

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE ENGENHARIA

Este exemplar corresponde à redação
final da tese defendida por Paulo E.
Cruzinet e aprovada pela Comissão
Julgadora em 15 de Junho de 1984.
[Assinatura]

SISTEMA ELETROMÉTRICO DIGITAL COMPUTERIZADO
PARA DOSÍMETRO DE ELETRETO

063/84

1984

Campinas, SP, Brasil

SISTEMA ELETROMÉTRICO DIGITAL COMPUTERIZADO
PARA DOSÍMETRO DE ELETRETO

Por
Paulo Estevão Cruvinel

Tese apresentada à
Faculdade de Engenharia da Universidade Estadual de Campinas
para obtenção do título de Mestre

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Mascarenhas Oliveira
Co-Orientadores: Prof^{as}. Dr^{as}. Maria Adelia Collier Farias
Prof. Dr. Antonio Ricardo Dröher Rodrigues

1984
Campinas, SP, Brasil

UNICAMP
BIBLIOTECA

Dedicat6ria

*Aos meus queridos pais
Jos6 e Dalila.*

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro e institucional de:

- Comissão Nacional de Energia Nuclear (CNEN);*
- Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP);*
- Fundação Educacional de Barretos;*
- Instituto Tecnológico e Científico "Roberto Rios"(INTEC);*
- Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).*

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Dr. Sérgio Mascarenhas Oliveira, pela proposição deste trabalho, pela orientação, e pela dedicação e carinho.

Ao Prof. Dr. Antonio Ricardo Dröher Rodrigues pela orientação no desenvolvimento eletrônico.

À Profª Dra. Maria Adélia Collier Farias pela orientação e apoio na Universidade Estadual de Campinas.

Ao Prof. Sílvio Crestana pelo apoio e incentivo durante o período de pesquisa.

Ao Prof. Wanderley Mauro Dib pelo apoio e incentivo na Faculdade de Engenharia de Barretos.

Aos colegas do grupo de instrumentação do projeto ASPAB de Barretos, Valim, Mathias, Érico, Francisco, Palombo, Marcílio e do Instituto de Física e Química de São Carlos, Sanches, Silvério, Ozien, Rosemary, Laura, Adelaide, Landislay, Isabel, Pinheiro, Cyro e Washington pelo estímulo e amizade.

À Luci pelos trabalhos de datilografia, ao Kelly pelos trabalhos de desenhos.

Ao CNEM, FINEP, FEB, INTEC e CNPq pelo apoio financeiro e institucional e a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

É este trabalho uma contribuição ao desenvolvimento de instrumentação, baseado em pesquisas e tecnologia totalmente brasileiras. Em particular foi desenvolvido e construído um sistema eletrométrico Digital Computerizado para dosimetria de eletretos com aplicações em hospitais, laboratórios de pesquisa, centros nucleares, dosimetria de radiações em geral e possíveis aplicações em física de solos. O sistema permite a medida de carga e dose, bem como a identificação de até 1024 dosímetros.

O sistema eletrométrico Digital Computerizado (SEDDE) pode operar na forma automatizada ou não. A forma automatizada oferece a possibilidade de processar os dados através de um microcomputador de 8 bits, que usa como unidade central de processamento um microprocessador Z80. Isto permite a medida da carga e da dose, e ainda estabelecer histórico dos dosímetros. Os dados de saída do sistema podem ser obtidos via impressora ou gravados em fita magnética. O programa operacional foi desenvolvido com grande flexibilidade permitindo várias possibilidades de uso. O sistema tem ainda possibilidade de ser usado como relógio de ponto. Entretanto, a forma não automatizada possibilita a medida da carga superficial equivalente do eletreto bem como a identificação dos usuários.

ABSTRACT

This work is a contribution to the development of instrumentation based on brazilian research and technology. A Digital Computerized Eletrometric System for radiation dosimetry with electrets was developed and built by us. It may be used in hospitals, research laboratories, nuclear centers, dosimetry systems in general and has also possible application in soil physics. This system allows the measurement of the charge on the dosimeter and corresponding dose as well as the identification of up to 1024 users.

The Digital Computerized Eletrometric Systems (SEDDE) may be operated in two modes: automatic and manual. In the automatic mode the data is processed with a microcomputer of 8 bits which uses a microprocessor Z80 as a central unit. This arrangement allows the measurement of the charge and dose and the measurement of the dosimeter's performance such as decay and leakage.

The daily data from the system may be obtained as a print out sheet or in magnetic tape. The Software was developed so as to have with great flexibility to allow several possibilities for the output data presentation such as: integrated charge, dose for any time period (hourly, daily, weekly, monthly).

The system has the further advantage of serving as a "clock register" for the hospital or unit being served. In the non automatic mode the dose and the identification code of the user may be obtained.

ÍNDICE

	pág.
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	
1.1 - Histórico e objetivos do trabalho	1
1.2 - Eletretos	3
1.2.1 - Definição	3
1.2.2 - Aplicações de eletretos poliméricos.....	4
1.2.3 - Tipos de eletretos classificados em função do <u>mêto</u> do da carga	6
1.2.4 - Estabilidade da carga	6
1.2.4.1 - Fenômenos Internos	6
1.2.4.2 - Fenômenos Externos	9
1.3 - Dosimetria de radiação	9
1.3.1 - Aspectos Básicos	9
1.3.2 - Interações de raios γ e partículas carregadas com a matéria	10
1.3.3 - Absorção da radiação eletromagnética	12
1.3.3.1 - Efeito Compton	12
1.3.3.2 - Efeito Fotoelétrico	21
1.3.3.3 - Produção de pares	23
1.3.3.4 - Importância Relativa dos efeitos Compton, Fotoelê- trico e Produção de Pares	24
1.3.3.5 - Outros Processos de Absorção	26
1.3.3.6 - Interação de Elétrons Rápidos com a matéria	26
1.4 - Interação de Nêutrons com a matéria	28
1.4.1 - Generalidades sobre o Nêutron	28
1.4.2 - Detecção de Nêutrons	28
1.4.2.1 - Espalhamento de um nêutrons por um átomo leve, con- seqüência de uma colisão elástica	29

	pág.
1.4.2.2 - Colisão inelástica	29
1.4.2.3 - Absorção de um nêutrons com formação de um nuclí - dio radioativo	30
1.4.2.4 - Absorção de um nêutron por um núcleo com emissão imediate de uma partícula carregada rápida	31
1.4.2.5 - Absorção de um nêutron com fissão subsequente do núcleo composto resultante	32
1.4.3 - Fontes de Nêutrons	32
1.4.4 - Detetores de Nêutrons	33
1.5 - Considerações gerais sobre a teoria do método para medida de umidade por moderação de nêutrons	33

CAPÍTULO II - CÂMARA DE IONIZAÇÃO

2.1 - Aspectos Gerais	44
2.2 - Curva de saturação	49
2.3 - Coeficiente de coleção de íons	51
2.4 - Medida de Exposição	62
2.5 - Medida de dose Absorvida	63

CAPÍTULO III - CÂMARA DE IONIZAÇÃO CILÍNDRICA COM ELETRETO

3.1 - Introdução	65
3.2 - Construção do dosímetro de eletreto	66
3.3 - Medida da carga	67
3.4 - Cálculo do campo elétrico coletor	68
3.5 - Cálculo da carga superficial equivalente do eletre to	73
3.6 - Método para carregamento do Teflon	78
3.7 - Tratamento térmico	79

CAPÍTULO IV - CIRCUITOS ELETRÔNICOS E ANÁLISE ESPECÍFICA DOS SUBSISTEMAS

4.1	- Introdução	80
4.2	- O microprocessador Z-80 e os circuitos integrados da Família Z-80 usados no sistema	80
4.2.1	- O Microprocessador Z-80 - CPU	80
4.2.2	- A Porta de Entrada e Saída Paralela de dados Z-80 -PIO	87
4.2.3	- O circuito contador de tempo programável Z80-CTC	92
4.3	- Os circuitos integrados digitais utilizados no sistema	97
4.3.1	- A Família TTL Schottky de Baixa potência LSTTL série 74LS00	97
4.3.2	- O Schmitt Trigger SN74LS14	98
4.3.3	- O Divisor SN74LS92	100
4.3.4	- O Contador SN74LS390	103
4.3.5	- O Decodificador SN74LS138	106
4.3.6	- O Shift Registers SN74LS164	108
4.3.7	- O Conversor binário para BCD SN74185-A	112
4.3.8	- O Decodificador de BCD para 7 segmentos-SN74LS47	114
4.4	- Os circuitos integrados analógicos utilizados no sistema	117
4.4.1	- Aspectos Gerais	117
4.4.2	- O Amplificador Operacional Bipolar 741	118
4.4.3	- O Amplificador Operacional Bipolar BIMOS 3140 ..	121
4.5	- Circuitos Integrados especiais usados no sistema e Displays	125
4.5.1	- Os reguladores de tensão integrados	125

	pág.
4.5.1.1 - O LM7805 e o LM7812	125
4.5.1.2 - O 7912	126
4.5.2 - O sensor e emissor infravermelho TIL 139	128
4.5.3 - O Conversor Analógico/Digital ICL7107	129
4.5.4 - Os displays MAN 72A	133
4.6 - Subdivisão do Sistema Eletrônico e Análise Especí- fica dos Subsistemas	135
4.6.1 - Aspectos Gerais	135
4.6.2 - Eletrômetro	136
4.6.3 - Conversor Analógico/Digital, Temporizador e Por- tas de Entrada/Saída	141
4.6.4 - Subsistema de identificação de dosímetros	145
4.6.5 - Porta de Entrada/Saída e Beep	148
4.6.6 - Divisores e relógio	150
4.6.7 - O Decodificador de endereços	152
4.6.8 - Conversor de 10 Bits para 7 segmentos	153
4.6.9 - Fonte de Alimentação	155
4.6.10 - "Lay-out" do Sistema Eletrométrico Digital Compu- terizado	157

