamento básico para novos estudos sobre profundidade anestésica, cujo uso futuro pode representar um acréscimo na segurança dos pacientes submetidos à anestesia geral. Outras utilizações possíveis para o equipamento localizam-se nas áreas do "*bio-feedback*" (Ciarcia, 1988 e 1988a) e da pesquisa de "próteses mentais" para comunicação homem-ambiente por meio de comandos cerebrais (Keirn e Aunon, 1990; LaCourse e Wilson, 1996).

A metodologia utilizada inicia com a fundamentação teórica sobre o cérebro humano, neurofisiologia, conceitos básicos de eletroencefalografia e requisitos de sistemas de aquisição e processamento do EEG. O resultado da revisão bibliográfica nestas áreas é apresentado nos capítulos 1 e 2.

A partir dos requisitos ali explicitados, o capítulo 3 apresenta a implementação dos circuitos eletrônicos necessários. A aquisição dos sinais cerebrais é feita em dois canais, a partir de eletrodos colocados sobre o escalpo, ligados às entradas de amplificadores de instrumentação. Logo após os sinais são filtrados e amplificados convenientemente, sendo finalmente convertidos à forma digital e tratados por um conjunto de circuitos digitais comandados por um microcontrolador de 16 bits, executando um programa específico. A descrição das técnicas utilizadas para programação do microcontrolador pode ser vista no capítulo 4, juntamente com as ferramentas desenvolvidas para validação dos algoritmos de processamento digital de sinais e para avaliação do desempenho do próprio monitor.

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos, ao passo que no capítulo 6 estão colocadas a discussão e as conclusões finais.

São apresentados ainda quatro anexos contendo informações relevantes sobre o desenvolvimento deste trabalho.

Capítulo 1

Fundamentação Teórica

Fontes cerebrais geram potenciais no escalpo, que podem ser captados e contêm informações importantes sobre o estado funcional do órgão. O método é não invasivo e de baixo custo (Costa, 1994). O primeiro registro do eletroencefalograma humano é atribuído a Berger, em 1929, empregando um galvanômetro ligado a eletrodos afixados sobre o escalpo, mas apenas em 1934 os trabalhos de Adrian e Matthew introduziram definitivamente a eletroencefalografia como técnica de investigação. Estes dois pesquisadores ingleses e posteriormente os norte-americanos Jasper e Carmichael em 1935, ao reproduzirem a experiência, atribuíram o crédito total da descoberta a Berger (Geddes e Baker, 1989).

1.1 CONCEITOS BÁSICOS SOBRE ANATOMIA DO CÉREBRO

O cérebro humano, contido dentro de uma estrutura óssea chamada caixa craneana, é dividido em três regiões principais que são o tronco cerebral, o córtex cerebral e o cerebelo, cada uma delas dividida funcionalmente em áreas especializadas, conforme pode ser observado nas figuras 1.1 e 1.2. O tronco cerebral é o ponto de ligação com a medula espinhal e contém os sistemas de controle que regulam o suporte à vida, como a manutenção do batimento cardíaco e da respiração, bem como a regulação da temperatura corporal. Acima do tronco cerebral está localizado o cerebelo, atuando como um processador de sinais capaz de manter o equilíbrio e prover o controle fino para movimentos suaves ou complexos de outras partes do corpo.

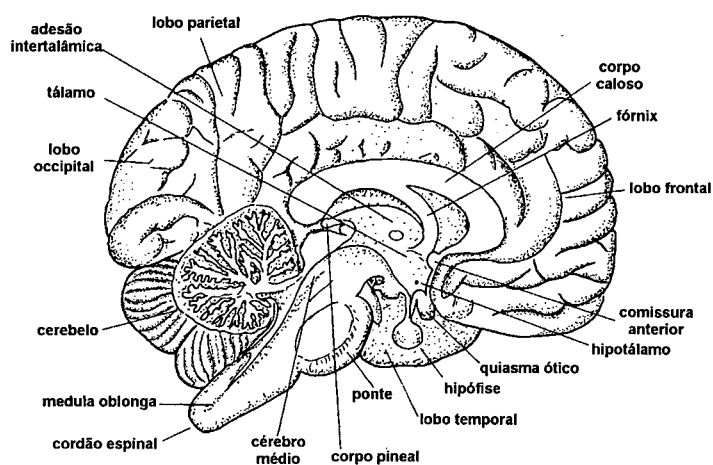


Figura 1.1 Corte do cérebro no plano sagital, mostrando as suas diversas áreas especializadas. (Modificado de Bronzino, 1986).

O tálamo tem a função de coletar as informações visuais, auditivas e somato-sensórias provenientes do córtex, modificando-as em um processo que ainda não é bem conhecido. Estas informações são repassadas ao sistema de ativação reticular, que tem a função de provocar o córtex para que o mesmo preste atenção às sensações captadas e as processe (Bronzino, 1986). Existem evidências de que este sistema, modulado por fatores neuro-hormonais, seja responsável pela regulação do sono.

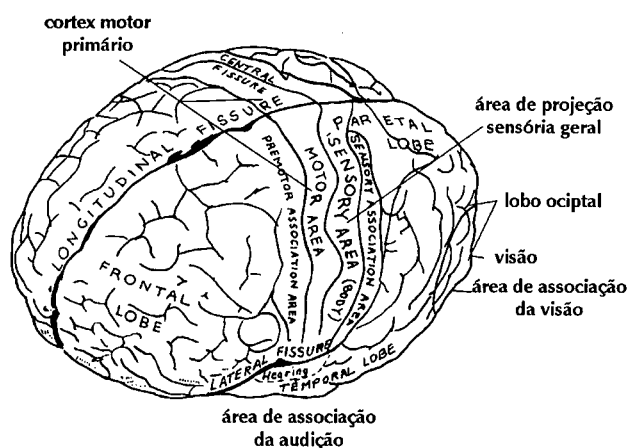


Figura 1.2 Áreas do cérebro humano - córtex. (Modificado de Bronzino, 1986).

A porção mais volumosa e de mais alto nível do encéfalo é chamada de cérebro, sendo dividido nos hemisférios direito e esquerdo, ambos recobertos por uma camada de células com espessura de 2 a 5 milímetros que formam o córtex.

Alguns sulcos e marcos anatômicos são encontrados praticamente na mesma posição, em todos os cérebros humanos, constituindo importantes referências para a denominação das regiões corticais ou lobos principais. Estes lobos recebem a mesma denominação dos ossos do crânio, ou seja, frontal, occipital, parietal e temporal (Costa, 1994).

Segundo Bronzino (1986) o lobo occipital, localizado na parte de trás da cabeça, contém o córtex visual, enquanto o lobo temporal de cada hemisfério contém o córtex auditivo. O lobo parietal contém duas áreas distintas, uma delas responsável por receber os sinais sensoriais de cada parte do corpo e a outra responsável por discriminar os sinais recebidos, permitindo reconhecer o formato de objetos, por exemplo. O lobo frontal contém a parte do córtex responsável pelo comando dos neurônios motores e por outras atividades que ainda não foram bem estabelecidas.

As regiões cuja funcionalidade não foi especificamente descrita são chamadas de áreas de associação, e parecem ter a finalidade de integrar informações vindas de outras áreas e de modificar outros processos neuronais.

1.2 CONCEITOS BÁSICOS DE NEUROFISIOLOGIA

Os tecidos cerebrais são compostos basicamente por dois tipos de células, os neurônios e as glias. Os neurônios ou células nervosas são as unidades funcionais de todo o sistema nervoso, e apresentam três partes distintas, conhecidas como soma (porção central), dendritos (terminais receptores) e axônio (terminal transmissor). As células gliais, entre outras funções, são responsáveis pela formação da bainha de mielina que circunda o axônio, causando a aceleração da condução elétrica (Costa, 1994).

Os neurônios apresentam a propriedade da excitabilidade, ou seja, são capazes de responder a estímulos externos. Quando, por exemplo, uma seção de pele em alguma região do

corpo é tocada, uma série de fibras nervosas sensoriais são excitadas mecanicamente, e os axônios destas células desencadeiam trocas químicas (sinapses) com os dendritos das células adjacentes, transmitindo a informação em forma de impulso elétrico (Patton et al., 1989). Esse grupo de células que foram excitadas pelo primeiro impulso elétrico desencadeia novamente o processo sobre as células adjacentes, até que a informação chegue à área apropriada do cérebro.

As mensagens eletro-químicas trocadas pelas células excitáveis implicam em mudanças na diferença de potencial elétrico que existe entre o lado interno e o lado externo da membrana celular. Quando a célula encontra-se em repouso, o potencial elétrico medido é da ordem de -70 mV a -95 mV, mais negativo no interior da célula, por convenção (Normann, 1988). Ao receber um estímulo adequado, tal como um fluxo iônico ou algum outro tipo de energia - mecânica, elétrica, calor - a membrana celular deixa que alguns íons de cálcio penetrem no interior da célula, desencadeando um efeito do tipo "bola de neve" onde cada vez mais íons de cálcio penetram e, mais lentamente, os íons potássio presentes no interior da célula tendam a migrar para o exterior. Este efeito dura cerca de 1 milissegundo e neste período o potencial de membrana passa do valor de repouso para cerca de +20 mV a +30 mV. O processo é conhecido como despolarização celular (Bronzino, 1986). O fenômeno da despolarização é seguido pela repolarização, que consiste na retomada gradual da situação de repouso anterior. A repolarização acontece por meio de um processo ativo localizado na membrana celular, conhecido como "bomba de sódio/potássio". O ciclo de despolarização e repolarização constitui o chamado *potencial de ação*, que é o impulso nervoso básico. A figura 1.3 mostra a simulação do formato de vários potenciais de ação, cuja duração, formato e amplitude podem variar de acordo com a temperatura do meio e com a concentração dos elementos químicos envolvidos (Patton et al., 1989; Tavares et al., 1995).

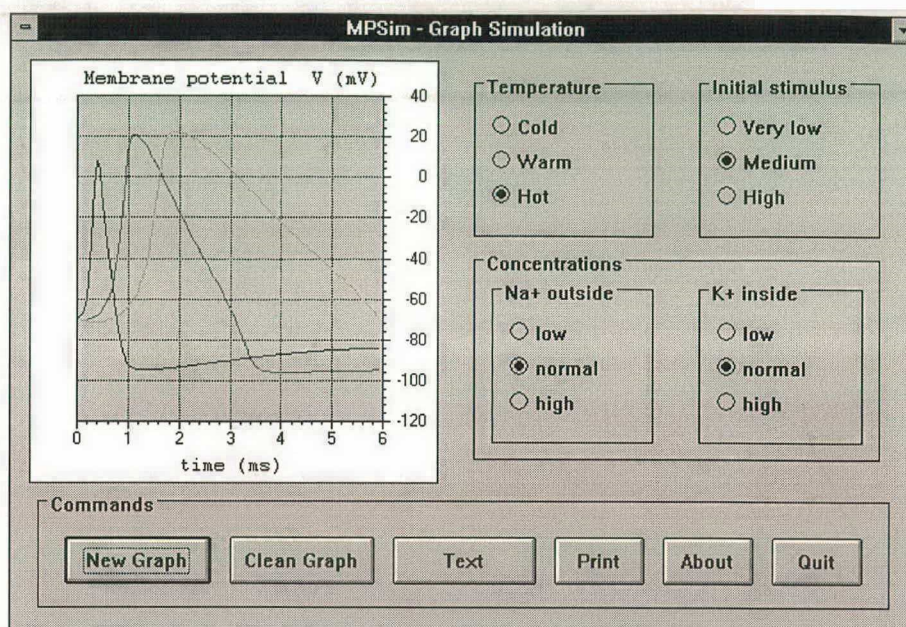


Figura 1.3 Cópia de tela de um programa para simulação do potencial de ação, mostrando o efeito da temperatura sobre a amplitude e duração da despolarização celular. (Reproduzido de Tavares, 1995).

A seguir são listadas algumas características básicas dos potenciais de ação, de acordo com Normann (1988), Bronzino (1986) e Guyton (1976):

- o potencial de ação é um fenômeno do tipo tudo ou nada, ou seja, dado um estímulo que despolarize a membrana até um determinado valor de limiar, o potencial de ação é desencadeado;
- o potencial de ação propaga-se ao longo de uma dada fibra nervosa com uma velocidade constante, que depende do tipo e do tamanho da fibra, bem como da espessura da camada de mielina e do número e conformação de outras estruturas conhecidas como “nós de Ranvier”;
- uma vez iniciado o processo de despolarização, existe um período de tempo no qual é impossível desencadear um novo potencial de ação. Este período recebeu o nome de “período refratário absoluto”, e pode durar vários milissegundos. Sucede-se um outro intervalo de tempo chamado “período refratário relativo”, durante o qual um estímulo de intensidade muito grande pode desencadear um potencial de ação. Os períodos refratários limitam o número de disparos numa fibra nervosa a cerca de 1000 por segundo, no máximo.

Os potenciais que aparecem sobre a membrana celular após a repolarização são chamados de potenciais pós-sinápticos ou potenciais tardios. Esses potenciais são provavelmente os principais responsáveis pela geração dos campos elétricos extra-celulares que vão influenciar na formação do eletroencefalograma, já que os potenciais de ação apresentam uma curta duração (Niedermeyer e Lopes da Silva, 1987).

1.3 CARACTERIZAÇÃO DOS RITMOS DO ELETROENCEFALOGRAMA

Os registros dos sinais elétricos presentes no escalpo indicam que a atividade elétrica no cérebro ocorre continuamente, e a intensidade e o ritmo destes sinais dependem do nível global de excitação do cérebro (Costa, 1994).

Ao contrário de outros sinais bioelétricos, como o ECG, o registro eletroencefalográfico é caracterizado por uma aparente irregularidade. Contudo, vários padrões distintos de funcionamento cerebral normal foram identificados por pesquisadores e receberam a designação de ritmo alfa (α), beta (β), delta (δ) e teta (θ) (Guyton, 1976; Poblet et al, 1988; Geddes e Baker, 1989). Outros tipos de ritmos descritos na literatura, como complexos K, ondas V e complexos Mu não serão abordados.

O ritmo alfa é caracterizado por sinais com amplitude na faixa de 20 a 200 μV e frequência entre 8 e 13 Hz, e é melhor detectado sobre a região occipital. Este ritmo aparece com maior intensidade em sujeitos normais, em estado desperto, sem realizar nenhuma atividade e com os olhos fechados. O formato das ondas é geralmente arredondado ou sinusoidal.

O ritmo beta apresenta frequências compreendidas na faixa dos 14 Hz aos 30 Hz, raramente chegando aos 50 Hz. O registro das ondas beta pode ser feito nas regiões frontal e parietal, apresentando amplitudes geralmente menores que 30 μV (Costa, 1994). As ondas beta são divididas em dois grupos principais, chamados beta I e beta II. As ondas beta I apresentam uma frequência de mais ou menos o dobro da frequência do ritmo alfa e também são inibidas pelo esforço mental e atenção. As ondas beta II, ao contrário, surgem mediante ativação intensa do sistema nervoso central ou durante um estado de tensão (Guyton, 1976).

O surgimento do ritmo teta está associado a estados de sonolência, desapontamento ou frustração, sendo mais comum na infância. A faixa de frequências para este ritmo situa-se entre os 4 e os 7 Hz (Guyton, 1976).

O ritmo delta é o mais lento de todos, sendo composto por ondas com frequência inferior a 3,5 Hz e tem origem no córtex. Apresenta-se mais facilmente na infância, mas aparece também no sono profundo e nas enfermidades cerebrais graves.

A figura 1.4 mostra os ritmos característicos do EEG associados a vários estados de um sujeito normal, da excitação ao sono profundo, contendo ondas alfa, beta, delta e teta.

Nas várias fontes bibliográficas pesquisadas foram constatadas diferenças nos limites de frequência entre cada um dos ritmos. Os valores adotados ao longo do desenvolvimento deste trabalho estão mostrados na tabela 1.1 e resultaram de uma escolha pela média dos valores fornecidos por vários autores e da necessidade de definir limites com números inteiros, conforme ficará evidenciado no capítulo referente à implementação do programa para o microcontrolador.

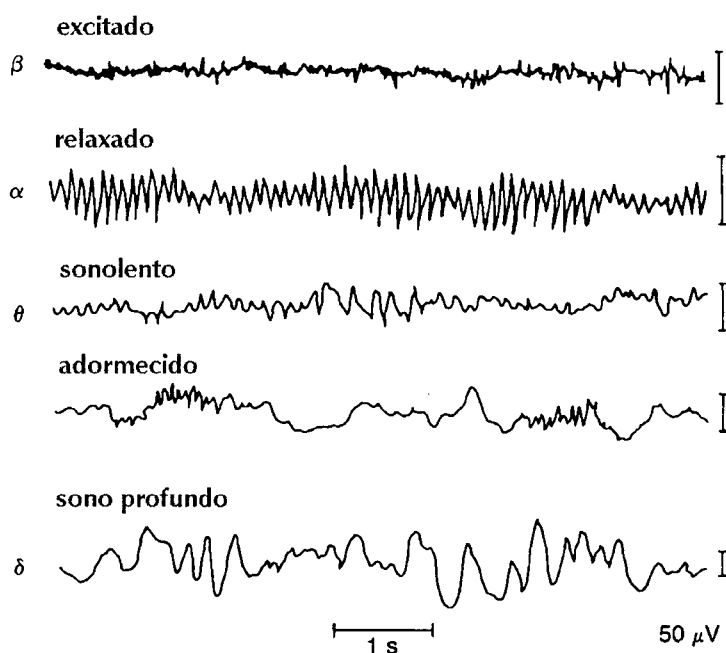


Figura 1.4 Registros eletroencefalográficos obtidos em paciente normal, durante excitação, relaxamento e vários estágios do sono. (Modificado de Bronzino, 1986).

Tabela 1.1 Ritmos característicos do EEG normal e sua faixa de frequências

Ritmo	Frequência (Hz)	Comentários
Alfa	8 - 13	occipital, associado com sujeito desperto e relaxado; mais intenso com os olhos fechados
Beta	14 - 30	mais evidente nas derivações frontais-parietais; melhor observado com alfa bloqueado
Delta	1 - 3	presente em: crianças com menos de 1 ano; durante o sono normal; em doenças do cérebro
Teta	4 - 7	predominante em crianças dos 2 aos 5 anos; mais evidente nas derivações parietais-temporais

1.4 POSICIONAMENTO DOS ELETRODOS PARA AQUISIÇÃO DO EEG

Para ter-se uma noção exata da atividade cerebral é necessário captar o sinal de EEG simultaneamente em diferentes áreas do escalpo, cobrindo os dois hemisférios (Costa, 1994). A partir do advento dos equipamentos multicanal, cada laboratório passou a utilizar a sua própria configuração de eletrodos, dificultando os estudos comparativos e o desenvolvimento de métodos de análise. Somente em 1947, no Primeiro Congresso Internacional de EEG, a padronização da posição dos eletrodos foi recomendada. Em 1958, Herbert Jasper sugeriu o método chamado Sistema Internacional de Posicionamento de Eletrodos 10-20, utilizado até hoje (DeMarre e Michaels, 1983; Bronzino, 1986). No Sistema Internacional os eletrodos são posicionados de acordo com cada paciente, utilizando os marcos anatômicos da cabeça como pontos de referência e permitindo uma cobertura o mais uniforme possível de toda a área do escalpo. A figura 1.5 mostra a posição dos eletrodos neste sistema, e as próprias letras que referenciam cada um indicam a sua posição: P para parietal, F para frontal, T para temporal, C para central, O para occipital e A para auricular (Tyner et al., 1989). Os eletrodos colocados no hemisfério esquerdo recebem números ímpares, os colocados no hemisfério direito recebem números pares e os eletrodos colocados sobre a linha central recebem o índice "z" (Moraes, 1996). O termo 10-20 originou-se das distâncias observadas entre os eletrodos, colocados a cada

10 ou 20% da distância total entre um determinado par de marcos anatômicos (nasion,inion e orelhas).

Em 1982, Buchsbaum et al. propuseram uma expansão no número de eletrodos do Sistema Internacional, baseado na colocação de um eletrodo extra dentro de cada quadrado formado a cada quatro eletrodos originais. A finalidade era aumentar a resolução espacial do EEG, e o sistema passou a ser conhecido como "expansão de Buchsbaum" (Niedermeyer e Lopes da Silva, 1987).

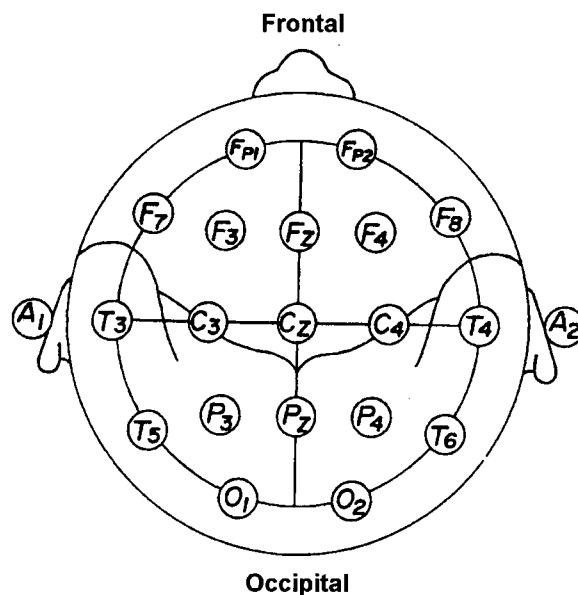


Figura 1.5 Colocação dos eletrodos para aquisição do eletroencefalograma, de acordo com o Sistema Internacional de Posicionamento 10-20. (Reproduzido de Tyner et al., 1989).

1.5 DERIVAÇÕES DO EEG

O registro de cada canal do eletroencefalograma é realizado tomando-se a diferença de potencial entre dois eletrodos. Cada conjunto de dois eletrodos é referenciado pelo termo "derivação", que pode ser do tipo monopolar ou bipolar (Gueddes, 1989), conforme pode ser observado na figura 1.6. Na derivação monopolar é medida a diferença de potencial entre um eletrodo e uma tensão de referência, que pode ser um dos eletrodos, uma referência extra-cerebral (orelha, nariz, queixo, mandíbula) ou a média da tensão de todos os canais (Costa, 1994). Na

derivação bipolar é medida sempre a diferença de potencial entre dois eletrodos e, portanto, o sinal registrado não apresenta uma referência comum, inviabilizando as comparações de amplitude entre os canais. A vantagem no uso da derivação bipolar reside na obtenção de respostas mais bem localizadas no espaço, já que os sinais elétricos (sinal ou ruído) comuns a todos os eletrodos cancelam-se na medida diferencial (Poblet et al., 1988).

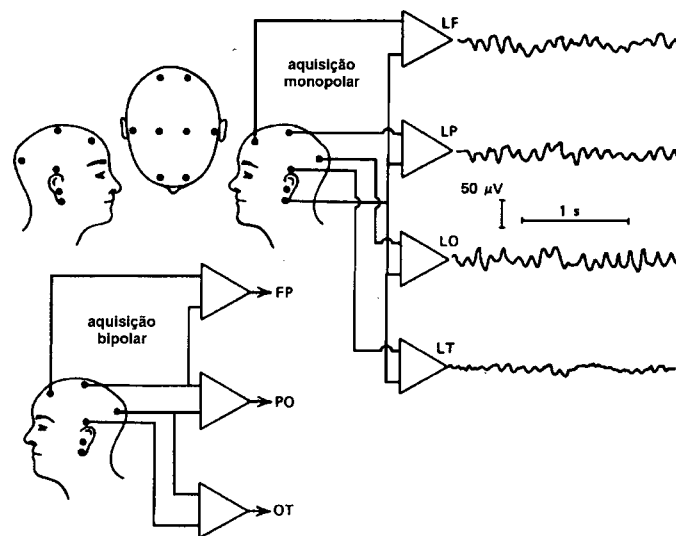


Figura 1.6 Método para conexão dos canais em um sistema de aquisição do EEG. Na aquisição monopolar, o eletrodo de referência fica localizado no lóbulo da orelha, no pescoço ou no queixo. (Modificado de Gueddes e Baker, 1989).

1.6 ANORMALIDADES FUNCIONAIS DETECTÁVEIS PELO EEG

O maior valor clínico da eletroencefalografia reside no estudo dos ataques epilépticos, caracterizados por uma ativação excessiva de todo o sistema nervoso central, permitindo detectar o seu tipo, localização e extensão (Poblet et al., 1988). Para cada tipo de epilepsia existe um traçado típico do EEG, detectável durante e muitas vezes também entre as crises. Alguns exemplos de traçados anormais podem ser observados nas figuras 1.7 e 1.8.

O pequeno mal é caracterizado por inconsciência que perdura de 3 a 30 segundos, acompanhada por movimentos musculares espasmódicos, geralmente na região da cabeça. Logo após a pessoa retoma a consciência e volta à atividade anterior, a não ser quando uma crise de pequeno mal age como fator desencadeador de uma crise de grande mal. O traçado correspondente ao pequeno mal é caracterizado por complexos ponta-onda com frequência em torno de 3 Hz.

O grande mal caracteriza-se por descargas neuronais de grande intensidade em todas as áreas do cérebro, também transmitidas à medula espinhal causando convulsões generalizadas por todo o corpo (Costa, 1994). A duração da crise do grande mal pode durar de vários segundos até 3 a 4 minutos, e geralmente é seguida por inconsciência que pode durar de alguns minutos a até uma hora (Poblet et al, 1988). O registro do EEG apresenta inicialmente uma diminuição da intensidade dos potenciais elétricos, seguida de descargas de alta frequência e com potencial elevado.

Outra anormalidade funcional que pode ser detectada pela eletroencefalografia é a epilepsia focal, originada em uma porção específica do cérebro geralmente por ação de um tumor, distúrbio congênito ou destruição de tecidos (Costa, 1994). Influências como estas podem gerar descargas neuronais muito rápidas, com efeito recrutante sobre as áreas adjacentes ou sobre todo o cérebro, possibilitando o desencadeamento de uma crise do grande mal.

A chamada crise psicomotora é um tipo de epilepsia focal, sendo caracterizada por sintomas como: períodos curtos de amnésia; acessos de cólera; ansiedade, desconforto ou medo anormais; momentos de incoerência na fala (Guyton, 1976).

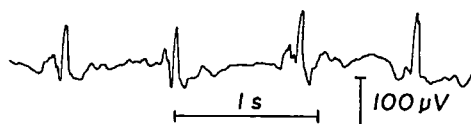


Figura 1.7 Registro de um sinal de EEG anormal, contendo pontas ("spikes"). (Reproduzido de Tyner et al., 1989).

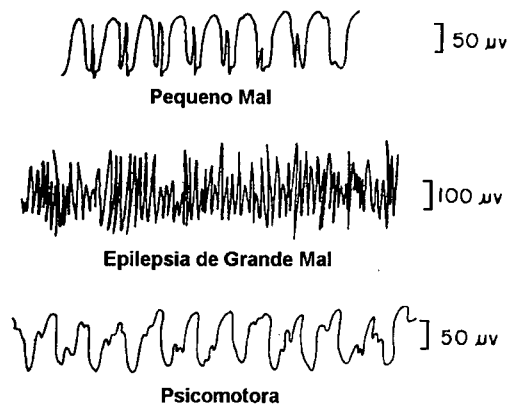


Figura 1.8 Registros do sinal de EEG correspondentes à epilepsia, em algumas de suas formas. (Reproduzido de Guyton, 1976).

1.7 RELAÇÃO ENTRE O EEG E A PROFUNDIDADE ANESTÉSICA

A monitorização de parâmetros fisiológicos em anestesiologia tem duas finalidades, que são acompanhar a resposta do paciente à anestesia aplicada e revelar desvios anormais (Vieira, 1992).

Sabe-se que a profundidade anestésica altera o registro eletroencefalográfico (DeMarre e Michaels, 1983), de uma forma que depende do tipo e da quantidade do agente anestésico utilizado (Geddes e Baker, 1989). Apesar disto várias similaridades foram observadas independentemente do agente e começam com a substituição do ritmo alfa, característico do sujeito desperto, por ondas de baixa amplitude e frequência mais elevada. A partir deste estágio inicial e à medida em que a anestesia vai sendo aprofundada, a característica do EEG obtido depende bastante do tipo de anestésico. Atingidas as etapas mais profundas do processo anestésico novamente a resposta é previsível, obtendo-se ondas de alta amplitude, e tão mais lentas quanto mais profunda a anestesia (ritmo delta). Atingindo-se um nível anestésico muito profundo (danoso), o registro tende a ser isoelétrico (Geddes e Baker, 1989).

Alguns fatores que complicam a interpretação do estado anestésico a partir do EEG são a presença de hipoxia (baixo teor de oxigênio no sangue arterial ou tecido), hipercapnia (tensão arterial excessivamente elevada de dióxido de carbono) e hipoglicemia (concentração muito baixa de glicose no sangue circulante), todos eles fatores mímicos do registro profundo.

Apesar da dependência entre o registro obtido e o tipo de anestésico, é relativamente fácil associar o EEG com os sinais clínicos que acompanham as diversas fases do processo anestésico, concluindo-se então sobre a profundidade a cada momento (Geddes e Baker, 1989). Klein et al. (1980) propuseram uma tabela de classificação da profundidade anestésica em função do ritmo cerebral predominante: ondas delta significam nível anestésico muito profundo, ondas teta equivalem a anestesia profunda, ondas alfa a nível anestésico médio e ondas beta a anestesia suave a muito suave.

Vários pesquisadores têm desenvolvido trabalhos sobre a relação entre o EEG e a profundidade anestésica. Em 1950, Bickford descreveu um servo-sistema no qual o EEG controlava a profundidade anestésica: um integrador realizava a soma da atividade do EEG em um canal e, quando um certo limiar era atingido, um thyatron disparava descarregando o capacitor do integrador e injetando uma nova dose de anestésico no animal sob estudo (Geddes e Baker, 1989; Langford e Thomsen, 1994).

Machado e Werneck (1992) propuseram a construção de um monitor de profundidade anestésica totalmente analógico, baseado na aquisição do EEG em um único canal, separação dos ritmos característicos utilizando filtros passa-faixa e indicação visual através de indicadores luminosos do tipo gráfico de barras (*bargraph*).

Sharma et al. (1992) obtiveram bons resultados na estimativa da profundidade anestésica em cães durante o uso de halotano como anestésico. O EEG foi registrado em quatro canais e submetido à análise auto-regressiva para extração das componentes em cada frequência, sendo o resultado colocado como entrada em uma rede neural do tipo perceptron de três camadas.

Watt et al. (1994) propuseram a análise conjunta do espectro de potência convencional e da dimensionalidade do EEG, considerando-o como um sistema dinâmico não-linear que pode exibir comportamento caótico. Os resultados obtidos, com o estudo de oito pacientes submetidos

cada um a três diferentes níveis anestésicos, indicam a viabilidade de utilizar esta técnica como indicador mais preciso da profundidade anestésica.

Watt et al. (1995) estudaram a combinação da análise biespectral com redes neurais para, a partir do sinal de EEG captado em dois canais, determinar mais precisamente a profundidade anestésica. A rede neural utilizada, do tipo *back propagation* de três níveis, alimentada com os dados resultantes da análise de bicoerência, permitiu ampliar a média de acertos de 75% para 82%.

Langford e Thomsen (1994) sugerem que o desenvolvimento de equipamentos para monitorização da profundidade anestésica, baseados na aquisição do EEG, utilizem várias modalidades de análise visando aumentar a confiabilidade do método. Além do EEG espontâneo, seriam registrados também os sinais correspondentes aos potenciais evocados, fornecendo uma análise mais precisa acerca do estado anestésico do paciente.

A partir destes trabalhos conclui-se que o eletroencefalograma pode ser usado como um indicador complementar, que juntamente com a monitorização de outros parâmetros fisiológicos como ritmo cardíaco, saturação periférica de oxigênio, pressão arterial e resposta neuromuscular, torna o processo anestésico mais seguro para o paciente.

A Sociedade Americana de Anestesiologistas recomenda, desde 1990, que seja realizado o acompanhamento de pacientes anestesiados, durante procedimento cirúrgico, utilizando os parâmetros acima listados e também o eletroencefalograma e os potenciais evocados, entre outros. Todavia, é de extrema importância ressaltar que nunca se deve monitorizar um sistema de fornecimento de anestésicos a partir das respostas fisiológicas do paciente, pois quando estas chegam a manifestar-se já pode ter havido dano irreversível. Os problemas mais comuns são o fornecimento ao paciente de mistura gasosa pobre em oxigênio, o excesso de agente anestésico e a perda de pressão positiva no sistema, tornando-o incapaz de ventilar adequadamente os pulmões. (Bronzino, 1995).

Monitores eletrônicos não substituem o anestesiolegista, mas constituem auxiliares importantes que reforçam a sua acuidade (Vieira, 1992).

Finalmente, a monitorização contínua da atividade cerebral durante um procedimento cirúrgico pode indicar a profundidade anestésica, minimizando o risco de danos ao paciente e do aprofundamento desnecessário da sedação; pode alertar o anestesiológico para eventos como crises epiléticas ou isquemia cerebral, possibilitando ações corretivas antes que ocorra dano permanente; pode determinar a integridade de um caminho neuronal durante cirurgias no cérebro ou no cordão espinhal (Langford e Thomsen, 1994).

Capítulo 2

Aquisição e Processamento do Sinal de EEG

2.1 ELETRODOS

Eletrodos são usados para realizar a captação de sinais bioelétricos e também para a aplicação de corrente elétrica a tecidos vivos, causando estimulação. Os eletrodos utilizados neste trabalho desempenham as duas funções, a primeira para captar os potenciais correspondentes ao EEG, diretamente do escalpo, e a segunda durante o teste de impedância da conexão com o escalpo. O contato entre os eletrodos e o escalpo é facilitado pelo uso de um eletrólito especial, comumente chamado de pasta eletrolítica (Geddes e Baker, 1989), conforme pode ser observado na figura 2.1. A interface eletrodo-eletrólito-escalpo apresenta uma diferença de potencial própria que varia de acordo com os tipos de material utilizados, e recebe o nome de potencial de meia-célula (Normann, 1988). Esta diferença de potencial pode variar em função de alguns fatores, mas deseja-se que a variação seja sempre a mínima possível, ou seja, que o eletrodo apresente uma boa estabilidade (Webster, 1992).

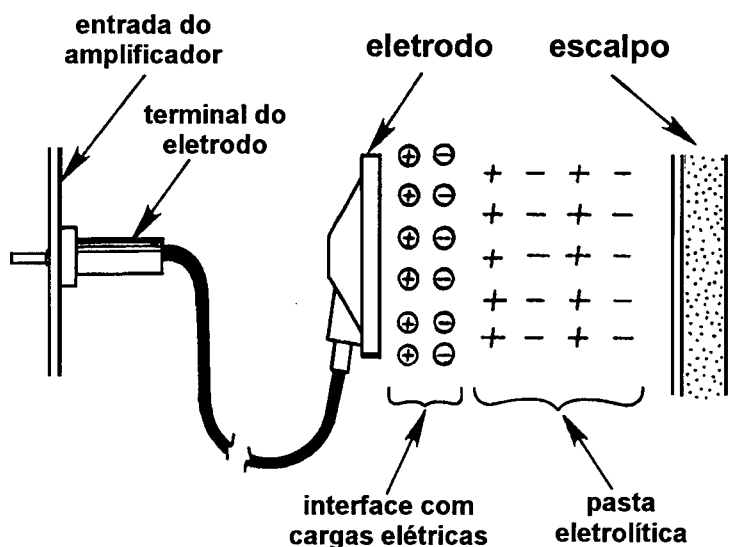


Figura 2.1 Formação de cargas elétricas na interface eletrodo-eletrólito-escalpo. (Modificado de Tyner et al., 1989).

Outro fator que influencia fortemente na qualidade do sinal é a geração de ruído no próprio eletrodo. A figura 2.2 mostra um arranjo utilizado para determinar tanto a estabilidade quanto o ruído nos eletrodos. Segundo Geddes e Baker (1989), um par de eletrodos do mesmo material, limpos por processo eletrolítico, apresentam resposta estável quando imersos em uma solução salina a 0,9 %.

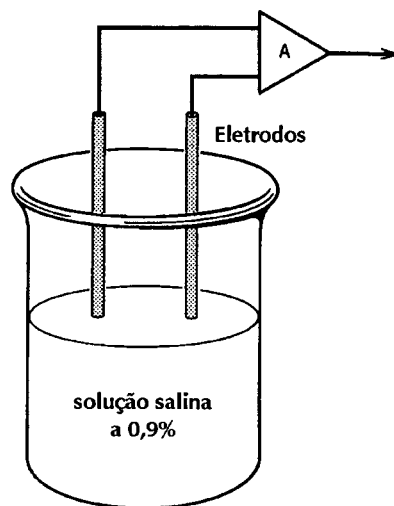


Figura 2.2 Aparato para medir estabilidade e ruído nos eletrodos. (Modificado de Geddes e Baker, 1989).

A presença de qualquer contaminante metálico em um eletrodo causa flutuações no seu potencial, que serão amplificadas pelo instrumento ao qual está ligado. A figura 2.3 ilustra esta situação: na coluna da esquerda os eletrodos estão expostos; na coluna do meio um dos eletrodos está contaminado com outro metal; na coluna da direita o contaminante foi removido. Na figura 2.3 (a) os eletrodos de cobre são recobertos por prata; a contaminação por cobre é obtida removendo uma pequena área da prata, ocasionando o surgimento de ruído significativo. Em 2.3 (b) os eletrodos são de cobre e o contaminante é a prata. Em 2.3 (c) os eletrodos são de cobre recobertos por prata (eletroquimicamente), e a contaminação é feita removendo uma área da camada de prata. Nos três casos, uma vez removida a fonte de contaminação, o ruído do eletrodo volta aos patamares normais.