CAPÍTULO V - PROGRAMA OPERACIONAL DO SISTEMA ELETROMÉTRICO DIGITAL COMPUTERIZADO

5.1 - Introdução	163
5.2 - A linguagem Basic	164
5.3 - A linguagem de máquina	164
5.4 - Fluxograma geral do programa para o Sistema Ele- trométrico Digital Computerizado	165
5.5 - Programa principal subrotinas com os principais fluxogramas e programas associados	170

	pág.
5.5.1 - Programa Principal	170
5.5.2 - Subrotinas, com os principais fluxogramas e programas associados	170
5.5.2.1 - Subrotina para leitura do código do usuário ou do dosímetro	171
5.5.2.2 - Subrotina para leitura da dose	172
5.5.2.3 - Subrotina para preparo do contador de tempo programável Z80-CTC	173
5.5.2.4 - Subrotina para a leitura da hora e data	174
5.5.2.5 - Subrotina para medida contínua de dose	175
5.5.2.6 - Subrotina de possibilidades para usuário do SEDDE	175
5.5.2.7 - Subrotina para vários usuários ou dosímetros	175
5.5.2.8 - Subrotina para um usuário ou dosímetro	176
5.5.2.9 - Subrotina para conversão 7 segmentos para decimal (1 Byte)	176
5.5.2.10 - Subrotina para preparo das PIOs e do Beep em linguagem de máquina	176
5.6 - Listagem geral do programa para o Sistema Eletrométrico Digital Computerizado	177

CAPÍTULO VI - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 - Introdução	179
6.2 - Ajustes e calibração do SEDDE	179
6.3 - Considerações quanto às características do SEDDE.	181
6.3.1 - Considerações quanto à figura de ruído	181
6.3.2 - Considerações quanto ao subsistema de identificação de dosímetros ou usuários	182
6.3.3 - Considerações quanto subsistema de medida de carga ou dose de dosímetros ou usuários	182

	pág.
6.3.4 - Considerações quanto às dimensões e peso	183
6.4 - Verificação do desempenho em tempo real em um pe- ríodo de 24 horas	184
6.4.1 - Efeito Térmico	184
6.4.2 - Estabilidade do zero na leitura de carga	184
6.4.3 - Reprodutibilidade	184
6.4.4 - Sensibilidade	185
6.5 - Simulação com 16 dosímetros codificados sob exposi- ção de raio X e raio γ	187
6.5.1 - Considerações Gerais	187
6.5.2 - Resultados com raio X	188
6.5.2.1 - Dosímetro Nº 4	188
6.5.2.2 - Dosímetro Nº 5	189
6.5.2.3 - Dosímetro Nº 16	190
6.5.2.4 - Dosímetro Nº 24	191
6.5.2.5 - Dosímetro Nº 63	192
6.5.2.6 - Dosímetro Nº 192	193
6.5.2.7 - Dosímetro Nº 257	194
6.5.2.8 - Dosímetro Nº 1023	195
6.5.3 - Resultados com raio γ	196
6.5.3.1 - Dosímetro Nº 6	196
6.5.3.2 - Dosímetro Nº 7	197
6.5.3.3 - Dosímetro Nº 18	198
6.5.3.4 - Dosímetro Nº 25	199
6.5.3.5 - Dosímetro Nº 70	200
6.5.3.6 - Dosímetro Nº 200	201
6.5.3.7 - Dosímetro Nº 300	202
6.5.3.8 - Dosímetro Nº 1000	203

6.6	- Simulação para estudo de estabilidade da carga do eletreto com e sem tratamento térmico	204
6.7	- Possibilidades Operacionais	207
6.7.1	- Aspectos Gerais	207
6.7.2	- Colocando o SEDDE em operação com o microcomputador	207
6.7.3	- Operação Convencional	208
6.7.4	- Operação para listagem de vários usuários ou dosímetros via vídeo ou impressora	208
6.7.5	- Operação para listagem de um determinado usuário ou dosímetro	210
6.7.6	- Operação para leitura contínua de carga	210
6.7.7	- Operação via impressora	210
6.8	- As constantes C_T e V_M utilizadas no programa operacional do SEDDE	212
6.8.1	- A constante C_T	212
6.8.2	- A constante V_M	213
6.9	- Possibilidades de uso do SEDDE como livro de ponto, em Hospitais, Laboratórios e Centros Nucleares	213

CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES

7.1	- Considerações Gerais	214
7.2	- Conclusões Gerais	214
7.3	- Vantagens do SEDDE e do Dosímetro de Eletreto Cilíndrico	215
7.4	- Conclusão Final	216
7.5	- Sugestões para trabalhos futuros	216
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	217

ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO I	pág.
1.1 - Estrutura química de eletretos poliméricos	5
1.2 - Medida da CTE com circuito aberto e curto circuito	7
1.3 - CTE em circuito aberto para Teflon FEP,	8
1.4 - Efeito Compton	12
1.5 - Relação entre θ , Ψ e E_1 no efeito Compton	15
1.6 - Fração da energia $E_1 = h\nu$ cedida para elétron(es cala a direita) e fótons (escala a esquerda) para várias energias E_1 em função de θ	16
1.7 - Coeficientes Compton: σ_t , σ_s e σ_a em função de $h\nu$	19
1.8 - Secção de choque - Energia para elétrons	20
1.9 - Secção de choque para efeito fotoelétrico	22
1.10 - Secção de choque para o processo de produção de pares	24
1.11 - Importância relativa dos três maiores efeitos de radiação eletromagnética	25
1.12 - Colisão inelástica	30
1.13 - Absorção de um nêutrons com formação de um nu- clídeo radiativo	30
1.14 - Absorção de um nêutrons com emissão de partícula carregada	31
1.15 - Elemento de volume	36
1.16 - Densidade de nêutrons térmicos (ρ) em função da distância (d) da parte de nêutrons rápidos, em um meio esférico infinito.	

CAPÍTULO II		pág.
2.1	- Câmara de ionização	44
2.2	- Ionização versus espessura da parede da câmara ...	47
2.3	- Curva de saturação	49
2.4	- Distribuição de cargas positivas e negativas entre as placas ⁽³⁶⁾ , onde $\rho_1(x)$ é a densidade da carga de íons positivos a distância x da placa positiva $\rho_2(x)$ é a densidade de íons negativos e q é razão de ionização	52
2.5	- Distribuição de cargas positivas e negativas entre as placas com valores não ideais ⁽³⁷⁾	54
2.6	- Câmara de ionização cilíndrica ou esférica	56
2.7	- Distribuições de densidades de cargas radiais ideais para vários valores de (a/b)	57
2.8	- Fatores K_{esf} e K_{cil} ⁽³⁹⁾	60
CAPÍTULO III		
3.1	- Câmara de ionização cilíndrica com eletreto (dosímetro de eletreto cilíndrico, DEC)	65
3.2	- Dosímetro de eletreto cilíndrico	66
3.3	- Sistema de medida de carga total do DEC	68
3.4	- Secção reta de um DEC em corte perpendicular	69
3.5	- Uso da Lei de Gauss para cálculo do campo elétrico coletor	70
3.6	- Circuito equivalente plano, paralelo do DEC	73
3.7	- Esquema do sistema de carregamento para um DEC ...	78
CAPÍTULO IV		
4.1	- Principais elementos da CPU em diagrama de blocos..	81
4.2	- Arquitetura interna do conjunto de registradores Z80 - CPU	83

	pág.
4.3 - Pinagem do Z80-CPU	84
4.4 - Diagrama de blocos da Z80-PIO	88
4.5 - Diagrama de blocos dos registros da Z80-PIO	89
4.6 - Pinagem da Z80-PIO	90
4.7 - Diagrama de blocos do Z80-CTC	93
4.8 - Diagrama de blocos de um canal	94
4.9 - Pinagem do Z80-CTC	95
4.10 - a) Localização do diodo Schottky para uso em TTL.	
b) Simbologia	98
4.11 - Vista de topo do SN74LS14	99
4.12 - Circuito típico do SN74LS14	99
4.13 - Vista de topo do SN74LS92	101
4.14 - Circuitos equivalentes do SN74LS92	101
4.15 - Diagrama lógico e tabela funcional do SN74LS92 ..	102
4.16 - Vista de topo do SN74LS390	104
4.17 - Circuitos típicos para entradas "clear" e saídas	
do SN74LS390	104
4.18 - Funções lógicas e tabela funcional para o SN74LS390	
(para contar em BCD deve-se ligar a saída Q_A na	
entrada B)	105
4.19 - Vista de topo do SN74LS138	107
4.20 - Diagrama lógico e tabela funcional do SN74LS138 .	107
4.21 - Circuitos equivalentes do SN74LS138	108
4.22 - Vista de topo do SN74LS164	109
4.23 - Circuitos equivalentes do SN74LS164	109
4.24 - Diagrama lógico e tabela funcional do SN74LS164 .	110
4.25 - Típica sequência de operação do SN74LS164	111
4.26 - Vista de topo do SN74185-A	112
4.27 - Circuitos equivalentes do SN74LS185-A	113

	pág.
4.28 - Vista de topo do SN74LS47	114
4.29 - Diagrama lógico do SN74LS47	115
4.30 - Circuitos equivalentes para o SN74LS47	116
4.31 - Símbolo do amplificador operacional	118
4.32 - Pinagem típica do amplificador operacional 741	119
4.33 - Características elétricas do amplificador operacional 741	120
4.34 - Diagrama elétrico equivalente para o amplificador operacional 741	121
4.35 - Pinagem típica do amplificador operacional 3140	122
4.36 - Características elétricas do amplificador operacional CA3140	123
4.37 - Diagrama elétrica equivalente para o amplificador operacional CA3140	124
4.38 - Pinagem e encapsulamento do LM7805 e LM7812 ..	125
4.39 - Diagrama elétrico equivalente dos circuitos LM7805 e LM7812	126
4.40 - Pinagem e encapsulamento do LM7912	127
4.41 - Diagrama elétrico equivalente para o regulador LM7912	127
4.42 - Disposição do TIL139	128
4.43 - Seção analógica do conversor A/D7107	129
4.44 - Seção digital do conversor A/D7107	131
4.45 - Vista de topo do conversor A/D7107	132
4.46 - Disposição do display MAN72A	133
4.47 - Diagrama de blocos do sistema eletrométrico computadorizado	135
4.48 - Circuito Integrador Ativo	137

	pág.
4.49 - Circuito do Eletrômetro	140
4.50 - Cilindro Indutor	141
4.51 - Conversor A/D e portas de entrada e saída	143
4.52 - Temporizador	144
4.53 - Exemplo de etiquetas (código de barras)	145
4.54 - Subsistema de identificação	147
4.55 - Diagrama esquemático, Porta de entrada e saída de dados e Beep	149
4.56 - Divisores e Relógio	151
4.57 - Diagrama esquemático do decodificador de endere ços	152
4.58 - Conversor 10 bits para 7 segmentos	154
4.59 - Fonte de Alimentação	156
4.60 - Lado inferior do "lay-out"	157
4.61 - Lado superior do "lay-out"	158
4.62 - Vista por cima dos componentes	159
4.63 - "Lay-out" para "Displays"	160
4.64 - Diagrama esquemático completo	162

CAPÍTULO VI

6.1 - Vista mecânica do SEDDE	183
6.2 - Gráfico $f(c)$ versus r	186
6.3 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 4	188
6.4 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 5	189
6.5 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 16	190
6.6 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 24	191
6.7 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 63	192
6.8 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 192	193
6.9 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 257	194
6.10 - Resultado com raio X - Dosímetro nº 1023	195

	pág.
6.11 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 6	196
6.12 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 7	197
6.13 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 18	198
6.14 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 25	199
6.15 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 70	200
6.16 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 200	201
6.17 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 300	202
6.18 - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 1000	203
6.19 - Gráficos de estabilidade	
a) sem tratamento térmico	205
b) com tratamento térmico	206
6.20 - Forma de operação: Listagem de vários usuários ou dosímetros via impressora	209
6.21 - Forma de operação: Operação via impressora	211

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 - HISTÓRICO E OBJETIVOS DO TRABALHO

A presente dissertação faz parte dos esforços de uma equipe de pesquisadores em início de carreira com objetivos de implantar um projeto interdisciplinar na área de ciências aplicadas junto ao Instituto Tecnológico e Científico "Roberto Rios"-INTEC, órgão ligado à Fundação Educacional de Barretos.

Tal projeto conta com a colaboração de vários centros de excelência do País, já com tradições de pesquisa a nível nacional e internacional, bem como da Universidade de Wisconsin, Madison, U.S.A..

Assim, o presente trabalho foi realizado dentro do curso de pós-graduação da Unicamp-Depto. de Engenharia Elétrica, que através de vários pesquisadores do seu corpo de orientadores deram colaboração à implantação do referido projeto.

Os resultados obtidos serão de importância fundamental para estudos da fertilidade do solo, microbiologia do solo, fisiologia vegetal, conservação do solo, irrigação e drenagem, agrometeorologia entre outras.

Hoje, no Brasil e mesmo em outros países, a física de solos é desenvolvida dentro de um contexto bastante isolado, e a formação do pessoal envolvido é quase que puramente agrônômica, o que gera pesquisas com aspectos puramente empíricos e as situações estudadas criam condições que não são entendidas profundamente e assim sendo, impossibilitadas de indicarem novos caminhos mais eficientes.

Verificou-se portanto, a necessidade de maior integração entre pesquisadores da área de física de solos e pesquisadores em áreas como física, química, biologia, bioquímica, matemáti

ca e instrumentação eletrônica.

Em princípios de 1982, realizava-se a primeira reunião onde discutiu-se a necessidade da criação de um centro emergente formado por um grupo multidisciplinar onde sua principal característica seria a complementação de áreas de conhecimento.

A criação deste centro emergente vem sendo mantida com apoio do CNPq e mais recentemente da FINEP.

Para a formação do grupo interdisciplinar, tornou-se necessário um extenso programa de formação de pessoal, no qual se encontra o presente trabalho.

Em particular, foi desenvolvido um sistema eletrométrico computerizado para dosimetria de eletretos com possíveis aplicações à física de solos e dosimetria de radiações, assumindo assim, um caráter de contribuição para o desenvolvimento de instrumentação nacional, bem como apoio a uma tecnologia brasileira.

O sistema desenvolvido é visto basicamente como um sistema eletrométrico digital com identificação dos dosímetros, com possibilidades de estabelecimento de histórico da dosimetria de detectores isolados para aplicações à física de solos ou estabelecimento de histórico da dosimetria dos usuários individuais portadores dos dosímetros para dosimetria de monitoração pessoal, com aplicações a Hospitais e a Centros nucleares.

A este sistema eletrométrico desenvolvido é acoplado um microcomputador D-8000, o qual tem como unidade central de processamento um microprocessador de 8 bits, Z-80, para processar os dados recebidos do sistema eletrométrico.

A determinação da unidade do solo é ponto fundamental para se atingir resultados bem definidos na agricultura. O uso de sonda de nêutrons tem sido verificado, porém, é um processo não econômico e de tecnologia não nacional. A investigação do uso de dosímetros de eletreto para nêutrons térmicos, como possíveis instru-

mentos para sensoriamento de água no solo, possibilitaria assim a construção de uma sonda de nêutrons brasileira com tecnologia de eletretos, o que seria eventualmente uma continuação do presente trabalho.

1.2 - ELETRETOS

1.2.1 - DEFINIÇÃO

A propriedade que seleciona os materiais sob ponto de vista de condução elétrica, é o inverso da resistividade dada em $[\Omega.m]^{-1}$.

Em relação a esta propriedade tem-se materiais condutores com condutividade da ordem de $10^8 [\Omega.m]^{-1}$ e materiais isolantes com condutividade da ordem de $10^{-15} [\Omega.m]^{-1}$ (1).

Em um isolante carregado eletricamente, tem-se uma constante de tempo de decaimento de carga (tempo de relaxação) igual a (2):

$$\tau = \tau_0 \exp (E/KT) \quad (I-1)$$

Se em um determinado experimento com este isolante, τ for muito maior que o tempo necessário para as observações experimentais, este material será considerado um eletreto.

O estado de eletreto existe em materiais isolantes, que conseguem reter cargas reais ou de polarização por um tempo muito maior que aquele de relaxação ou por um tempo muito longo. Assim, tem-se eletretos inorgânicos como por exemplo cristais iônicos, eletretos orgânicos como por exemplo cera de carnauba, eletretos poliméricos como por exemplo teflon, mylar⁽³⁾, bioeletretos⁽⁴⁾, etc..

O nome eletreto foi dado pelo físico inglês Oliver Heaviside em 1892^{(5) (6)} para caracterizar a polarização elétrica permanente (por sua aparente semelhança elétrica com o magneto) . Porém este paralelo é errôneo fisicamente.

O eletreto é um estado meta-estável, não havendo equilíbrio termodinâmico na polarização. No magneto, semelhante ao ferroelétrico, a polarização é de equilíbrio e é reversível, por exemplo com a temperatura.

Em 1732, Gray^{(7) (8)} foi quem produziu os primeiros eletretos, trabalhando com ceras e resinas.

Em 1748, Benjamin Franklin esboçou uma teoria para explicar a eletrização residual⁽⁹⁾ no vidro, que usava como dielétrico em seu "capacitor desmontável".

Em 1837, Faraday⁽¹⁰⁾ investigou a absorção dielétrica devida à aplicação de campo elétrico externo. O primeiro trabalho sistemático com eletreto foi feito pelo físico japonês Eguchi, em 1919⁽¹¹⁾. Foram por ele produzidos eletretos, fundindo resinas e ceras, como Gray, com aplicação de campo elétrico externo, como Faraday. Eletretos produzidos com ceras, apesar de seus problemas mecânicos e elétricos, foram usados como microfones telefônicos, pelos japoneses, durante a Segunda Guerra Mundial⁽¹²⁾.

No Brasil há uma valiosa tradição das investigações com eletretos que provêm da escola de física, criada pelo Professor B. Gross, a partir de 1933, no Rio de Janeiro⁽¹³⁾.