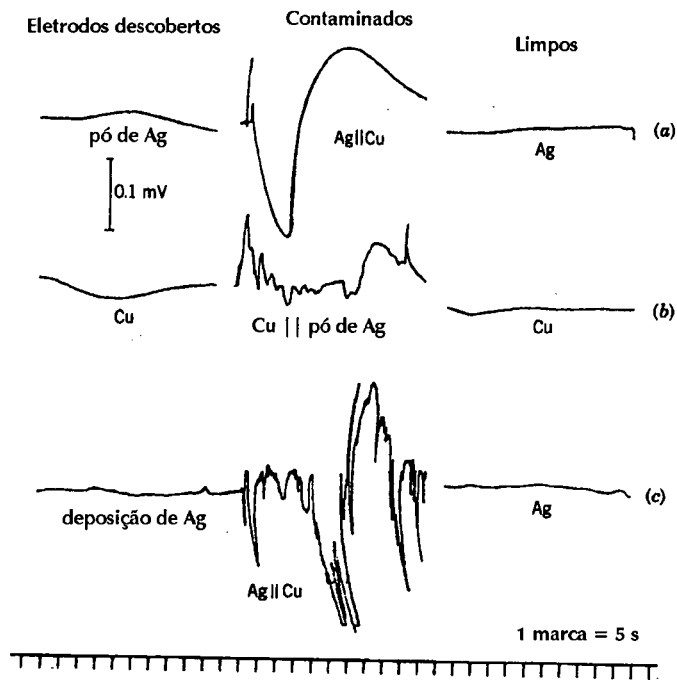


Figura 2.3 Registros de ruído em pares de eletrodos imersos em solução salina (ver texto). (Modificado de Geddes e Baker, 1989).

A introdução dos eletrodos de prata clorada deve-se a d'Arsonval, em 1880. Sua intenção era a obtenção de eletrodos de fácil preparação e sem diferença de potencial. Geddes e Baker (1989) estudaram os eletrodos de prata-cloreto de prata em 1967, obtendo os resultados mostrados na figura 2.4. O registro mostrado em (a) foi feito utilizando eletrodos de prata pura; o registro em (b) foi obtido após um processo eletroquímico para deposição do cloreto, e evidencia a diminuição significativa do ruído; em (c) os eletrodos foram raspados, removendo o cloreto depositado e ocasionando a volta do ruído; em (d) o processo eletroquímico foi repetido, mas com polaridade inversa, resultando em um nível de ruído ainda menor; em (e) foi realizada uma limpeza eletroquímica e uma posterior eletrodeposição, com tempo estipulado em função do consumo de corrente; em (f) fica evidente que nem todo o ruído presente na saída do amplificador pode ser atribuído aos eletrodos. Tyner et al. (1989) apresentam detalhes de como realizar o processo eletroquímico para formar eletrodos de prata-cloreto de prata (Ag-AgCl).

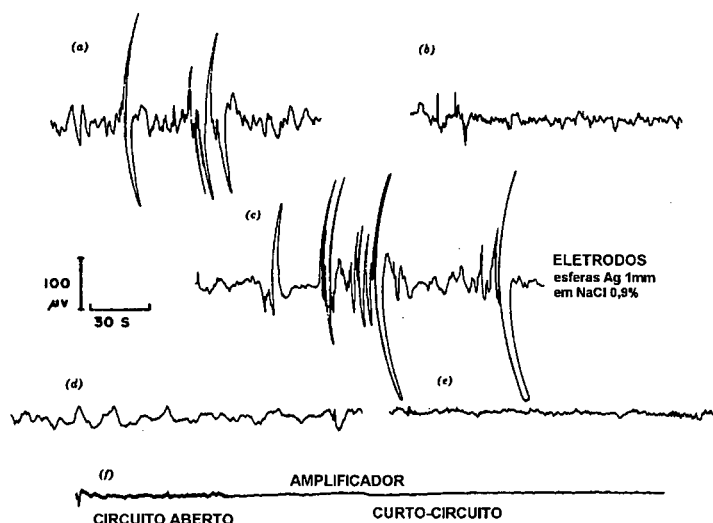


Figura 2.4 Registros de ruídos nos eletrodos de Ag-AgCl (ver texto). (Modificado de Geddes e Baker, 1989).

O protótipo desenvolvido foi testado com dois tipos de eletrodo: de Ag-AgCl, em forma de disco com cerca de 6 mm de diâmetro, usado para diversos tipos de biopotenciais; outros, recobertos de ouro, em forma de caneca, com furo superior para injeção de eletrólito, próprios para captação de EEG e potenciais evocados. A figura 2.5 mostra uma fotografia destes dois tipos de eletrodo.

Além da análise do ruído, outro fator de grande importância no registro de sinais bioelétricos é a impedância apresentada pela interface eletrodo-eletrólito-escalpo, modelada como um circuito RC série/paralelo mais fonte de sinal (Geddes e Baker, 1989), conforme pode ser observado na figura 2.6. Esta impedância deve ter o mínimo valor possível e ainda ter o mesmo valor para ambas as entradas do amplificador, para minimizar os erros de amplificação (ver Anexo D). A medição da impedância para cada eletrodo, antes do início do registro dos sinais, é uma boa prática. Esta medição é feita utilizando-se uma fonte de corrente AC, para evitar a polarização dos eletrodos. O valor nominal desta corrente situa-se na faixa dos poucos microampéres, a fim de salvaguardar a integridade física do paciente (Tyner et al., 1989).

O medidor de impedância é conectado diretamente à caixa de eletrodos do equipamento de EEG, e o eletrodo a ser testado é separado dos demais, que são ligados em paralelo para

constituir o caminho de retorno da corrente (McGillivray, 1991). Desta forma, os eletrodos são testados um de cada vez. A impedância nominal não deve ultrapassar a faixa de $5\text{ K}\Omega$ a $10\text{ K}\Omega$ (Geddes e Baker, 1989; McGillivray, 1991). Se um determinado eletrodo aplicado ao paciente exibir impedância superior a este limite, o mesmo deve receber uma adição de eletrólito ou então ser trocado.

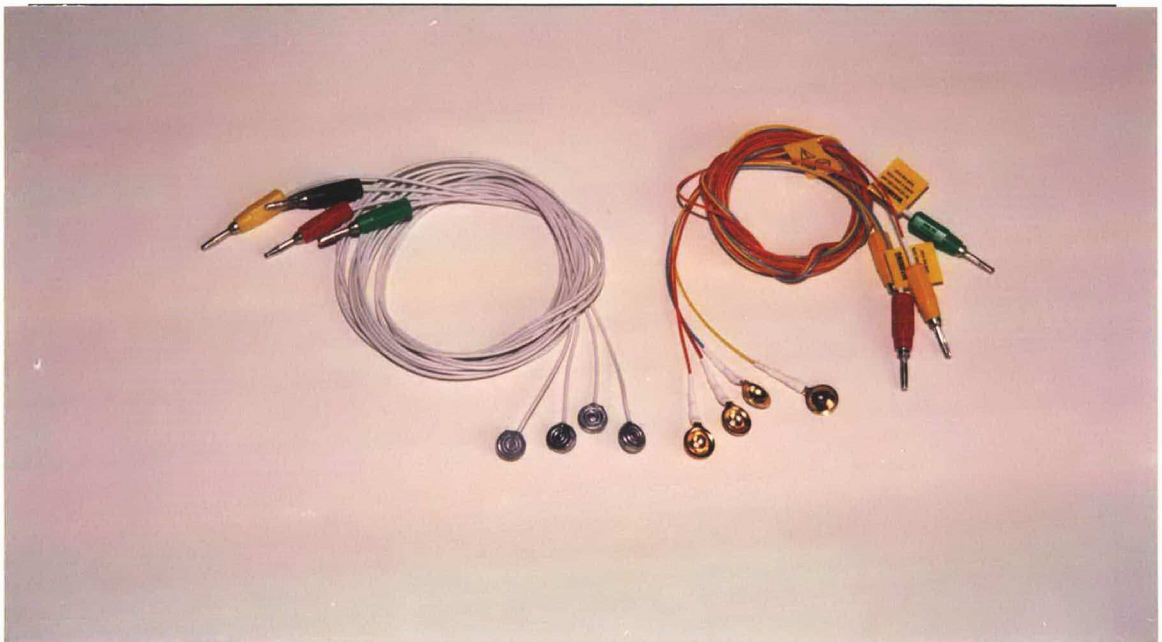


Figura 2.5 Dois tipos de eletrodo que podem ser utilizados na aquisição do EEG. À esquerda, eletrodo de Ag-AgCl em forma de disco. À direita, eletrodo recoberto de ouro em forma de caneca.

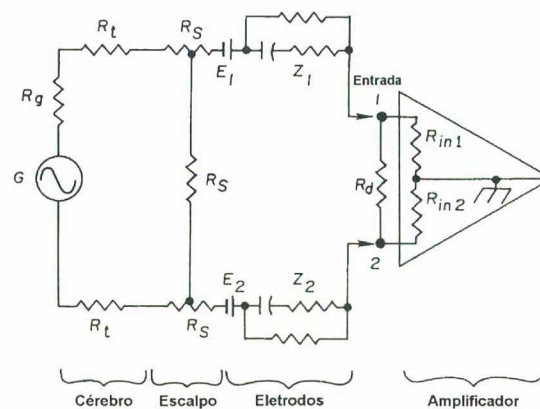


Figura 2.6 Circuito equivalente para os tecidos do paciente e par de eletrodos usados na aquisição de um canal de EEG. (Modificado de Tyner et al., 1989)

2.2 REQUISITOS PARA OS CIRCUITOS DE AQUISIÇÃO DO EEG

Um amplificador de EEG é um circuito que magnifica os sinais de entrada provenientes da atividade cerebral, de tal forma que os mesmos possam ser observados facilmente através de um dispositivo de saída. As tensões e frequências de entrada devem ser reproduzidas com a máxima exatidão possível (Tyner et al., 1989). Os sinais elétricos gerados pelo cérebro apresentam amplitudes geralmente menores que $300 \mu\text{V}$, em uma faixa de frequência que vai desde os mHz até cerca de 3 KHz (Bronzino, 1995). Todavia, a faixa de frequências de interesse para uso clínico vai de 0,1 Hz a 70 Hz (Tyner et al., 1989). Este fato implica na remoção das frequências não desejadas, visando diminuir o ruído e a variação de linha de base no registro, além de simplificar os requisitos dos circuitos digitais de conversão analógico-digital e processamento da informação.

Os quatro principais elementos em um circuito para captação do EEG são o amplificador com ganho variável, o filtro que minimiza a amplitude das frequências mais baixas, o filtro que minimiza as frequências mais altas e o filtro que minimiza a interferência proveniente da rede elétrica.

O amplificador, cuja entrada é do tipo diferencial, é responsável pela sensibilidade do circuito, geralmente definida em termos de $\mu\text{V}/\text{mm}$ ou $\mu\text{V}/\text{cm}$ (DeMarre e Michaels, 1983). A impedância diferencial de entrada deve ser a maior possível, a fim de evitar distorções no sinal, conforme pode ser observado na figura 2.7 (Geddes e Baker, 1989). Outro parâmetro importante é a razão de rejeição de sinais de modo comum ou CMRR, que também deve ser a maior possível a fim de que sinais presentes nas duas entradas do amplificador sejam rejeitados e apenas a diferença de tensão entre elas seja amplificada. Outra característica desejável é que o ganho diferencial seja alto, linear e estável (Normann, 1988). Amplificadores de instrumentação de boa qualidade apresentam impedâncias de entrada na ordem de $10^{15} \Omega$, CMRR igual ou superior a 120 dB e ganho ajustável entre 1 V/V e 1000 V/V.

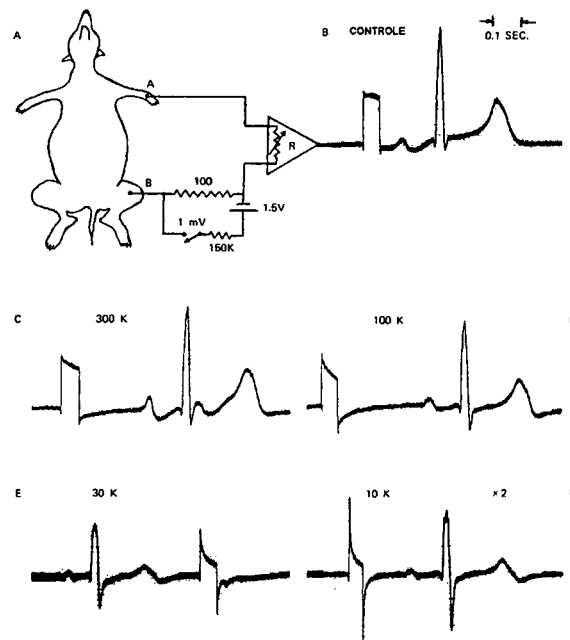


Figura 2.7 Distorção em um sinal de ECG causada pela diminuição da impedância de entrada do amplificador. (Modificado de Geddes e Baker, 1989).

O filtro passa-altas é definido em função da sua frequência de corte (f_c) de -3 dB, ou seja, consideram-se rejeitadas as componentes do sinal cuja amplitude é diminuída em 3 dB ou mais. Este filtro tem a função principal de eliminar a componente contínua (CC) do sinal, visando evitar a amplificação dos potenciais de eletrodo e outros ruídos de muito baixa frequência. Muitas vezes a especificação do filtro passa-altas é feita em termos da constante de tempo (CT) do filtro, conforme pode ser observado na figura 2.8. Os circuitos de aquisição do EEG que usam este tipo de filtro são conhecidos como “amplificadores com acoplamento CA” (Ciarcia, 1988).

O filtro passa-baixas utilizado nos circuitos de aquisição do EEG com finalidade clínica apresenta geralmente uma frequência de corte de -3 dB em torno de 70 Hz a 80 Hz (Webster, 1992), podendo ser modificada para algo em torno de 30 Hz caso a interferência da rede elétrica (50 ou 60 Hz) seja muito grande.

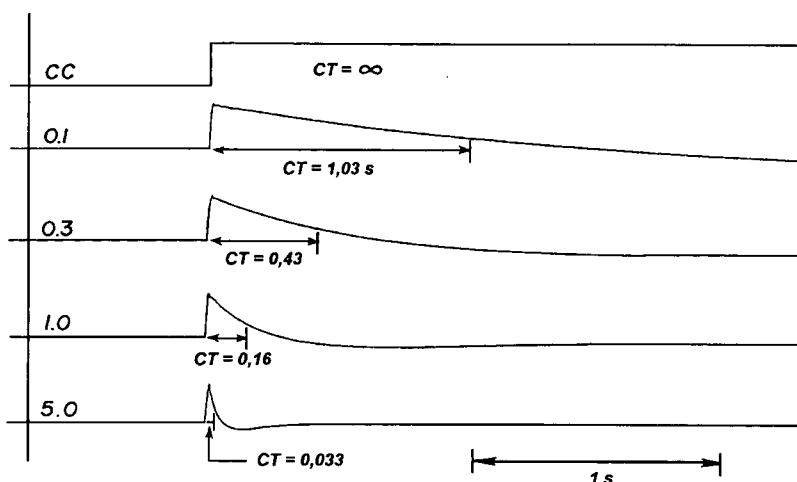


Figura 2.8 Efeito da constante de tempo do filtro passa-altas. A entrada do filtro é submetida a um degrau de tensão, e a saída do filtro tende sempre a voltar à situação de repouso, num tempo proporcional à CT. (Modificado de Tyner et al., 1989).

A minimização da interferência da rede elétrica depende de vários fatores que serão discutidos adiante. Um dos recursos usados é o filtro rejeita-faixa centrado na frequência da rede, também conhecido como filtro *notch*. A eficácia deste tipo de filtro é definida em termos do fator de mérito Q e da largura da faixa rejeitada (Kennedy, 1988). A sua utilização deve ser criteriosa, pois dependendo da qualidade do filtro, as frequências de interesse também sofrerão atenuação, tão mais intensa quanto mais próximas da frequência rejeitada (Tyner et al., 1989).

A figura 2.9 evidencia a rejeição da frequência de 60 Hz que geralmente contamina o sinal de EEG. Na figura 2.10 podem ser vistos alguns gráficos que mostram o efeito combinado dos filtros passa-baixas e rejeita-faixa.

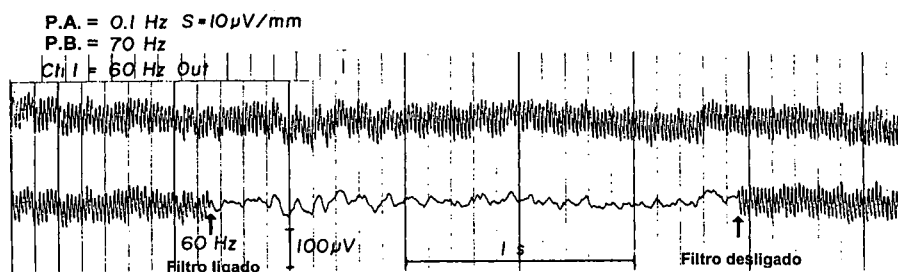


Figura 2.9 Efeito do filtro rejeita-faixa (*notch*) sobre um sinal de EEG contaminado com a frequência de 60 Hz proveniente da rede elétrica. (Modificado de Tyner et al., 1989)

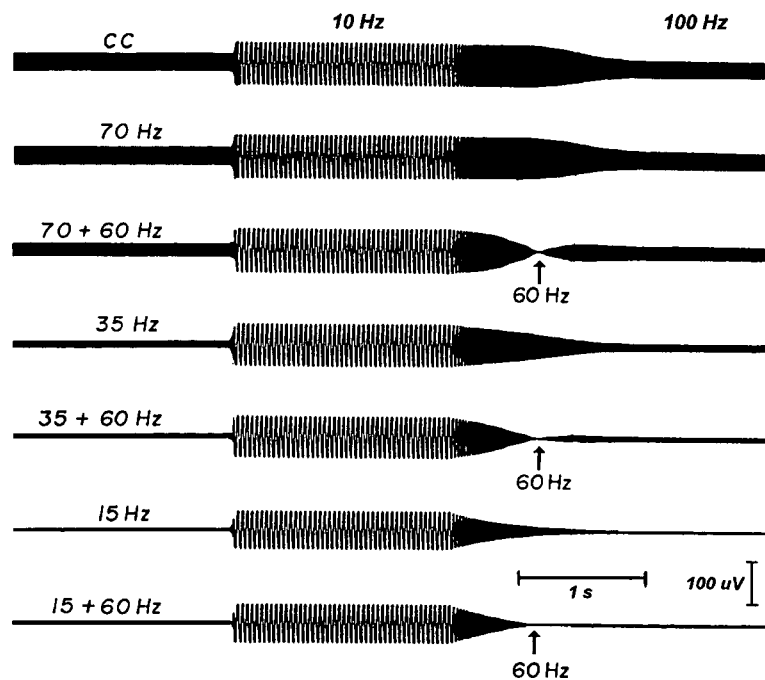


Figura 2.10 Efeito dos filtros passa-baixas e rejeita-faixa (60 Hz) sobre um sinal de entrada com freqüência variando de 10 a 100 Hz. Todos os filtros passa-altas apresentam freqüência de corte de 0,1 Hz. As setas indicam a posição exata do 60 Hz na saída de cada canal no qual o filtro rejeita-faixa está ligado, enfatizando a rejeição desta interferência. (Modificado de Tyner et al., 1989).

A impedância de entrada e a CMRR podem ser grandemente aumentadas com o uso de um circuito de guarda para as entradas, que consiste em ligar a blindagem (malha) dos cabos dos eletrodos a um potencial que é a média do potencial instantâneo entre as entradas diferenciais, conforme pode ser observado na figura 2.11. O amplificador operacional ligado como seguidor de tensão garante uma alta impedância de entrada, para não degradar o funcionamento do amplificador de instrumentação, e uma baixa impedância de saída para a blindagem. Em alguns amplificadores de instrumentação os resistores usados para formar o potencial comum já existem internamente, ao passo que em outros modelos torna-se necessário acrescentá-los externamente ao circuito integrado (Bronzino, 1995).

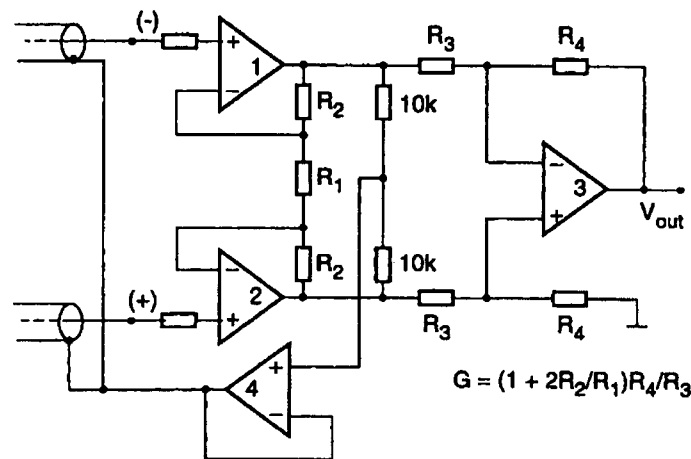


Figura 2.11 Circuito que implementa a blindagem ativa para os cabos dos eletrodos. (Reproduzido de Bronzino, 1995).

Um outro circuito projetado para aumentar a rejeição a sinais de modo comum é o chamado *driver* da perna direita (Webster, 1992; Bronzino, 1995), conforme pode ser observado na figura 2.12. O circuito recebeu este nome porque foi desenvolvido para uso em eletrocardiografia, mas pode também ser utilizado na aquisição do EEG. O amplificador operacional, ligado em configuração inversora, fornece uma realimentação negativa da tensão de modo comum ao eletrodo de referência. Outra vantagem decorrente do uso desta configuração é a de evitar que o paciente seja ligado diretamente ao terminal terra do circuito, minimizando o risco de choque elétrico. Se uma tensão anormalmente alta aparecer entre o paciente e o terminal terra, por efeito de correntes de fuga, o amplificador operacional satura e a resistência R_o fica colocada em série com o paciente. Como este resistor é da ordem de alguns $M\Omega$, a corrente máxima que poderá percorrer o corpo do paciente será de poucos μA (Webster, 1992).

Outro requisito para o equipamento de aquisição do EEG consiste em prover uma boa isolamento galvânica entre o paciente e a rede elétrica, a fim de evitar choques elétricos acidentais. Esta isolamento pode ser conseguida através de transformadores ou por acoplamento ótico (Webster, 1992; Lima et al., 1992).

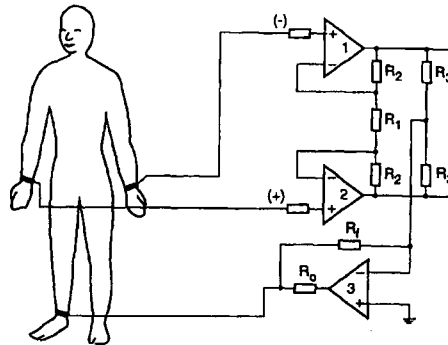


Figura 2.12 Circuito que implementa o eletrodo de referência ativo. (Reproduzido de Bronzino, 1995).

2.3 RUÍDOS E INTERFERÊNCIAS

Na saída de um amplificador de EEG deseja-se obter tão somente a representação fiel da atividade cerebral que ocorre no momento. Na prática, este intento é dificultado pela presença de ruídos e interferências, também conhecidos como “artefatos”, que podem ter origem biológica ou não (Tyner et al., 1989). A figura 2.13 representa o amplificador de EEG e os vários tipos de artefatos geralmente presentes durante a aquisição do sinal.

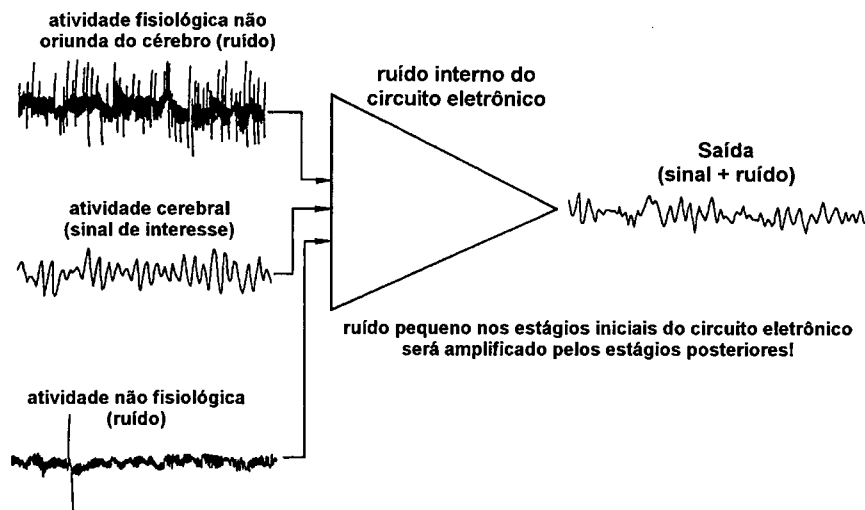


Figura 2.13 O registro do EEG resulta da combinação da atividade elétrica do cérebro com atividades elétricas de outras fontes, fisiológicas ou não. (Modificado de Tyner et al., 1989).

Os três tipos de ruído de origem fisiológica mais comumente encontrados são gerados por movimentos musculares, pela atividade elétrica cardíaca e pelo movimento dos olhos (Tyner et al., 1989). Os movimentos musculares podem ser contínuos e mascarar completamente o registro do EEG, ou então o disparo de unidades motoras pode ser confundido com pontas ("spikes"), similares àquelas que ocorrem na epilepsia, e levar a um diagnóstico errado. Como a frequência do sinal eletromiográfico sobrepõe a banda de interesse do EEG, principalmente com respeito às ondas beta, a filtragem simples dificilmente resolve o problema. Uma estratégia útil neste caso é tentar proporcionar o máximo de conforto ao paciente e levar em consideração que a ansiedade com relação ao exame tende a decrescer após alguns momentos. Johnson et al. (1979) desenvolveram um filtro digital capaz de rejeitar significativamente o ruído proveniente da despolarização dos músculos do escalpo, enquanto Babb et al. (1978) projetaram um sistema com amplificador amostrador-retentor capaz de eliminar, do sinal de EEG, os artefatos provocados por dispositivos de estimulação muscular que algumas vezes são utilizados juntamente com o registro do eletroencefalograma.

Com relação ao ECG, a voltagem presente sobre o escalpo é geralmente pequena, da ordem de 1 a 2 μV . Em pacientes nos quais o ECG captado no escalpo apresenta amplitudes maiores, recomenda-se o uso de derivações bipolares e a tentativa de mudar a posição da cabeça para minimizar o problema. Se estas providências não forem efetivas, sugere-se a monitorização simultânea do ECG, possibilitando localizar a origem dos sinais registrados no EEG.

O movimento dos olhos durante o registro do EEG pode simular ondas lentas com origem frontal. Se não for possível solicitar ao paciente que permaneça com os olhos parados (crianças, doença mental), deve-se registrar o movimento dos olhos utilizando eletrodos extras e realizar o mesmo tipo de comparação proposto no problema do ECG.

Outros artefatos de origem fisiológica que podem contaminar o registro do EEG são o movimento da língua, respiração, tremor decorrente de doenças como mal de Parkinson, eletroretinograma (em presença de estimulação ótica da retina) e potenciais de pele (Tyner et al., 1989).

Com relação às interferências provenientes de fontes não fisiológicas, destaca-se o ruído da rede elétrica, ocorrendo geralmente na frequência de 60 Hz. Este ruído é captado pelo equipamento de EEG de duas maneiras: a primeira por efeito eletrostático, causado pela capacitância entre os condutores da rede elétrica e outros condutores que funcionam como a segunda placa de um capacitor, como os eletrodos, o paciente e o operador do equipamento, entre outros; a segunda forma de interferência de 60 Hz dá-se pelo efeito eletromagnético, causado por lâmpadas, motores, transformadores e outros dispositivos, que induz tensões principalmente nos cabos dos eletrodos (DeMarre e Michaels, 1983; Morrison, 1985; Normann, 1988; Gerke e Kimmel, 1996). As ações possíveis para eliminar ou ao menos minimizar esse tipo de ruído incluem o uso de filtros específicos, conforme já foi mostrado, as técnicas corretas de blindagem e aterramento dos equipamentos, a construção de isolamentos tipo "gaiola de Faraday" nas salas de exame e a não utilização simultânea, se possível, de outros equipamentos elétricos no mesmo ambiente de registro do EEG. Tyner et al. (1989) sugerem uma série de testes práticos e procedimentos para eliminar a interferência de 60 Hz.

Outro tipo de ruído é gerado nos eletrodos ou na interface entre estes e o escalpo, conforme discutido anteriormente. As soluções envolvem o uso de eletrodos estáveis eletricamente, eletrólito de boa qualidade, boa limpeza da pele (incluindo a necessidade de abrasão, em alguns casos) e correta disposição dos cabos de eletrodos com relação à cabeça e à entrada do equipamento (caixa ou régua de bornes de eletrodos).

Outras fontes não fisiológicas de ruído são os movimentos de outras pessoas nas proximidades do paciente, gotejamento intravenoso e radiação de alta frequência.

Finalmente, existe o ruído interno gerado pelos dispositivos eletrônicos do amplificador de EEG, principalmente os ruídos Johnson (térmicos) e ruídos $1/f$ (Normann, 1988). Este tipo de interferência é inerente ao tipo de componente eletrônico utilizado, e pode ser minimizada evitando que o equipamento seja exposto a grandes variações de temperatura.

2.4 CONVERSÃO PARA O DOMÍNIO DIGITAL

Em termos ideais, após ser devidamente amplificado e filtrado, o sinal de EEG apresentar-se-á com uma amplitude suficiente para acionar um registrador mecânico, como uma pena inscritora, ou então ser convertido (codificado) à forma digital para posterior tratamento (Bronzino, 1995). Essa mudança de domínio é feita através de um conversor de analógico para digital (A/D), possibilitando a leitura das amostras do sinal por um microprocessador digital. O tipo de processamento que será aplicado ao sinal discretizado, bem como a forma de visualização da informação desejada, depende do programa a ser executado pelo microprocessador (Geddes e Baker, 1989).

Os parâmetros de interesse na conversão A/D são listados a seguir:

- taxa ou velocidade de conversão, que define a quantidade de amostras tomadas do sinal analógico por unidade de tempo, e geralmente é expressa em "amostras/s" ou em "Hz". A taxa de conversão escolhida para uma determinada aplicação deve levar em conta o critério de Nyquist (Poblet et al., 1988) a fim de evitar perda de informação (*aliasing*). Supondo-se que a faixa de interesse no sinal de EEG estenda-se até os 30 Hz, por exemplo, a taxa de conversão deverá ser de no mínimo 60 Hz ou 60 amostras/s;

- resolução, que define qual é o mínimo salto de tensão detectável no sinal de entrada, e é expressa em número de bits. Por exemplo, se um determinado conversor A/D apresenta uma resolução de 8 bits, é possível discriminar 256 níveis diferentes de tensão, ou seja, a resolução em amplitude é de aproximadamente 0,39 %. Os conversores A/D mais comuns apresentam resoluções de 8, 10 ou 12 bits, e a escolha depende das características do sinal e do tipo de processamento digital a ser realizado. Quanto maior a resolução do conversor, menor o erro decorrente da conversão e maiores o espaço de memória necessário para guardar cada amostra e o tempo de processamento digital;

- tempo de conversão, que define o intervalo de tempo necessário para que uma amostra do sinal analógico seja inteiramente convertida em uma palavra digital. Este tempo geralmente é da ordem de microssegundos, e é de extrema importância em equipamentos de EEG que contêm

um único conversor A/D recebendo sinais de vários canais analógicos através de um multiplexador.

Outro fator importante é a tecnologia usada no conversor A/D, que pode obrigar ao uso de circuitos adicionais como geradores de tensão de referência, geradores de cadência de relógio, amostradores-retentores e mesmo componentes analógicos auxiliares (Tompkins e Webster, 1981).

2.5 PROCESSAMENTO DIGITAL DO SINAL DE EEG

Após o sinal original ser convertido à forma digital, o que existe na memória do microprocessador é uma seqüência de valores discretos que podem ser manipulados algebricamente. Mediante a execução de algoritmos específicos é possível realizar a extração de características próprias do sinal, realizar correlações entre sinais ou mesmo modificá-los (Poblet et al. 1988). As operações de processamento digital mais empregadas sobre sinais amostrados são a filtragem (passa-altas, passa-baixas, rejeita-faixa, passa-faixa), aplicação de janelas temporais, análise espectral (autoregressiva ou baseada na transformada rápida de Fourier - FFT), análise de correlação e análise de coerência. A popularização e o aumento de desempenho dos microprocessadores e microcomputadores proporcionou um rápido desenvolvimento das técnicas de processamento digital, e muitos autores têm escrito revisões sobre o assunto (Widrow et al., 1975; Challis e Kitney, 1982, 1983, 1983a, 1991; Smith e Lager, 1986; Coimbra, 1994; Bronzino, 1995; Moraes, 1996) e proposto novas técnicas aplicadas a sinais biológicos (Jansen et al., 1981; Baas e Bourne, 1984; Gregory e Pettus, 1986; Principe e Smith, 1986; Ferdjallah e Barr, 1994). Existem ainda trabalhos abordando a implementação de algoritmos de processamento digital de sinais em microcontroladores específicos (Tompkins e Webster, 1981; Govind, 1995; Intel, 1995). As operações de processamento digital a serem incorporadas no programa do protótipo MAC-II devem incluir a aplicação de janelas temporais sobre os sinais de EEG correspondentes aos canais, filtragem rejeita-faixa (notch 60 Hz) adicional e determinação do espectro de potência.

2.5.1 Janelas temporais

As funções de janela são usadas frequentemente antes da aplicação de rotinas de filtragem digital e de análise espectral, visando diminuir o erro de truncamento do sinal, também conhecido como “efeito de Gibbs” (Poblet et al., 1989, Challis e Kitney, 1991), conforme mostrado nas figura 2.14 e 2.15.

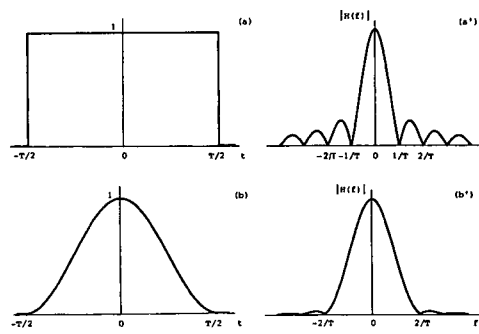


Figura 2.14 Janelas retangular (a) e de Hamming (b) com seus respectivos módulos normalizados e transformadas de Fourier. O formato de sino da janela Hamming diminui o erro de truncamento.

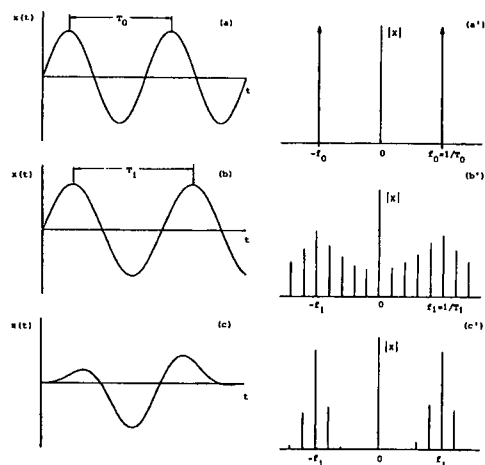


Figura 2.15 Efeito do truncamento de um sinal periódico. Em (a) o truncamento coincidiu com um número inteiro de períodos, e a transformada discreta de Fourier (DFT) mostra exatamente a frequência do sinal. Em (b) o truncamento não coincidiu com o período,

introduzindo um erro na estimativa da frequência usando a DFT. Em (c) o sinal mostrado em (b) foi multiplicado por uma janela Hamming, reduzindo o erro na estimativa da frequência.

Além da janela de Hamming, uma das mais utilizadas para sinais biomédicos (Poblet et al.), são usadas as janelas Hanning, Kaiser-Bessel, Bartlett, Blackman, Blackman aproximada e Blackman-Harris. O efeito da aplicação destas janelas é quantitativamente o mesmo, e para maiores informações sobre suas vantagens e desvantagens sugere-se consultar o trabalho de Harris, publicado em janeiro de 1978 nos *Proceedings of IEEE*, volume 66, páginas 51-83 (apud Mix Software, 1991) e o trabalho de Challis e Kitney (1991).

2.5.2 Filtro rejeita-faixa (60 Hz)

Conforme discutido no item 2.3, o ruído proveniente da rede elétrica (60 Hz no Brasil) muitas vezes contamina o sinal de EEG e se faz presente na saída do amplificador, apesar da filtragem analógica. Quando o filtro rejeita-faixa analógico é bem projetado e ajustado corretamente para a frequência de interesse, mesmo um grande ruído de rede na entrada do amplificador torna-se pequeno na saída. Todavia, para a obtenção de um sinal realmente “limpo”, muitos autores preconizam o uso de filtros digitais, que apresentam a grande vantagem de ser facilmente modificados (Tompkins e Webster, 1981), sem a necessidade de alterar componentes físicos de circuitos eletrônicos e placas de circuito impresso (Poblet et al., 1989). Outra vantagem dos filtros digitais é a possibilidade de obter respostas em frequência mais favoráveis que as dos filtros analógicos, e também respostas de fase perfeitamente lineares (Mix Software, 1991). Os filtros digitais mais comuns apresentam topologias conhecidas como IIR (Infinite Impulse Response - resposta infinita ao impulso) e FIR (Finite Impulse Response - resposta finita ao impulso). Os filtros FIR apresentam uma característica de estabilidade inerente, já que a contribuição de cada amostra de entrada para a formação da saída é finita, conforme pode ser observado na figura 2.16.

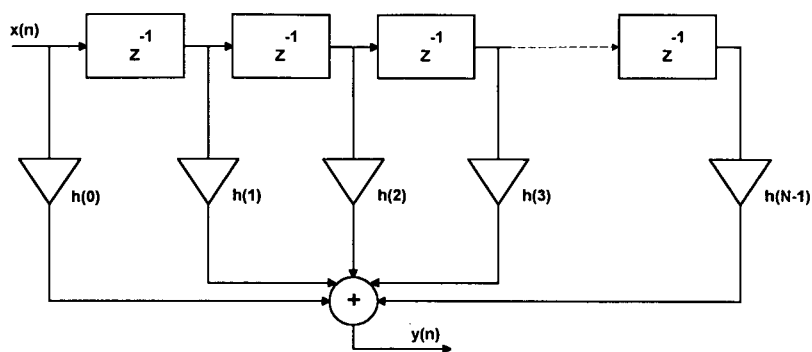


Figura 2.16 Topologia típica para um filtro FIR. Os estágios Z^{-1} representam amostras consecutivas do sinal, enquanto os triângulos significam a multiplicação de uma amostra pelo seu peso $h(i)$. Estes pesos definem a resposta do filtro, e a saída é obtida pelo somatório dos resultados das multiplicações.