1.2.2 - APLICAÇÕES DE ELETRETOS POLIMÉRICOS

Atualmente as aplicações de eletretos são feitas com polímeros, como o tereftalato de polietileno (mylarPET), o polifluoretileno-hexafluor propileno (copolímero, Teflon FEP), que apresentam condutividade variando de 10^{-16} a $10^{-21} [\Omega.m]^{-1}$ ⁽⁵⁾.

A figura (1.1) mostra a estrutura química dos polímeros mencionados (2).

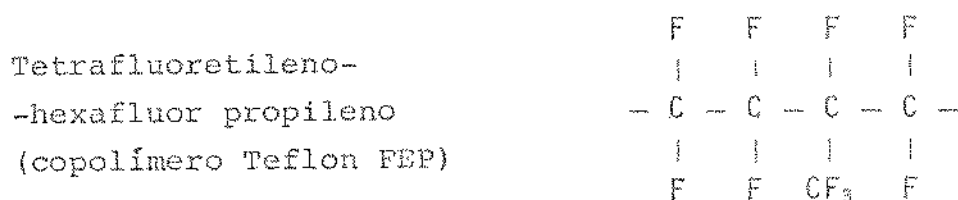
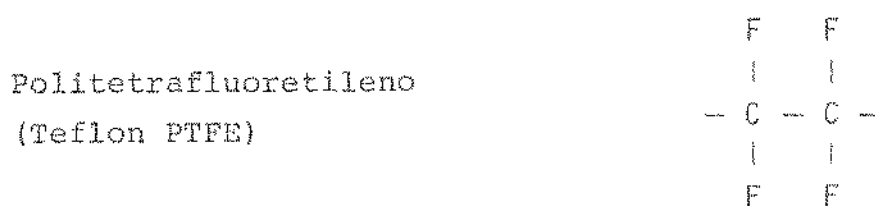
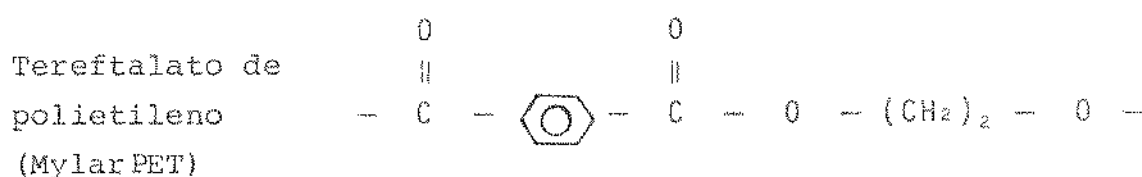


Figura (1.1) - Estrutura química de eletretos poliméricos.

O armazenamento de cargas reais injetadas é portanto, nesses polímeros, quase permanente, com constante de decaimento da ordem de anos, ou séculos, em condições de circuito aberto ou curto circuito, e depende da temperatura.

Pode-se citar dentre as aplicações patenteadas (7), detectores de radiação, dosímetros, unidades de memória, purificadores de ar, detectores de vibrações, medidores de pressão, relês, motores eletrostáticos, defletores de feixes eletrônicos, microfones.

1.2.3 - TIPOS DE ELETRETOS CLASSIFICADOS EM FUNÇÃO DO MÉTODO DA CARGA.

Pode-se classificar os eletretos pelo método de carga. Assim, por exemplo, eletreto produzido originalmente por Eguchi, hoje é conhecido por termoeletreto, devido ao tratamento térmico para produzi-lo. Eletretos carregados por radiações são os radioeletretos e assim, tem-se os fotoeletretos (luz), os eletroneletretos (irradiação de elétrons), os coroneletretos (carregados por descarga corona).

1.2.4 - ESTABILIDADE DA CARGA

O decaimento de cargas, injetadas em um eletreto é devido a fenômenos internos, como condução ôhmica, fuga e difusão das cargas em excesso, ou processos externos de deposição de íons⁽¹⁴⁾.

1.2.4.1 - FENÔMENOS INTERNOS

Principalmente em altas temperaturas, a condução ôhmica é dependente de portadores intrínsecos, negativos ou positivos, existentes.

O processo de condução consiste no movimento desses portadores, no campo elétrico interno ao volume do eletreto.

Esse campo elétrico, que é produzido pelo excesso de cargas injetadas, é também o causador das correntes de fuga dos portadores.

Faz-se normalmente medidas de estabilidade, tomando-se como critério, a corrente termoestimulada (CTE) ou sua análoga, descarga termoestimulada (DTE).

Neste método, usa-se o eletreto com um ou ambos os lados metalizados e observa-se o decaimento do potencial de superfície ou corrente, em um processo de aquecimento.

A figura (1.2) mostra os métodos de medida da CTE com circuito aberto e curto circuito.

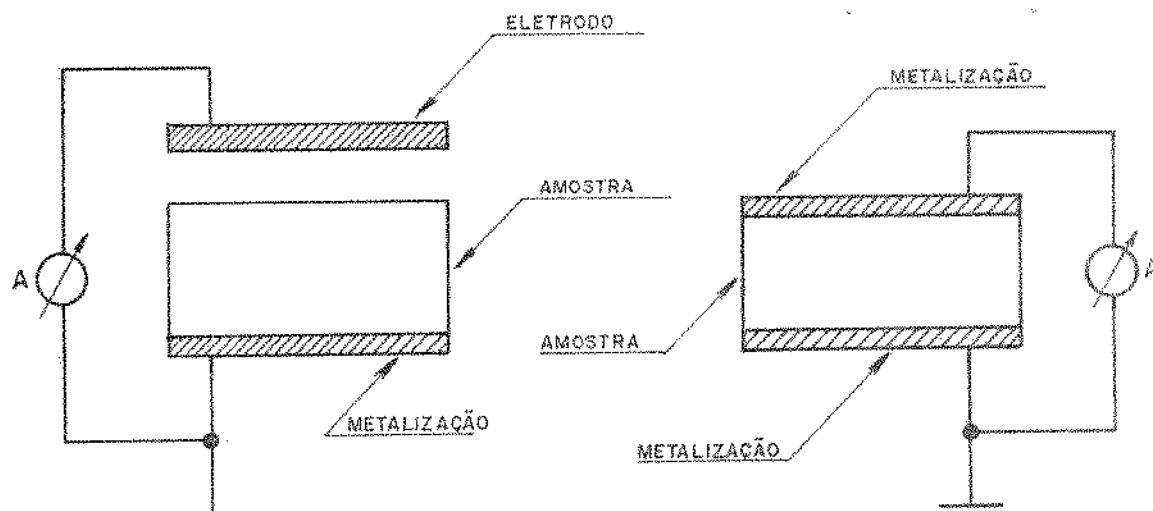


Figura (1.2) - Medida da CTE com circuito aberto e curto circuito.

Estudos e medidas feitos por Seggern⁽¹⁵⁾, com circuito aberto em Teflon FEP, carregado com corona, apresentam os resultados da figura (1.3), onde foram estudados dois picos de correntes aproximadamente a 155°C e 200°C . O pico de corrente termoestimulada a 155°C corresponde às cargas rasas, e aquele em 200°C às cargas presas em armadilhas profundas.

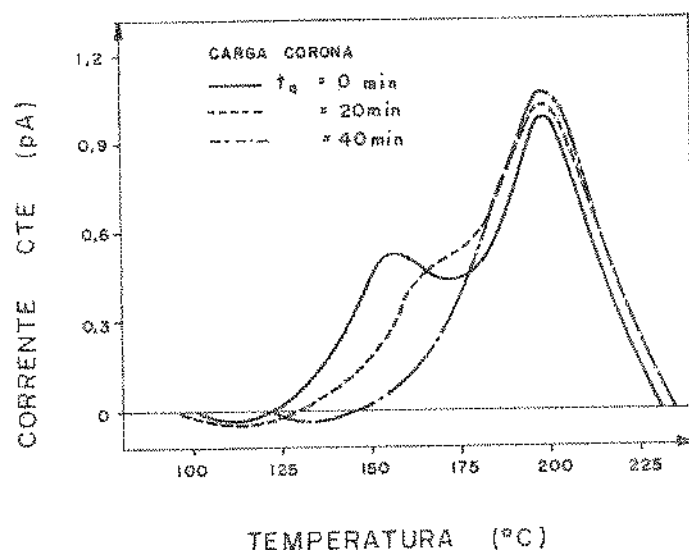


Figura (1.3) - CTE em circuito aberto para Teflon FEP⁽¹⁵⁾.

O tratamento térmico da amostra em circuito aberto a 145°C durante diferentes tempos seguidos da medida da corrente termoestimulada, também em circuito aberto (Figura 1.3), mostrou o desaparecimento total do pico de 155°C após um tratamento térmico de 40 minutos.

Isto quer dizer que com um tratamento térmico os portadores, armazenados em armadilhas rasas, são ativados e penetram no volume da amostra, na direção de seu próprio campo elétrico, onde são novamente presos em armadilhas mais profundas.

A ativação dos portadores nas armadilhas de 200°C são maiores que as de 155°C e, portanto o tratamento térmico aumenta a estabilidade do eletreto⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾.

1.2.4.2 - PROCESSOS EXTERNOS

Esses processos externos são evidenciados pela ação de campo elétrico fora do eletreto. Este campo elétrico atrai cargas de compensação em forma de íons de gás, do meio ambiente. Para eletretos expostos a volumes de ar muito grandes, há a predominância sobre todos os outros processos de ativação, isto é, ativação térmica, fuga de cargas e condução ohmica.

Os íons presentes na atmosfera são produzidos de várias maneiras, incluindo os raios cósmicos, radioatividade e fenômenos triboelétricos.

Esses íons presentes em um meio envolvendo o eletreto e evidentemente esta atração, tem duração até que a carga total equivalente dos íons atraídos, seja equivalente à densidade superficial de carga do eletreto. O tempo para a compensação de carga, depende da densidade dos íons em estado estacionário no meio, da taxa de formação de pares de íons e da cinética de transporte de íons para a superfície do eletreto por difusão e convecção⁽¹⁷⁾.

1.3 - DOSIMETRIA DE RADIAÇÃO

1.3.1 - ASPECTOS BÁSICOS

As radiações são normalmente capazes de ionizar a matéria diretamente, ou através da ação de alguma radiação secundária. A ionização ocorre quando uma quantidade de energia é cedida ao material irradiado, ejetando elétrons dos átomos das moléculas. Há vários tipos de fontes de radiação tais como:

- a) os materiais radioativos emissores de partículas α , β , nêutrons e raios γ ;
- b) equipamentos de raios X ou aceleradores de média ou baixa tensão, gerando raios X, elétrons e íons de hidrogênio ou hélio com energias abaixo de 20 a 30 Mev;
- c) reatores de fissão nuclear como fonte de nêutrons e raios γ ;

d) equipamentos de fissão nuclear como fonte de nêutrons.

O estudo da detecção desses tipos de radiação ionizantes, requer o entendimento de suas interações com a matéria.

Serão analisados neste trabalho a dosimetria da radiação eletromagnética (raios X e γ). Consideraremos também a interação de nêutrons com a matéria e a equação de difusão desses nêutrons, visando estudar aspectos gerais sobre a teoria do método para medida de umidade do solo por moderação de nêutrons.

1.3.2 - INTERAÇÕES DE RAIOS γ E PARTÍCULAS CARREGADAS COM A MATÉRIA

Considerando a frequência e o comprimento de onda associados com a natureza ondulatória da radiação, pode-se dizer que a radiação eletromagnética é constituída de fótons de energia E e momentum p dados pelas relações (I-2) e (I-3).

$$E = h\nu = h \frac{c}{\lambda} \quad (\text{I-2})$$

$$p = h \frac{\nu}{c} = \frac{E}{c} \quad (\text{I-3})$$

onde h , ν , c , λ são respectivamente a constante de Planck, a frequência, a velocidade da luz e o comprimento de onda.

Os fótons de raios γ e X, de energia E , normalmente interagem com a matéria sob forma de partículas.

Podem ser várias as formas desta interação, isto é, absorção, espalhamento, ionização e excitação dos átomos de conversão de um tipo de radiação em outro.

Evidencia-se estes fenômenos pela colisão do fóton com o núcleo, elétrons orbitais, partículas livres ou o campo que envolve essas partículas.

Esses quatro modos de colisão juntamente com os três tipos de choques, elásticos, inelásticos, e absorção total de energia, fornecem os 12 processos mais importantes de interação do fóton com a matéria.

Cada um desses processos apresenta uma probabilidade de ocorrência, a qual pode ser expressa como sendo a seção de choque por átomo, por elétron ou por núcleo absorvedor.

A soma de todas as seções de choques normalizadas por átomo é então a probabilidade do fóton incidente, ter um dos tipos de interação ao passar por um absorvedor que contém um átomo por cm^2 de área normal ao fóton incidente.

O coeficiente de absorção linear μ por centímetro percorrido no absorvedor pode ser obtido, fazendo o produto daquela probabilidade total de colisão por átomo e o número de átomos por centímetro cúbico do absorvedor.

A fração dos fótons incidentes que atravessa um absorvedor de espessura x é fornecida pela expressão (I-4).

$$\frac{I}{I_0} = e^{-\mu x} \quad (\text{I-4})$$

Há três diferentes tipos de mecanismos, os quais conduzem a absorção da radiação eletromagnética:

- Efeito Compton
- Efeito Fotoelétrico
- Produção de Pares

O coeficiente de absorção linear total poderá ser calculado como sendo a soma dos coeficientes lineares parciais decorrentes dos três efeitos mencionados, isto é: (2)

$$\mu_{\text{total}} = \mu_{\text{compton}} + \mu_{\text{fotoelétrico}} + \mu_{\text{produção de pares}}$$

1.3.3 - ABSORÇÃO DA RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

1.3.3.1 - EFEITO COMPTON

Neste efeito há a interação de fóton com elétrons orbitais, sendo que estes devem ser considerados elétrons livres e para tanto, a energia do fóton incidente deverá ser muito maior que a sua energia de ligação. Esta interação pode ser analisada como uma colisão elástica entre o fóton primário e o elétron.

Neste caso considerado, a energia do fóton incidente é inteiramente transmitida ao elétron e ao fóton secundário.

A figura (1.4) mostra o efeito Compton sob forma esquemática

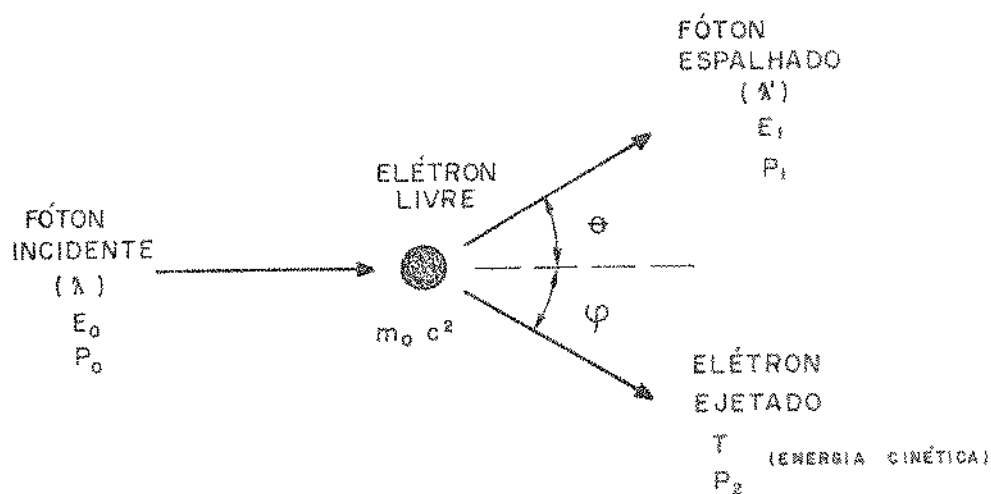


Figura (1.4) - Efeito Compton

Pela conservação do momentum tem-se:

$$p_0 = p_1 \cos(\theta) + p_2 \cos(\psi) \quad (\text{I-5})$$

e

$$p_1 \sin(\theta) = p_2 \sin(\psi) \quad (\text{I-6})$$

elevando ao quadrado as equações (I-5) e (I-6) tem-se:

$$[p_0 - p_1 \cos(\theta)]^2 = p_2^2 \cos^2(\psi) \quad (\text{I-7})$$

$$p_1^2 \sin^2(\theta) = p_2^2 \sin^2(\psi) \quad (\text{I-8})$$

somando as equações anteriores vem:

$$p_0^2 + p_1^2 - 2p_0 p_1 \cos(\theta) = p_2^2 \quad (\text{I-9})$$

Pela conservação da energia pode-se escrever:

$$E_0 + m_0 c^2 = E_1 + T + m_0 c^2 \quad (\text{I-10})$$

Mas:

$$T = E_0 - E_1 \quad (\text{I-11})$$

e, utilizando as equações (I-2) e (I-3) chega-se a:

$$T = c(p_0 - p_1) \quad (\text{I-12})$$

O momentum de um fóton pode ser calculado da relação geral entre a energia relativística total E , o momento p e a massa de repouso m_0 , isto é:

$$E^2 = c^2 p^2 + (m_0 c^2)^2 \quad (\text{I-13})$$

fazendo $E = T + m_0 c^2$ na expressão (I-13), obtem-se:

$$(T + m_0 c^2)^2 = c^2 p^2 + (m_0 c^2)^2 \quad (\text{I-14})$$

simplificando

$$\frac{T^2}{c^2} + 2T m_0 = p^2 \quad (\text{I-15})$$

substituindo a equação (I-15) na equação (I-9), obtem-se:

$$(p_0 - p_1)^2 + 2m_0 c(p_0 - p_1) = p_0^2 + p_1^2 - 2p_0 p_1 \cos(\theta) \quad (\text{I-16})$$

simplificando

$$m_0 c(p_0 - p_1) = p_0 p_1 [1 - \cos(\theta)] \quad (\text{I-17})$$

ou

$$\frac{1}{p_1} - \frac{1}{p_0} = \frac{1}{m_0 c} [1 - \cos(\theta)] \quad (\text{I-18})$$

multiplicando por h a equação (I-18) obtem-se a equação de Compton (I-19)

$$(\lambda_1 - \lambda_0) = \lambda_C [1 - \cos(\theta)] \quad (\text{I-19})$$

onde

$$\lambda_C = \frac{h}{m_0 c} = 0,0243 \text{ \AA}$$

e é chamado comprimento de onda Compton do elétron.

Devido a serem muitos os parâmetros inter-relacionados no efeito Compton, é difícil a visualização geral do fenômeno através das equações.

Devido a este fato, é comum a análise gráfica das equações, considerando-se sempre algum parâmetro constante.

Observa-se que para $\theta = 180^\circ$, tem-se $\psi = 0^\circ$ e para $\theta = 0^\circ$ tem-se $\psi = 90^\circ$, portanto a direção do fóton espalhado varia de $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ em relação à direção do fóton incidente, e a direção do elétron varia de $0^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$.