Existem muitas maneiras de implementar filtros digitais, tanto no domínio tempo como no domínio frequência, e a escolha depende do tipo de filtro e do tempo necessário para processamento, que por sua vez depende do sistema digital que suportará a implementação. Para a presente aplicação, baseada em microcontrolador, o fator tempo de processamento é crítico, e portanto o filtro deve ser o mais simples possível.

O projeto do filtro rejeita-faixa começa com o diagrama de Bode e a definição da posição dos pólos e zeros no plano Z, conforme mostrado na figura 2.17. A posição dos zeros depende apenas da frequência central a rejeitar (A), enquanto a posição dos pólos depende da frequência central e da largura da banda de passagem (B).

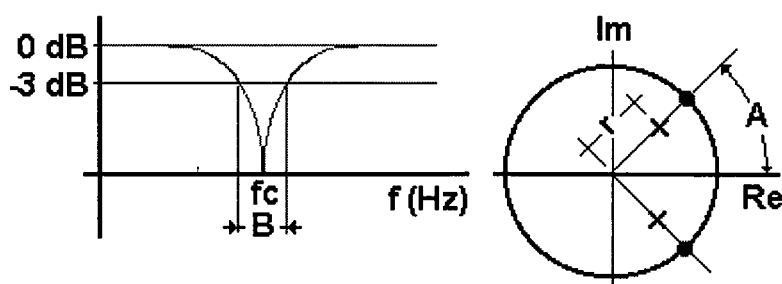


Figura 2.17 Diagrama de Bode e posição dos pólos e zeros para o filtro rejeita-faixa.

As equações que definem o filtro são apresentadas em (2.1), (2.2) e (2.3), onde $X[n]$ representa a entrada do filtro, $Y[n]$ representa a saída, $[n-1]$ é a amostra imediatamente anterior, $[n-2]$ é a amostra dois intervalos atrás, r é a posição dos pólos, f_c é a frequência central e f_a é a frequência de amostragem.

$$Y[n] = (2 \cos A) \cdot (r \cdot Y[n-1] - X[n-1]) - r^2 \cdot Y[n-2] + X[n] + X[n-2] \quad (2.1)$$

$$A = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_c}{f_a} \quad (2.2)$$

$$r = 1 - \frac{B \cdot \pi}{f_a} \quad (2.3)$$

Conforme pode ser observado na figura 2.17, o ganho do filtro é unitário e os coeficientes são números reais não-inteiros. Para aumentar a velocidade de processamento pode-se determinar outro valor de ganho que resulte em coeficientes inteiros.

2.5.3 FFT e Espectro de potência

A análise espectral consiste na determinação de quais são as componentes de frequência de um sinal e pode ser feita utilizando modelos auto-regressivos (AR), auto-regressivos de média móvel (ARMA) ou FFT. Jansen et al. (1981) e Coelho et al. (1996) compararam algoritmos de AR com algoritmos de FFT para análise espectral de sinais de EEG, concluindo que a FFT apresenta desempenho igual ou superior à AR. Somando-se a isto o fato de existir vasta literatura sobre FFT, incluindo algoritmos e rotinas em várias linguagens de programação, optou-se por esta técnica na implementação do programa do protótipo MAC-II, conforme mostrado a seguir.

A transformada de Fourier baseia-se em que qualquer função no domínio tempo pode ser expressa no domínio frequência como a soma de uma componente DC com um número infinito de componentes sinusoidais com amplitude, frequência e fase variáveis (Tompkins e Webster, 1981). A transformação do domínio tempo para o domínio frequência é conhecida como transformada contínua de Fourier (CFT), sendo feita pela equação 2.4.

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.4)$$

Se a função de entrada $x(t)$ é discretizada por um conversor analógico-digital, a uma taxa T e totalizando N amostras, a sua representação pode ser feita por $x(m)$, onde $m = 0, 1, 2, \dots, N-1$, e a transformação para o domínio frequência pode ser feita por meio da transformada discreta de Fourier (DFT), definida pela equação 2.5.

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m) \cdot W^{mk} \quad (2.5)$$

para $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ e onde $W = e^{-j2\pi/N}$.

A DFT assume que a função discretizada no domínio tempo é periódica, com um período NT . Apesar do EEG não atender a este requisito, a técnica é largamente citada na literatura como forma válida para realizar a análise espectral destes sinais.

Escolhendo-se apropriadamente os valores de N e da frequência de amostragem do sinal, a DFT aproxima-se da CFT. Entretanto, esta aproximação implica em valores grandes para N e na conseqüente necessidade de realizar N^2 passos de cálculo, o que torna muitas vezes inviável o uso da DFT em aplicações de tempo real (Tompkins e Webster, 1981). Em 1965, Cooley e Tukey apresentaram uma forma mais rápida de implementar a transformada de Fourier, que necessita de $N \cdot \log_2(N)$ passos e recebeu o nome de transformada rápida de Fourier. Em essência, a FFT realiza a partição do vetor de amostras de entrada em subsequências curtas que são

submetidas à DFT. Este processo pode ser exemplificado considerando-se o vetor de entrada como sendo igual a $X(k)$, onde $k = 0, 1, \dots, N-1$ e de onde são retiradas duas subsequências $Y(k)$ e $Z(k)$ tais que:

$$Y_k = X_{2k} \quad \text{e} \quad Z_k = X_{2k-1} \quad k = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (2.6)$$

Aplicando-se a DFT a $Y(k)$, $Z(k)$ e $X(k)$ e substituindo-se adequadamente, obtém-se a equação 2.7 que constitui o núcleo da FFT (Poblet et al., 1989).

$$X_k = \frac{1}{2} [Y_k + Z_k e^{-j2\pi k/N}] \quad k = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (2.7)$$

Na figura 2.18 pode ser vista uma representação gráfica do algoritmo de FFT para $N = 8$. A implementação da FFT está disponível na literatura, em várias linguagens de programação como Fortran (Tompkins e Webster, 1981) e C (Mix Software, 1991). Muitos algoritmos de FFT realizam os cálculos modificando diretamente o vetor de amostras de entrada, e necessitam que o tamanho do vetor corresponda exatamente a 2^M amostras, onde M é um inteiro. Este é o caso do algoritmo “Radix-2”, escolhido para a implementação deste trabalho, que decompõe a transformada em X estágios de $N/2$ transformadas de 2 pontos.

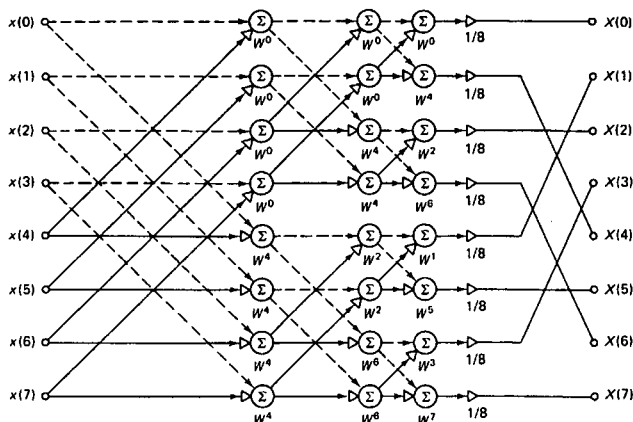


Figura 2.18 Diagrama de fluxo para uma FFT de 8 pontos. (Reproduzido de Tompkins e Webster, 1981).

O espectro de potência é a expressão da potência média de um sinal em função da frequência. Existem muitos métodos para calcular o espectro de potência, mas o periodograma de Welch, baseado em FFT, é o mais comum. O vetor de entrada (sinal discretizado) é dividido em intervalos iguais com tamanho correspondente a 2^M amostras com M inteiro, e cada um destes intervalos é submetido à FFT. O resultado de todos os intervalos é promediado, resultando no espectro de potência.

O histograma é um tipo de representação gráfica que permite a visualização rápida de dados, permitindo perceber padrões que dificilmente seriam observáveis em seqüências de números ou tabelas (Bronzino, 1995). No presente trabalho, o espectro de potência correspondente a cada canal é representado por histogramas com 30 colunas, cada uma representando uma das frequências na faixa de 1 a 30 Hz, conforme pode ser observado na figura 2.19.

A evolução temporal dos histogramas de frequência, também conhecida como CSA (*Compressed Spectral Array*), é bastante usada em aplicações de EEG (Tompkins e Webster, 1981; Geddes e Baker, 1989) conforme pode ser visto na figura 2.20, e também será utilizada, entre outras ferramentas, para o acompanhamento da evolução da profundidade anestésica.

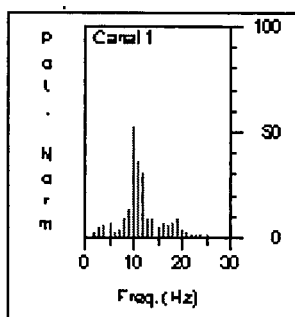


Figura 2.19 Representação do espectro de potência de um sinal de EEG na forma de histograma.

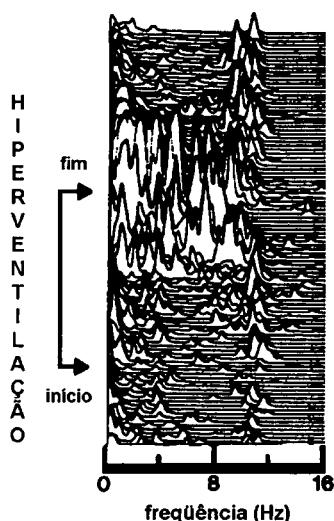


Figura 2.20 Representação da evolução temporal do espectro de potência do EEG (Modificado de Geddes e Baker, 1989).

2.6 CARACTERÍSTICAS DE ALGUNS SISTEMAS BASEADOS NO EEG

Poblet et al. (1988) apresentaram os requisitos para um sistema de aquisição do EEG, com finalidade de diagnóstico clínico, da seguinte forma:

- número de entradas: 16 a 21 canais (o mínimo em uso clínico é de 8 canais);
- impedância de entrada: 200 M Ω /500 pF entre dois eletrodos
- CMRR: mínimo de 100 dB;
- ruído: inferior a 2 μ V pico-a-pico na faixa de 0,1 Hz a 70 Hz;
- sensibilidade: ajustável entre 10 μ V/div e 3 mV/div;
- calibração: sinal de 0,6 Hz;
- filtro passa-baixas: 15 Hz, 30 Hz, 70 Hz e 200 Hz (escalonável);
- constante de tempo: 0,015 s, 0,15 s, 0,3 s, 0,6 s e 1,2 s (escalonável);
- filtro de rede em todos os canais (notch 50Hz ou 60 Hz);
- número de programas pré-selecionados: 15 (combinações de pares de eletrodos);
- velocidade do papel: 6, 15, 30, 60 e 18 mm/s (equipamento analógico);
- medição de impedância de eletrodos incorporada.

Entretanto, dependendo da finalidade do sistema de aquisição, os requisitos acerca do circuito analógico, da conversão A/D e do processamento digital podem variar bastante.

Keirn e Aunon (1990) desenvolveram pesquisa propondo uma nova forma de comunicação entre o homem e o ambiente que o cerca, baseada unicamente em "comandos mentais". A aquisição do EEG foi feita através de eletrodos colocados em O1, O2, P3, P4, C3 e C4, cujo sinal foi amplificado e filtrado na faixa de 0,1 a 100 Hz. A conversão A/D foi realizada a 250 amostras/s por canal, sob controle de um microcomputador IBM-AT. Os sinais digitalizados foram divididos em trechos (também chamados "épocas"), com 512 amostras cada um. Cada paciente foi orientado a realizar várias tarefas mentais e os parâmetros dos sinais, correspondentes a cada uma delas, foram extraídos utilizando o método de Wiener-Khinchine para estimação da densidade espectral. Após, os vários comandos mentais foram identificados por um classificador probabilístico.

Jung e Makeig (1994) realizaram estudos sobre a estimativa do nível de alerta em pacientes, também através da aquisição do EEG. Os eletrodos foram posicionados em Cz e a meio caminho entre Pz e Oz, com referência situada no mastóide direito, formando dois canais de aquisição unipolar. A estimação do espectro de potência foi realizada por FFT, com resolução de 0,61 Hz, e esta informação foi usada como entrada em uma rede neural *feedforward* treinada com algoritmo *backpropagation*.

Gade et al. (1994) realizaram um estudo sobre a detecção de padrões de EEG ligados à hipoglicemia noturna. A aquisição foi feita em apenas dois canais, com eletrodos ligados ao escalpo nas posições C4-A1 e C3-A2. A taxa de conversão A/D foi de 100 Hz e um filtro digital passa-altas de primeira ordem, com f_c de 4,2 Hz, enfatizou as características desejadas para o estudo. Após, os sinais foram divididos em épocas de 2 s, suas características espectrais e de amplitude foram extraídas por uma função de correlação e o reconhecimento de padrões foi feito com o auxílio de um classificador probabilístico.

LaCourse e Wilson (1996) também propuseram o uso do EEG como um tipo de "prótese mental" para pacientes portadores de doenças que inviabilizam a fala e os movimentos corporais. Usando três canais diferenciais captando sinais de eletrodos colocados em P3-C3, P4-C4 e O1-

O2, foram analisadas as ondas alfa, Mu esquerda e Mu direita, que uma vez processadas por um circuito puramente analógico, permitiram o comando de um cursor na tela do computador. Os amplificadores de instrumentação escolhidos foram os INA102 (Burr-Brown, 1996) com ganho de 100 V/V, foi utilizado filtro passa-altas de primeira ordem com f_c de 4 Hz, filtro rejeita-faixa de 60 Hz presente, um amplificador operacional montado como inversor para ganho adicional de 300 V/V e um filtro passa-faixas de 8 a 12 Hz para separar as ondas de interesse do EEG de fundo.

Poupard et al. (1996) estudaram os ritmos lentos do EEG, na faixa de 0,015 a 0,5 Hz, presentes durante o sono profundo. A transformada Wavelet, que também constitui um tipo de processamento digital de sinais, foi usada para extrair parâmetros de frequência e amplitude dos sinais.

Dixon e Livezey (1996) também utilizaram a transformada Wavelet para a extração de parâmetros do EEG nos domínios do tempo e da frequência simultaneamente.

Lange e Inbar (1996) propuseram um novo método de poligrafia interrogativa ("detector de mentiras") utilizando o sinal de EEG captado em um canal, com eletrodos posicionados em Fz-Cz e referência no lóbulo das orelhas. Os filtros foram posicionados respectivamente em 0,1 Hz e 30 Hz, e a taxa de conversão A/D foi fixada em 250 Hz, sendo as amostras posteriormente decimadas por um fator de 3. A estimação da densidade espectral de potência é realizada por modelamento autoregressivo.

Lin et al. (1996) realizaram análise da complexidade dos sinais de EEG de 40 pacientes normais e apopléticos. Um equipamento comercial de 16 canais, com eletrodos dispostos no Sistema Internacional 10-20 e filtro passa-baixas em 35 Hz, foi utilizado na aquisição dos sinais, que foram convertidos ao domínio digital a uma taxa de 128 Hz e 12 bits de resolução através de uma placa A/D colocada em um microcomputador IBM 486 DX 66.

2.7 CARACTERÍSTICAS DESEJÁVEIS PARA O MAC-II

Conforme declarado na introdução, o objetivo principal deste trabalho é a obtenção de um protótipo de equipamento autônomo para aquisição, processamento e exibição de informações sobre a atividade cerebral, com a finalidade principal de auxiliar a determinação da profundidade anestésica, mas com flexibilidade suficiente para ser utilizado em outras aplicações.

Existem várias dificuldades práticas que impedem uma utilização mais intensa da eletroencefalografia convencional na sala cirúrgica, mas as principais devem-se ao volume dos equipamentos desenvolvidos para uso clínico, o tempo e trabalho requeridos no posicionamento de muitos eletrodos e, principalmente, na necessidade da presença de um especialista que interprete os sinais (Langford e Thomsen, 1994). Procurou-se minimizar estas dificuldades diminuindo o número de eletrodos para cinco e dotando o protótipo de recursos eletrônicos e de programação que permitem, além de captar o sinal, processá-lo de tal forma a disponibilizar as informações num formato que possa ser facilmente compreendido pelo anestesologista.

Para atender a estes requisitos, o protótipo deve apresentar as seguintes características:

- quanto ao número de canais - dois independentes, com entrada diferencial, garantindo simplicidade na instalação e a possibilitando de captar sinais nos dois hemisférios cerebrais simultaneamente, fornecendo um panorama geral da atividade cerebral;

- quanto aos eletrodos - deve possibilitar a verificação da impedância da interface eletrodos-escalpo e a rápida substituição dos mesmos em caso de falha;

- quanto ao circuito analógico para aquisição do EEG - deve receber como entrada a tensão diferencial proveniente dos eletrodos, com amplitude mínima de 10 μV e máxima de 300 μV e transformá-la em uma tensão unipolar com amplitude máxima de 5V, medida com relação à referência da fonte analógica, visando compatibilidade com a entrada do conversor A/D; para melhor discriminação do sinal, o ganho deve ser ajustável por programa; deve incorporar filtro passa-altas capaz de eliminar a componente CC do sinal e as frequências inferiores a 1 Hz; deve conter um filtro passa-baixas para eliminação das frequências superiores às das ondas beta (fc

entre 30 e 50 Hz) e um filtro para minimizar a interferência de 60 Hz; deve incorporar ainda a possibilidade de ajuste do desvio (*offset*) dos amplificadores e da posição da linha de base;

- quanto a conversão A/D - o circuito deverá conter um multiplexador analógico, colocado antes do conversor A/D, para viabilizar a conversão dos dois canais; a taxa de conversão deve ser maior que duas vezes a frequência de corte do filtro passa-baixas, mas se possível deve ser ajustável; a resolução do conversor deve ser de no mínimo 8 bits para limitar o erro de quantização;

- quanto ao microcontrolador - deve comandar os circuitos de aquisição do EEG, uma memória não volátil para armazenamento de dados (visando principalmente acompanhamento da evolução da profundidade anestésica), um teclado para operação e um visor com capacidade gráfica para exibição dos sinais e resultados do processamento;

- quanto ao programa do microcontrolador - deve ser escrito em linguagem estruturada, que possibilite alterações futuras com pouco esforço; deve realizar a conversão A/D à taxa especificada dentro de épocas de 1 s, realizar filtragem notch digital se necessário, aplicar janela temporal como pré-tratamento para a análise de frequência, calcular o espectro de potência na faixa de 1 a 30 Hz, localizar a frequência predominante e indicar o ritmo cerebral correspondente, guardar a evolução temporal da frequência predominante e disponibilizar estas informações ao operador; deve possibilitar ainda a medição de intervalos de tempo (função cronômetro) e a inserção de marcas durante o processo de aquisição, associadas a eventos relevantes, a critério do operador;

- quanto a comunicação - o equipamento deve ainda ser capaz de disponibilizar as informações (sinal de EEG, histogramas de frequência, dados da evolução temporal) a outros sistemas de processamento digital, como microcomputadores IBM-PC, por exemplo, através de uma porta de comunicação serial;

- quanto a segurança do paciente - o circuito deve ser isolado galvanicamente da rede elétrica; a porta de comunicação serial também deve ser isolada, prevendo a possibilidade de conexão a outro sistema de processamento digital, simultaneamente à aquisição.

Capítulo 3

Implementação dos circuitos eletrônicos

Visando atender os requisitos para o protótipo, definidos no capítulo 2, o circuito eletrônico foi estruturado de acordo com o diagrama mostrado na figura 3.1. O microcontrolador escolhido foi o 80C196KB (Intel, 1989), por apresentar desempenho melhor que os modelos tradicionais de 8 bits. O diagrama de blocos do 80C196KB pode ser visto na figura 3.2, e as suas características principais são as seguintes:

- arquitetura interna de 16 bits, apresentando capacidade computacional muito superior à dos microcontroladores de 8 bits;
- espaço de memória endereçável de 64 Kbytes, expansível a 128 Kbytes;
- banco de registradores com 232 bytes e arquitetura com operações registrador-a-registrador, o que significa maior rapidez no processamento de todos os tipos de instruções (não existe o “gargalo” da passagem pelo acumulador, como nas arquiteturas convencionais de 8 bits);
- 28 fontes de interrupção e 16 vetores associados;
- rapidez nas operações de multiplicação e divisão: 2,3 μ s para multiplicação de duas palavras de 16 bits e 4 μ s para divisão de palavra de 32 bits por palavra de 16 bits;
- 8 portas de entrada e saída de 8 bits, divididas em somente entrada, somente saída e bidirecionais;
- temporizador cão-de-guarda (*watchdog timer*), que permite reinicializar o programa em caso de falha;
- porta serial tipo *full-duplex*, permitindo transmissão e recepção simultâneas;
- subsistema de entradas e saídas de alta velocidade, suportando funções de comando do conversor A/D;
- temporizador de 16 bits com funcionamento contínuo, para geração de base de tempo;
- 4 temporizadores de 16 bits controlados por programa (*software timers*);
- conversor A/D com resolução de 10 bits, amostrador-retentor e multiplexador incorporados;

- clock de 12 MHz;
- compatibilidade ascendente com modelos mais rápidos como 80C196KC-20 e 80C196KD-20.

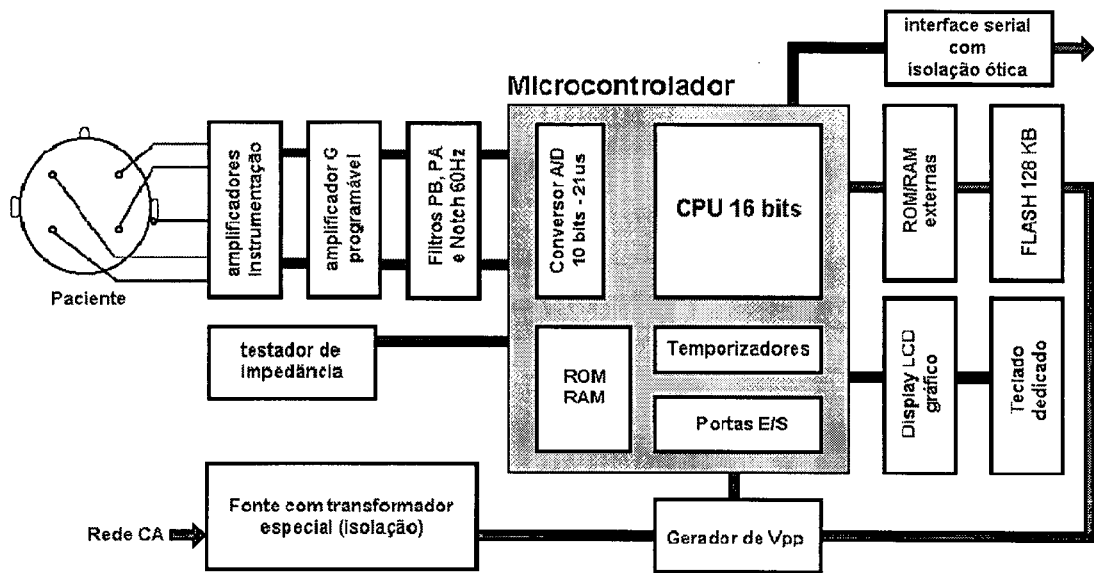


Figura 3.1 Diagrama de blocos do equipamento do monitor de atividade cerebral.

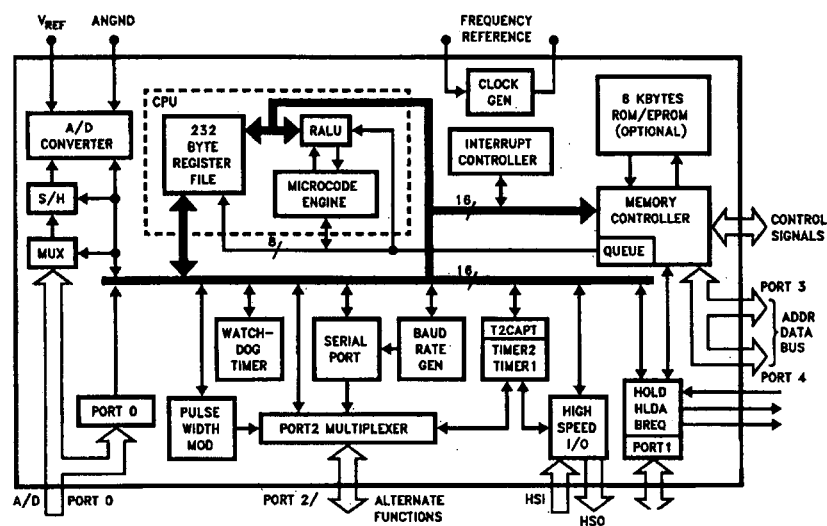


Figura 3.2 Diagrama de blocos do microcontrolador Intel 80C196KB. (Reproduzido de Intel, 1989).

Visando facilitar o entendimento, a descrição da parte eletrônica foi dividida em duas etapas, uma delas abrangendo todos os circuitos digitais e aqueles envolvidos na conversão dos sinais analógicos para o domínio digital, e a outra abrangendo os circuitos analógicos, tais como amplificadores, filtros, geradores de sinal e adequadores de nível de tensão. Como ficará evidenciado a seguir, uma boa parte dos circuitos analógicos dependem de comandos digitais para o seu adequado funcionamento. Durante a construção do protótipo optou-se por criar duas placas de circuito impresso, uma delas contendo os circuitos digitais e a outra contendo os circuitos analógicos. Uma vantagem deste tipo de montagem é a possibilidade de colocar a placa analógica dentro de uma caixa metálica, minimizando a captação e amplificação de ruído proveniente das fontes não-fisiológicas, citadas no capítulo 2, bem como daqueles decorrentes do funcionamento da placa digital.

3.1 MICROCONTROLADOR E CIRCUITOS DIGITAIS ASSOCIADOS

3.1.1 Microcontrolador e Memórias

O equipamento tem seu funcionamento baseado no microcontrolador Intel N80C196KB de 16 bits, encapsulamento PLCC de 68 pinos, funcionando com uma frequência de *clock* de 12 MHz, com barramento de dados externo de 8 bits. O programa, contendo a seqüência de instruções que devem ser executadas para implementar esta aplicação, fica armazenado numa memória EPROM com capacidade de 32 Kbytes, expansível a 64 Kbytes. A seleção do tipo de EPROM é feita por um conector de dois pinos, e os modelos recomendados são a 27C256 ou 27C512, ambas CMOS com baixo consumo de energia.

A memória RAM interna do microcontrolador tem uma capacidade de 232 bytes, sendo insuficiente para a presente aplicação, que necessita manter filas de dados temporários durante o processamento dos sinais. Desta forma, foi necessário adicionar uma memória RAM externa, com capacidade de 32 Kbytes. Esta quantidade de memória é bastante superior ao necessário para a aplicação, no presente momento, e foi escolhida em função dos circuitos disponíveis no

mercado e da possibilidade de expansão das capacidades do equipamento, no futuro. Recomenda-se o uso do modelo 62C256, com tecnologia CMOS, também para minimizar o consumo de energia.

Considerando a necessidade de manter alguns dados em memória, mesmo depois do equipamento desligado, e a possibilidade de parametrizar algumas funções do programa, optou-se por acrescentar uma memória FLASH de 128 Kbytes, que será acessada em páginas de 16 Kbytes ou de 32 Kbytes, sob controle direto do programa. A paginação é feita por meio de três bits da porta P1 do microcontrolador. O uso da memória FLASH no lugar de uma RAM estática alimentada por bateria deveu-se à maior confiabilidade da primeira com relação a segunda, à redução do espaço físico na placa devido a maior densidade da FLASH e ao custo. As desvantagens decorrentes da solução adotada são o número limitado de ciclos de escrita e leitura da FLASH, em torno de 100.000 vezes, e a necessidade de uma tensão +12 V (V_{pp}) para gravação.

Conforme será visto posteriormente, a placa digital apresenta um mapa de memória configurável, do ponto de vista do microcontrolador, o que afeta as quantidades máximas de memória EPROM, RAM e FLASH que podem ser acessadas diretamente.

3.1.2 Circuito de Reinicialização (*Reset*)

O circuito de reinicialização do microcontrolador é o clássico RC com diodos de descarga rápida do capacitor. Para a inicialização das outras partes do circuito são usadas portas HCMOS como separadores.

3.1.3 Configuração do mapa de memória e das entradas e saídas

A decodificação dos canais de entrada e saída é feita por um conjunto de portas lógicas, um comparador de 8 bits e um decodificador de 3 para 8. As entradas e saídas são mapeadas como endereços de memória, já que o conjunto de instruções deste microcontrolador não

contempla instruções como "IN" e "OUT". Um conector do tipo barra de pinos permite configurar basicamente duas situações distintas: na primeira, o espaço de memória endereçado pelo microcontrolador é de 64 Kbytes, ficando a EPROM limitada aos primeiros 31,75 Kbytes, e o restante dividido entre 256 bytes de entradas/saídas, 16 Kbytes de memória RAM e 16 Kbytes por página de FLASH; na segunda situação, o pino de saída INST do microcontrolador é considerado no decodificador, e o espaço de memória passa a ser de 64 Kbytes para código (EPROM) e 64 Kbytes para dados, divididos em 32 Kbytes por página de FLASH, 256 bytes de entradas/saídas e 31,75 Kbytes de memória RAM. A figura 3.3 ilustra as duas situações.

O conector de configuração do mapa de memória é dividido em 4 blocos distintos. No primeiro, se forem curto-circuitados os pinos 1 e 2, define-se a situação de 64 Kbytes de memória, e o acesso à EPROM acontecerá sempre que o pino de endereço AD15 do microcontrolador apresentar nível lógico baixo e o comparador de 8 bits não for acionado. Ao contrário, se forem curto-circuitados os pinos 3 e 4 do conector, o sinal INST do microcontrolador passa a ser responsável pela seleção da memória EPROM, que pode ser então um modelo de 32 Kbytes ou 64 Kbytes, dependendo apenas do chip colocado no soquete e de outro conector específico para seleção da EPROM. Curto-circuitando os pinos 5 e 6 do conector, qualquer endereço no qual o bit AD15 apresentar nível lógico 1 ocasionará o acionamento da RAM. Neste caso, o soquete da memória FLASH deverá estar vazio. Esta opção foi acrescentada para flexibilizar a utilização da placa, inclusive para outras aplicações. Por outro lado, se forem curto-circuitados os pinos 7 e 8, poderão ser usados apenas os primeiros 16 Kbytes da RAM, começando no endereço 8000H. Existe ainda uma terceira opção de acionamento da RAM, curto-circuitando os pinos 9 e 10, desde que o pino INST esteja sendo utilizado na decodificação da EPROM. Neste caso, o acesso será feito nos primeiros 31,75 Kbytes da área de dados do microcontrolador. Os pinos de 11 a 14 definem a posição da área de entrada e saída, que nada mais é do que um espaço de 256 bytes reservado para periféricos externos à pastilha do microcontrolador. Ligando os pinos 11 e 12, a entrada de habilitação do comparador ficará sempre ativada e a sua saída dependerá apenas do valor atual dos 8 bits superiores do barramento de endereços. Ao contrário, ligando os pinos 13/14, a saída do comparador somente será ativada

(dependendo de AD8-AD15) quando o microprocessador não estiver acessando instruções. Em qualquer dos dois casos o endereço para entradas e saídas fica na faixa de endereços de 7F00H a 7FFFH. O endereço final para acionamento de cada periférico é determinado pelos bits A5-A7 do barramento de endereços, decodificados pelo circuito de 3 para 8.

Finalmente, os pinos 15 a 18 definem a utilização da memória FLASH. Curto-circuitando os pinos 15 e 16, a FLASH será acessada em 8 páginas de 16 Kbytes, começando no endereço C000H. Curto-circuitando os pinos 17 e 18, a FLASH será acessada em 4 páginas de 32 Kbytes, começando no endereço 8000H.

É importante ressaltar que os estrapes (peças que provocam o curto-circuito) colocados no conector de configuração devem formar um mapa de memória coerente, sob pena de acontecerem conflitos de barramento e o conseqüente travamento do processamento do programa. Ainda, alguns montadores e compiladores para este microcontrolador não suportam espaços de memória superiores a 64 Kbytes.

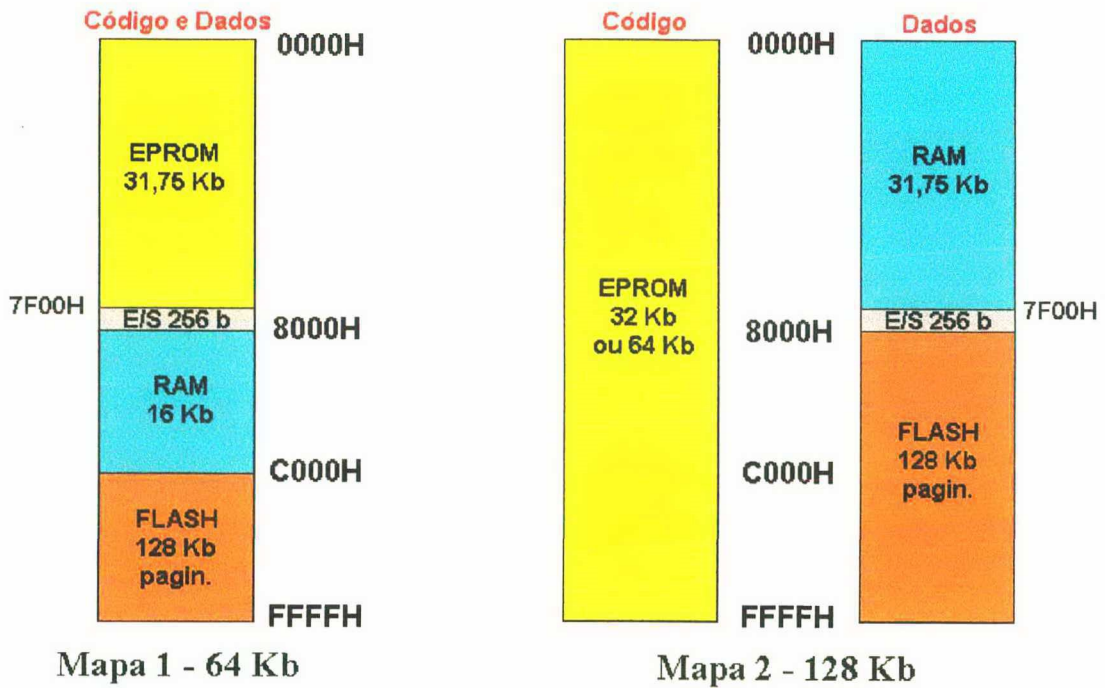


Figura 3.3 Diagrama dos mapas de memória suportados pelo protótipo.

3.1.4 Interface para visor de cristal líquido

Na presente aplicação, devido a necessidade de exibir gráficos, histogramas de frequência, o próprio sinal de EEG e uma certa quantidade de texto simultâneo, optou-se por um visor gráfico com capacidade de 128 x 64 pixels, marca Data Vision - modelo G20084-12864-S2FBLY, que é ligado a um conector tipo IDC de 20 pinos. Ligados a este conector existem um potenciômetro para ajuste de contraste, um resistor de potência para limitação da corrente consumida pela luz de fundo e uma lógica HCMOS para decodificação e compatibilização dos tempos de acesso. Uma dificuldade inerente ao modelo de visor escolhido, de baixo custo, é a arquitetura com dois controladores independentes, cada um responsável por acionar metade do visor. A concatenação na escrita de caracteres e desenho de gráficos que ocupem os dois lados do visor deve ser feita por programa, o que implica em menor velocidade de acionamento.

A placa digital conta ainda com um segundo conector IDC de 20 pinos que suporta a ligação de visor alfanumérico de cristal líquido, que pode ser usado para testes ou mesmo para outras aplicações.

3.1.5 Interface RS-232 C (implementação parcial)

Os dados armazenados na memória FLASH podem ser transmitidos para um microcomputador externo através da porta serial, que utiliza uma implementação parcial do protocolo RS-232 C. São usados apenas os pinos TXD, RXD e GND, o que pressupõe um controle de fluxo de dados implementado totalmente por programa. A conversão de nível TTL/RS-232C é feita pelo circuito integrado MAX232, que gera tensões de +10 V e -10 V a partir da alimentação única de +5 V disponibilizada aos circuitos digitais. A conexão ao microcomputador externo é feita por um cabo especial, contendo isoladores óticos, visando assegurar a integridade física do paciente.

3.1.6 Interface de teclado

A programação do modo de operação do equipamento, requisição de transmissão serial, controle dos temporizadores e outras funções dependem de uma entrada de comandos feita pelo operador. Para isso foi acrescentada uma interface de teclado, com capacidade para 16 teclas dispostas em uma matriz de 8 x 2 teclas. Este teclado não suporta interrupção e portanto a sua leitura depende integralmente do programa que está sendo executado, pelo método de varredura (*polling*). O acionamento das colunas é feito através de dois pinos da porta P1 do microcontrolador. A leitura das linhas é feita por uma porta HCMOS de três estados.

Uma solução viável para implementar um serviço de interrupção para esse tipo de teclado consiste em programar um dos temporizadores do microcontrolador para gerar uma interrupção periódica, e colocar a rotina de varredura das teclas na posição do vetor de atendimento ao temporizador.

3.1.7 Conversor Analógico/Digital, Multiplexador Analógico e Amostrador-retentor

Nesta aplicação utiliza-se o conversor de analógico para digital que existe dentro do microcontrolador 80C196KB, bem como o seu circuito amostrador-retentor (*sample/hold*) e o multiplexador analógico de 8 canais. Considerando a base de tempo de 12 MHz, o tempo de conversão por canal é de aproximadamente 26 μ s, com uma resolução de 8 ou 10 bits selecionável por programa. A tensão de entrada de cada canal deve estar na faixa de 0 a V_{ref} (tensão de referência para o A/D), nominalmente +5 ou +5,12 V. Para garantir que esta tensão máxima não seja ultrapassada e que não sejam aplicadas tensões negativas que venham a danificar o componente, utiliza-se um circuito de proteção sugerido pelo fabricante (Intel, 1989a, 1990).