A figura (1.5) mostra a relação entre ângulos (θ) e (ψ) para várias energias $E_1 = h\nu$ (18).

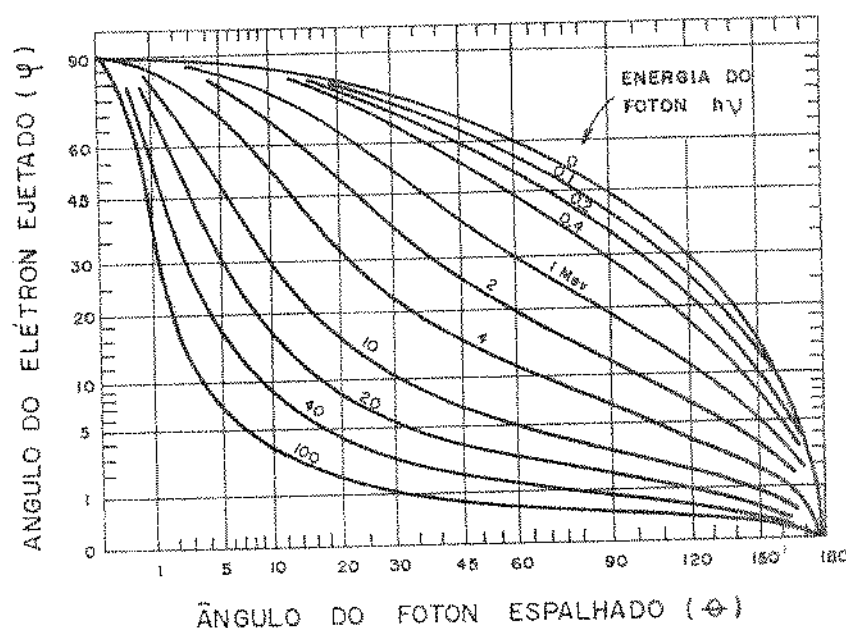


Figura (1.5) - Relação entre θ , ψ , e E_1 no efeito Compton.

A equação (I-19) mostra a variação do comprimento de onda do fóton espalhado em função do ângulo (θ).

A figura (1.6) mostra as frações de energia total cedida aos elétrons ejetados e aos fótons espalhados, em função do ângulo θ , para várias energias E_1 do fóton incidente⁽¹⁸⁾.

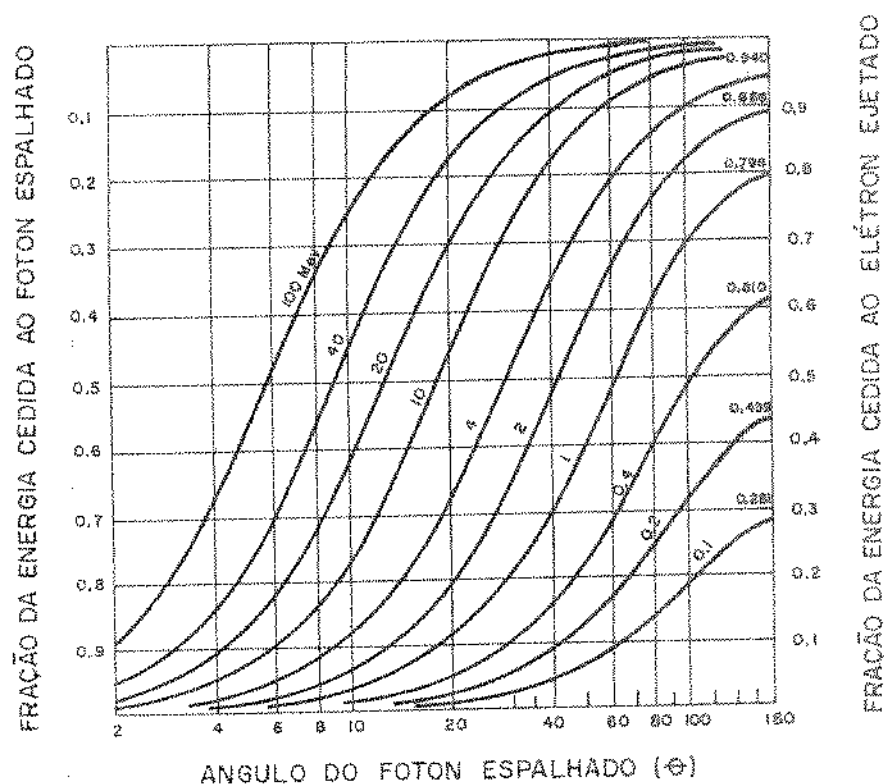


Figura (1.6) - Fração da energia $E_1 = h\nu$ cedida para elétron (escala a direita) e fótons (escala a esquerda) para várias energias E_1 em função de θ .

As figuras (1.5) e (1.6) fornecem todas as informações necessárias, referentes ao processo de interação Compton, se uma das variáveis for conhecida. Cálculos quânticos de Klein e Nishina⁽¹⁹⁾ mostram que a derivada da secção de choque para o número de fótons espalhados dentro de um ângulo sólido Ω unitário em um ângulo θ por elétrons de um material, é dado pela equação (I-20).

$$\frac{d[e_{\sigma t}]}{d\Omega} = \frac{e^4}{2m_0^2 c^4} \left[\frac{1}{1+\alpha(1+\cos\theta)} \right]^2 \left[1+\cos^2\theta + \frac{\alpha^2(1-\cos\theta)^2}{1+\alpha(1-\cos\theta)} \right] \quad (I-20)$$

onde $\alpha = \frac{h\nu}{m_0 c^2}$ e representa a energia do fóton em função da energia do elétron em repouso.

No efeito Compton, o fóton espalhado adquire uma fração da energia original, isto é:

$$\frac{h\nu'}{h\nu} = \frac{1}{1 + \alpha(1-\cos\theta)} \quad (I-21)$$

logo a derivada da secção de choque, para fótons espalhados por elétrons por unidade de ângulo sólido, é obtida multiplicando a equação (I-20) pelo fator $\frac{1}{1 + \alpha(1-\cos\theta)}$.

portanto

$$\frac{d[e_{\sigma s}]}{d\Omega} = \frac{e^4}{2m_0^2 c^4} \left[\frac{1}{1+\alpha(1-\cos\theta)} \right]^3 \left[1+\cos^2(\theta) + \frac{\alpha^2(1-\cos\theta)^2}{1+\alpha(1-\cos\theta)} \right] \quad (I-22)$$

$e_{\sigma s}$ refere-se a energia espalhada

$e_{\sigma t}$ refere-se ao coeficiente Compton total

Integrando as equações (I-20) e (I-22) tem-se os coeficientes Compton total e de espalhamento respectivamente.

$$e^{\sigma t} = \frac{2\pi e^4}{m_0^2 c^4} \left\{ \frac{1+\alpha}{\alpha^2} \left[\frac{2(1+\alpha)}{1+2\alpha} - \frac{\ln(1+2\alpha)}{\alpha} \right] + \frac{\ln(1+2\alpha)}{2\alpha} - \frac{1+3\alpha}{(1+2\alpha)^2} \right\} \quad (I-23)$$

$$e^{\sigma s} = \frac{2\pi e^4}{m_0^2 c^4} \left\{ \frac{4\alpha^2}{3(1+2\alpha)^3} - \frac{(1+\alpha)}{\alpha^2(1+2\alpha)^2} [1+2\alpha-2\alpha^2] + \frac{1}{2\alpha^3} \ln(1+2\alpha) \right\} \quad (I-24)$$

O verdadeiro coeficiente Compton e de absorção pode ser calculado fazendo a diferença entre esses dois coeficientes, isto é:

$$e^{\sigma a} = \frac{2\pi e^4}{m_0^2 c^4} \left[\frac{2(1+\alpha)^2}{\alpha^2(1+2\alpha)} - \frac{1+3\alpha}{(1+2\alpha)^2} + \frac{(1+\alpha)(1+2\alpha-2\alpha^2)}{\alpha^2(1+2\alpha)^2} - \frac{4\alpha^2}{3(1+2\alpha)^3} - \left(\frac{1+\alpha}{\alpha^3} - \frac{1}{2\alpha} + \frac{1}{2\alpha^3} \right) \ln(1+2\alpha) \right] \quad (I-25)$$

A figura (1.7) mostra um gráfico que relaciona os coeficientes σt , σs e σa em função da energia do foton.

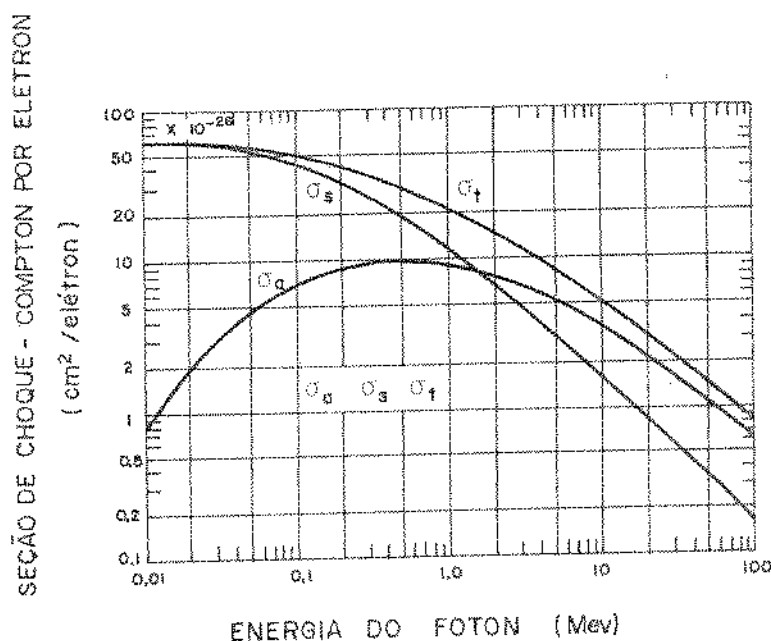


Figura (1.7) - Coeficientes Compton: σ_t , σ_s e σ_a em função de $h\nu$.

Em baixas energias o coeficiente σ_t é praticamente igual ao coeficiente σ_s de espalhamento, isto porque nesta faixa, a energia dos elétrons é muito pequena. O coeficiente real de absorção σ_a é pequeno em baixas energias, passa por um máximo e aproxima-se bastante de σ_t em 100 MeV.

Cálculos foram feitos⁽¹⁸⁾ mostrando que a seção de choque $\frac{d[\sigma(T)]}{dT}$ para o número de elétrons com energia cinética entre T e $T + dT$ espalhados, por elétrons do material, é dada pela expressão (I.26), isto é:

$$\frac{d[\sigma(T)]}{dT} = \frac{\pi e^4}{m_0^2 c^4} \left(\frac{1}{\alpha h \nu} \right) \left[1 + \cos^2(\theta) + \frac{\alpha^2 (1 - \cos\theta)^2}{1 + \alpha (1 - \cos\theta)} \right] \quad (\text{I-26})$$

A figura (1.8) mostra graficamente esta secção de choque.

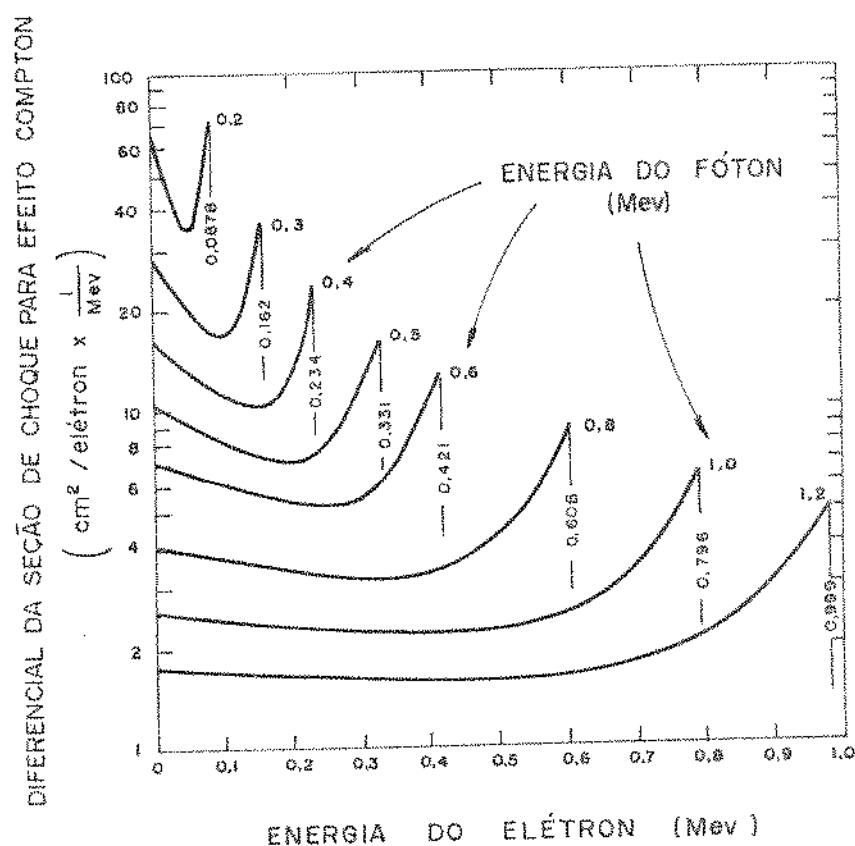


Figura (1.8) - Secção de choque - Energia para elétrons⁽¹⁸⁾.

Seja por exemplo a curva cuja energia do fóton é 0,8 MeV, observa-se que, podemos ter elétrons ejetados com energia variando de 0 a 0,606 MeV, cujas probabilidades são obtidas nos eixos verticais, e elétrons com energias máximas têm maior probabilidade de serem ejetados.

No efeito Compton o processo independe do número atômico Z , pois a interação é entre os fótons e os elétrons livres, logo todos os materiais absorvem essencialmente a mesma quantidade de radiação por elétron. Como a maioria dos materiais possuem aproximadamente o mesmo número de elétrons por grama, a absorção Compton por grama será praticamente a mesma para todos os materiais.

1.3.3.2 - EFEITO FOTOELÉTRICO

A emissão de elétrons de uma superfície, devida à incidência de luz sobre essa superfície, é chamada de efeito fotoelétrico. Este elétron ejetado do átomo é chamado fotoeletron. A interação dos fótons de baixa energia com os elétrons do material é por colisão direta.

Estes fotoelétrons podem ser ejetados de várias camadas do átomo, e sua energia cinética T , é dada por (Einstein)

$$T = h\nu - \phi \quad (I-27)$$

sendo que $h\nu$ e ϕ são respectivamente a energia do fóton e a energia de ligação do elétron no átomo.

O efeito fotoelétrico somente ocorre se a energia do fóton for maior que a energia de ligação do elétron ao átomo.

No efeito fotoelétrico, o átomo inteiro participa da interação, logo o efeito é descrito pela seção de choque atômica τ_a [cm²/átomo].

Para um longo intervalo de energia, não há uma simples equação para descrever o processo ⁽²⁰⁾ e de um modo geral

$$\tau_a \approx \text{const} \cdot \frac{Z^4}{(h\nu)^3} \quad (I-28)$$

a alta dependência entre (Z) e (τ_a) é a principal característica do efeito fotoelétrico.

A figura (1.9) caracteriza a variação de τ_a com a energia ⁽¹⁸⁾.

A ejeção de um fotoelétron deixa o átomo do absorvedor em estado excitado.

Quando porém um elétron externo retorna ao átomo, ele emi-

te radiação fluorescente. Portanto além da energia T dada em (I-27) emitida pelo processo fotoelétrico, há também a emissão de um fóton de energia ϕ .

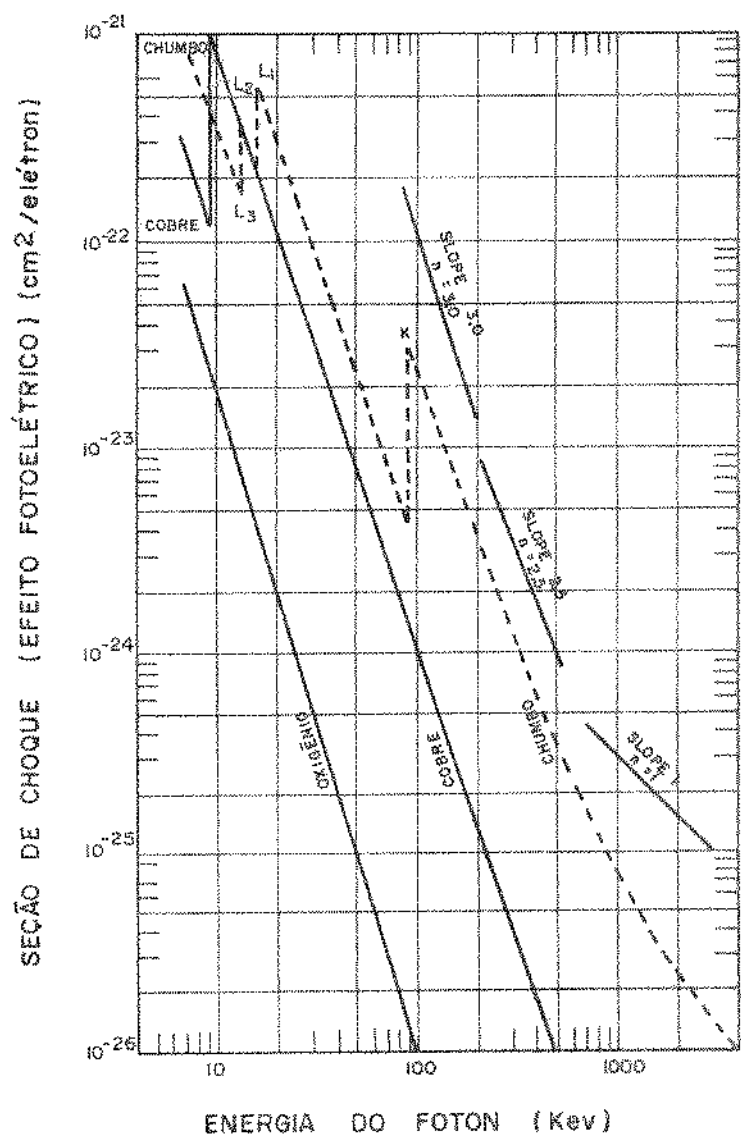


Figura (1.9) - Secção de choque para efeito fotoelétrico,

1.3.3.3 - PRODUÇÃO DE PARES

Um fóton interagindo com o campo elétrico que envolve uma partícula carregada, pode desaparecer, criando um par elétron-positron.