Os dois primeiros canais do conversor (multiplexador) são usados para os canais 1 e 2 de EEG; o terceiro canal é usado para converter a tensão de saída do circuito medidor de impedância dos eletrodos; o quarto e o quinto canais recebem divisores de tensão, ligados a V_{ref} ,

e servem para verificar o estado funcional do multiplexador, amostrador-retentor e conversor A/D.

O início de conversão A/D pode ser feito por comando direto do programa, ou então programando-se a unidade de saída de alta velocidade (*High Speed Output*). Esta última estratégia é utilizada nesta aplicação, pois permite gerar intervalos precisos entre conversões, com uso mínimo de programa.

3.1.8 Conector da fonte e circuito de V_{pp} para FLASH

O conector da fonte é o ponto de entrada das tensões que alimentam a placa digital, e contém a referência digital, a referência analógica, a tensão de +5V (VCC) para alimentação dos circuitos digitais e a tensão separada de +5V (V_{ref}) para alimentação do conversor A/D e circuitos associados. A união das referências digital e analógica é feita junto ao conversor A/D.

A tensão não regulada presente neste conector serve como entrada para o circuito de geração de tensão de gravação (V_{pp}) para a memória FLASH. Composto por um regulador de tensão com saída ajustável, modelo LM317T, e um conjunto de portas reforçadoras TTL com saída em coletor aberto, o circuito é acionado diretamente pelo microcontrolador. Na inicialização do microcontrolador as portas garantem que a tensão V_{pp} fique em 5 V, protegendo a FLASH contra gravações indesejadas.

3.1.9 Conector de interligação com a placa analógica

A interligação entre as duas placas de circuito impresso é feita por um cabo plano de 20 vias, com conectores do tipo IDC. No lado da placa digital, o cabo é ligado a um conector que contém a referência analógica, a referência digital, os sinais de controle de ganho, os sinais do barramento de dados a serem usados pelas chaves analógicas e os sinais de saída provenientes da placa analógica.

3.1.10 Capacitores de filtro e entradas não utilizadas

Visando conseguir um funcionamento mais estável e isento de ruídos, duas providências fundamentais são a colocação de capacitores de filtro junto aos circuitos integrados digitais e a definição do nível de tensão nas entradas das portas lógicas que não serão utilizadas, que devem ser ligadas à referência digital ou ao V_{cc} .

3.2 CADEIA DE AQUISIÇÃO DO SINAL ANALÓGICO

3.2.1 Amplificador de instrumentação e blindagem ativa

Conforme pode ser visto na figura 3.4, o sinal de entrada, da ordem de 10 a 300 μV , é amplificado por um circuito integrado amplificador de instrumentação modelo AD624AD, com ganho ajustável através do conector JP1. Curto-circuitando os pinos 3 e 4, o ganho do amplificador é de 100 vezes; curto-circuitando os pinos 5 e 6, o ganho é de 200 vezes; curto-circuitando os pinos 7 e 8, o ganho é de 500 vezes; fechando os pinos 1 com o 2 e simultaneamente o 3 com o 4 e o 7 com o 8, o ganho do amplificador é ajustado para 1000 vezes. A tensão de desvio (*offset*) na saída do amplificador é ajustada por um potenciômetro de precisão de 10 $\text{K}\Omega$.

As entradas IN^- e IN^+ do amplificador de instrumentação são protegidas, cada uma, por um arranjo de dois diodos de sinal em anti-paralelo que limitam a excursão do sinal entre 0,7 e -0,7 V, aproximadamente.

A blindagem do cabo dos eletrodos é ativa, isto é, ao invés de ligar a malha desse cabo diretamente à referência analógica, aplica-se uma tensão que é a média dos sinais presentes nas entradas positiva e negativa do amplificador de instrumentação. Esta tarefa é desempenhada pelo amplificador operacional FET TL082, e resulta num incremento da razão de rejeição de modo comum do circuito, diminuindo a captação de interferências.

As duas chaves analógicas que aparecem na entrada do amplificador servem para realizar a desconexão da entrada do amplificador quando for realizada a medição de impedância da interface eletrodos-escalpo.

Cabe ressaltar que cada um dos canais apresenta circuitos idênticos para toda a cadeia de aquisição do sinal.

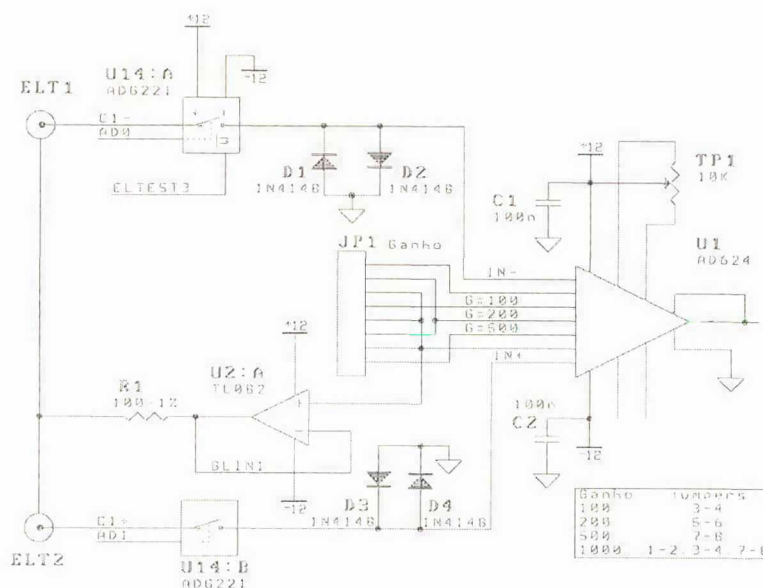


Figura 3.4 Circuito de entrada do amplificador de EEG, contendo o amplificador de instrumentação, circuitos de proteção, calibração, ajuste de ganho e blindagem ativa.

3.2.2 Eletrodo de referência

Nos circuitos convencionais para amplificação de sinais bioelétricos é comum ligar o eletrodo de referência diretamente à referência analógica (0 V). Neste equipamento isso pode ser feito curto-circuitando um conector de 2 pinos. Entretanto, visando diminuir a amplitude dos sinais de modo comum e aumentar a segurança do paciente, pode-se utilizar um eletrodo de referência ativo conforme descrito no capítulo 2, simplesmente colocando-se um *jumper* num outro conector.

3.2.3 Filtro passa-altas

Logo após a etapa de amplificação inicial do sinal pelo amplificador de instrumentação, a cadeia de aquisição do sinal de EEG continua por um filtro passa-altas ativo de primeira ordem, implementado por um circuito RC e um amplificador operacional de baixo ruído, modelo OP27. A finalidade deste filtro é a de eliminar a componente DC presente na interface eletrodos-escalpo. A frequência de corte deste filtro é de aproximadamente 0,8 Hz (detalhamento no Anexo B) e o seu ganho é de 50V/V.

3.2.4 Filtro passa-baixas

O passo seguinte consiste em eliminar os sinais cujas frequências são superiores ao desejado nesta aplicação. Isto é feito através de um filtro passa-baixas ativo de quarta ordem, com aproximação Butterworth, conforme detalhado no Anexo B. O filtro utiliza dois amplificadores operacionais FET modelo TL074. O ganho deste filtro é unitário.

3.2.5 Filtro rejeita-faixa 60 Hz

Na cadeia de aquisição, o próximo passo consiste em diminuir ou eliminar o ruído de 60 Hz porventura existente após a filtragem passa-baixas. Conforme pode ser visto no Anexo B, este filtro é implementado através de uma configuração de ganho infinito com realimentação múltipla, utilizando dois amplificadores operacionais FET modelo TL074. Para esta etapa também considera-se ganho unitário. Na presente aplicação, tendo em vista que a máxima frequência de interesse é de 30 Hz, torna-se conveniente utilizar o filtro rejeita-faixa, e para tanto deve-se curto-circuitar o conector específico na placa de circuito impresso, através de um *jumper*.

3.2.6 Amplificador com ganho programável

Continuando a seqüência da cadeia de aquisição, o sinal passa por um amplificador com ganho programável (AGP) pelo microcontrolador, composto pelo último amplificador operacional do filtro rejeita-faixa e por um circuito integrado PGA202 (Burr-Brown, 1996). Sob controle direto do programa, através de dois pinos de saída do microcontrolador e de uma porta de controle de chaves analógicas, o ganho desta etapa pode ser ajustado para 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1000 ou 5000. É importante ressaltar que o ganho do PGA202 será sempre o mesmo para os dois canais, já que os pinos de comando são os mesmos.

3.2.7 Adequador de tensão

Estando o sinal de EEG devidamente amplificado e filtrado, resta compatibilizar a sua faixa dinâmica com a faixa de tensões de entrada aceita pelo conversor analógico/digital, que é de 0 a V_{ref} (+5 V ou +5,12 V). Como a alimentação dos circuitos analógicos é de ± 12 V, a faixa dinâmica na saída do AGP é de ± 10 V. A conversão é feita por um circuito composto por três resistores de precisão e um amplificador operacional FET modelo TL082 ligado como seguidor de tensão.

3.2.8 Regulador da tensão V_{ref}

A tensão de referência V_{ref} é gerada a partir da tensão de +12 V proveniente da fonte de alimentação e modificada por um regulador de tensão LM317T. O valor de V_{ref} deve ser ajustado através de um potenciômetro de precisão. É importante salientar que o ajuste de V_{ref} deve ser feito com a placa analógica desconectada da placa digital, para evitar sobretensão acidental na alimentação do conversor A/D.

3.2.9 Gerador de sinal para teste de impedância

O teste de impedância da interface eletrodos-escalpo baseia-se na geração de uma corrente sinusoidal, com frequência bastante superior à máxima frequência de interesse na aplicação, e da aplicação desta corrente através de um caminho fechado formado por dois ou mais eletrodos. A queda de tensão provocada pela impedância do caminho é amplificada e retificada, fornecendo uma tensão proporcional à impedância.

O gerador é formado por um amplificador operacional modelo TL064, ligado a uma rede de atraso de fase composta por capacitores e resistores, conforme pode ser observado na figura 3.5. A frequência de oscilação é de aproximadamente 10 KHz, a amplitude de saída é de 0,1 V RMS, e a corrente máxima que circulará pelo escalpo do paciente é de 50 μ A. Uma chave analógica modelo ADG221 (Analog Devices, 1992) atua como interruptor liga-desliga para o gerador.

O teste de impedância é realizado por etapas: uma chave analógica conecta o eletrodo de interesse à saída do gerador, e outras chaves conectam todos os demais eletrodos à entrada do amplificador/retificador (TL064), constituindo um caminho de retorno. A tensão presente na saída do retificador sofre conversão A/D e uma rotina determina se a impedância está dentro da faixa aceitável. O procedimento é repetido para cada eletrodo.

Um resistor de precisão de 5 K Ω é usado como referência para a calibração do circuito medidor de impedância.

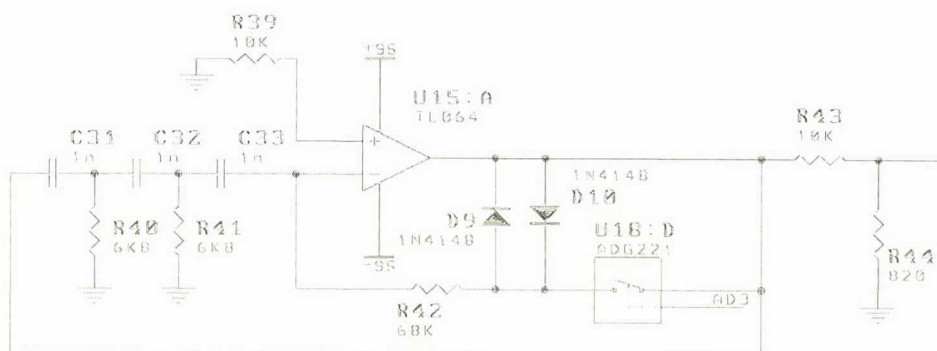


Figura 3.5 Gerador de corrente sinusoidal para teste de impedância.

3.2.10 Fonte de alimentação

A fonte de alimentação usa tecnologia linear e baseia-se em um transformador especialmente projetado para garantir a segurança do paciente, contendo blindagem eletromagnética e enrolamentos primário e secundário montados em colunas diferentes do núcleo magnético, visando aumentar a isolação e a confiabilidade. Foram realizadas medições das correntes de fuga CC e CA, entre cada eletrodo e o terra e entre cada eletrodo e o neutro da rede elétrica. O maior valor encontrado foi de $0,7 \mu\text{A}$, que é seguro para aplicação "in vivo". O aspecto do transformador pode ser visto na figura 3.6.

As tensões obtidas no secundário do transformador são retificadas e submetidas a circuitos integrados reguladores de tensão, modelo LM317T para tensões positivas e LM337T para tensões negativas. As tensões de referência são separadas para as duas placas e denominadas GND e ANAGND. A união das duas referências é feita na placa digital. O pino de aterramento do cabo de força é isolado da referência analógica, mantendo as tensões analógicas “flutuantes” e evitando o risco de choques por rompimento do cabo terra.

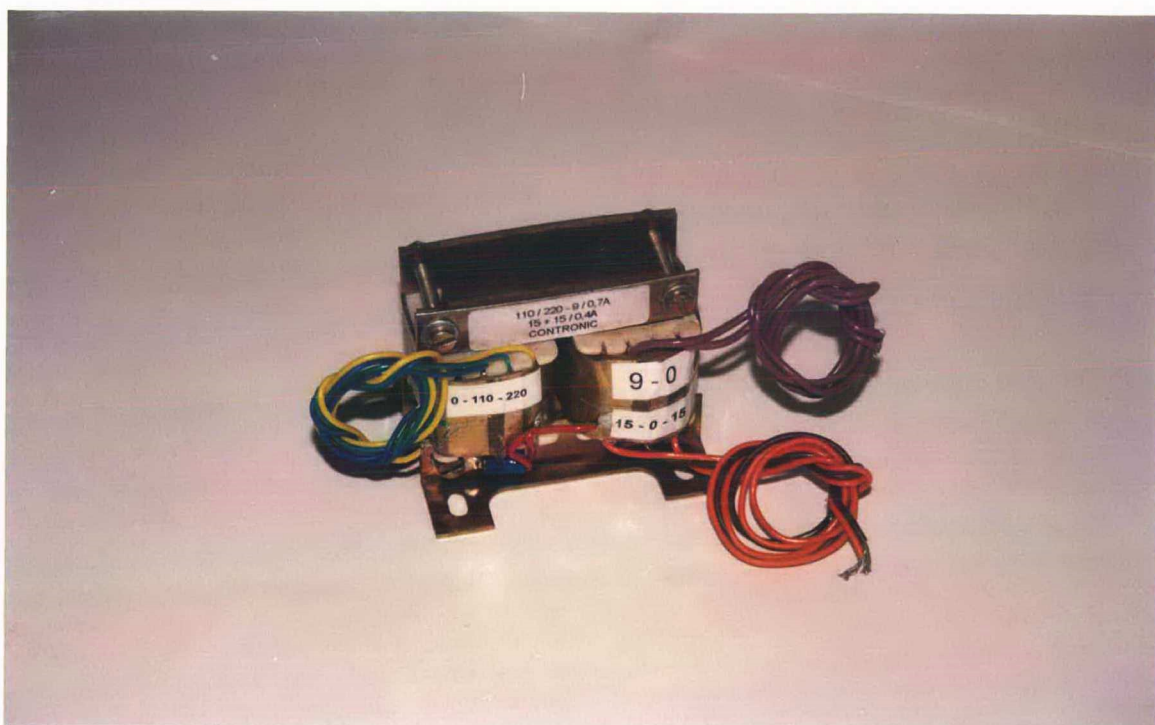


Figura 3.6 Transformador especial, projetado para aumentar a segurança do paciente.

Capítulo 4

Programação do microcontrolador e ferramentas para avaliação

O protótipo do Monitor de Atividade Cerebral MAC-II é baseado em microcontrolador, conforme descrito no capítulo anterior. Desta forma, o funcionamento do equipamento depende largamente do programa inserido na sua memória EPROM. Uma dificuldade presente no desenvolvimento de equipamentos dedicados é a pouca quantidade de ferramentas de programação e depuração disponíveis no mercado internacional, em contraste com o grande suporte oferecido aos programadores de microcomputadores IBM-PC. Outro ponto importante a considerar são as limitações geralmente encontradas nos dispositivos de entrada e saída dos circuitos baseados em microcontroladores. Teclados limitados, visores pequenos, ausência de disco magnético e saída para impressora constituem problemas nas fases de desenvolvimento e validação dos programas. Assim, uma abordagem que permite acelerar e flexibilizar o desenvolvimento consiste em desenvolver e testar todas as etapas possíveis em uma ferramenta própria para microcomputador IBM-PC e portar o resultado para a plataforma dedicada. Isto foi feito durante o transcurso deste trabalho, para desenvolvimento e validação das rotinas de tratamento digital de sinais. As demais rotinas do programa do microcontrolador foram desenvolvidas usando um programa específico para a família Intel 80C196, contendo editor, montador, compilador, ligador e testador (IAR Systems, 1996; 1996a; 1996b). Este programa também necessita de um microcomputador IBM-PC para funcionar, mas o arquivo de saída é produzido no formato *Intel Extended* e contém códigos de máquina compatíveis com o microcontrolador. A transferência do arquivo de saída para a placa digital foi feita de duas maneiras: inicialmente, e durante a maior parte do desenvolvimento do projeto, utilizou-se um emulador de EPROM de 8 bits e 64 Kbytes, marca Contronic, modelo EP-64; após a validação do programa, o mesmo foi gravado em uma memória EPROM de 32 Kbytes, através de um gravador Contronic modelo E²P.

4.1 IMPLEMENTAÇÃO DAS ROTINAS DE PROCESSAMENTO DIGITAL DE SINAIS

4.1.1 Filtragem rejeita-faixa (*notch* 60 Hz)

Esta rotina foi desenvolvida segundo a metodologia descrita no capítulo 2. A validação foi feita através de um programa para geração de sinais sinusoidais complexos, isto é, formados por várias componentes sinusoidais cujas amplitudes e frequências podem ser precisamente determinadas. O sinal resultante da soma das componentes é discretizado a uma determinada taxa, para simular o efeito da conversão A/D. O vetor de amostras resultante é submetido ao filtro rejeita-faixa, e pode também ser gravado em disco para servir como entrada para outras rotinas de processamento digital.

O programa de geração de sinais, bem como a implementação do filtro para $f_c = 60$ Hz e $B = 5$ Hz, pode ser visto na tabela 4.1. A linguagem é CA-BASIC, executada pelo compilador CA-Realizer 2.0A da Computer Associates sobre plataforma Windows 3.11.

Os resultados obtidos na filtragem digital podem ser observados no capítulo 5.

O algoritmo foi portado para o compilador da IAR Software, respeitadas as particularidades do microcontrolador utilizado.

4.1.2 Janelas temporais

A aplicação de janela temporal do tipo Hamming foi testada utilizando-se um programa desenvolvido em linguagem C, que recebeu o nome de ESPEC97. O programa foi compilado com Borland C++ 3.1 da Borland International. A rotina de aplicação da janela Hamming faz parte de uma biblioteca matemática desenvolvida pela Mix Software (1991). Os dados de entrada foram gerados pelo programa BASIC descrito no item anterior, e os resultados podem ser observados no capítulo 5. Como os benefícios não foram significativos e o algoritmo demanda algum tempo de processamento, optou-se por não incluí-lo na versão final do programa.

4.1.3 Espectro de potência

Conforme descrito no capítulo 2, a determinação do espectro de potência dos sinais de EEG para os dois canais de entrada baseia-se no cálculo da FFT e determinação do periodograma pelo método de Welch, utilizando o algoritmo “Radix-2” de Cooley e Tukey. Estas rotinas de programação também fazem parte da biblioteca matemática da Mix Software, e foram testadas dentro do programa ESPEC97, cujo aspecto de tela é mostrado na figura 4.1. Os resultados obtidos podem ser vistos no capítulo 5.

O algoritmo foi portado para o compilador da IAR Software, respeitadas as particularidades do microcontrolador utilizado, principalmente quanto ao uso da memória RAM.

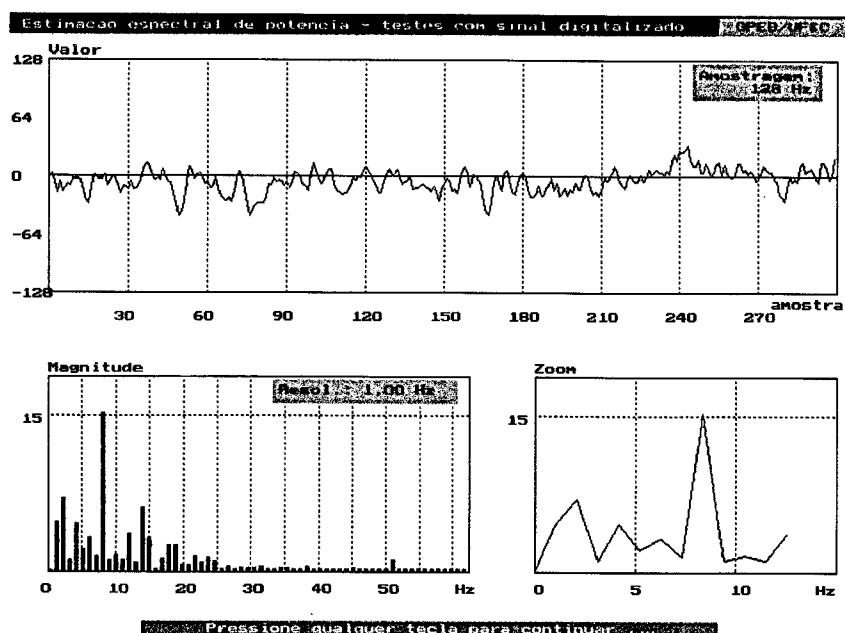


Figura 4.1 Aspecto de tela do programa ESPEC97, desenvolvido em linguagem C para IBM-PC, usado para validar os algoritmos de filtragem e espectro de potência. O sinal de EEG é proveniente de um banco de dados e corresponde a um paciente normal, adulto, recebendo fotoestimulação a 8 Hz.

Tabela 4.1 Programa em CA-BASIC para geração de formas de onda e teste de filtro *notch*.

```

' DEFINE AS CARACTERÍSTICAS DO SINAL ANALÓGICO SIMULADO
freq_sinal = 4                ' frequência básica do sinal
freq_ruído = 60              ' frequência do ruído
freq_comp1 = 12              ' frequência das demais componentes do sinal
freq_comp2 = 20
freq_comp3 = 0
amplitude_sinal = 0.2        ' amplitude do sinal, entre 0 e 1
amplitude_ruído = 0.4        ' amplitude do ruído, entre 0 e 1
amplitude_comp1 = 0.2        ' amplitude das demais componentes, entre 0 e 1
amplitude_comp2 = 0.3
amplitude_comp3 = 0
w_sinal = 2*_pi*freq_sinal   ' cálculo de w
w_ruído = 2*_pi*60
w_comp1 = 2*_pi*freq_comp1
w_comp2 = 2*_pi*freq_comp2
w_comp3 = 2*_pi*freq_comp3

' DEFINE A TAXA DE AQUISIÇÃO E O TAMANHO DO SINAL ORIGINAL
t= Index(1024)               ' gera 1 Kbyte de dados digitalizados
taxa_aq = 300                ' taxa de aquisição em Hertz

' GERA O SINAL ANALÓGICO SIMULADO
Entrada = 127 + amplitude_sinal*cos(w_sinal*t/1000)*128 + amplitude_ruído*cos(w_ruído*t/1000)*128 + \
amplitude_comp1*cos(w_comp1*t/1000)*128 + amplitude_comp2*cos(w_comp2*t/1000-1)*128 + \
amplitude_comp3*cos(w_comp3*t/1000)*128

' DISCRETIZA À TAXA DE AQUISIÇÃO DEFINIDA
cont = 1
FOR x=1 TO 1024 STEP (1000/(taxa_aq))
    Amostrado[cont] = Round(Entrada[x])
    cont = cont+1
NEXT x

' REALIZA O FILTRO REJEITA-FAIXA
filtro_notch[1:2] = 127      ' inicialização dos dois primeiros valores da saída (sobre a linha de base)
freq_notch = 60              ' valor central da faixa de rejeição
largura_faixa = 5            ' largura da faixa de rejeição (-3dB)
A = 2*_pi*freq_notch/taxa_aq
r = 1 - (largura_faixa*_pi / taxa_aq)
FOR n= 3 TO 300
    filtro_notch[n]=2*cos(A)*(r*filtro_notch[n-1]-Amostrado[n-1]) - r*r*filtro_notch[n-2]+Amostrado[n]+Amostrado[n-2]
NEXT n

' EXIBE OS GRÁFICOS
ChartNew("Gerador de Sinais")
ChartSetXAxis(1, 300)        ' mostra apenas 300 amostras
ChartSetColor(_Red; _Data1) ' define a cor do primeiro gráfico
ChartSetLineStyle(_Solid)   ' linha em estilo sólido
ChartLine(Amostrado)        ' gráfico dos valores discretizados à taxa de aquisição
definida
ChartSetColor(_Blue)        ' define a cor do segundo gráfico
ChartLine (filtro_notch)    ' gráfico da saída do filtro rejeita-faixa
ChartControl(_Show)         ' mostra o chart

' GRAVA NO DISCO
nomearq = "" + ".eeg"
nomearq = StdSaveAs(nomearq, "Grava sinal em disco")
IF nomearq <> "" THEN
    filenum = FileQUnique
    FileOpen(filenum, nomearq, _Write)
    FileWrite(filenum, Sprint("P(0),", Amostrado), cont-1,4)
    FileClose(filenum)
END IF

```

4.2 PROGRAMAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

O desenvolvimento do programa para o microcontrolador foi realizado em três etapas distintas: primeiramente, foram projetadas rotinas específicas para acionamento de cada parte dos circuitos analógicos e digitais, dentro de uma metodologia conhecida como “*down-top*”, que preconiza a construção do programa partindo do específico para o geral. Posteriormente estas rotinas foram agrupadas em programas independentes para teste e manutenção do equipamento, listados na tabela 4.2. Por fim, as rotinas e parte dos programas de teste foram agrupados com as rotinas desenvolvidas especificamente para aquisição e processamento do sinal de EEG, formando o programa final, residente na EPROM. Todas as rotinas e o próprio programa final foram escritos em linguagem C ANSI (Schildt, 1991), visando possibilitar alterações futuras com o mínimo esforço possível. As características desejáveis para o protótipo, definidas no capítulo 2, serviram como base para o projeto do programa e foram todas alcançadas. A descrição de como operar o equipamento é feita no capítulo 5.

A seguir são apresentados a descrição e o fluxograma das rotinas principais. A lista completa com todas as 65 rotinas implementadas, sua classificação, variáveis de entrada/saída e descrição podem ser observadas no anexo C.

Tabela 4.2 Listagem dos programas desenvolvidos para teste e manutenção do MAC-II.

Nome do programa	Descrição
TESTADEC.C	testa o decodificador de endereços da placa digital, uma saída por vez, correspondendo ao acionamento de um periférico
TESTAECG.C	programa as placas para aquisição e transmissão serial simultânea de um sinal de ECG
TESTAFLA.C	realiza teste funcional da memória FLASH presente na placa digital, permitindo realizar leitura, verificação e apagamento
TESTAIMP.C	testa impedância da interface eletrodos-escalpo, um eletrodo por vez, exibindo os resultados no visor gráfico
TESTALCD.C	testa o visor gráfico de cristal líquido ligado à placa digital, escrevendo caracteres e desenhando figuras
TESTALFA.C	testa o visor alfanumérico de cristal líquido ligado à placa digital, escrevendo caracteres
TESTANA.C	testa a placa analógica habilitando as entradas, realizando conversão A/D nos dois canais e desenhando os sinais no visor gráfico
TESTARAM.C	realiza um teste funcional da memória RAM, exibindo o resultado no visor gráfico
TESTATEC.C	testa o teclado matricial, escrevendo no visor gráfico o valor da tecla pressionada
TESTAVPP.C	realiza teste funcional no gerador de tensão de gravação (V_{pp}) para a memória FLASH

4.2.1 Rotina de atendimento às interrupções e laço principal

A característica principal da estrutura do programa é a dissociação parcial entre o processamento/exibição do sinal e a aquisição/base de tempo. O processamento e a exibição ocorrem apenas quando existem dados disponíveis, e estas tarefas são consideradas secundárias com relação à manutenção da base de tempo para conversão A/D e atualização dos cronômetros implementados por programa. Estas últimas são realizadas por meio de interrupções, conforme pode ser observado na figura 4.2, e atuam sobre alguns sinalizadores que liberam as tarefas de processamento e exibição contidas no laço principal, mostrado na figura 4.3.

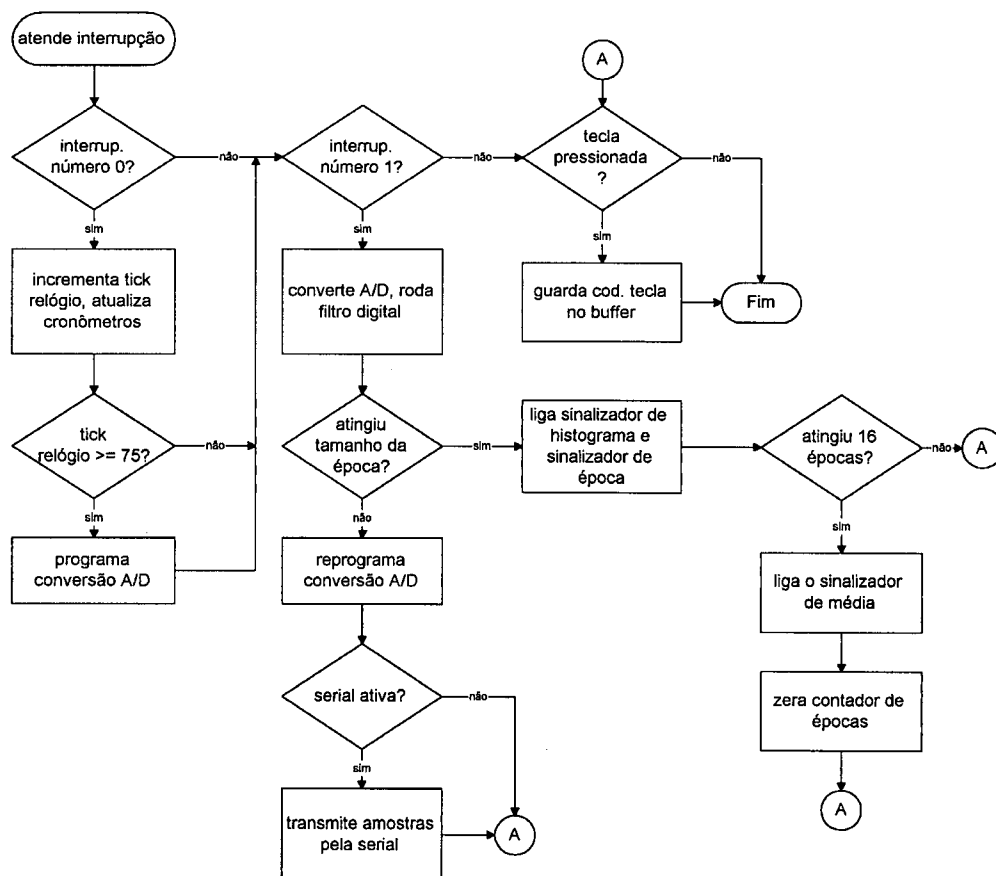


Figura 4.2 Fluxograma da rotina de atendimento às interrupções.

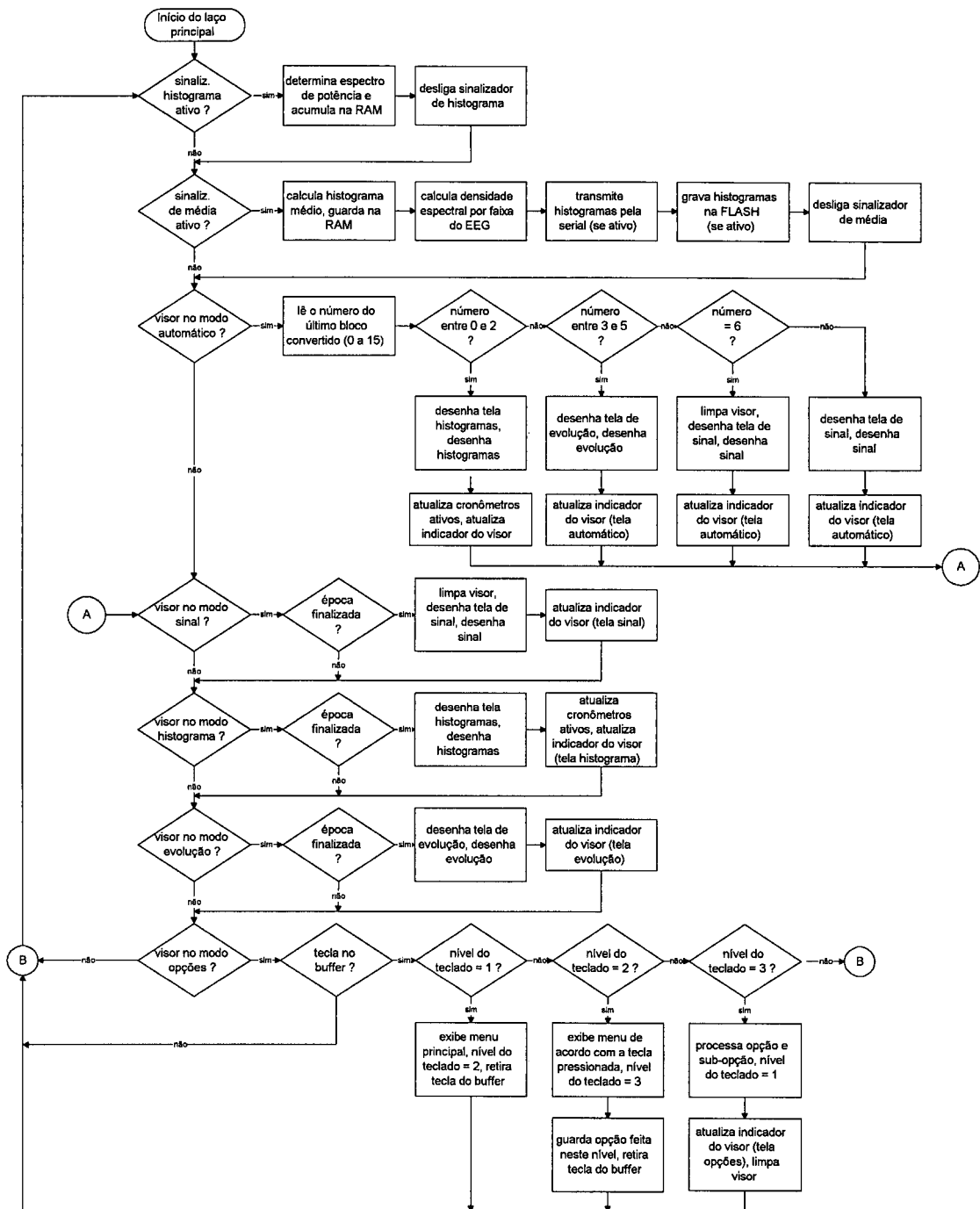


Figura 4.3 Fluxograma da rotina principal (*main*).

O programa principal chama as rotinas de inicialização e teste dos circuitos digitais, logo após habilita as interrupções e executa o laço principal. Inicialmente é testado o estado de um sinalizador de histograma ativo, que consiste em um byte na memória RAM interna do microcontrolador, configurado como variável global sob o ponto de vista do compilador C. Se o

sinalizador estiver ligado é executada a rotina que determina o espectro de potência para os sinais de ambos os canais e os resultados são acumulados na RAM externa para cálculo futuro do histograma médio dos 16 últimos processamentos. Este cálculo da média ocorre quando o sinalizador de média estiver ativo, e é acompanhado pelo cálculo da densidade espectral de cada faixa do EEG (delta, teta, alfa, beta). O resultado deste cálculo é armazenado temporariamente na RAM externa, mas pode ser copiado para a porta serial e para a memória FLASH, de acordo com a configuração feita pelo usuário. Como regra geral, pode-se afirmar que praticamente todos os sinalizadores utilizados no programa são ligados dentro da rotina de atendimento à interrupção ou dentro da rotina de configuração, e são desligados dentro do laço principal após o respectivo processamento.

As instruções seguintes dentro do laço principal dizem respeito ao modo de exibição de informações no visor gráfico. Um sinalizador é usado para este fim, e aceita cinco valores distintos: `TELA_AUTOMÁTICO`, que é o modo padrão, exibe alternadamente o histograma médio, a evolução do ritmo cerebral predominante ao longo do tempo e os sinais captados nos dois canais; `TELA_SINAL`, que instrui o equipamento a exibir apenas os sinais; `TELA_EVOLUÇÃO`, no qual apenas o gráfico da evolução do ritmo predominante é exibido; `TELA_HISTOGRAMAS`, onde apenas os histogramas são exibidos; `TELA_OPÇÕES`, que força a exibição de menus de opções no visor gráfico, associados com comandos de teclado.

A rotina de atendimento às interrupções é acionada cada vez que um dos temporizadores implementados por programa (*software timers*) sinalizar um evento. Se o evento foi proporcionado pelo temporizador 0, responsável pela base de tempo, uma variável global chamada “tick” é incrementada. Esta interrupção ocorre a cada 50 ms e serve como base de tempo para os dois cronômetros implementados por programa disponíveis no equipamento, um deles funcionando continuamente e outro podendo ser utilizado para marcação de intervalos de tempo. A resolução interna de cada cronômetro é de 1/20 s, mas o formato exibido no visor é de dois dígitos para hora e dois dígitos para minuto, separados por dois pontos (HH:MM). Se a interrupção foi proporcionada pelo temporizador 1 significa que é o momento para realizar a conversão A/D no canal 1 e logo após no canal 2. Esta interrupção está associada à base de

tempo, e ocorre uma vez para cada 75 “ticks”, ou seja, ocorrerá a conversão de uma época completa para cada canal a cada 3,75 s. Este valor foi escolhido em função do tempo necessário para o processamento digital da informação dos dois canais. Juntamente com a conversão são calculados os filtros rejeita-faixa para os dois canais e transmitidas as amostras pela porta serial, se necessário. Os sinalizadores de histograma e média são ligados nos momentos apropriados, quando um ciclo de 1 minuto (16 histogramas por canal) for completado. Este dimensionamento de tempo foi discutido com profissionais da área de eletroencefalografia e julgado adequado para acompanhamento da profundidade anestésica.

Outra atividade associada com a interrupção de base de tempo é a verificação do teclado. Se alguma tecla for pressionada, o código da mesma é guardado em uma posição da memória RAM. Quando esta posição é lida, dentro do laço principal, se o código corresponder a alguma ação válida esta será executada e a posição volta a receber FFH.

4.2.2 Rotina de configuração

A rotina de configuração, mostrada no fluxograma da figura 4.4, permite ajustar vários parâmetros que flexibilizam a utilização do equipamento, listados a seguir:

- cronômetro A: ligado ou desligado (padrão = ligado);
- cronômetro B: ligado ou desligado (padrão = desligado);
- transmissão dos sinais pela porta serial: ligada ou desligada (padrão = desligada);
- transmissão dos histogramas médios pela porta serial: ligada ou desligada (padrão = desligada);
- gravação dos histogramas médios na memória FLASH: ligada ou desligada (padrão = ligada);
- tamanho da época: 64, 128, 256 ou 512 amostras de 8 bits (padrão = 128);
- taxa de aquisição dos sinais: 100, 120, 128, 240 ou 256 amostras/s (padrão = 128);
- ganho final do amplificador: 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1000 ou 5000 (padrão = 50).

Todas essas opções são mostradas no visor, uma a uma, e a seleção dos parâmetros é feita pela entrada via teclado. Ao final da rotina de configuração os valores selecionados são exibidos em uma tela de parâmetros, para confirmação visual.

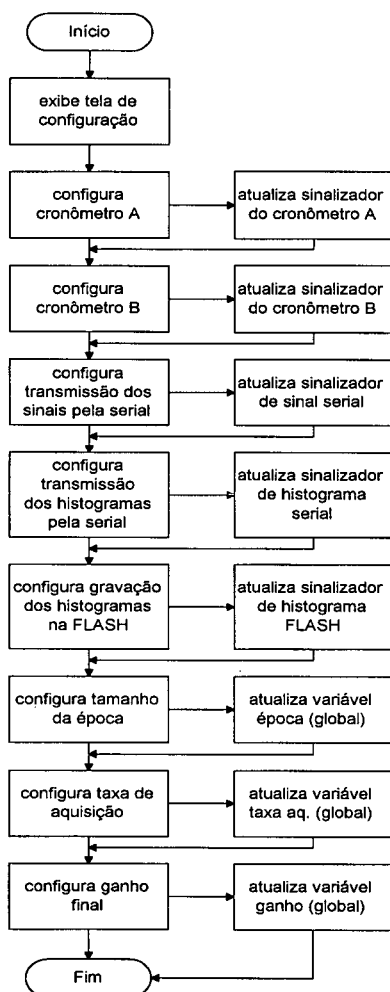


Figura 4.4 Fluxograma da rotina de configuração dos parâmetros de operação do equipamento.

4.2.3 Rotina de início de operação e teste dos circuitos eletrônicos

Esta rotina é executada uma única vez, ao ligar-se o equipamento, e é invocada dentro da rotina principal (*main*). O primeiro passo é a verificação de tecla pressionada. Se o equipamento

for ligado com alguma tecla pressionada, o código desta é verificado e uma das seguintes ações é realizada:

- se a tecla é “0”, mostra no visor uma tela de créditos pelo projeto;
- se a tecla é “C”, salta para a rotina de configuração dos parâmetros de operação;
- se a tecla é “E”, simplesmente exhibe uma tela contendo as configurações atuais;
- se a tecla é “F”, transmite o conteúdo da memória FLASH pela porta serial.

Logo após, o primeiro teste consiste na verificação da confiabilidade do conversor A/D, realizado através da leitura de dois canais com tensão de entrada previamente estipulada. Seguem-se o teste de confiabilidade e zeramento da memória RAM externa, verificação da percentagem livre da memória FLASH - seguida ou não de operação de apagamento - e teste de impedância da ligação eletrodos-escalpo para cada um dos eletrodos. Em cada um dos testes citados, em ocorrendo falha, é exibida uma mensagem de advertência no visor. Se o erro não inviabilizar a aquisição e o processamento do sinal, o usuário poderá escolher entre continuar ou não. Se o erro impossibilitar o uso do equipamento (RAM com defeito, por exemplo), a mensagem é de ERRO FATAL e o programa é encerrado automaticamente, entrando em laço eterno e vazio. O fluxograma para esta rotina é mostrado na figura 4.5

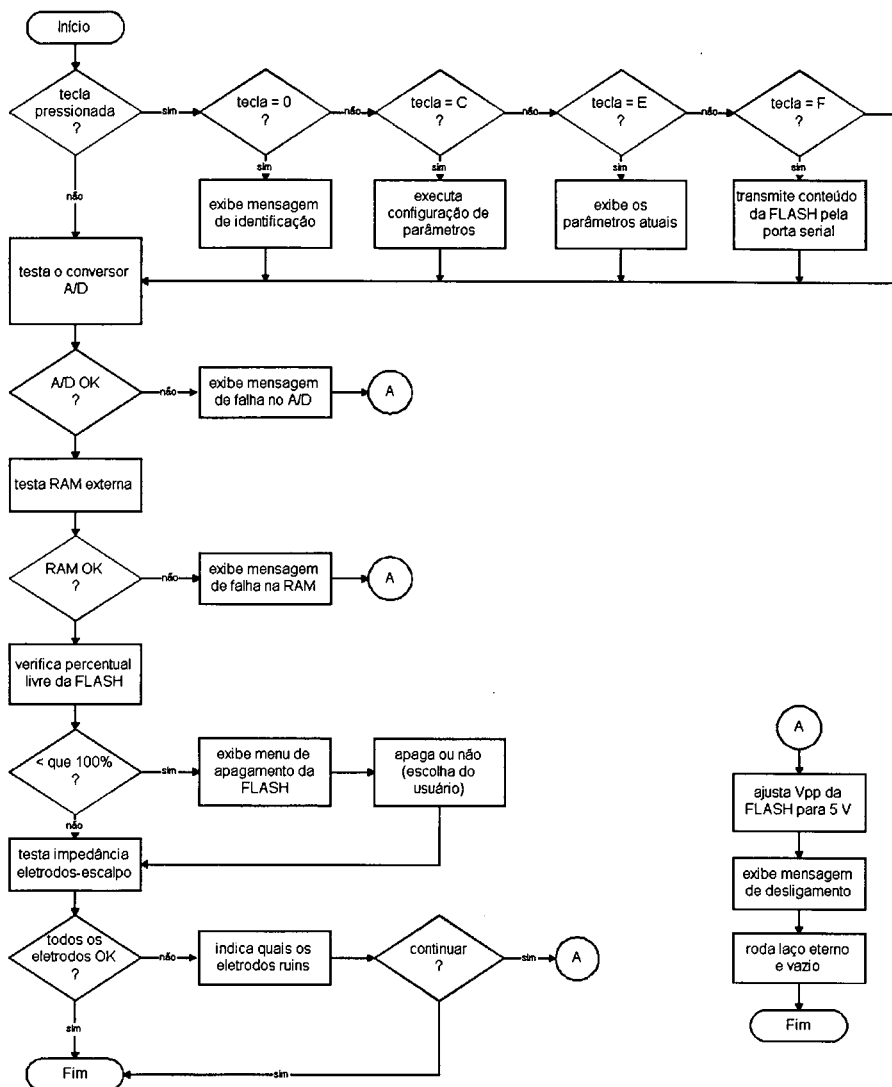


Figura 4.5 Fluxograma da rotina para início de operação e testes.

4.2.4 Rotina de teste de impedância

O teste da impedância entre cada um dos eletrodos e o escalpo é realizado seguindo a seqüência de comandos mostrada na figura 4.6. A rotina testa apenas um eletrodo de cada vez, de acordo com um código de entrada. O primeiro passo consiste em abrir as entradas dos amplificadores de instrumentação para evitar uma ocasional saturação. Logo após, outras chaves analógicas são apropriadamente fechadas/abertas para medir a queda de tensão sobre um resistor de referência. Um novo posicionamento de algumas das chaves faz com que a corrente proveniente do gerador sinusoidal provoque uma queda de tensão sobre a interface eletrodos-

escalpo, proporcional à impedância. O último passo consiste na comparação entre os dois valores de tensão e no retorno de OK ou FALHA.

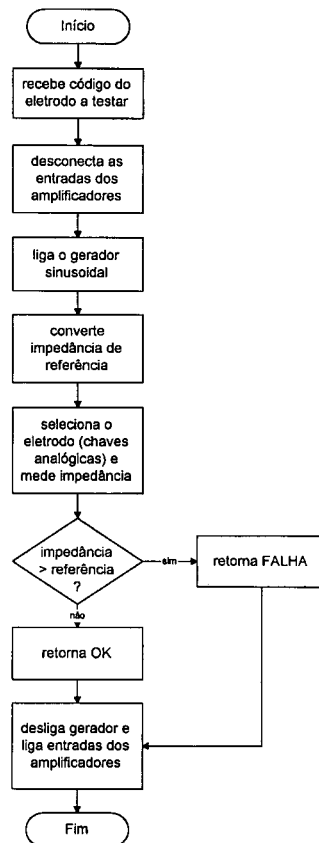


Figura 4.6 Fluxograma da rotina para teste de impedância da interface eletrodos-escalpo.

4.2.5 Rotina de teste da memória RAM

O teste da memória RAM é realizado da maneira clássica, fazendo-se a escrita e posterior leitura dos valores 55H e AAH em cada posição de memória, conforme pode ser observado na figura 4.7 (esquerda). Estes valores hexadecimais correspondem a 01010101 e 10101010 em binário, e apresentam a particularidade de sempre alterar o nível lógico de um bit para seu adjacente, permitindo detectar curto-circuitos entre os bits de dados. A aplicação consecutiva dos dois valores permite também detectar curto-circuitos de cada bit para a fonte de alimentação e para a referência digital.

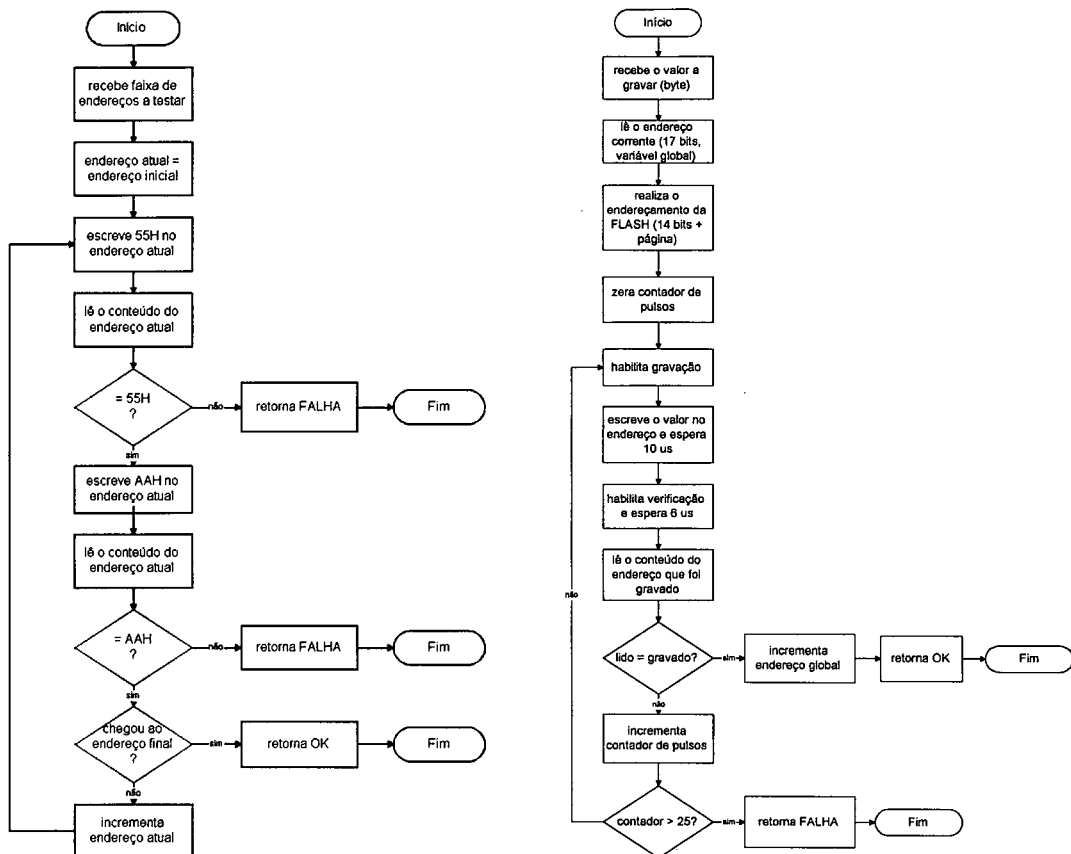


Figura 4.7 Fluxogramas da rotina para teste da memória RAM (esquerda) e da rotina para gravação de um byte na memória FLASH (direita).

4.2.6 Rotina de gravação na memória FLASH

Na figura 4.7 (direita) pode ser visto o fluxograma para gravação de um byte na memória FLASH Intel 28C010. O núcleo da rotina é formado por um algoritmo fornecido pelo próprio fabricante, que prevê um máximo de 25 tentativas de gravação antes de considerar falha no endereço. Os passos correspondentes ao acionamento da tensão de gravação V_{pp} foram omitidos, porque são feitos fora da rotina, por questão de tempo.

4.2.7 Rotina de escrita de caracteres no visor

Esta é a rotina de mais baixo nível dentro de uma coleção de rotinas para escrita de caracteres formatados no visor gráfico. Partindo da rotina de escrita de caracteres, foi

implementada uma outra rotina para escrita de arranjos de caracteres (*strings*), e uma terceira para escrita de valores numéricos com número de casas pré-determinado. A maior dificuldade encontrada na implementação deveu-se à inexistência de gerador de caracteres interno ao circuito do visor, obrigando ao desenho dos caracteres um a um, em matriz de 6 x 8 bits, e geração de tabela em seqüência ASCII na memória EPROM. A figura 4.8 mostra o fluxograma para a escrita de caracteres. A formatação de caracteres usada nestas três rotinas foi aproveitada para o projeto de uma coleção de rotinas de transmissão pela porta serial.

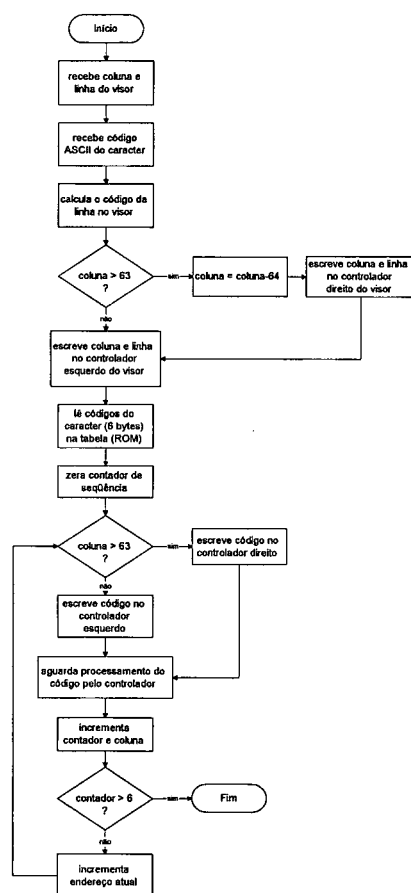


Figura 4.8 Fluxograma da rotina para escrita de caracteres no visor de cristal líquido.

4.2.8 Rotina de desenho de ponto no visor

Esta é a rotina de mais baixo nível dentro de uma coleção de rotinas gráficas implementada com as técnicas descritas por Stevens (1989). A partir da disponibilidade de uma

rotina para desenho de um ponto, foram implementadas rotinas para desenho de retas, retângulos, barras e elipses.

Conforme pode ser observado no fluxograma da figura 4.9, as maiores dificuldades encontradas na implementação desta rotina consistiram na existência de dois controladores independentes no circuito do visor e a escrita em formato de palavra de 8 bits, quando na verdade o desenho de um ponto envolve o comando de um único bit. A superação destes dois obstáculos foi possível à custa de algumas instruções adicionais, que acabam por tornar lento o processamento de figuras mais complexas.

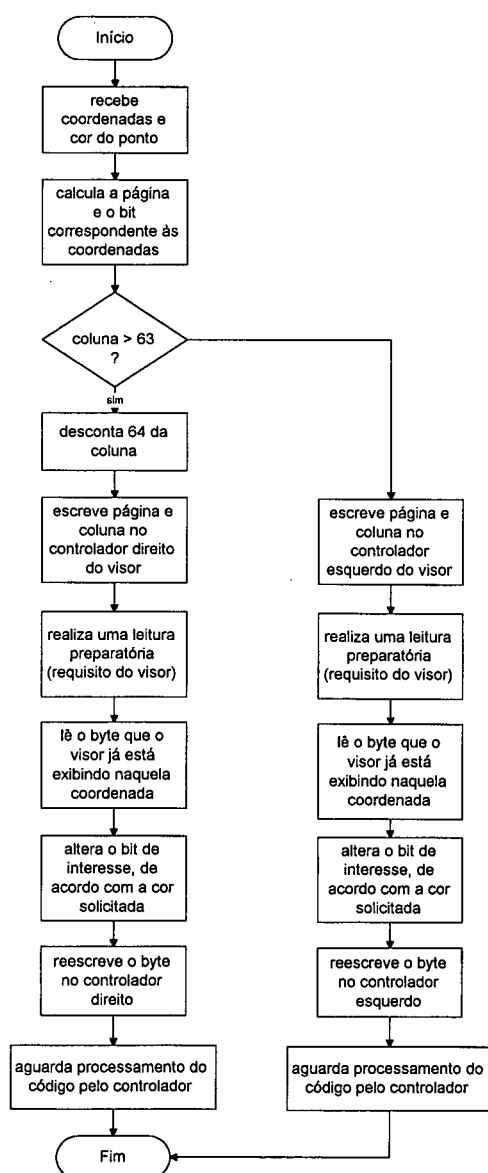


Figura 4.9 Fluxograma da rotina para desenho de um ponto no visor de cristal líquido.

4.2.9 Rotina de cálculo do espectro de potência

Quando os sinais correspondentes a uma época completa foram integralmente convertidos, um sinalizador aponta para que seja executada a rotina de cálculo do espectro de potência, baseada na transformada rápida de Fourier (FFT), visando obter o espectro para cada canal, na faixa de 1 a 30 Hz, com resolução de 1 Hz. Estes espectros são acumulados na memória RAM externa, visando fornecer um histograma médio de frequências a cada minuto, por canal. O fluxograma para esta rotina pode ser visto na figura 4.10 (esquerda).

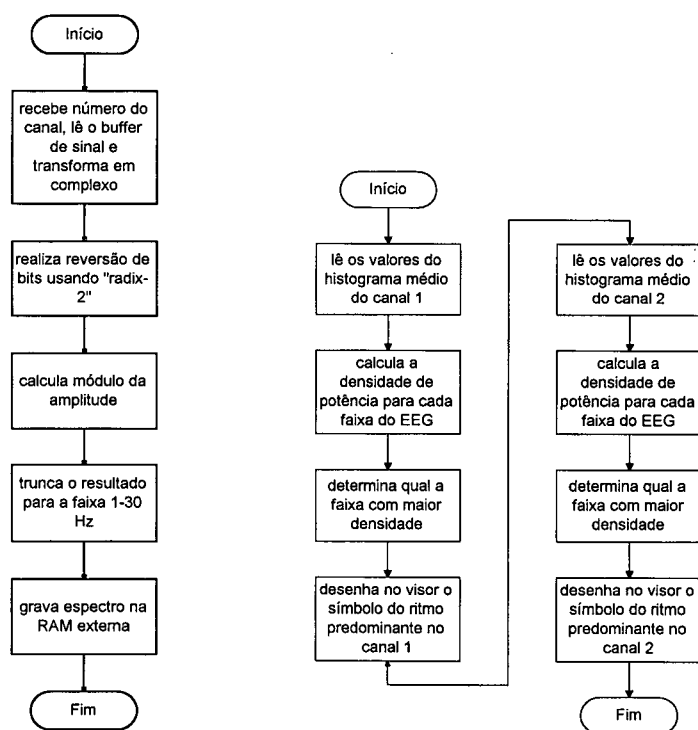


Figura 4.10 Fluxograma das rotinas para cálculo do espectro de potência (esquerda) e da rotina para classificação do ritmo predominante (direita).

4.2.10 Rotina de classificação do ritmo predominante

Esta rotina é chamada tão logo tenha sido calculado o espectro de potência, sobre os sinais médios adquiridos e filtrados dentro do período de 1 minuto. Conforme o fluxograma da figura 4.10 (direita), o histograma médio é dividido nas faixas correspondentes a cada ritmo

característico do EEG, e dentro de cada faixa é determinada a densidade de potência pela média aritmética da amplitude em cada uma das frequências. Na faixa com maior densidade determina-se qual a frequência predominante, e esta será utilizada no registro da evolução temporal. O mesmo procedimento é aplicado aos canais 1 e 2.

4.3 IMPLEMENTAÇÃO DO PROGRAMA DE AVALIAÇÃO

Conforme mencionado no capítulo 3, existe na placa digital uma memória FLASH de 128 Kbytes que é utilizada para armazenar os dados processados pelo programa, como, por exemplo, aqueles gerados durante o acompanhamento de um procedimento cirúrgico. Estes dados podem ser transferidos posteriormente para um microcomputador compatível com IBM PC, através da porta serial RS-232C, visando aproveitar os seus recursos de armazenamento em disco, tela gráfica e impressão. O programa que suporta o recebimento dos dados no IBM-PC recebeu o nome de WinMACII e necessita de uma plataforma Windows 3.x ou Windows 95 para seu funcionamento. O WinMACII foi implementado em linguagem BASIC, utilizando-se o compilador CA-BASIC 2.0A da Computer Associates, e pode ser usado simultaneamente à operação do equipamento, recebendo via serial e mostrando na tela os gráficos correspondentes às épocas dos canais 1 e 2, os histogramas médios para ambos os canais e também os gráficos de evolução, conforme pode ser visto na figura 4.11. Além disto, o programa pode exibir gráficos tridimensionais semelhantes ao modelo CSA mostrado no capítulo 2, mostrando a evolução temporal de todo o espectro de frequências na faixa de 1 a 30 Hz, conforme mostrado na figura 4.12. O programa pode também ser usado para receber as informações gravadas na memória FLASH do equipamento, em um momento posterior à cirurgia que foi monitorizada.

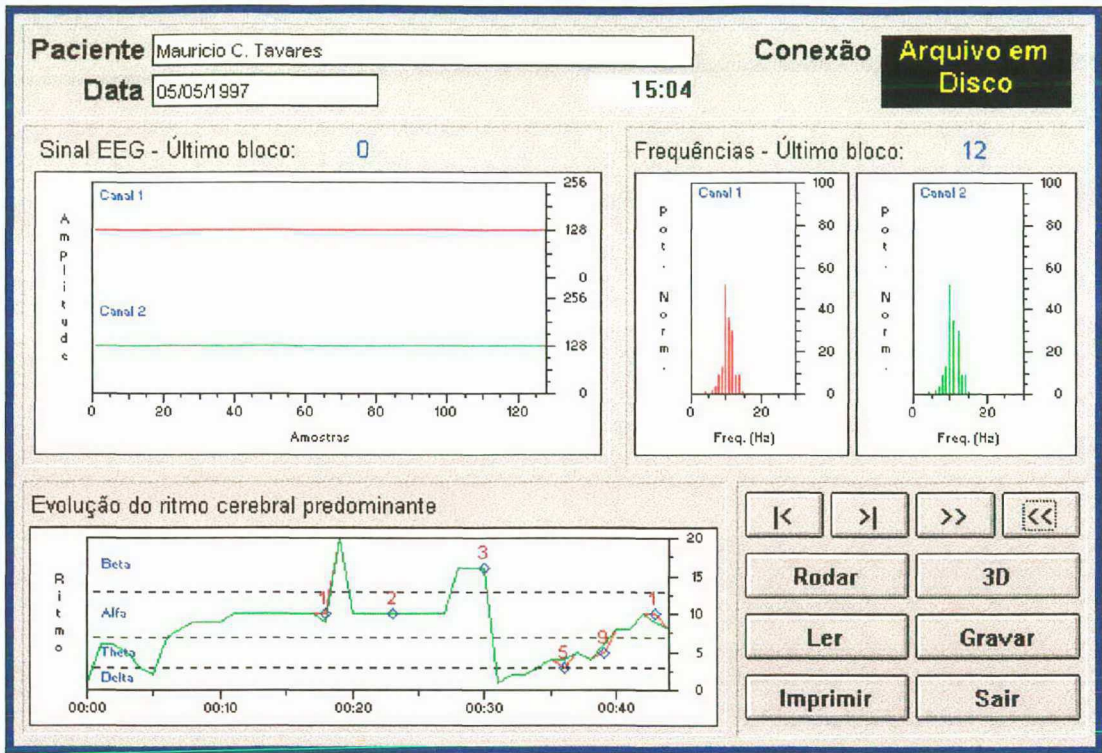


Figura 4.11 Tela principal do programa WinMACII, mostrando as área de exibição de sinais para os dois canais, histogramas de frequência e evolução do ritmo predominante (simulação). Como os dados são provenientes da memória FLASH do protótipo, o sinal de EEG não está disponível. Os números no gráfico da evolução correspondem a marcas inseridas pelo operador do equipamento.

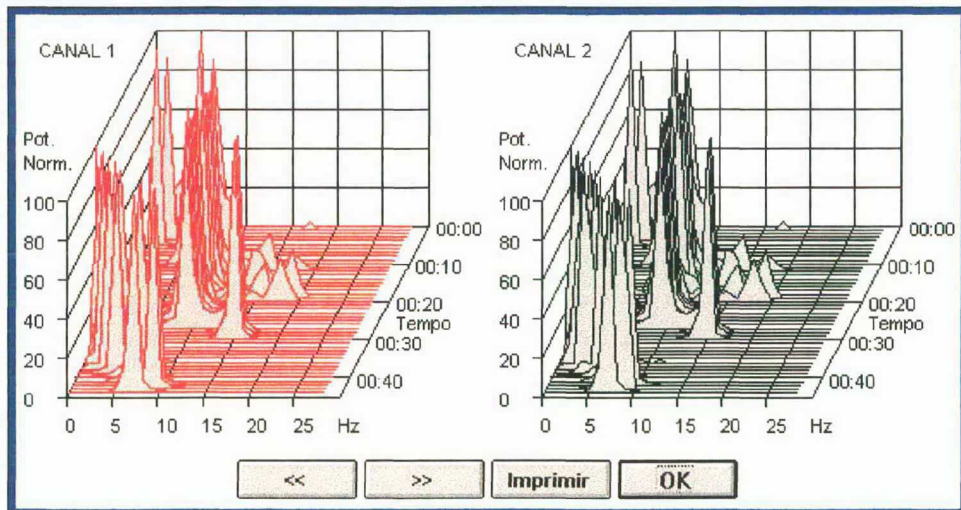


Figura 4.12 Gráficos tridimensionais para acompanhamento da evolução temporal do espectro de potência nos dois canais, na faixa de 1 a 30 Hz (simulação).

Capítulo 5

Resultados Obtidos

5.1 ROTINAS DE PROCESSAMENTO DO SINAL

As rotinas de processamento digital do sinal de EEG foram testadas por meio de simulações usando o programa de geração de sinais e o programa ESPEC97, conforme descrito no capítulo 4.

5.1.1 Filtro rejeita-faixa

A figura 5.1 mostra em vermelho o vetor de amostras colocado na entrada do filtro, proveniente no processamento da equação 5.1 através do programa de geração de sinais, com taxa de aquisição de 300 amostras/s. A largura de banda (B) do filtro é ajustada para 5 Hz, centrada em 60 Hz. O gráfico em cor azul representa a saída do filtro, e evidencia o fenômeno de oscilação inicial, mesmo sem a presença da componente de 60 Hz nas amostras de entrada. A oscilação apresenta uma característica amortecida, isto é, tende a desaparecer após as primeiras amostras. A duração das oscilações é inversamente proporcional a B e depende também dos valores iniciais atribuídos às amostras de saída $Y[n-1]$ e $Y[n-2]$, arbitradas na inicialização da rotina, e do valor das primeiras amostras convertidas. Na rotina final implementada no microcontrolador optou-se por aumentar a época em 50 amostras, descartando conseqüentemente as 50 primeiras amostras obtidas na saída do filtro. Este procedimento é totalmente transparente ao usuário, quando da exibição dos sinais filtrados no visor gráfico.

$$V_i = 0,2.\cos(2\pi.4) + 0,2.\cos(2\pi.12) + 0,3.\cos(2\pi.20) \quad (5.1)$$

A figura 5.2 mostra os resultados obtidos com a filtragem digital do sinal anterior acrescido de uma componente importante na frequência de 60 Hz (simulação do ruído da rede

elétrica), conforme a equação 5.2. O filtro apresenta a mesma largura de banda (B). Desprezadas as amostras iniciais, fica evidenciada a eficácia da rotina de filtragem na eliminação da componente de 60 Hz.

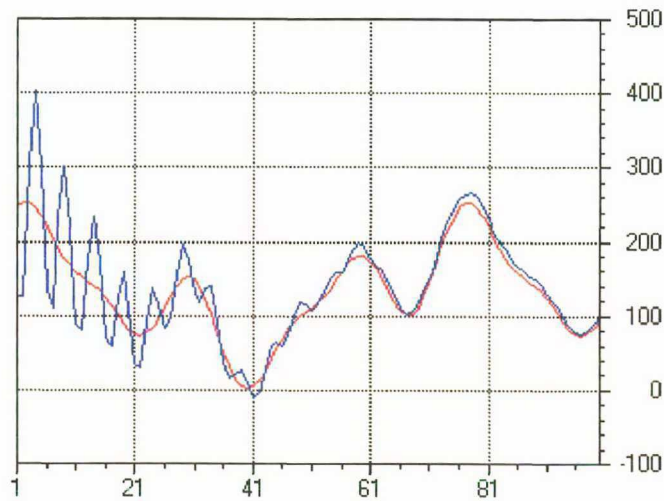


Figura 5.1 Em vermelho, o sinal de entrada expresso pela equação 5.1. Em azul, a saída do filtro rejeita-faixa de 60 Hz. Note-se a oscilação presente nas primeiras amostras obtidas na saída do filtro.

$$V_i = 0,2.\cos(2\pi.4) + 0,2.\cos(2\pi.12) + 0,3.\cos(2\pi.20) + 0,4.\cos(2\pi.60) \quad (5.2)$$

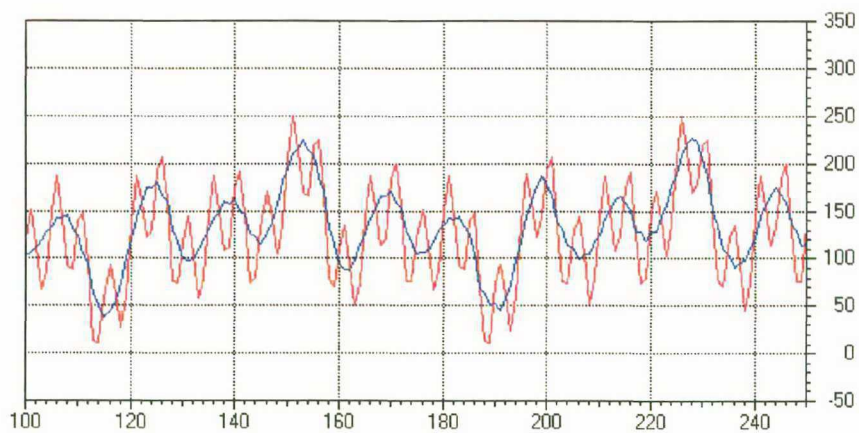


Figura 5.2 Em vermelho, o sinal de entrada expresso pela equação 5.2, discretizada a uma taxa de 300 amostras/s. Em azul, a saída do filtro rejeita-faixa de 60 Hz, após alcançado o regime de funcionamento (desprezadas as amostras contendo oscilação).

5.1.2 Espectro de potência

As figuras 5.3 a 5.5 mostram algumas cópias de tela do programa ESPEC97. Em cada uma delas a rotina para determinação do espectro de potência foi submetida a uma entrada diferente, sendo as 5 primeiras obtidas com o uso do programa de geração de sinais. Na última tela (figura 5.5 - direita) foi usado como entrada um sinal real, proveniente de um banco de dados de EEG, no qual o paciente foi foto-estimulado a uma frequência de 8 Hz. Nas simulações com sinais sinusoidais as componentes foram perfeitamente reconhecidas. Na simulação com sinal real a componente de 8 Hz foi detectada como predominante. Maiores detalhes podem ser vistos na legenda da figura. Os resultados obtidos foram considerados satisfatórios.

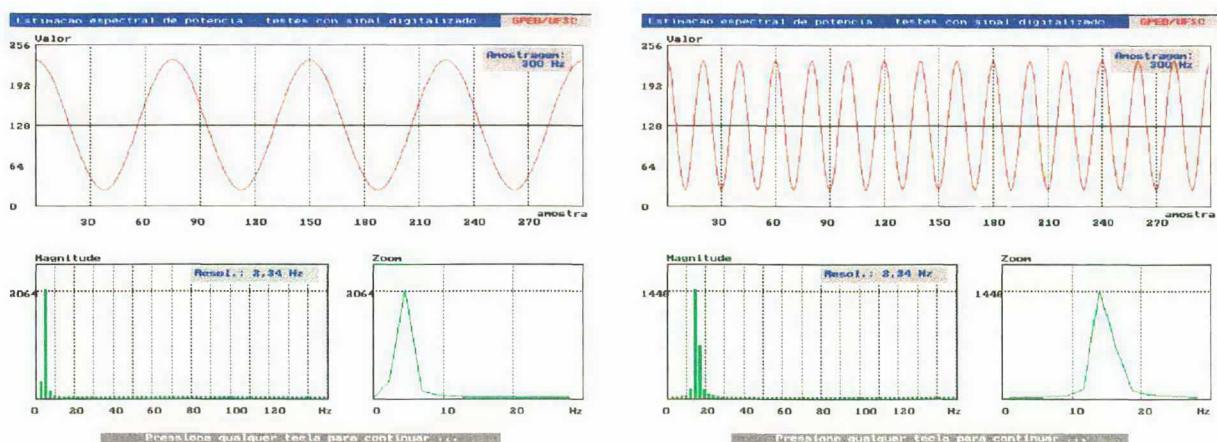


Figura 5.3 Cópias de tela do programa ESPEC97, submetido a diferentes sinais de entrada. Na tela da esquerda o sinal de entrada apresenta uma componente sinusoidal única na frequência de 4 Hz, com amplitude correspondente a 93% do fundo de escala do conversor A/D. A taxa de aquisição do sinal é de 300 amostras/s e a resolução em frequência é de 2,34 Hz em função da época utilizada. Pode-se verificar a presença de fuga espectral (efeito de Gibb), que no entanto não impede a clara definição da frequência predominante. A figura da direita é o resultado do processamento de um sinal de entrada de 15 Hz, com a mesma amplitude e taxa de aquisição do sinal anterior.

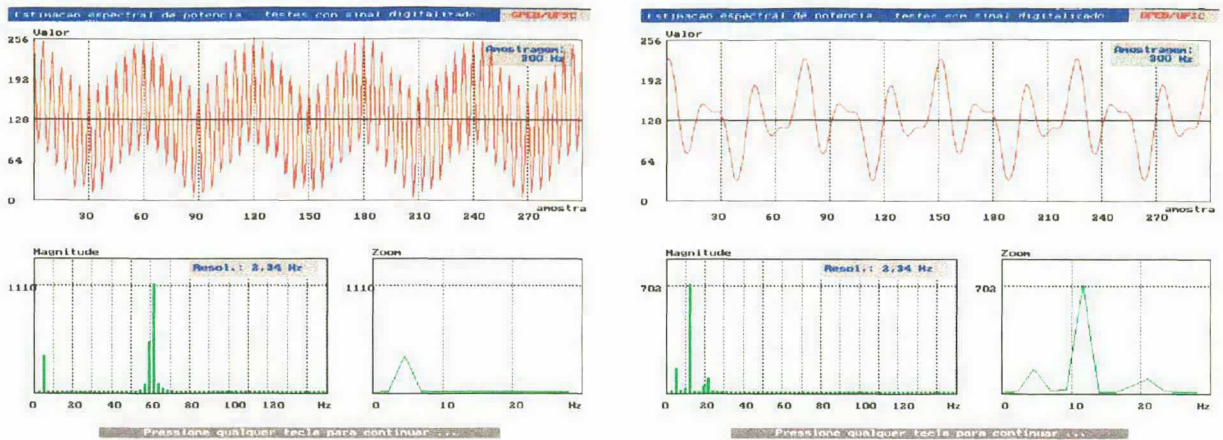


Figura 5.4 Cópias de tela do programa ESPEC97. Na tela da esquerda o sinal de entrada é expresso por $V_i=0,3.\cos(2\pi.5) + 0,7.\cos(2\pi.60)$, enquanto na tela da direita o sinal de entrada é $V_i=0,2.\cos(2\pi.4) + 0,4.\cos(2\pi.12) + 0,2.\cos(2\pi.20)$. As amplitudes mostradas nos histogramas correspondem à quarta parte do quadrado do valor de pico de cada componente sinusoidal, considerando uma conversão A/D de 8 bits unipolar, onde o zero (linha de base) corresponde ao valor 127 decimal.

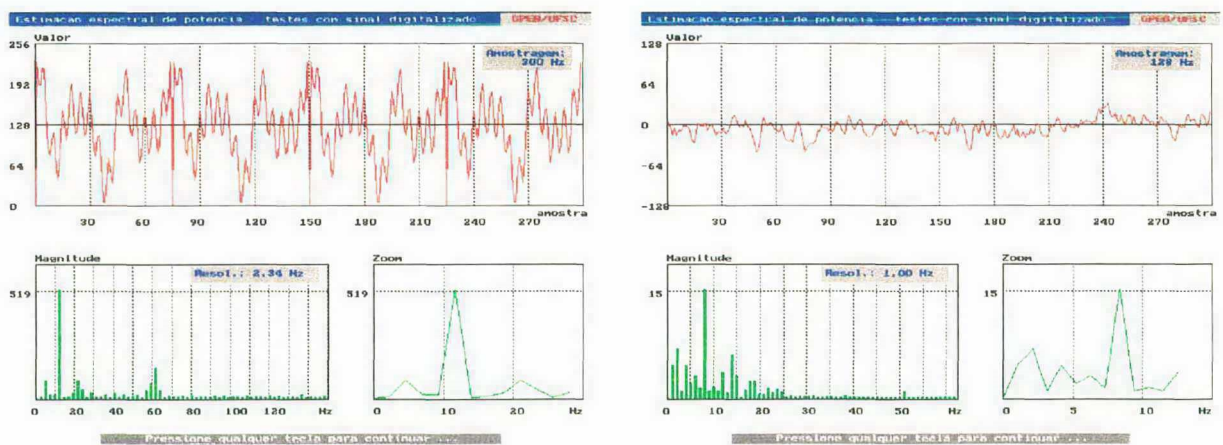


Figura 5.5 Cópias de tela do programa ESPEC97. Na tela da esquerda o sinal de entrada é $V_i=0,2.\cos(2\pi.4) + 0,4.\cos(2\pi.12) + 0,2.\cos(2\pi.20) + 0,3.\cos(2\pi.60)$, discretizado a uma taxa de 300 amostras/s. Na tela da direita foi utilizado como entrada um sinal de EEG proveniente de um banco de dados, discretizado a 128 amostras/s, resultando em histograma com resolução de 1 Hz. O paciente foi foto-estimulado a 8 Hz.

5.1.3 Janela temporal Hamming

Na figura 5.6 podem ser observadas duas outras cópias de tela do programa ESPEC97, referentes ao teste de aplicação de uma janela temporal do tipo Hamming sobre um sinal de entrada simulado. Conforme pode ser observado na figura da esquerda, a frequência de 10 Hz do sinal, submetido a uma janela retangular, não coincide exatamente com a resolução de 2,34 Hz estipulada para o histograma, provocando o aparecimento de fuga espectral. Na figura da direita o sinal de entrada foi submetido a uma janela Hamming antes da determinação do espectro de potência. Conforme pode ser observado, e de acordo com o esperado, houve diminuição da fuga espectral. Entretanto, como o equipamento apresenta os histogramas normalizados, numa faixa de 0 a 100, e a discriminação desejada foi alcançada com ou sem a aplicação da janela, e ainda considerando a diminuição do tempo de processamento, optou-se pela janela retangular.

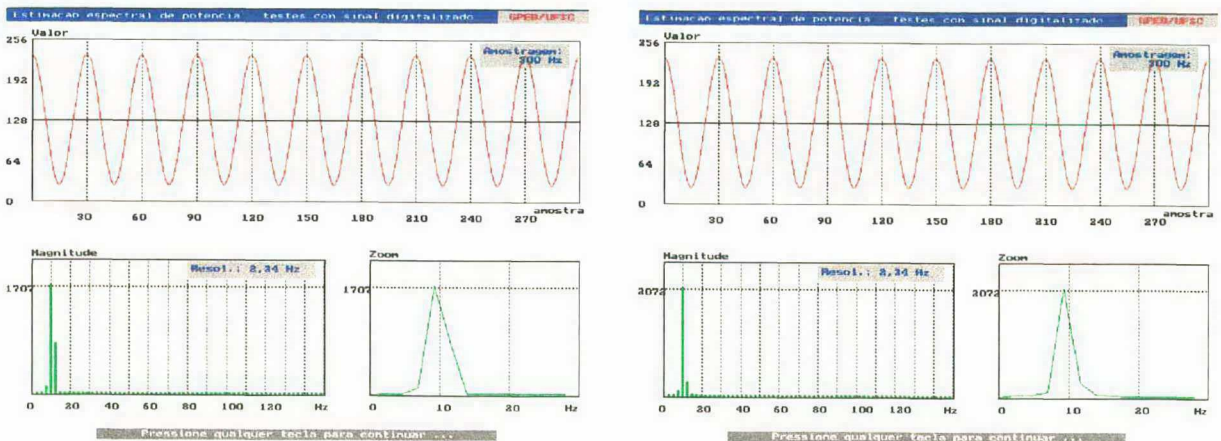


Figura 5.6 Cópias de tela do programa ESPEC97. Na tela da esquerda o sinal de entrada é uma sinusóide pura com frequência de 10 Hz, discretizada a uma taxa de 300 amostras/s usando janela retangular. Na tela da direita o mesmo vetor de amostras foi submetido a uma rotina de janela Hamming antes da determinação do espectro de potência.

5.2 PROTÓTIPO

5.2.1 Aspectos construtivos

Foi montado um protótipo do equipamento MAC-II, baseado nos requisitos definidos no capítulo 2 e nos circuitos e programas descritos nos capítulos 3 e 4.

Os componentes eletrônicos, apesar da procedência estrangeira, foram todos adquiridos no mercado nacional. O transformador foi projetado em conjunto com os técnicos da empresa Rasatronic (Rio Grande do Sul), também responsável pela construção do mesmo, e a principal preocupação foi a de garantir a sua qualidade, visando a segurança nos testes com seres vivos. Ainda com esta mesma preocupação, a caixa externa do equipamento é inteiramente de plástico. Os parafusos presentes na tampa inferior estão devidamente isolados de qualquer tensão interna, e aqueles que sustentam o transformador estão ligados ao aterramento da rede elétrica. A carcaça metálica do conector frontal para conexão da caixa de eletrodos também é isolada de toda e qualquer tensão presente no circuito.

A placa analógica foi instalada no interior de uma caixa metálica interna à caixa de plástico, visando obter uma blindagem contra ruídos para os circuitos de aquisição do EEG.

A caixa externa apresenta uma alça que facilita o transporte.

Os seguintes equipamentos foram utilizados na montagem e teste do protótipo: multímetro digital Yu-Fong modelo YF-1068; gerador de funções Labo modelo modelo GF-03; osciloscópio digital Tektronix modelo TDS 220; osciloscópio digital Edisa-HP modelo 54500A com interface GPIB e software ScopeLink; emulador de EPROM Contronic modelo EP-64; gravador de EPROM Contronic modelo E²P; gravador e testador universal modelo GTU-100; microcomputador IBM-PC compatível modelo 486 DLC-40.

As figuras 5.7 a 5.11 contém algumas fotografias do protótipo, incluindo componentes e aspectos construtivos. No painel frontal estão colocados o visor gráfico de cristal líquido, o teclado e o conector para a caixa de eletrodos. No painel traseiro estão a chave liga-desliga, conector do cabo de força de 3 pinos, porta-fusível, conector trapezoidal DB-9 da porta serial e

chave seletora da tensão de rede (110/220 V).

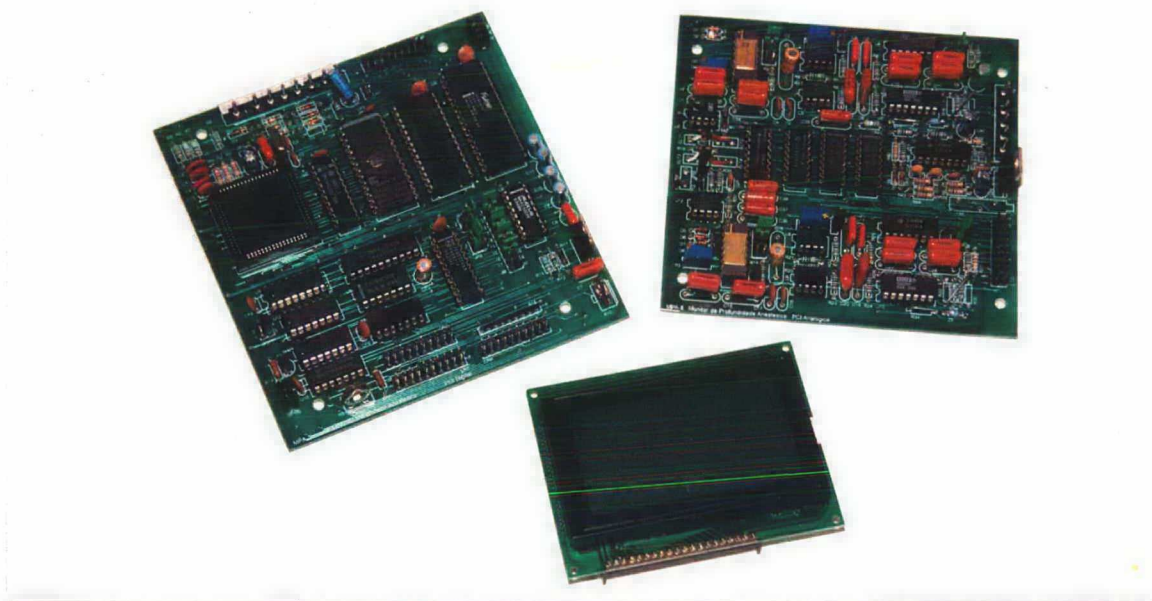


Figura 5.7 Fotografia das placas analógica e digital, juntamente com o visor.

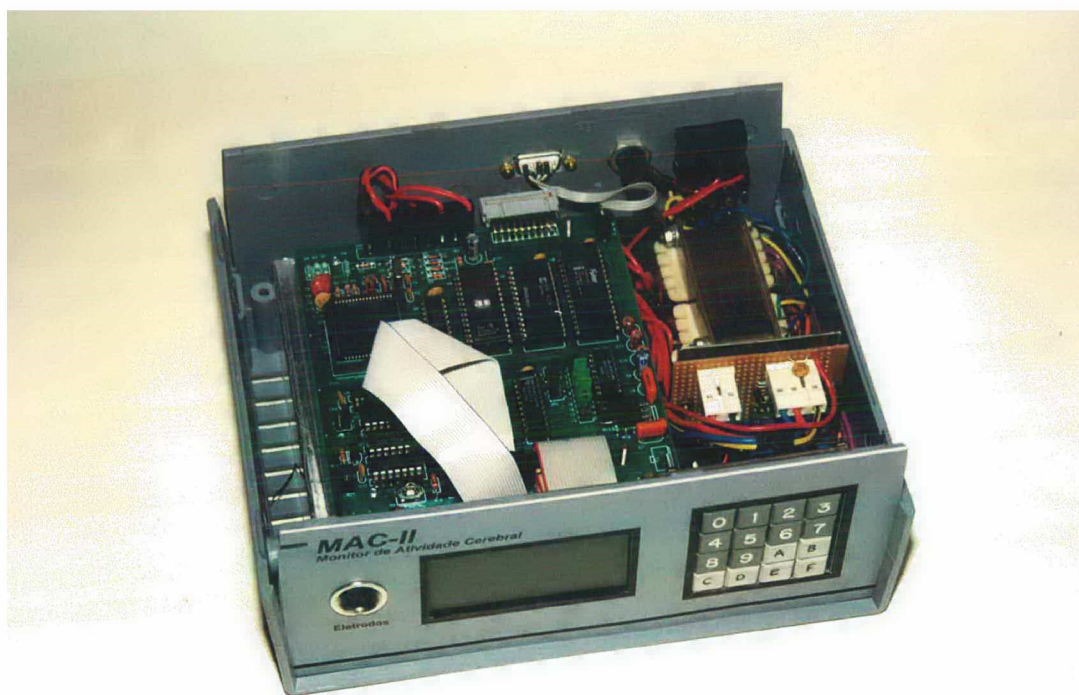


Figura 5.8 Fotografia do equipamento, com a tampa superior aberta.

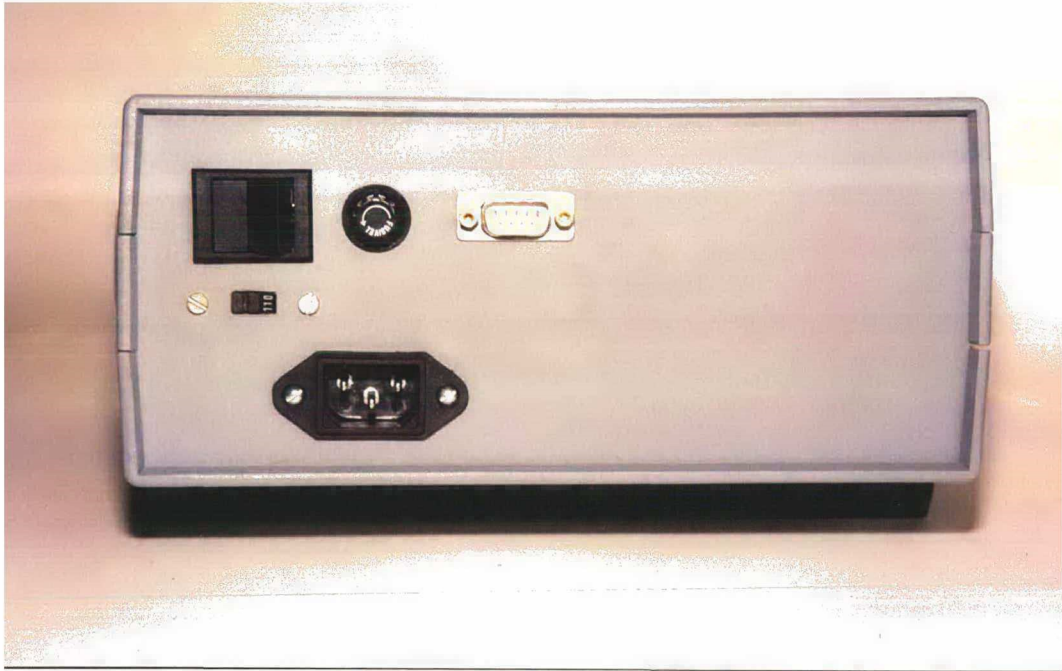


Figura 5.9 Fotografia do painel traseiro do equipamento.

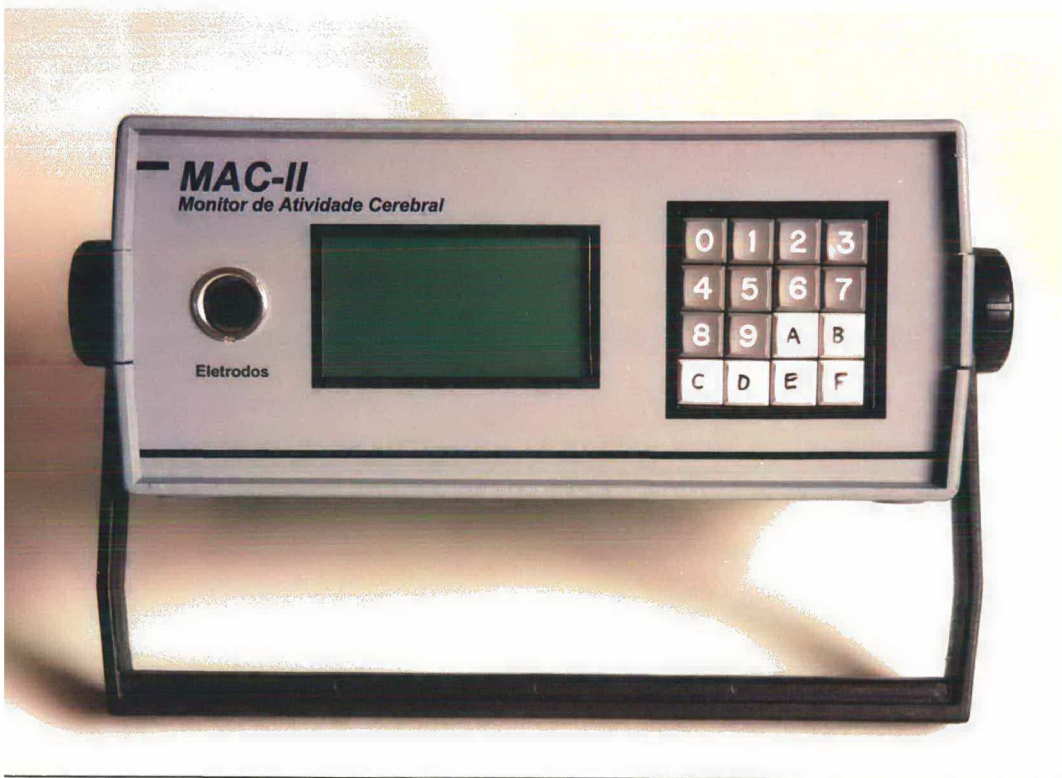


Figura 5.10 Fotografia do painel frontal do equipamento.



Figura 5.11 Fotografia do equipamento completo, incluindo eletrodos e caixa de conexão.

5.2.2 Instalação

A instalação do equipamento é bastante simples. Inicialmente deve-se verificar a tensão da rede local e ajustar convenientemente a chave seletora de tensão localizada no painel traseiro. É muito importante, para a segurança do usuário e do paciente, que a rede elétrica disponha de um aterramento de boa qualidade. A posição dos pinos fase, neutro e terra, na tomada de 3 pinos, deve seguir a norma ABNT.

O próximo passo consiste na ligação da caixa de eletrodos ao equipamento. O conector DIN de 8 pinos deve ser ligado firmemente ao conector fêmea do painel frontal. Este conector aceita apenas uma posição de encaixe, que deve ser respeitada.

Após, a chave liga-desliga deve ser acionada, ocasionando a iluminação do visor de cristal líquido e o início da execução do programa.

5.2.3 Operação

Para verificar os parâmetros de configuração do equipamento, modificá-los, transmitir o conteúdo da memória FLASH pela porta serial e verificar os créditos pelo projeto, o usuário deve pressionar uma tecla no painel frontal, conforme descrição feita no capítulo 4, e depois ligar o equipamento. A opção do usuário será processada convenientemente e depois o equipamento passa à operação normal de aquisição e processamento do EEG. A partir deste ponto o programa é sensível ao pressionar de qualquer tecla do painel frontal, exibindo então um menu de seleção de opções: Visualizar, Cronômetro B, Inserir marca, Desligar MAC-II. Dentro da opção Visualizar encontram-se as sub-opções: Automático, Somente sinal, Somente histogramas, Somente evolução. A opção Cronômetro B inclui as sub-opções: Ligar, Zerar, Desligar. Na opção Inserir marca é permitido ao usuário digitar um número de marca de 1 a 9. Estas marcas ficam registradas na memória FLASH, associadas ao sinal adquirido naquele instante, permitindo ao usuário manter um protocolo próprio que relacione o número de marca a um evento importante (administração de anestésico, por exemplo). A última opção, Desligar MAC-II, deve ser acionada sempre que o usuário quiser desligar o equipamento. Como geralmente os dados resultantes do processamento são guardados na memória FLASH, deseja-se evitar a coincidência entre a gravação de um byte ($V_{pp} = 12\text{ V}$) e o desligamento do equipamento, o que poderia corromper todos os dados contidos na memória. Acionando a opção de desligamento o usuário garante que, se a conversão de uma época ainda está em andamento, o processamento será encerrado e a tensão V_{pp} retornará ao valor de repouso. Uma mensagem específica no visor indica quando o equipamento pode ser desligado confiavelmente.

A figura 5.11 mostra alguns desenhos equivalentes às telas que são exibidas no visor gráfico, durante várias etapas de operação. Estes desenhos foram feitos em editor gráfico, devido à dificuldade de capturar os dados reais que aparecem no visor. É importante ressaltar que a resolução do visor gráfico é baixa, com cada elemento de imagem equivalendo a 0,53 *pitch* (informação do fabricante).

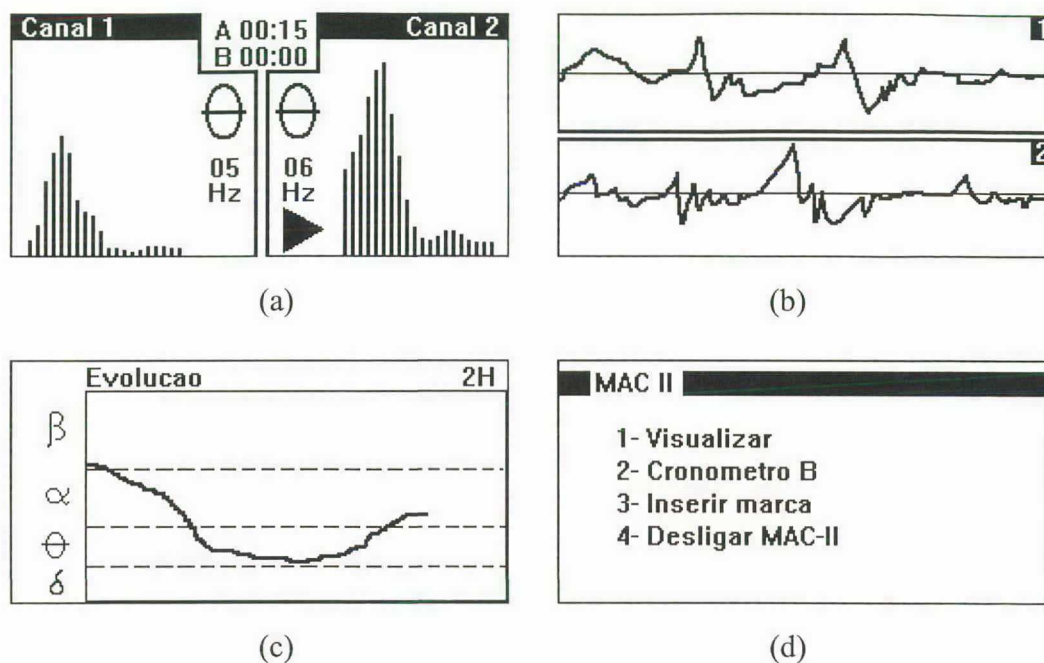


Figura 5.12 Reprodução aproximada das várias telas exibidas no visor gráfico do equipamento. Em (a) a tela de exibição de histogramas, em (b) a tela de exibição de sinais, em (c) a tela de evolução do ritmo predominante e em (d) a tela principal de opções.

5.3 AQUISIÇÃO DE SINAIS REAIS

5.3.1 Entrada sinusoidal

A entrada de cada um dos canais foi ligada a um gerador de funções, por meio de um divisor resistivo de 1000:1. Cada gerador é capaz de fornecer uma tensão sinusoidal com amplitude e frequência variáveis. O gerador do canal 1 foi ajustado inicialmente para a frequência de 1 Hz, enquanto o gerador 2 foi ajustado para a frequência de 20 Hz. Durante um período de 40 minutos, a cada dois minutos as frequências dos geradores foram alteradas com passo de 1 Hz, sendo o primeiro gerador com passo crescente e o segundo decrescente. Na figura 5.13 pode ser observada a evolução da frequência predominante para cada canal, enquanto na figura 5.14 é mostrada a evolução temporal dos histogramas de frequência. As duas figuras são cópias de tela do programa WinMACII.

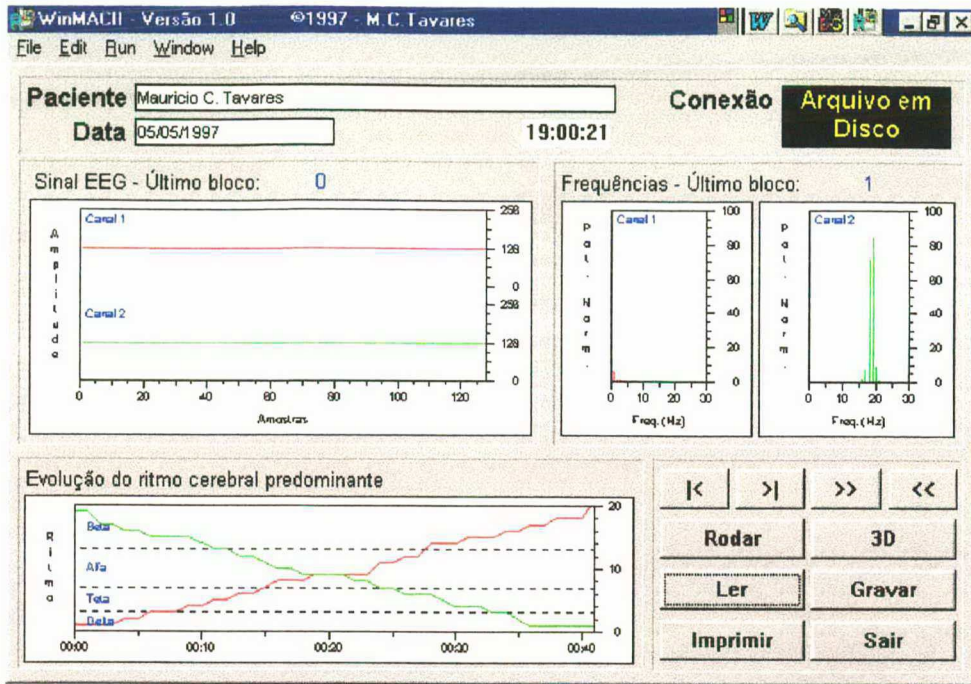


Figura 5.13 Cópia de tela do programa WinMACII. Teste realizado conectando dois geradores de sinal às entradas analógicas do equipamento, o primeiro com frequência crescente no tempo, de 1 a 20 Hz com passo de 1 Hz a cada dois minutos, e o segundo com frequência decrescente de 20 a 1 Hz, com o mesmo passo. Considere-se a imprecisão nos ajustes de frequência dos geradores gf-03, principalmente na faixa dos 10 aos 20 Hz. Como os dados são provenientes da memória FLASH do protótipo, o sinal dos geradores não está disponível.

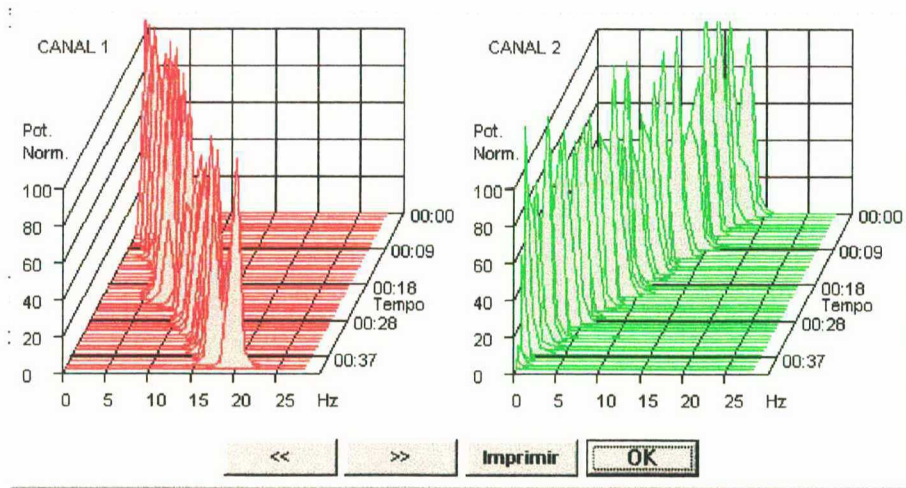


Figura 5.14 Cópia de tela do programa WinMACII. Mesmo teste descrito na figura 5.13, mostrando agora a evolução temporal dos histogramas.

5.3.2 Sinais bioelétricos

A experimentação "in vivo" deve cercar-se de todos os cuidados éticos e morais possíveis, englobando apenas os testes absolutamente necessários e sempre tomando o cuidado para proporcionar o mínimo desconforto. A Declaração de Helsinki, endossada pela Sociedade de Engenharia Biomédica norte-americana (ABME), apresenta uma série de princípios e recomendações sobre o envolvimento de seres humanos e animais em experimentos científicos. O texto da Declaração pode ser visto na Internet, no endereço do Jornal da ABME: <http://nsr.bioeng.washington.edu/ABME/instruct.html>. Levando em conta estas considerações, os testes mostrados a seguir foram realizados captando-se os sinais bioelétricos do próprio autor.

O primeiro teste consistiu na aquisição de sinais de ECG, como os eletrodos colocados diretamente sobre o tórax. Esse tipo de sinal foi escolhido devido à sua amplitude relativamente grande e facilidade de aquisição, e permite avaliar a qualidade do sinal na saída da etapa analógica, conforme pode ser visto na figura 5.15. Testa-se também o amplificador programável, que tem seu ganho reduzido de 50 para 5. Note-se que a frequência de corte dos filtros analógicos não foi alterada. A figura 5.16 mostra o mesmo sinal na tela do programa WinMACII.

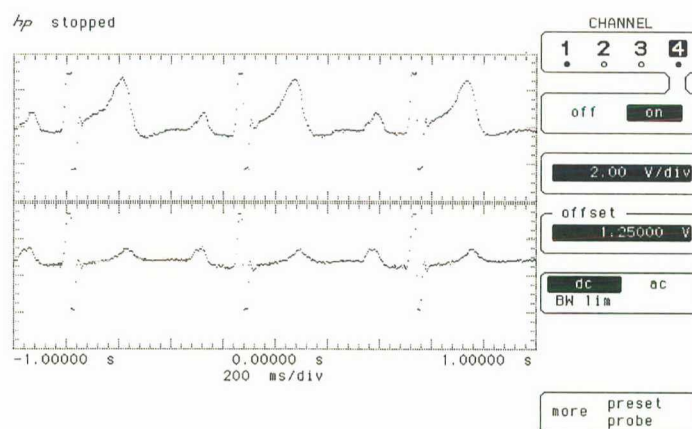


Figura 5.15 Registro de duas derivações arbitrárias de ECG, na saída da cadeia de aquisição de cada canal do MAC-II, feito através de um osciloscópio digital Edisa-HP conectado a um microcomputador IBM-PC rodando o programa ScopeLink.

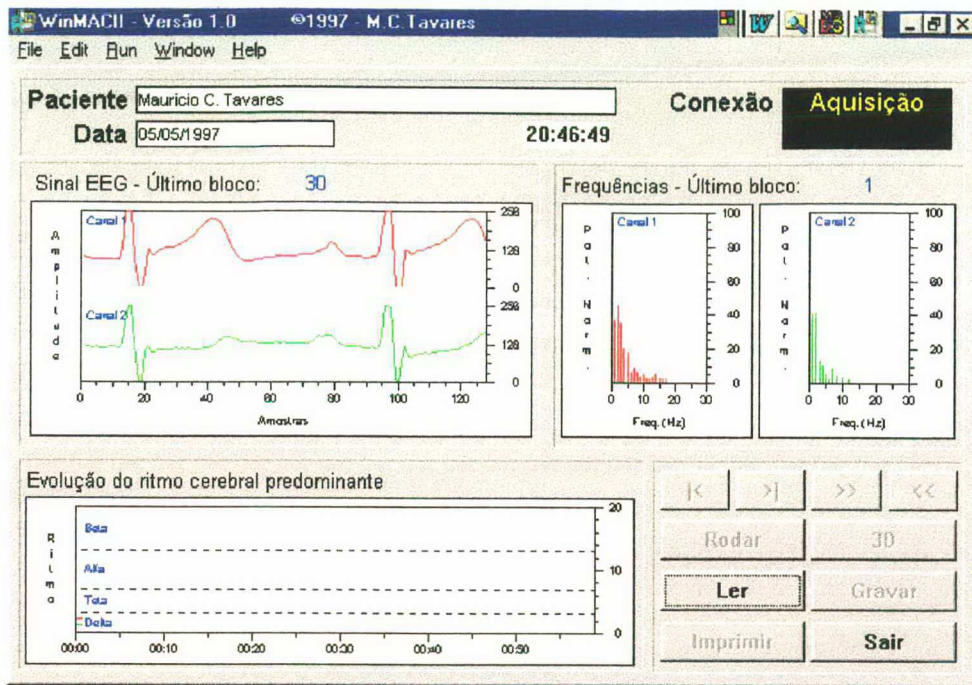


Figura 5.16 Os mesmos sinais de ECG vistos na figura 5.15 podem ser observados na tela do programa WinMACII, com os respectivos histogramas de frequência.

O segundo teste consistiu na captação de um sinal de EEG por um período de 30 minutos, e o resultado pode ser visto nas figuras 5.17 e 5.18, que também são cópias de tela do programa WinMACII. Os eletrodos do canal 1 foram posicionados em F3-P3 e os eletrodos do canal 2 foram colocados nas posições F4-P4, com referência frontal. O ganho do amplificador programável foi ajustado para 50 (totalizando 200.000 na cadeia de aquisição), a taxa de aquisição foi fixada em 128 amostras/s e a época em 128 amostras. Durante a realização do experimento constatou-se a captação simultânea de sinais eletromiográficos (juntamente com o sinal de EEG), obrigando o paciente a ficar tão imóvel quanto possível. A presença de ruído de 60 Hz também foi constatada, sugerindo que deve-se avançar mais nos aspectos construtivos do protótipo, como blindagem e aterramento interno.

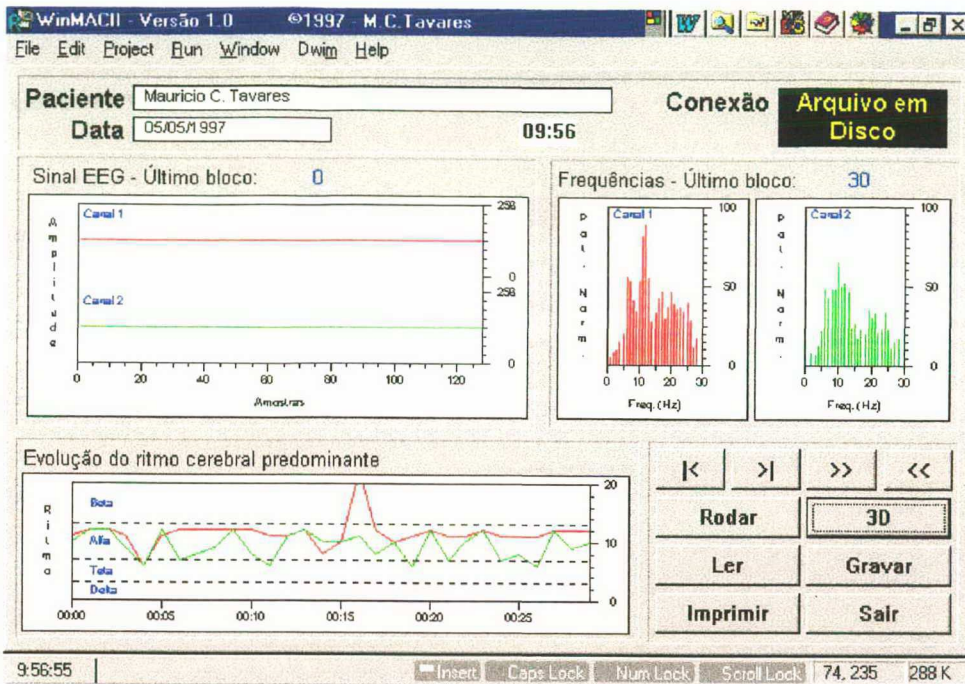


Figura 5.17 Histograma e evolução das freqüências predominantes de um sinal de EEG real, processado pelo protótipo MAC-II e registrado na tela do programa WinMACII. Como os dados são provenientes da memória FLASH do protótipo, o sinal de EEG não está disponível.

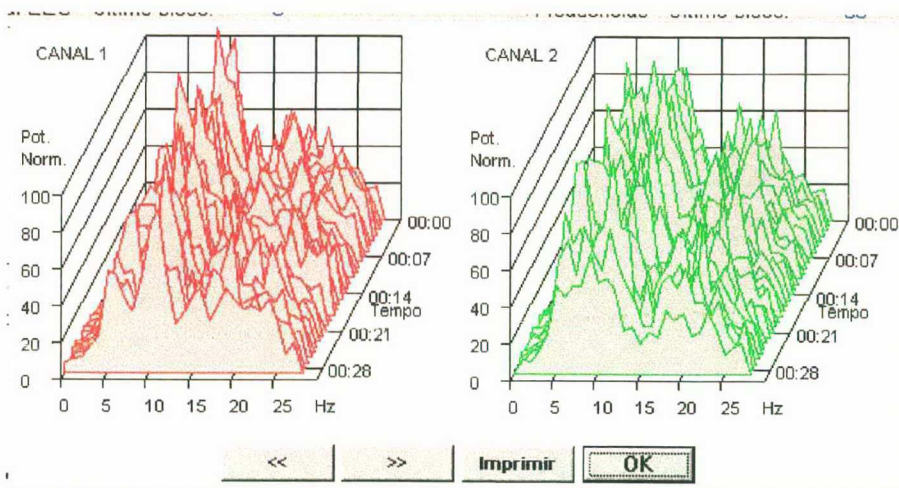


Figura 5.18 Evolução temporal dos histogramas para um sinal real de EEG, durante 30 minutos, registrada pelo programa WinMACII.

A realização futura de outros testes, envolvendo o acompanhamento da profundidade anestésica durante procedimento cirúrgico, dependerá de contato com médicos anesthesiologistas e deverá ser previamente aprovada pela comissão de ética do hospital onde forem efetivados.

Capítulo 6

Discussão e conclusões

Conforme foi mostrado no capítulo 5, os objetivos propostos para este trabalho foram alcançados. O protótipo montado, apesar de poder receber ainda vários melhoramentos, funciona apropriadamente. O equipamento apresenta uma interface baseada unicamente em interações visor-teclado, possibilitando que profissionais da área médica, mesmo com pouco conhecimento em engenharia e informática, possam utilizá-lo sem um grande esforço de aprendizado.

Sobre as dificuldades no uso da eletroencefalografia na sala cirúrgica, citadas anteriormente, pode-se dizer que o MAC-II as minimiza em vários aspectos. O equipamento é compacto, leve e de fácil transporte, e com apenas 5 eletrodos é possível determinar o espectro de potência dos sinais de EEG presentes nos dois hemisférios cerebrais. A indicação minuto a minuto da frequência predominante em cada hemisfério e sua classificação dentro dos ritmos principais do EEG faz com que, a princípio, a presença de um neurologista possa ser dispensada pelo menos nos procedimentos mais rotineiros.

Ao contrário de outros monitores de atividade cerebral citados na literatura, o MAC-II baseia-se em tecnologia digital a microcontrolador, permitindo o acréscimo de funções com uma simples troca do programa contido na memória EPROM. O MAC-II independe de uma conexão com microcomputador para funcionar, mas este recurso pode ser usado tanto em tempo real quanto posteriormente à aquisição e processamento do EEG, visando obter serviços de gravação de dados em disco magnético, visualização dos sinais em monitor de vídeo com maior resolução e também a impressão de gráficos.

O protótipo utiliza componentes que podem ser obtidos no mercado brasileiro, com relativa facilidade.

Outro aspecto importante para a viabilização deste tipo de equipamento é o fator custo. Um equipamento computadorizado para eletroencefalografia clínica custa algo em torno de R\$ 12.000,00 a R\$ 15.000,00, praticamente inviabilizando mantê-lo exclusivamente para

acompanhamento cirúrgico. O MAC-II pode vir a ser produzido e chegar ao usuário final por cerca de R\$ 3.000,00 a R\$ 4.000,00, incluindo custos de produção, comercialização e impostos.

Além do protótipo em si, este trabalho gerou vários outros subprodutos que podem ter utilização na sua continuidade e mesmo em outros desenvolvimentos. Decorrentes da programação do microcontrolador surgiram três bibliotecas de funções: a primeira contém funções matemáticas como seno, cosseno e logaritmo, baseadas em interpolação, que apresentam uma característica de melhor velocidade de processamento com relação às funções ANSI em ponto flutuante, com pouca perda de precisão; a segunda biblioteca foi desenvolvida em função do visor gráfico utilizado, que não apresenta gerador de caracteres próprio, e implementa a escrita de caracteres, *strings*, decimais, hexadecimais e alguns símbolos; a terceira biblioteca reúne os elementos gráficos para desenho neste mesmo visor, incluindo ponto, reta, retângulo, barra e círculo/elipse. O programa BASIC para geração de sinais é bastante simples mas também muito funcional, simplificando os testes das rotinas de processamento de sinais. O programa ESPEC97 pode ser utilizado para determinar o espectro de potência de vários tipos de sinais, podendo aplicar até sete tipos de janelas temporais diferentes sobre as amostras.

As principais dificuldades encontradas durante a execução do trabalho foram a necessidade de implementar todas as rotinas para o funcionamento do visor gráfico, a dificuldade em conseguir um nível de ruído aceitável no sinal de EEG, sabidamente muito pequeno, e principalmente o compilador utilizado. Adquirido da empresa IAR Software, através do escritório dos Estados Unidos, este compilador apresentou uma série de problemas desde o início da sua utilização: algumas funções de biblioteca, principalmente as matemáticas, produziram resultados errados sistematicamente. Além disto, as funções padronizadas de saída *printf* e *sprintf* não funcionaram corretamente na formatação de números em ponto flutuante. Estes problemas não foram solucionados pela assistência técnica da empresa, apesar dos inúmeros contatos mantidos. A solução final foi o desenvolvimento das bibliotecas já citadas, além de outras funções para escrita e leitura na porta serial.

Para dar continuidade a esta linha de desenvolvimento, ficam colocadas as seguintes sugestões: a nível de mestrado, um trabalho possível incluiria o melhoramento dos circuitos de

aquisição do EEG, mais especificamente filtros com frequência de corte configurável; mudança da forma de medir a impedância eletrodos-escalpo (aproveitando o próprio canal de EEG, o que pode diminuir os circuitos e simplificar o programa); troca da lógica de apoio, que hoje é composta por vários circuitos integrados, para elementos programáveis como aqueles fornecidos pela empresa Altera; otimização das rotinas que demandam maior tempo de processamento, possibilitando operar mais rapidamente; troca do microcontrolador para outro modelo mais rápido e avançado da família 196 ou então migrar para a família 296, que apresenta maior velocidade de operação e arquitetura mais apropriada para processamento digital de sinais; eliminação, por programa, das variações de linha de base e outros artefatos que podem prejudicar o processamento do sinal.

Necessitando de maior tempo para estudo, um tema para doutorado poderia, a partir do trabalho aqui desenvolvido, incluir o processamento conjunto EEG-potenciais evocados para determinação da profundidade anestésica com maior precisão. O processamento dos sinais seria feito em duas etapas: primeiramente, a extração de suas características completas, tanto no domínio frequência como no domínio tempo; após, a colocação destes dados em redes neurais para fins de classificação. Uma vez desenvolvida a técnica básica, implementada em um equipamento, seria realizado um estudo clínico em vários casos, para validação.

Referências Bibliográficas

- ANALOG DEVICES (1992), Amplifier Reference Manual. Analog Devices, Inc., Norwood.
- BAAS, L. and BOURNE, J.R. (1984), "A Rule-Based Microcomputer System for Electroencephalogram Evaluation". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-31, n. 10, p. 660-664.
- BABB, T.L., MARIANI, E., STRAIN, G.M., LIEB, J.P., SOPER, H.V. and CRANDALL, P.H. (1978), "A sample and Hold Amplifier System for Stimulus Artifact Supression". Electroencephalography and Clinical Neurophysiology, 44:528-531.
- BRONZINO, J.D. (1986), Biomedical Engineering and Instrumentation - Basic Concepts and Applications. PWS Engineering, Boston.
- BRONZINO, J.D. (1995), The Biomedical Engineering Handbook. CRC Press/IEEE Press, Boca Raton, Florida.
- BURR-BROWN (1996), Linear Products. Burr-Brown Corporation, Tucson, Arizona.
- CHALLIS, R.E. and KITNEY, R.I. (1982), "The Design of Digital Filters for Biomedical Signal Processing - Part 1: Basic Concepts". J. Biomed. Eng., Vol. 4, p. 267-278.
- CHALLIS, R.E. and KITNEY, R.I. (1983), "The Design of Digital Filters for Biomedical Signal Processing - Part 2: Design Techniques Using the Z-plane". J. Biomed. Eng., Vol. 5, p. 19-30.

- CHALLIS, R.E. and KITNEY, R.I. (1983a), "The Design of Digital Filters for Biomedical Signal Processing - Part 3: The Design of Butterworth and Chebychev Filters". *J. Biomed. Eng.*, Vol. 5, p. 91-102.
- CHALLIS, R.E. and KITNEY, R.I. (1991), "Biomedical signal processing (in four parts) - Part 3: The power spectrum and coherence function". *Medical & Biological Engineering & Computing*, Vol. 29, p. 225-241.
- CIARCIA, S. (1988), "Computers on the Brain - Part 1". *Byte*, june.
- CIARCIA, S. (1988a), "Computers on the Brain - Part 2". *Byte*, july.
- COELHO, F.C.; INFANTOSI, A.F.C. e SIMPSON, D.M. (1996), "Análise Espectral do EEG: Métodos de Detecção do Foto-recrutamento". (Resumo de Tese - COPPE/UFRJ). *Revista Brasileira de Engenharia, Caderno de Engenharia Biomédica*, vol. 12, n. 1, p.124.
- COIMBRA, A.J.F. (1994), "Análise Computadorizada de Sinais Bioelétricos". Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- COSTA, M.H. (1994), "Derivação da Fonte de Sinais EEG: Correlação e Mapeamento Cerebral", Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Biomédica, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.
- COSTA, M.H.; CASTAGNO, L.A.; RICHTER, C.M. and TAVARES; M.C. (1995), "Automatic Analysis of Electronystagmographic Signals". *International Symposium on Intelligent Data Analysis*, Baden-Baden, Germany, Vol. 1, p. 32-37.

- DEMARRE, D.A. and MICHAELS, D. (1983), *Bioelectronic Measurements*. Prentice-Hall, New Jersey.
- DIXON, T.L. and LIVEZEY, G.T. (1996), "Wavelet-Based Feature Extraction for EEG Classification". *IEEE Engineering in Medicine & Biology*, CD-ROM, paper number 836.
- FERDJALLAH, M. and BARR, R.E. (1994), "Adaptive Digital Notch Filter Design on the Unit Circle for the Removal of Powerline Noise from Biomedical Signals". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 41, n. 6, p. 529-536.
- GADE, J., ROSENFALCK, A. and BENDTSON, I. (1994), "Detection of EEG Patterns Related to Nocturnal Hypoglycemia". *Methods of Information in Medicine*, Vol. 33, p. 153-156.
- GARRETT, P.H. (1981), *Analog I/O Design: Acquisition: Conversion: Recovery*. Reston Publishing Company, Reston.
- GEDDES, L.A. and BAKER, L.E. (1989), *Principles of Applied Biomedical Instrumentation*. Third Ed. Wiley-Interscience, New York.
- GERKE, D. and KIMMEL, B. (1996), *The Designer's Guide to Electromagnetic Compatibility*. Cahners Publishing Company, St. Paul, Minnesota, p. 1-87.
- GOVIND, N. (1975), "Digital Filter Design and Algorithm Implementation with Embedded Signal Processors" (Application Note). Intel Corporation.
- GREGORY, T.K. and PETTUS, D.C. (1986), "An Electroencephalographic Processing Algorithm Specifically Intended for Analysis of Cerebral Electrical Activity". *Journal of Clinical Monitoring*, V.2, N. 3, p. 190-197.

GUYTON, A.C. (1976), *Tratado de Fisiologia Médica*. 5a. Ed. Interamericana, Rio de Janeiro.

IAR SYSTEMS (1996), 80196 Assembler, Linker and Librarian User Guide. IAR Systems.

IAR SYSTEMS (1996a), 80196 C Compiler User Guide. IAR Systems.

IAR SYSTEMS (1996b), 80196 Windows Workbench User Guide. IAR Systems.

INTEL (1989), 16-Bit Embedded Controller Handbook. Intel Corporation, Santa Clara.

INTEL (1989a), EV80C196KB Evaluation Board-User's Manual. Intel Corporation, Santa Clara.

INTEL (1990), 80C196KB User's Guide. Intel Corporation, Mt. Prospect.

INTEL (1995), MCS 96: Digital Filter Techniques Using 80C196. Intel Corporation.

JANSEN, B.H., BOURNE, J.R. and WARD, J.W. (1981), "Autoregressive Estimation of Short Segment Spectra for Computerized EEG Analysis". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-28, n. 9, p. 630-638.

JOHNSON, T.L., WRIGHT, S.C. and SEGALL, A. (1979), "Filtering of Muscle Artifact from the Electroencephalogram". *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. BME-26, n. 10, p. 556-563.

JUNG, T. and MAKEIG, S. (1994), "Estimating Level of Alertness from EEG". *IEEE Engineering in Medicine & Biology*, CD-ROM, paper number 228.

- KEIRN, Z.A. and AUNON, J.I. (1990), "A New Mode of Communication Between Man and His Surroundings". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. 37, No. 12, p. 1209-1214.
- KENNEDY, E.J. (1988), Operational Amplifier Circuits - Theory and Applications. Holt, Rinehart and Winston Inc., New York.
- KLEIN, F.F.; HARMEL, M.; DAVIS, D.A.; BURTON, L. and DOWELL, L. (1980), "The Electroencephalomyogram (EEMG)". International Anesthesia Research Society, Nevada, U.S.A..
- LACOURSE, J.R. and WILSON, E. (1996), "BRAINIAC: A Brain-Computer Interface", Instrumentation and Measurement Society Newsletter, Spring.
- LANGE, D.H. and INBAR, G.F. (1996), "Brain Wave Based Polygraphy". IEEE Engineering in Medicine & Biology, CD-ROM, paper number 52.
- LANGFORD, R.M. and THOMSEN, C.E. (1994), "The Value to the Anaesthetist of Monitoring Cerebral Activity". Methods of Information in Medicine, Vol. 33, No. 1.
- LIMA, M.A.D.; GIANELLA-NETO, A. e SCHLINDWEIN, F.S. (1992) "Sistema de Aquisição de Sinais Biológicos Utilizando Técnicas Especiais de Isolamento". In: I Fórum Nacional de Ciência e Tecnologia em Saúde, p. 131-133.
- LIN, Y.; SUNG, S.M.; CHONG, F.; KUO, T. and LIU, C. (1996), "Complexity Analysis of EEG Signals". IEEE Engineering in Medicine & Biology, CD-ROM, paper number 424.

- NIEDERMEYER, E. and LOPES DA SILVA, F. (1987), *Electroencephalography: Basic Principles, Clinical Applications and Related Fields*, Baltimore-Munich, Urban&Schwarzenberg.
- MACHADO, V.M. e WERNECK, M.M. (1992), "Eletroencefalografia: Um Método Eficaz para Monitorização da Anestesia Geral?" In: *I Fórum Nacional de Ciência e Tecnologia em Saúde*. Caxambú, Brasil, p. 152-154.
- MARQUES, J.L.B. (1996), "Eletrocardiografia de Alta Resolução - Metodologia e aplicação clínica". Trabalho apresentado em concurso público para Prof. Adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Florianópolis.
- McGILLIVRAY, R. (1991), "Simple ECG lead tester". *Medical & Biological Engineering & Computing*. Vol. 29, p. 618-620.
- MIX SOFTWARE (1991), *C/Math Toolchest*. Mix Software, Inc. & Peter Bernardin Software. Richardson, Texas.
- MORAES, R. (1996), "Desenvolvimento de Sistema para Detecção Automática de Potenciais Epileptiformes em Sinais de EEG". Trabalho apresentado em concurso público para Prof. Adjunto do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Florianópolis.
- MORRISON, R. (1985), *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*. Third Edition. Wiley-Interscience, New York.
- NORMANN, R.A. (1988), *Principles of Bioinstrumentation*. Wiley, New York.

- PATTON, H.D.; FUCHS, A.F.; HILLE, B.; SCHER, A.M.; STEINER, R. Textbook of Physiology. Vol. 1, 21st. Ed. W.B. Saunders, Philadelphia, 1989.
- POBLET, J.M. (Coordinator), (1988), Introducción a la Bioingeniería. Marcombo-Boixareu Editores, Barcelona.
- POUPARD, L.; SARTÈNE, R. and MATHIEU, M. (1996), "Slow Rhythms of EEG". IEEE Engineering in Medicine & Biology, CD-ROM, paper number 1048.
- PRINCIPE, J.C. and SMITH, J.R. (1986), "Design and Implementation of Linear Phase FIR Filters for Biological Signal Processing". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-33, n. 6, p. 550-559.
- RODRIGUES, M.A.B. (1997), "Desenvolvimento de um Instrumento Virtual para Aquisição e Análise de Sinais Bioelétricos". Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- SCHILD, H. (1991), C Completo e Total. Osborne/McGraw-Hill/Makron Books, São Paulo.
- SHARMA, A.; WILSON, S.E. and ROY, R.J. (1992), "EEG Classification for Estimating Anesthetic Depth During Halothane Anesthesia". IEEE Engineering in Medicine & Biology, CD-ROM, paper number 2409.
- SMITH, W.D. and LAGER, D.L. (1986), "Evaluation of simple Algorithms for Spectral Parameter Analysis of the Electroencephalogram". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-33, n. 3, p. 352-358.

- STEVENS, R.T. (1989), Graphics Programming in C. M&T Books, Redwood City, California, p. 163-199.
- TAVARES, M.C; BARRETO, J.M. and LEBACQ, J. (1995), "PSim: a simulation software for cell membrane potential learning" Archives Internationales de Physiologie et Pharmacologie, France.
- TAYLER, D. and VINCENT, R. (1983), "Signal Distortion in the Electrocardiogram Due to Inadequate Phase Response". IEEE Transactions on Biomedical Engineering, Vol. BME-30, n. 6, p. 352-356.
- TOMPKINS, W.J. and WEBSTER, J.G. (1981), Design of Microcomputer-Based Medical Instrumentation. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- TYNER, F.S.; KNOTT, J.R. and MAYER, W.B. (1989), Fundamentals of EEG Technology. Sec. Edition, Vol. 1, Raven Press, New York.
- VAN VALKENBURG, M.E. (1982), Analog Filter Design. Saunders College Publishing, Forth Worth.
- VIEIRA, Z.E.G. (1992), "Monitoração em Anestesia: Análise Crítica". Rev. Bras. Anest., 42:3-14.
- WATT, R.C.; SISEMORE, C.; KANEMOTO, A. and POLSON, J.S. (1995), "Bicoherence of EEG can be used to Differentiate Anesthetic Levels". IEEE Engineering in Medicine & Biology, CD-ROM, paper number 583.

WATT, R.C.; SPRINGFIELD, C.L.; MASLANA, E.G.; KANEMOTO, A. and MYLREA, K. (1994), "Human EEG Dimensionality and Depth of Anesthesia". IEEE Engineering in Medicine & Biology, CD-ROM, paper number 114.

WEBSTER, J.G. (1992), Medical Instrumentation - Application and Design. 2. Ed. Houghton Mifflin, Boston.

WIDROW, B., GLOVER JR., J.R., McCOLL, J.M., KAUNITZ, J., WILLIAMS, C.S., HEARN, R.H., ZEIDLER, J.R., DONG JR., E. and GOODLIN, R.C. (1975), "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications". Proceedings of the IEEE, Vol. 63, n. 12, p. 1692-1716.

ANEXO A

Trabalhos publicados durante o curso de Mestrado

- TAVARES, M.C.; BARRETO, J.M. and LEBACQ, J. (1995), "MPSim: a simulation software for cell membrane potential learning". Archives Internationales de Physiologie et Pharmacologie, France.
- TAVARES, M.C. e ZANCHIN, C.I. (1995), "Programa para cálculo de filtros analógicos com circuito integrado UAF41". In: III Laboratório de Pesquisa da UCPel. Pelotas, novembro.
- TAVARES, M.C.; BARRETO, J.M. e LIMA W.C. de. (1995), "MPSim: um programa didático para simulação de potencial de membrana celular". In: III Laboratório de Pesquisa da UCPel. Pelotas, novembro.
- TAVARES, M.C. e ZANCHIN, C.I. (1996), "PROCESSADOR DE SINAIS DE EEG". Reunião da Sociedade Brasileira para o Progresso da Ciência. Florianópolis, 1996.
- TAVARES, M.C. y ZANCHIN, C.I. (1996), "PROCESADOR DE SEÑALES DE EEG APLICADO EN ANESTESIOLOGIA". In: III Simposio Latino Americano de Ingeniería Biomedica, V. 1, Bucaramanga, Colômbia.
- TAVARES, M.C. and ZANCHIN, C.I. (1997), "MPA II - AN EEG SIGNAL PROCESSOR APPLIED TO ANESTHESIOLOGY". In: World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering. Nice, France, 1997 (aceito para publicação).

TAVARES, M.C. e ZANCHIN, C.I. (1997), "Monitor de Atividade Cerebral para Acompanhamento Cirúrgico, baseado em Microcontrolador de 16 bits". In: XII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica. Temuco, Chile. (aceito para publicação).

ANEXO B

Projeto e simulação dos filtros analógicos

Conforme descrito no Capítulo 2, existe a necessidade de acrescentar filtros analógicos à cadeia de aquisição dos sinais, visando atenuar as tensões indesejáveis, como ruído de rede (60 Hz) e artefatos de baixa frequência oriundos dos eletrodos. A seguir são mostrados o projeto e algumas simulações referentes aos filtros analógicos.

B.1 FILTRO PASSA-ALTAS

Este filtro tem a finalidade de eliminar as tensões contínuas de entrada oriundas dos eletrodos e do amplificador de instrumentação. Levando-se em consideração que a frequência mínima de interesse para esta aplicação é de 1 Hz, escolheu-se um filtro passa-altas de primeira ordem (Tyner et al., 1989), formado por uma rede RC e um amplificador operacional de boa qualidade.

A frequência de corte escolhida para o filtro é de 0,8 Hz, e considerando um capacitor de 2,2 μ F (valor comercial), o valor do resistor é determinado pela equação b.1. A constante de tempo para este filtro é determinada pela equação b.2.

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot c} = \frac{1}{6,2831 \cdot 0,8 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 90,43 K\Omega \quad (b.1)$$

O valor comercial mais próximo é de 90 K Ω , com tolerância de 1%.

$$\tau = RC = 90 K\Omega \cdot 2,2 \mu F \cong 0,2 s \quad (b.2)$$

A figura B.1 contém a topologia utilizada para implementar este filtro, a figura B.2 contém o gráfico da resposta em frequência e a figura B.3 contém os gráficos da resposta no tempo, obtidos por simulação utilizando PSPICE.

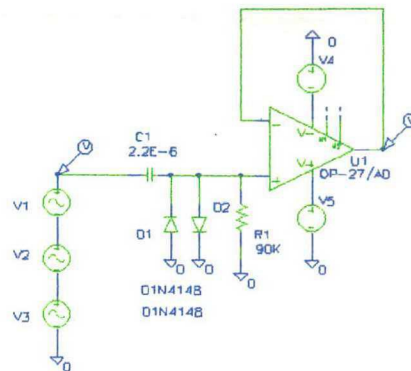


Figura B.1 - Circuito que implementa o filtro passa-altas de primeira ordem.

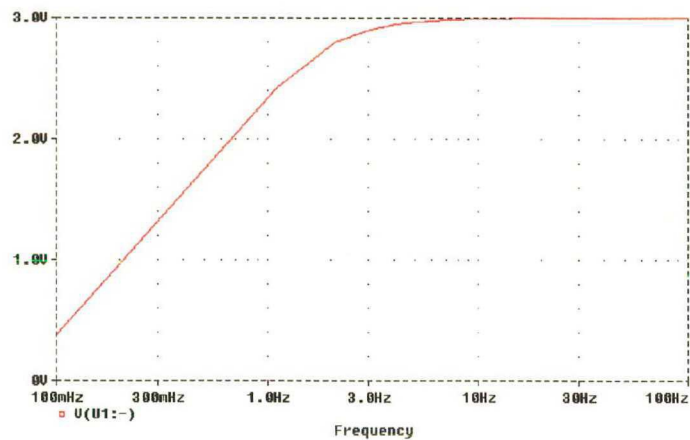


Figura B.2 - Gráfico da resposta em frequência para o filtro passa-altas.

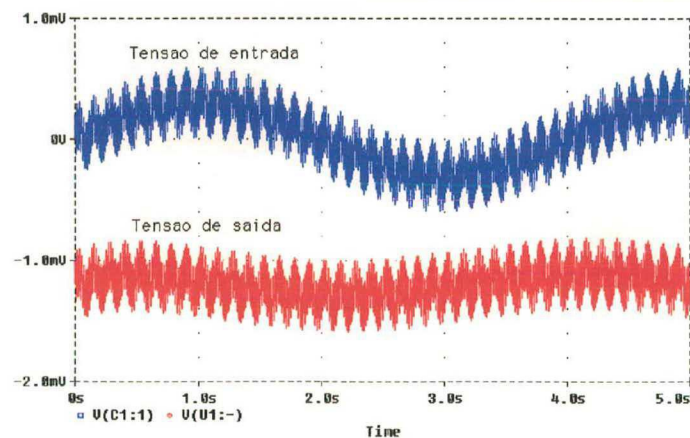


Figura B.3 - Representação gráfica das tensões de entrada e de saída do filtro passa-altas. A tensão de entrada equivale a soma de três componentes, com frequências de 0,25 Hz (representando artefato de baixa frequência), 8 Hz (sinal de EEG) e 60 Hz (ruído de rede), ou seja, $300e^{-6} \sin(2\pi \cdot 0,25) + 100e^{-6} \sin(2\pi \cdot 8) + 200e^{-6} \sin(2\pi \cdot 60)$. No sinal de saída, a componente de mais baixa frequência foi significativamente atenuada. O deslocamento da linha de base deve-se à tensão de desvio do amplificador operacional.

B.2 FILTRO PASSA-BAIXAS

O filtro passa-baixas é utilizado para limitar a frequência superior do sinal analógico a ser convertido para o domínio digital, a fim de evitar o efeito de "aliasing" (Garrett, 1981). No caso desta aplicação, onde a máxima frequência de interesse é inferior à frequência do ruído de rede, o filtro passa-baixas também ajuda a minimizar o artefato de 60 Hz.

A aproximação escolhida é do tipo Butterworth, por apresentar resposta praticamente plana na banda de passagem (Van Valkenburg, 1982). O projeto começa com a especificação dos parâmetros mostrados na figura B.4: $A_{\max} = 0,1 \text{ dB}$, $f_p = 30 \text{ Hz}$, $A_{\min} = 20 \text{ dB}$, $f_s = 70 \text{ Hz}$. A partir daí é possível determinar a ordem do filtro, através da equação b.3, e a frequência de corte de -3 dB, pela equação b.4.

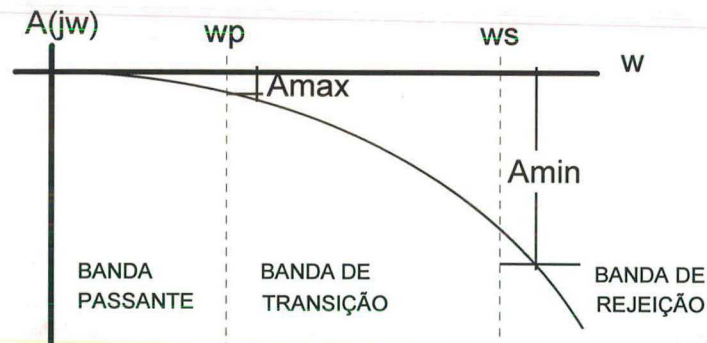


Figura B.4. Parâmetros para projeto do filtro passa-baixas Butterworth.

$$n = \frac{\log \left[\frac{10^{A_{\max}/10} - 1}{10^{A_{\min}/10} - 1} \right]}{2 \cdot \log \left[\frac{f_s}{f_p} \right]} = \frac{2,5870}{0,7359} = 3,51 \Rightarrow n \cong 4 \quad (\text{b.3})$$

$$f_c = \frac{f_p}{(10^{A_{\max}/10} - 1)^{1/2n}} = \frac{30}{0,6250} = 47,9974 \text{ Hz} \cong 48 \text{ Hz} \quad (\text{b.4})$$

A topologia escolhida é a de Sallen-Key, com ganho unitário, representada na figura B.5. Os valores normalizados para os capacitores (Garrett, 1981) são: $C_2 = 1,082$; $C_3 = 0,924$; $C_4 =$

2,613; $C5 = 0,383$. Escolhendo o valor de $100\text{ K}\Omega$ para todos os resistores, considerando $\omega_c = 301,5928$ e o efeito conjunto deste filtro com o filtro rejeita-faixa (analisado a seguir), os valores finais para os capacitores resultam: $C2 = 39\text{ nF}$; $C3 = 33\text{ nF}$; $C4 = 100\text{ nF}$; $C5 = 15\text{ nF}$.

A figura B.6 contém o gráfico da resposta em frequência para o filtro passa-baixas, enquanto a figura B.7 contém os gráficos da resposta no tempo, obtidos por simulação utilizando PSPICE.

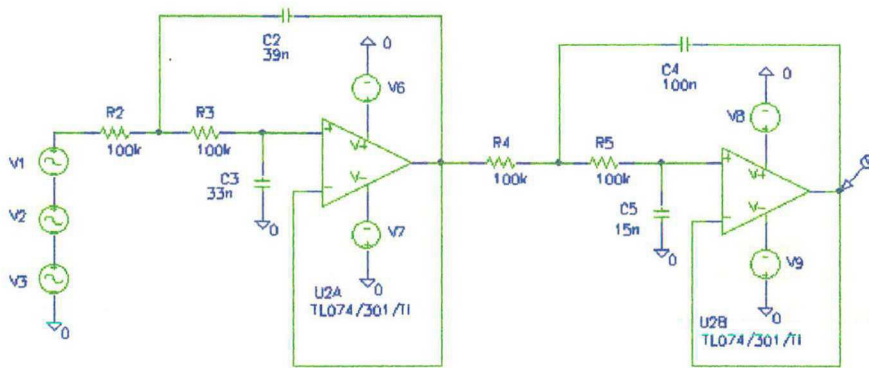


Figura B.5 - Circuito que implementa o filtro passa-baixas de quarta ordem.

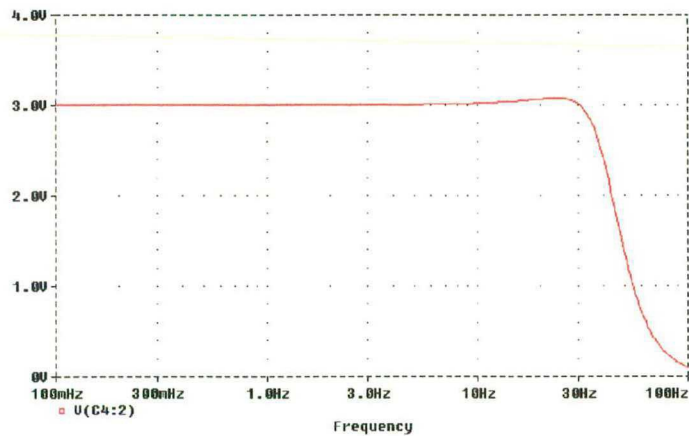


Figura B.6 - Gráfico da resposta em frequência para o filtro passa-baixas.

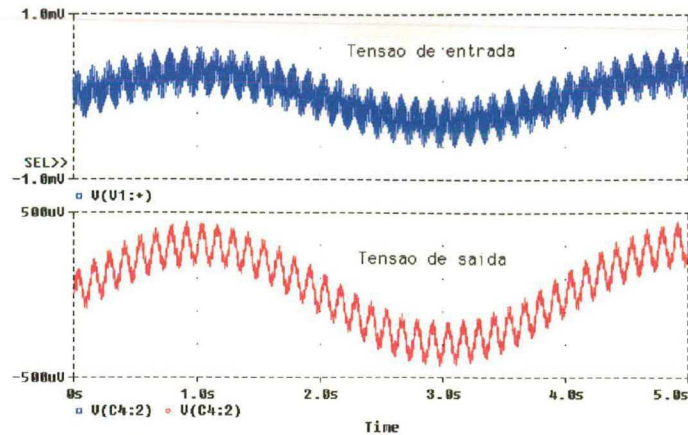


Figura B.7 - Representação gráfica das tensões de entrada e de saída do filtro passa-baixas. A tensão de entrada equivale a soma de três componentes, com frequências de 0,25 Hz (representando artefato de baixa frequência), 8 Hz (sinal de EEG) e 60 Hz (ruído de rede), ou seja, $300e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 0,25) + 100e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 8) + 200e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 60)$. No sinal de saída, a componente de mais alta frequência foi significativamente atenuada.

B.3 FILTRO REJEITA-FAIXA

O filtro rejeita-faixa tem por finalidade eliminar a componente de 60Hz presente na entrada do circuito, induzida pela rede elétrica. O filtro é formado por uma etapa de filtro passa-faixa do tipo ganho infinito com realimentação múltipla, cuja saída é somada ao próprio sinal de entrada (Kennedy, 1988). A topologia do circuito é mostrada na figura B.8.

O cálculo do valor dos resistores e capacitores para a etapa passa-faixa, desconsiderando o efeito do ganho finito do amplificador de instrumentação e a sua impedância de entrada (foi utilizado o amplificador TL074, com entrada FET), baseia-se nas equações b.5 a b.8, mostradas a seguir.

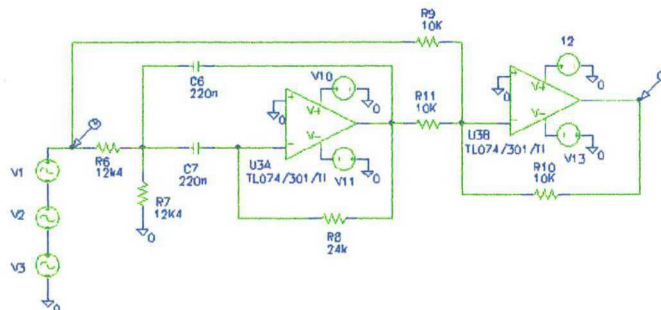


Figura B.8 - Circuito que implementa o filtro rejeita-faixa.

$$\omega_o = \frac{1}{C} \left[\frac{1 + (R6/R7)}{R6 \cdot R8} \right]^{1/2} \quad (b.5)$$

$$Q = \frac{1}{2} \left(\frac{R8}{R6} \right)^{1/2} \left(1 + \frac{R6}{R7} \right)^{1/2} \quad (b.6)$$

$$BW = \frac{2}{R8 \cdot C} \quad (b.7)$$

$$A_{\omega=\omega_o} = -\frac{1}{2} \left(\frac{R8}{R6} \right) \quad (b.8)$$

Da equação b.8, considerando que o módulo do ganho, na frequência central, deve ser unitário para garantir a melhor rejeição possível, obtém-se $R8 = 2 \cdot R6$. Escolhendo $C6 = C7 = C = 0,22 \mu\text{F}$, $R6 = 12,4 \text{ K}\Omega$, obtemos pelas demais equações os valores de $R7 = 12,4 \text{ K}\Omega$ e $R8 = 24,8 \text{ K}\Omega$. Na aplicação prática, $R8$ deve ser substituído pela ligação série de um resistor fixo de $22 \text{ K}\Omega$ e um potenciômetro de precisão (helipot) de $5 \text{ K}\Omega$, a fim de permitir o ajuste da frequência central em exatamente 60 Hz . O ganho total do circuito é de -1 , isto é, o filtro comporta-se como inversor.

A figura B.9 contém o gráfico da resposta em frequência para o filtro rejeita-faixa, enquanto a figura B.10 contém os gráficos da resposta no tempo, obtidos por simulação utilizando PSPICE.

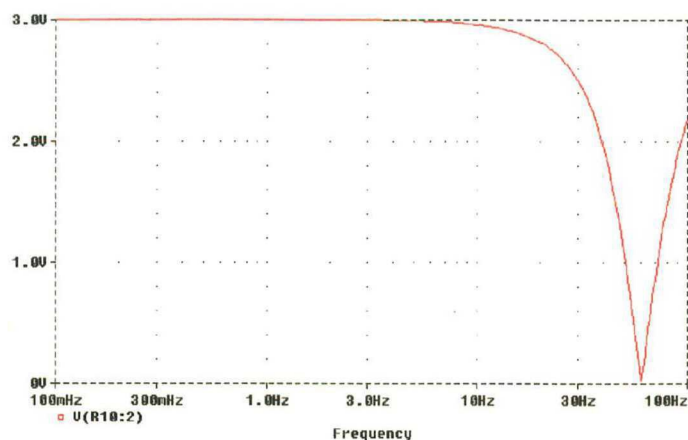


Figura B.9 - Gráfico da resposta em frequência para o filtro rejeita-faixa, centrado em 60 Hz .

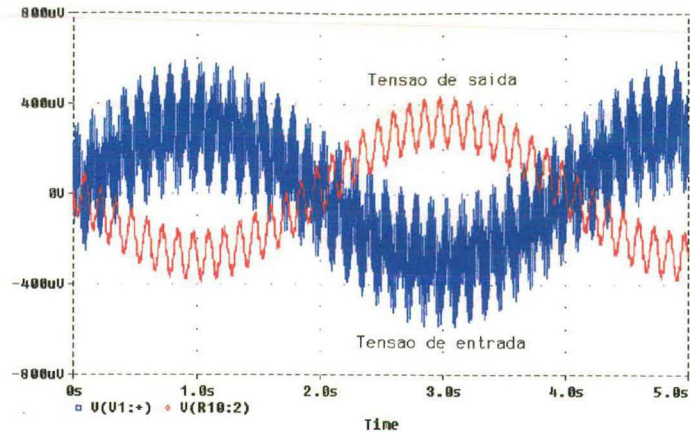


Figura B.10 - Representação gráfica das tensões de entrada e de saída do filtro rejeita-faixa. A tensão de entrada equivale a soma de três componentes, com frequências de 0,25 Hz (representando artefato de baixa frequência), 8 Hz (sinal de EEG) e 60 Hz (ruído de rede), ou seja, $300e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 0,25) + 100e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 8) + 200e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 60)$. No sinal de saída, a componente de mais alta frequência foi significativamente atenuada. Note-se que o circuito tem caráter inversor.

B.4 FILTROS COMBINADOS

Colocando-se os três circuitos anteriormente descritos em ligação série, na mesma ordem em que foram apresentados, obtém-se a curva de resposta em frequência mostrada na figura B.11. Na figura B.12 pode ser observada a resposta temporal obtida para o mesmo estímulo de entrada já descrito.

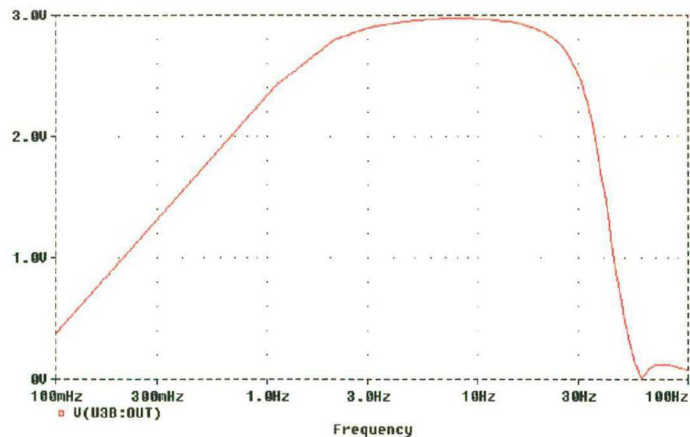


Figura B.11 - Gráfico da resposta em frequência para o conjunto dos três filtros (passa-baixas, passa-altas e rejeita-faixa), ligados em série.

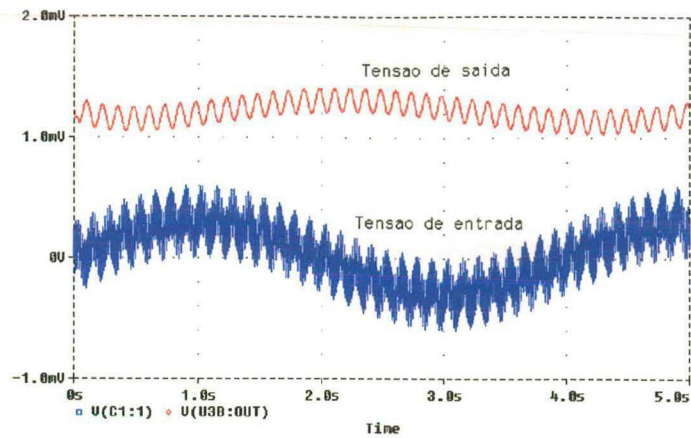


Figura B.12 - Representação gráfica das tensões de entrada e de saída para o conjunto dos três filtros. A tensão de entrada equivale a soma de três componentes, com frequências de 0,25 Hz, 8 Hz e 60 Hz, ou seja, $300e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 0,25) + 100e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 8) + 200e-6 \cdot \sin(2\pi \cdot 60)$. No sinal de saída, as componentes de mais baixa e de mais alta frequência foram significativamente atenuadas. Note-se que o circuito tem caráter inversor, existe atraso de fase e novamente aparece a tensão de desvio do primeiro amplificador operacional, que não foi compensada nesta simulação.

ANEXO C

Lista dos protótipos das funções C implementadas

A seguir são listados os protótipos de todas as funções implementadas dentro do programa do equipamento, classificadas por categoria.

C.1 COMUNICAÇÃO SERIAL

1	PROTÓTIPO	void tx_carac(char valor)
	CATEGORIA	Comunicação serial
	DESCRIÇÃO	Envia um caractere para a saída serial
	ENTRADAS	valor a ser enviado para a serial
	SAÍDAS	Nenhuma

2	PROTÓTIPO	void tx_histogramas(void)
	CATEGORIA	Comunicação serial
	DESCRIÇÃO	transmite, pela porta serial, os histogramas médios dos dois canais, precedidos pela marca de inicio de bloco de histogramas
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

3	PROTÓTIPO	void tx_string(char * mensagem)
	CATEGORIA	Comunicação serial
	DESCRIÇÃO	Envia uma string para a saída serial
	ENTRADAS	valor a ser enviado para a serial
	SAÍDAS	Nenhuma

4	PROTÓTIPO	void tx_valor(long valor)
	CATEGORIA	Comunicação serial
	DESCRIÇÃO	Envia um valor decimal, com sinal, para a saída serial
	ENTRADAS	valor a ser enviado para a serial
	SAÍDAS	Nenhuma

C.2 CONFIGURAÇÃO

5	PROTÓTIPO	void config(void)
	CATEGORIA	Configuração
	DESCRIÇÃO	configura os parâmetros de funcionamento do equipamento
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

6	PROTÓTIPO	void exhibe_parametros(void)
	CATEGORIA	Configuração
	DESCRIÇÃO	mostra no display LCD o estado atual dos parâmetros de funcionamento do equipamento
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

C.3 CONTROLE E GERAÇÃO DE CARACTERES ALFANUMÉRICOS NO VISOR

7	PROTÓTIPO	void atualiza_cronometro_LCD(uchar crono)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	atualiza o tempo de um dos cronômetros, no LCD
	ENTRADAS	A - primeiro cronometro B - segundo cronometro
	SAÍDAS	Nenhuma

8	PROTÓTIPO	void escreve_caractere_LCD(uchar coluna, uchar linha, char caractere)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	Envia um caractere para o LCD gráfico 128 x 64
	ENTRADAS	coluna = coluna para posicionar o carac. (0 a 127) linha = linha para posicionar o carac. (0 a 7) caractere = caractere ASCII a ser enviado ao LCD
	SAÍDAS	Nenhuma

9	PROTÓTIPO	void escreve_decimal_LCD(uchar coluna, uchar linha, uint valor, uchar num_casas)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	Envia um valor decimal para o LCD gráfico 128 x 64
	ENTRADAS	coluna = coluna para posicionar o valor (0 a 127) linha = linha para posicionar o valor (0 a 7) valor = valor decimal a ser enviado para o LCD num_casas = numero de casas decimais do valor a ser escrito. Serão inseridos zeros a esquerda.
	SAÍDAS	Nenhuma

10	PROTÓTIPO	void escreve_string_LCD(uchar coluna, uchar linha, char* mensagem)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	Escreve uma string no LCD gráfico
	ENTRADAS	coluna = coluna para posicionar o 1. carac. (0 a 127) linha = linha para posicionar o 1. carac. (0 a 7) mensagem = string a exibir no LCD
	SAÍDAS	Nenhuma

11	PROTÓTIPO	void exibe_menu(uchar numero_menu)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	mostra no display LCD o menu solicitado
	ENTRADAS	numero do menu
	SAÍDAS	Nenhuma

12	PROTÓTIPO	void limpa_LCD(void)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	Limpa o LCD e desloca a posição corrente para a pagina 0 e endereço 0 do display esquerdo
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

13	PROTÓTIPO	void ocupado(void)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	Verifica se o LCD esta liberado
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

14	PROTÓTIPO	void posiciona(uchar coluna, uchar linha)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	Posiciona o cursor no LCD para escrita
	ENTRADAS	coluna = Coluna para posicionar(0 -> 127) linha = Linha para posicionar(0 -> 7)
	SAÍDAS	Nenhuma

15	PROTÓTIPO	void tarja_MAC(void)
	CATEGORIA	Controle e geração de caracteres alfanuméricos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha tarja no topo do display LCD, com a mensagem "MAC-II" no lado esquerdo
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

C.4 FUNÇÕES INTRÍNSECAS

16	PROTÓTIPO	void atraso(ulint t)
	CATEGORIA	Funções intrínsecas
	DESCRIÇÃO	gera um atraso por software, sem compromisso com tempo real
	ENTRADAS	valor da contagem (proporcional ao atraso desejado)
	SAÍDAS	Nenhuma

17	PROTÓTIPO	void atraso_10ms(void)
	CATEGORIA	Funções intrínsecas
	DESCRIÇÃO	gera um atraso (delay) de aproximadamente 10 ms, por software (requisita a CPU integralmente)
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

18	PROTÓTIPO	interrupt [0x0A] void Soft_Timer_interrupt(void)
	CATEGORIA	Funções intrínsecas
	DESCRIÇÃO	atende a interrupção dos timers de software, fazendo o processamento dos cronômetros (SWT 0) e da conversão A/D (SWT 1)
	ENTRADAS	Não se aplica
	SAÍDAS	Não se aplica

C.5 GRÁFICOS NO VISOR

19	PROTÓTIPO	void apaga_histogramas(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	apaga os histogramas desenhados anteriormente no display LCD
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

20	PROTÓTIPO	void apaga_seta(uchar canal)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	apaga seta de indicação de frequência predominante maior que 20 Hz
	ENTRADAS	canal (1 ou 2)
	SAÍDAS	Nenhuma

21	PROTÓTIPO	void desenha_sinal(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha no LCD o sinal captado nos dois canais
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

22	PROTÓTIPO	void barra(uchar x1, uchar y1, uchar x2, uchar y2, uchar cor)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	Preenche uma barra no LCD gráfico 128 x 64
	ENTRADAS	x1 = coluna inicial da barra (0 a 127) y1 = linha inicial da barra (0 a 7) x2 = coluna final da barra (0 a 127) y2 = linha final da barra (0 a 7) cor= apagado (0) ou aceso (1)
	SAÍDAS	Nenhuma

23	PROTÓTIPO	void desenha_evolucao(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha no LCD a evolução do ritmo cerebral predominante
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

24	PROTÓTIPO	void desenha_histogramas(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha, no display LCD, os histogramas normalizados (1%-100%) das frequências de 1 a 19 Hz, referentes aos dois canais. Utiliza o buffer que contem a media aritmética dos histogramas calculados no ultimo minuto
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

25	PROTÓTIPO	void desenha_mensagem_aguarde(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha no display uma janela com a mensagem "AGUARDE". Rotina utilizada após o processamento de uma opção de teclado, visando preencher o vazio do display até a retomada da exibição dos
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

26	PROTÓTIPO	void desenha_moldura_evolucao(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha a tela de acompanhamento da evolução do ritmo cerebral predominante
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

27	PROTÓTIPO	void desenha_moldura_histogramas(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	monta a tela principal da aplicação, contendo a delimitação das áreas de exibição para os dois canais
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

28	PROTÓTIPO	void desenha_moldura_sinal(void)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha a moldura das áreas de exibição de sinal
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

29	PROTÓTIPO	void desenha_seta(uchar canal)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha seta que indica que a frequência predominante é maior que 20 Hz
	ENTRADAS	canal (1 ou 2)
	SAÍDAS	Nenhuma

30	PROTÓTIPO	void desenha_simbolo_ritmo(uchar canal, uchar ritmo)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	desenha um dos símbolos representativo do ritmo predominante, na área de exibição de um dos canais
	ENTRADAS	canal (1 ou 2), ritmo (DELTA, TETA, ALFA, BETA)
	SAÍDAS	Nenhuma

31	PROTÓTIPO	void elipse(uchar x, uchar y, uchar b, uchar cor, float aspecto)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	Faz uma elipse no LCD gráfico 128 x 64
	ENTRADAS	x = coluna do centro da elipse (0 a 127) y = linha do centro da elipse (0 a 7) b = tamanho cor= apagado (0) ou aceso (1) aspecto = alongamento em Y (float)
	SAÍDAS	Nenhuma

32	PROTÓTIPO	void linha(uchar x1, uchar y1, uchar x2, uchar y2, uchar cor)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	Faz uma linha no LCD gráfico 128 x 64 usando o algoritmo de Bresenham
	ENTRADAS	x1 = coluna inicial da linha (0 a 127) y1 = linha inicial da linha (0 a 7) x2 = coluna final da linha (0 a 127) y2 = linha final da linha (0 a 7) cor = apagado (0) ou aceso (1)
	SAÍDAS	Nenhuma

33	PROTÓTIPO	void ponto(uchar coluna, uchar linha, uchar cor)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	Plota um ponto no LCD gráfico 128 x 64
	ENTRADAS	coluna = coluna para plotar (0 a 127) linha = linha para plotar (0 a 7) cor = apagado (0) ou aceso (1)
	SAÍDAS	Nenhuma

34	PROTÓTIPO	void retangulo(uchar x1, uchar y1, uchar x2, uchar y2, uchar cor)
	CATEGORIA	Gráficos no LCD
	DESCRIÇÃO	Faz um retangulo no LCD gráfico 128 x 64
	ENTRADAS	x1 = coluna inicial do ret. (0 a 127) y1 = linha inicial do ret. (0 a 7) x2 = coluna final do ret. (0 a 127) y2 = linha final do ret. (0 a 7) cor= apagado (0) ou aceso (1)
	SAÍDAS	Nenhuma

C.6 INICIALIZAÇÃO E LAÇO PRINCIPAL

35	PROTÓTIPO	void main(void)
	CATEGORIA	Inicialização e laço principal
	DESCRIÇÃO	Inicializa o hardware, programa as interrupções, executa o laço principal
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

C.7 MATEMÁTICA E PROCESSAMENTO

36	PROTÓTIPO	void calcula_acumula_histogramas(void)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	monta os vetores de entrada, chama a rotina de calculo do espectro de potência, salva histogramas nos buffers de RAM
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

37	PROTÓTIPO	void calcula_guarda_media_e_evolucao(void)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	calcula o histograma médio a partir dos histogramas acumulados na RAM, gravando o resultado
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

38	PROTÓTIPO	void classifica_ritmo(void)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	determina qual a frequência predominante e o ritmo cerebral correspondente
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

39	PROTÓTIPO	double cosseno(double ang_rad)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	calcula o cosseno do angulo fornecido
	ENTRADAS	angulo, em radianos
	SAÍDAS	cosseno do angulo fornecido

40	PROTÓTIPO	double * determina_espectro(double *v, uint nv, uint npw)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	determina a densidade espectral de potência do array de entrada, fornecendo um novo array de saída. Utiliza o método de Welch - periodogramas promediados
	ENTRADAS	array contendo os valores convertidos (v), tamanho do array de entrada (nv), tamanho do array de saída (npw)
	SAÍDAS	ponteiro para o array de saída, contendo o espectro

41	PROTÓTIPO	void ffrad2(Complexo *data, uint n)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	realiza a transformada rápida de Fourier, pelo método de Cooley-Tukey (radix 2), decimação no tempo
	ENTRADAS	Array de dados e tamanho da amostra
	SAÍDAS	Nenhuma

42	PROTÓTIPO	void processa_opção(char qual_menu, char opcao_menu)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	realiza as ações selecionadas nos menus de opção, em seus vários níveis
	ENTRADAS	numero da opção
	SAÍDAS	Nenhuma

43	PROTÓTIPO	double seno(double ang_rad)
	CATEGORIA	Matemática e processamento
	DESCRIÇÃO	calcula o seno do angulo fornecido
	ENTRADAS	angulo, em radianos
	SAÍDAS	seno do angulo fornecido

C.8 MEMÓRIA EXTERNA

44	PROTÓTIPO	uchar apaga_FLASH(void)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	apaga (torna FFH) todos os bytes da memória FLASH de 128 KB
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	FALHA = falha no apagamento OK = apagamento OK

45	PROTÓTIPO	uchar envia_FLASH_serial(ulint ender_inicial, ulint ender_final)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	copia o conteúdo da memória FLASH para a saída serial, sequencialmente, desde o endereço inicial até o endereço final. Mostra indicador de progresso.
	ENTRADAS	endereço inicial a transferir (17 bits, absoluto), endereço final a transferir (17 bits, absoluto)
	SAÍDAS	FALHA - erro na faixa de endereços OK - transferencia serial OK

46	PROTÓTIPO	uchar grava_byte_FLASH(uchar valor)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	grava um byte no endereço corrente da FLASH, apontado por uma variavel global (endereço de 17 bits)
	ENTRADAS	byte a gravar
	SAÍDAS	FALHA = falha na gravação do byte OK = gravação OK

47	PROTÓTIPO	void grava_histogramas_FLASH(void)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	grava, na memória FLASH, os histogramas médios dos dois canais, precedidos pela marca de inicio de bloco de histogramas
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

48	PROTÓTIPO	uchar le_byte_FLASH(ulint ender)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	lê o conteúdo de uma posição da FLASH de 128 K, definido por um endereço de 17 bits (A0-A13 direto do barramento de endereços, A14-A16 da porta P1)
	ENTRADAS	endereço a ler (17 bits, absoluto)
	SAÍDAS	conteúdo da posição de memória endereçada (1 byte)

49	PROTÓTIPO	uchar preenche_FLASH(uchar valor)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	preenche todos os bytes da memória FLASH de 128 KB com o valor de entrada
	ENTRADAS	valor (byte) a ser gravado na FLASH
	SAÍDAS	FALHA = falha no preenchimento OK = preenchimento OK

50	PROTÓTIPO	void preenche_RAM(uint ender_inicial, uint ender_final, uchar valor)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	grava o byte especificado na faixa de endereços desejada
	ENTRADAS	ender_inicial = endereço inicial a gravar ender_final = endereço final a gravar (inclusive) valor = byte a ser gravado em cada endereço
	SAÍDAS	Nenhuma

51	PROTÓTIPO	ulint procura_final_FLASH(uchar valor)
	CATEGORIA	Memória externa
	DESCRIÇÃO	varre os endereços da FLASH, do fim para o início, até encontrar o primeiro byte diferente do valor desejado
	ENTRADAS	valor desejado para comparação
	SAÍDAS	mais alto endereço de memória que contém valor diferente de "valor"

C.9 TESTE E ACIONAMENTO DOS CIRCUITOS ELETRÔNICOS

52	PROTÓTIPO	void ajusta_ganho_PGA(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	comanda o amplificador de ganho programável PGA202 através da porta P1 e as chaves analógicas dos filtros notch, definindo o ganho final entre 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1000 e 5000.
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

53	PROTÓTIPO	void bip(uchar tipo_bip)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	emite um sinal sonoro para aviso de evento ou confirmar que uma tecla foi pressionada
	ENTRADAS	tipo de bip a emitir
	SAÍDAS	Nenhuma

54	PROTÓTIPO	uchar converte_8(uchar canal)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	realiza uma conversão no A/D interno do 80C196KB, com 8 bits de resolução, sem usar interrupção
	ENTRADAS	numero do canal A/D (0 a 7)
	SAÍDAS	valor convertido

55	PROTÓTIPO	uint converte_10(uchar canal)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	realiza uma conversão no A/D interno do 80C196KB, com 10 bits de resolução, sem usar interrupção
	ENTRADAS	canal = numero do canal A/D (0 a 7)
	SAÍDAS	valor convertido

56	PROTÓTIPO	void desliga_MAC(uchar estado)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	coloca a FLASH em estado de leitura (Vpp=5V), limpa o display e coloca mensagem de desligamento, permanecendo em loop sem nada fazer (int. desabilitadas)
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

57	PROTÓTIPO	void espera_soltar_tecla(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	espera em loop até que não exista tecla alguma pressionada
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

58	PROTÓTIPO	uchar espera_tecla(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	espera em loop até que uma das 16 teclas seja pressionada
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	código da tecla pressionada ('0' a 'F')

59	PROTÓTIPO	void inicializa_LCD(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	Inicializa o LCD
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

60	PROTÓTIPO	void inicializa_serial(ulint taxa)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	inicializa o canal serial no modo 1 (assíncrono padrão - 8 bits, 1 start, 1 stop), sem paridade, sem interrupção, com a taxa especificada (bauds)
	ENTRADAS	taxa serial requerida (bauds)
	SAÍDAS	Nenhuma

61	PROTÓTIPO	uchar testa_AD(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	testa dois dos 8 canais do A/D, que tem valores analógicos de entrada conhecidos, esperando obter uma margem máxima de erro de 5%
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	FALHA = falha no A/D OK = A/D esta OK.

62	PROTÓTIPO	void testa_configura_hardware(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	testa o hardware passo a passo, ou, opcionalmente, configura os parâmetros de operação
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	Nenhuma

63	PROTÓTIPO	uchar testa_impedancia(uchar eletrodo)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	verifica a impedância da interface eletrodo-escalpo, comparando com a impedância-referencia de 5K
	ENTRADAS	numero do eletrodo a testar (1 a 5)
	SAÍDAS	FALHA = impedância superior a referencia OK = impedância inferior ou igual a referencia

64	PROTÓTIPO	uchar testa_RAM(uint ender_inicial, uint ender_final)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	realiza o teste clássico de RAM, escrevendo alternadamente os valores 55H e AAH e lendo novamente
	ENTRADAS	endereço inicial a testar, endereço final a testar
	SAÍDAS	FALHA = falha na RAM OK = RAM esta OK.

65	PROTÓTIPO	uchar verifica_tecla(void)
	CATEGORIA	Teste e acionamento de hardware
	DESCRIÇÃO	verifica se houve toque no teclado
	ENTRADAS	Nenhuma
	SAÍDAS	código da tecla pressionada ('0' a 'F') ou 0xFF caso nenhuma tenha sido pressionada

ANEXO D

Cálculo dos erros na cadeia de aquisição do sinal analógico

A cadeia de aquisição do sinal analógico é composta pelos circuitos mostrados na figura D.1, em forma de diagrama de blocos, e repete-se para o segundo canal, excetuando-se os circuitos internos ao microcontrolador. As impedâncias de entrada foram modeladas utilizando os mesmos critérios observados por Rodrigues (1997) e Rocha (1997), resultando nos elementos Z_{en} e Z_{ei} , que representam respectivamente a impedância vista pelo terminal não-inversor e pelo terminal inversor do amplificador de instrumentação. O valor máximo admitido para a impedância da interface eletrodo-escalpo é de $5\text{ K}\Omega$, enquanto o valor padrão definido para os cálculos é de $1\text{ K}\Omega$. A fonte V_d representa a tensão diferencial a ser amplificada, enquanto a fonte V_c representa as tensões de modo comum que devem ser rejeitadas.

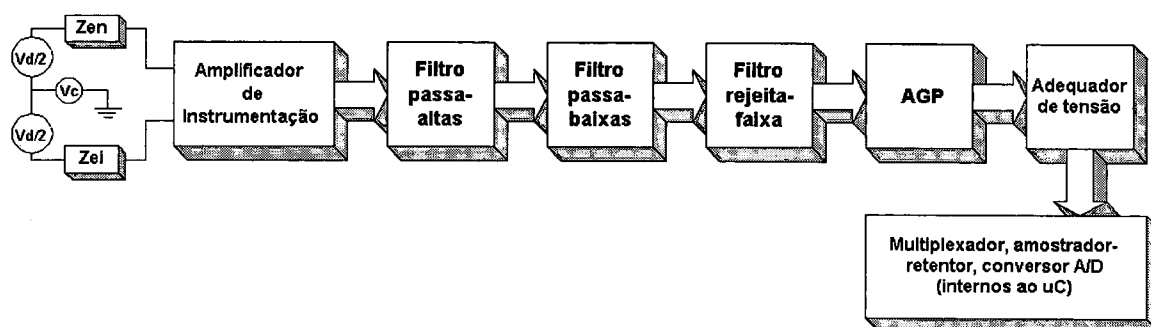


Figura D.1 Cadeia de aquisição do sinal analógico.

O cálculo dos erros é mostrado a seguir, bloco a bloco, utilizando a metodologia proposta por Garret (1981) e das folhas de dados técnicos dos fabricantes Analog Devices, Burr-Brown, Motorola e Intel. Todos os erros calculados são referidos à saída (RTO).

D.1 ERROS NO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador de instrumentação escolhido para esta aplicação é o AD624AD (Analog Devices, 1992). Os parâmetros para cálculo dos erros são os seguintes:

- ganho (G): 100;
- tensão de alimentação: ± 12 V;
- resistência de carga (RL): $> 5K\Omega$;
- desbalanceamento máximo nas impedâncias de entrada (ΔZ_e): $1K\Omega$ (arbitrado);
- tensão de entrada (VE): $300\mu V$ (sinal de EEG);
- tensão de saída (VS): 30 mV;
- tensão de modo comum a 60 Hz (VCM): 100mV;
- razão de rejeição de modo comum (CMRR): 100 dB, considerando 60Hz e o desbalanceamento máximo nas impedâncias de entrada;
- razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR): 115 dB.
- variação máxima de temperatura (ΔT): 60 °C (arbitrado - folha de dados).

D.1.1 Efeito da tensão de desvio (Vos)

Da folha de dados, $V_{osMAX} = 200 \mu V$ (RTI) e $V_{osMAX} = 5$ mV (RTO).

$$\epsilon_{\%FS} = ((G \cdot V_{osMAX}) + 0,005) \cdot (100 / VFS) = 83,3333.$$

Este erro pode ser eliminado acrescentando-se um potenciômetro de precisão para zeramento da tensão de desvio. O efeito da variação da tensão de alimentação sobre a tensão de desvio é muito pequeno e pode ser desprezado.

D.1.2 Efeito da corrente de desvio (Ios)

Da folha de dados, $I_{osMAX} = 35$ nA. Considerando o valor nominal admitido para Z_{en} , já definido, tem-se:

$$\epsilon_{\%FS} = G \cdot Z_{en} \cdot I_{osMAX} \cdot (100 / VFS) = 11,6667.$$

D.1.3 Efeito da corrente de polarização (Ib)

Da folha de dados, $I_{BMAX} = 50$ nA. Considerando o desbalanceamento máximo das impedâncias de entrada, já definido, e todo o efeito de IB acumulado na entrada não inversora, tem-se:

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot \Delta Z_e \cdot I_{B_{MAX}} \cdot (100 / V_{FS}) = 16,6667.$$

D.1.4 Efeito da deriva de Vos

Da folha de dados, os coeficientes de temperatura para Vos são de $2 \mu V/^{\circ}C$ (RTI) e $50 \mu V/^{\circ}C$ (RTO). Assim:

$$\varepsilon_{\%FS} = (G \cdot CT_{Vos} \cdot \Delta T + 50E-6 \cdot \Delta T) \cdot (100 / V_{FS}) = 50,0000.$$

D.1.5 Efeito da deriva de Ios

Da folha de dados, o coeficiente de temperatura para Ios é de $20 pA/^{\circ}C$. Assim:

$$\varepsilon_{\%FS} = CT_{Ios} \cdot Z_{en} \cdot \Delta T \cdot G \cdot (100 / V_{FS}) = 0,4000.$$

D.1.6 Efeito da deriva de Ib

Da folha de dados, o coeficiente de temperatura para IB é de $50 pA/^{\circ}C$. Assim:

$$\varepsilon_{\%FS} = CT_{IB} \cdot \Delta Z_e \cdot \Delta T \cdot G \cdot (100 / V_{FS}) = 1,0000.$$

D.1.7 Efeito do ganho (G)

Da folha de dados, $\varepsilon_{\%FS} = 0,2500$.

D.1.8 Efeito da não-linearidade do ganho

Da folha de dados, $\varepsilon_{\%FS} = 0,0050$.

D.1.9 Efeito da deriva do ganho

Da folha de dados, o coeficiente de temperatura para o ganho é de $10 ppm/^{\circ}C$.

$$\varepsilon_{\%FS} = CT_G \cdot \Delta T \cdot G / 1E6 = 0,0600.$$

D.1.10 Efeito da razão de rejeição de modo comum (CMRR)

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot (V_{CM} / CMRR) \cdot (100 / V_S) = 0,3333$$

D.1.11 Efeito da razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR)

Considerando uma variação de 2% na tensão da fonte analógica, ou seja, $\Delta V = 0,24V$,

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot (\Delta V / PSRR) \cdot (100 / VS) = 0,1422.$$

D.1.12 Efeito do ruído interno

Do exemplo de cálculo de erros fornecido pelo fabricante, o ruído total para a faixa de 0,1 a 10 Hz, considerando o ganho de 100, é de $0,22 \mu V_{p-p}$ (RTI), e o erro resulta em:

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot V_{on_{p-p}} \cdot (100 / VS) = 0,0733.$$

Considerando que os erros têm independência entre si e são caracterizados por uma distribuição gaussiana, aplica-se a equação d.1 para calcular o valor total do erro para o amplificador de instrumentação, sem quaisquer ajustes.

$$\varepsilon_{\%FS} = \sqrt{\sum (\varepsilon_{\%FS})^2} \quad (d.1)$$

$$\varepsilon_{\%FS} = (83,3333^2 + 11,6667^2 + 16,6667^2 + 50^2 + 0,4^2 + 1^2 + 0,25^2 + 0,005^2 + 0,06^2 + 0,3333^2 + 0,1422^2 + 0,0733^2)^{1/2}$$

$$\varepsilon_{\%FS} = 99,29.$$

Os erros de desvio e de polarização podem ser eliminados através de ajustes apropriados, enquanto os erros decorrentes da deriva térmica são, na aplicação prática, bastante minimizados mantendo-se o equipamento em ambiente com a temperatura controlada. Desta forma, se forem desconsideradas estas duas classes de erros, o valor total do erro para o amplificador de instrumentação resulta em:

$$\varepsilon_{\%FS} = (0,25^2 + 0,005^2 + 0,3333^2 + 0,1422^2 + 0,0733^2)^{1/2}$$

$$\varepsilon_{\%FS} = 0,45.$$

Foram desconsiderados os erros decorrentes da tensão diferencial induzida pelo ruído de 60 Hz e decorrentes da tensão de modo comum gerada pelo desbalanceamento das impedâncias Z_{en} e Z_{ei} , pela carência de dados quanto ao primeiro e por saber que o segundo pode ser minimizado pelo uso de eletrodos com boa estabilidade química, bem aplicados com pasta eletrolítica apropriada.

D.2 ERROS NOS FILTROS PASSA-ALTAS E PASSA-BAIXAS

Estes dois filtros, ligados em cascata na cadeia de aquisição, podem ser considerados como um único filtro (5 pólos) que permite a passagem dos sinais com frequência desde 0,8 Hz até 48 Hz, conforme mostrado no Anexo B. Considerando que a faixa de interesse para esta aplicação estende-se até os 30 Hz, escolhe-se a frequência de 15 Hz como ponto intermediário. Desta forma, o erro do filtro passa-faixa é definido de acordo com a equação d.2 (notas de aula da disciplina Sistemas de Aquisição de Dados I - Florianópolis, 1995) e o seu valor percentual é calculado a seguir.

$$\varepsilon_{\%FS} = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (f_i / f_{cs})^{2n}}} \right] \cdot 100 \quad (d.2)$$

$$\varepsilon_{\%FS} = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + (15\text{Hz} / 48\text{Hz})^{10}}} \right] \cdot 100$$

$$\varepsilon_{\%FS} = 0,0004.$$

D.3 ERROS NO FILTRO REJEITA-FAIXA

O filtro rejeita-faixa tem a finalidade de minimizar a componente de 60 Hz presente no sinal de entrada, e a sua topologia pode ser vista no anexo B. O circuito foi simulado no PSPICE,

utilizando como entrada uma tensão composta por três componentes nas frequências de 5, 15 e 25 Hz, descrita pela equação d.3.

$$V_e = 0,1 \sin(2\pi .5) + 0,1 \sin(2\pi .15) + 0,1 \sin(2\pi .25) \quad (d.3)$$

A variação de temperatura estipulada para a simulação foi de 60 °C. A diferença máxima entre a tensão teórica ideal de saída e aquela obtida na simulação foi de 12,131 mV, desconsiderado o atraso de fase, e o erro percentual sobre o fundo de escala de 1V é determinado a seguir.

$$\epsilon_{\%FS} = V_{dif} \cdot 100 / VFS$$

$$\epsilon_{\%FS} = 1,2131.$$

D.4 ERROS NO AMPLIFICADOR COM GANHO PROGRAMÁVEL

O AGP é formado por duas etapas independentes, a primeira delas composta pelo último amplificador operacional do bloco rejeita-faixa, que pode ter seu ganho ajustado para -1 ou -5, e a segunda composta pelo circuito integrado PGA202KP (Burr-Brown, 1996) cujo ganho pode ser ajustado para 1, 10, 100 ou 1000. Os erros correspondentes à primeira etapa já foram computados no item D.3. Os erros correspondentes ao PGA202KP passam a ser analisados a seguir, utilizando-se os seguintes parâmetros:

- ganho provável de operação (G): 10;
- tensão de alimentação: ± 12 V;
- impedância vista pelo terminal não inversor (Z_n): 10Ω ;
- tensão de saída máxima (VFS): ± 10 V;
- razão de rejeição de modo comum (CMRR): 110 dB;
- razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR): 90 dB.
- variação máxima de temperatura (ΔT): 60 °C (arbitrado).

D.4.1 Efeito da tensão de desvio (V_{os})

Da folha de dados, $V_{osMAX} = \pm(2 + 24/G)$ mV (RTI).

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot V_{osMAX} \cdot (100 / VFS) = 0,4400.$$

D.4.2 Efeito da corrente de desvio (I_{os})

Da folha de dados, $I_{osMAX} = 25$ pA. Considerando o valor nominal admitido para a impedância na entrada, já definido, tem-se:

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot Z_n \cdot I_{osMAX} \cdot (100 / VFS) = 25E-9 \text{ (desprezível)}.$$

D.4.3 Efeito da corrente de polarização (I_b)

Da folha de dados, $I_{BMAX} = 50$ pA. Considerando todo o efeito de I_B acumulado na entrada não inversora, tem-se:

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot Z_n \cdot I_{BMAX} \cdot (100 / VFS) = 50E-9 \text{ (desprezível)}.$$

D.4.4 Efeito da deriva de V_{os}

Da folha de dados, o coeficiente de temperatura para V_{os} é de $\pm(24 + 240/G)$ $\mu V/^\circ C$ (RTI). Assim:

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot CT_{V_{os}} \cdot \Delta T \cdot (100 / VFS) = 0,2880.$$

D.4.5 Efeito da deriva de I_{os}

Da folha de dados, considerando que o coeficiente térmico para I_{os} não é fornecido, tomando-se os valores de I_{os} para $25^\circ C$ e para $85^\circ C$ obtém-se a variação absoluta total de 315 pA. Assim:

$$\varepsilon_{\%FS} = Z_n \cdot \Delta I_{os} \cdot G \cdot (100 / VFS) = 315E-10 \text{ (desprezível)}.$$

D.4.6 Efeito da deriva de I_b

Da folha de dados, usando procedimento análogo ao do item anterior, a variação absoluta total de I_b é de 630 pA/ $^\circ C$. Assim:

$$\varepsilon_{\%FS} = Z_n \cdot \Delta I_b \cdot G \cdot (100 / V_{FS}) = 0,63E6 \text{ (desprezível)}.$$

D.4.7 Efeito do ganho (G)

Da folha de dados, $\varepsilon_{\%FS} = 0,0500$.

D.4.8 Efeito da não-linearidade do ganho

Da folha de dados, $\varepsilon_{\%FS} = 0,0020$.

D.4.9 Efeito da deriva do ganho

Da folha de dados, o coeficiente de temperatura para o ganho é de 3 ppm/°C.

$$\varepsilon_{\%FS} = CT_G \cdot \Delta T \cdot G / 1E6 = 0,0018.$$

D.4.10 Efeito da razão de rejeição de modo comum (CMRR)

Considerando uma tensão de modo comum de 10 mV presente na entrada deste estágio, tem-se:

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot (V_{CM} / CMRR) \cdot (100 / V_S) = 3,16E-6 \text{ (desprezível)}.$$

D.4.11 Efeito da razão de rejeição da fonte de alimentação (PSRR)

Considerando uma variação de 2% na tensão da fonte analógica, ou seja, $\Delta V = 0,24V$,

$$\varepsilon_{\%FS} = G \cdot (\Delta V / PSRR) \cdot (100 / V_S) = 0,0008.$$

D.4.12 Efeito do ruído interno

Da folha de dados do fabricante, a tensão de ruído na etapa de entrada é de 1,7 μV_{p-p} para a faixa de frequência de 0,1 a 10 Hz, e a densidade de ruído a 10 KHz é de 12 nV/(Hz)^{1/2}. Da mesma forma, os valores fornecidos para a etapa de saída são de 32 μV_{p-p} para a tensão de ruído e de 400 nV/(Hz)^{1/2} para a densidade de ruído. A partir destes dados, primeiramente calcula-se o valor da constante no trecho onde predomina o ruído 1/f, para depois calcular a

tensão de ruído em toda a faixa de interesse e, finalmente, o erro devido ao ruído interno na etapa de entrada. O mesmo procedimento é repetido para a etapa de saída.

Entrada:

$$V_{on}^2 = \int_{0,1}^{10} \frac{ke_1^2}{f} \cdot df \Rightarrow ke_1^2 = 1,485E^{-14}V^2$$

$$V_{on}^2 = G^2 \int_{0,1}^{40} \left(\frac{ke_1^2}{f} + ke_2^2 \right) \cdot df \Rightarrow V_{on} = 2,982\mu V_{RMS}$$

$$\epsilon_{\%FS} = G \cdot V_{on} \cdot 6,5 \cdot (100 / VS) = 0,0019.$$

Saída:

$$V_{on}^2 = \int_{0,1}^{10} \frac{ke_1^2}{f} \cdot df \Rightarrow ke_1^2 = 5,263E^{-12}V^2$$

$$V_{on}^2 = \int_{0,1}^{40} \left(\frac{ke_1^2}{f} + ke_2^2 \right) \cdot df \Rightarrow V_{on} = 6,157\mu V_{RMS}$$

$$\epsilon_{\%FS} = V_{on} \cdot 6,5 \cdot (100 / VS) = 0,0004.$$

O erro total decorrente do ruído interno é a raiz quadrada da soma dos quadrados dos erros da etapa de entrada da etapa de saída.

$$\epsilon_{\%FS} = (0,0019^2 + 0,0004^2)^{1/2}$$

$$\epsilon_{\%FS} = 0,0019.$$

Considerando que os erros têm independência entre si e são caracterizados por uma distribuição gaussiana, o erro total para o AGP, desconsiderando qualquer tipo de ajuste, é mostrado abaixo.

$$\epsilon_{\%FS} = (0,44^2 + 0,288^2 + 0,05^2 + 0,002^2 + 0,0018^2 + 0,0008^2 + 0,0019^2)^{1/2}$$

$$\epsilon_{\%FS} = \mathbf{0,53}.$$

D.5 ERROS NO ADEQUADOR DE TENSÃO

O adequador de tensão tem a finalidade de transformar a tensão analógica bipolar de ± 10 V em tensão unipolar de 5 V, sendo implementado por uma rede resistiva e um amplificador operacional TL074, fabricado pela Texas Instruments, ligado como seguidor de tensão. O circuito foi simulado no PSPICE, utilizando como entrada uma tensão senoidal com amplitude de 10 V e frequência de 15 Hz, estipulando-se a temperatura de operação de 85 °C. Foi considerada também uma variação de 1% na tensão de referência que alimenta a rede resistiva. A diferença máxima entre a tensão teórica ideal de saída e aquela obtida na simulação foi de 25,3 mV, e o erro percentual sobre o fundo de escala de 5V é determinado a seguir.

$$\varepsilon_{\%FS} = V_{dif} \cdot 100 / V_{FS}$$

$$\varepsilon_{\%FS} = 0,5060.$$

D.6 ERROS NO MULTIPLEXADOR, AMOSTRADOR-RETENTOR E CONVERSOR A/D

Conforme pode ser visto na figura D.1, o multiplexador analógico, o amostrador-retentor e o conversor A/D são parte integrante do microcontrolador utilizado, modelo N80C196KB12, da Intel. A folha de dados do fabricante fornece poucos parâmetros sobre o multiplexador e o amostrador-retentor, e desta forma será utilizado o valor do máximo erro absoluto, que é de ± 6 LSB. Considerando que a tensão de alimentação destas etapas é de +5 V, e que a resolução do conversor A/D é de 10 bits, pode-se converter o valor do erro de LSB para tensão:

$$\varepsilon_{ABS} = 6 \cdot 5 / 2^{10} = 0,0293 \text{ V.}$$

Convertendo para percentagem sobre o fundo de escala, resulta:

$$\varepsilon_{\%FS} = 100 \cdot 0,0293 \text{ V} / 5$$

$$\varepsilon_{\%FS} = 0,59.$$

D.7 ERRO TOTAL DA CADEIA DE AQUISIÇÃO

O erro percentual total sobre o fundo de escala para toda a cadeia de aquisição é obtido através da raiz quadrada da soma dos quadrados dos erros de cada uma das etapas. Para o amplificador de instrumentação considera-se o erro obtido após a calibração.

$$\varepsilon_{\%FS} = (0,45^2 + 0,0004^2 + 1,2131^2 + 0,53^2 + 0,506^2 + 0,59^2)^{1/2}$$

$$\varepsilon_{\%FS} \text{ (total)} = 1,59.$$