Para ocorrer este efeito, o fóton precisa ter, no mínimo, duas vezes a energia de repouso de um elétron (1,02 MeV) para que a interação seja energeticamente possível⁽²¹⁾.

Tem-se no campo do núcleo

$$h\nu = (T^+) + (T^-) + (2m_0c^2) \quad (I-29)$$

onde (T^+) e (T^-) são respectivamente as energias cinéticas do positron e do elétron.

Se a produção de pares ocorrer no campo de um elétron, a energia do foton deverá ser $4 m_0c^2$ e, o eletron absorverá grande parte desta energia⁽²²⁾.

O positron, logo após a sua formação, interage com um eletron, formando o "positrônio" que pode, por exemplo, decair produ^{zindo} dois fótons de energias 0,51 MeV.

A expressão analítica da secção de choque para este processo é complexa, porem pode-se fazer algumas aproximações dependentes da energia.

Normalmente tem-se nas vizinhanças de 1 MeV

$$K_a \approx NZ^2 (h\nu - 2mc^2) \quad (I-30)$$

e para energias altas (3) (4)

$$K_a \approx NZ^2 \ln(h\nu) \quad (I-31)$$

É evidente pelas equações (I-30) e (I-31) apresentadas, a alta dependência do número atômico e a fraca dependência da energia.

A figura (1.10) mostra os valores de secção de choque da produção de pares em função da energia dos fótons incidentes.

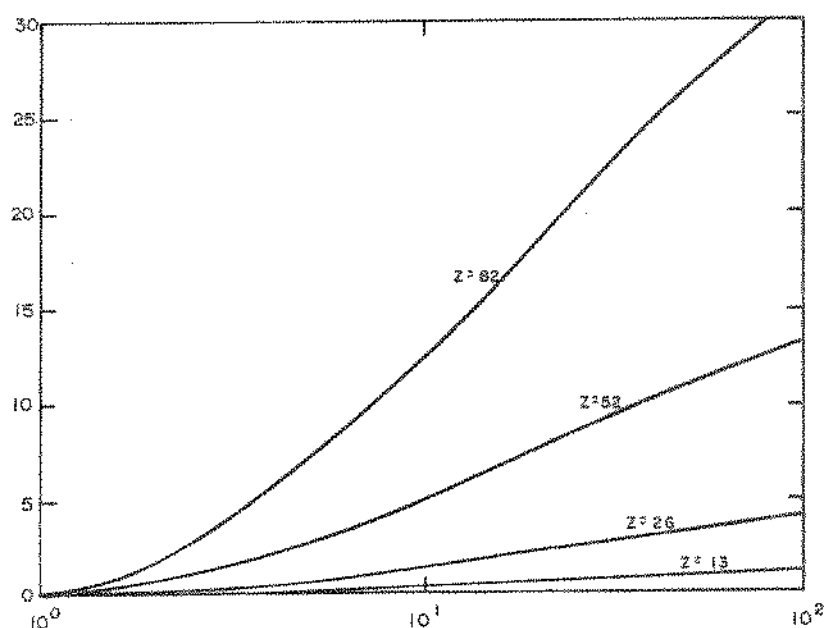


Figura (1.10) - Secção de choque para o processo de produção de pares.

1.3.3.4 - IMPORTÂNCIA RELATIVA DOS EFEITOS COMPTON-FOTOELÉTRICO E PRODUÇÃO DE PARES.

A figura (1.11) caracteriza a importância relativa dos três efeitos mais importantes de absorção de radiação eletromagnética no intervalo de 10 MeV a 100 MeV, em função do Z do absorvedor.

Para qualquer valor de Z , o efeito Compton predomina para fótons com energias entre 0,8 a 4,0 Mev, para materiais de baixo Z , essa predominância é bem mais larga. Para materiais de alto Z , a predominância é, do efeito fotoelétrico em baixas energias.

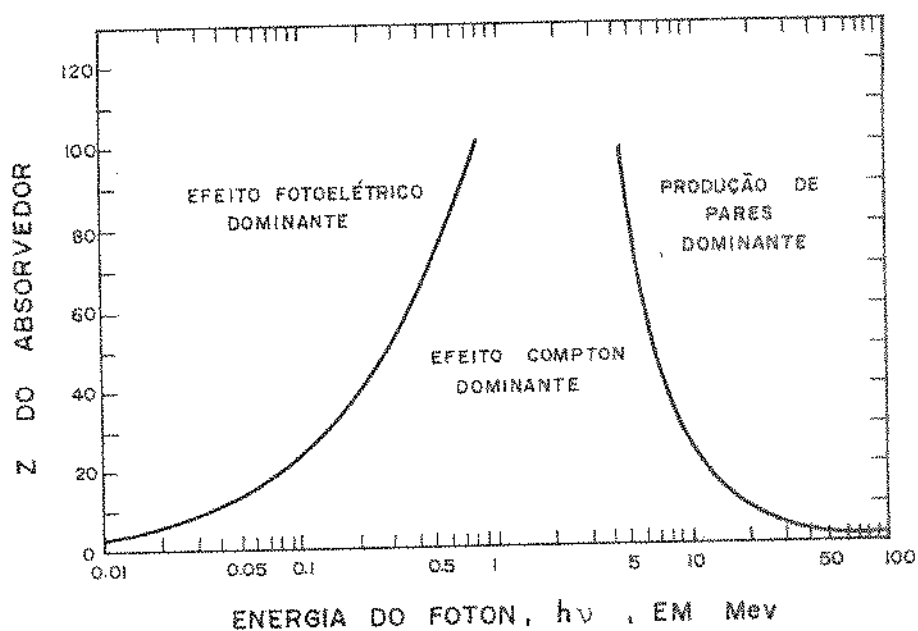


Figura (1.11) - Importância relativa dos três maiores efeitos de absorção de radiação eletromagnética⁽²⁰⁾.

1.3.3.5 - OUTROS PROCESSOS DE ABSORÇÃO

Os outros processos tais como o efeito foto nuclear, onde a seção de choque aumenta rapidamente com a energia, passa por um máximo e depois diminui com $h\nu$, ocorrem com pequena probabilidade.

Abaixo de 10 MeV a probabilidade do efeito foto nuclear é totalmente desprezível⁽²⁰⁾.

1.3.3.6 - INTERAÇÃO DE ELÉTRONS RÁPIDOS COM A MATÉRIA

A radiação γ e X podem transferir toda, ou parte de sua energia a elétrons dentro de um meio considerado.

O comportamento desses elétrons secundários é semelhante ao dos elétrons rápidos das radiações β .

O poder de freamento linear S para uma partícula carregada é definido por

$$S = - \frac{dE}{dL} \quad (I-32)$$

onde dE e dL são respectivamente a energia perdida pela partícula ao atravessar a distância dL de um determinado absorvedor⁽²³⁾ e a distância considerada.

A clássica expressão de Bethe (I-33) descreve a perda por colisão (perda específica de energia devida à ionização e excitação) para elétrons rápidos.

$$\begin{aligned} - \left(\frac{dE}{dL} \right)_c &= \frac{2\pi e^4 NZ}{m_0 v^2} \left[\ln \frac{m_0 v^2 E}{2I^2 (1-\beta^2)} - \ln 2 (2 \sqrt{1-\beta^2} - 1 + \beta^2) + \right. \\ &\left. + (1-\beta^2) + \frac{1}{8} (1 - \sqrt{1-\beta^2})^2 \right] \quad (I-33) \end{aligned}$$

sendo

v = velocidade do elétron

N = nº de átomos por cm do absorvedor

Z = número atômico do absorvedor

m_0 = massa do elétron em repouso

I = constante experimental relacionando os potenciais
de excitação e ionização do absorvedor

e = carga do elétron

$\beta = \frac{v}{c}$ onde c = velocidade da luz

Pode também haver perda de energia, dos elétrons, por processos radioativos ou interações Coulombianas. Essa perda radioativa consiste na emissão de radiação eletromagnética durante o seu percurso.

A perda linear de energia por esse processo é dada por
(23)

$$-\left(\frac{dE}{dL}\right)_r = \frac{NEZ(Z+1) e^4}{137 m_0^2 c^4} \left(4 \ln \frac{2E}{m_0 c^2} - \frac{4}{3}\right) \quad (I-34)$$

Os fatores E e Z^2 no numerador, mostram a importância desse efeito para elétrons de alta energia e absorvedores de alto Z . O poder de freamento total para elétrons é a soma das perdas radiativas e por colisão

$$\frac{dE}{dL} = \left(\frac{dE}{dL}\right)_r + \left(\frac{dE}{dL}\right)_c \quad (I-35)$$

A relação entre os dois tipos de perda de energia é dada aproximadamente por (23)

$$\frac{(dE/dL)_r}{(dE/dL)_c} = \frac{EZ}{700} \quad (I-36)$$

onde E é dado em MeV. Para elétrons secundários emitidos de interações entre radiações γ e X com a matéria, esta energia é de apenas alguns MeV. Logo a perda por radiação é sempre uma pequena fração de energia perdida devida à ionização e excitação, e é significativa somente em absorvedores de alto número atômico.

1.4 - INTERAÇÃO DE NÊUTRONS COM A MATÉRIA

1.4.1 - GENERALIDADES SOBRE O NÊUTRON

O nêutron é uma partícula desprovida de carga e possui massa ligeiramente superior à do próton ($1,675 \times 10^{-24}$ gramas). Pode-se recorrer à uma classificação de nêutrons, quanto à sua energia, classificação esta que pode variar um pouco de autor para autor.

Em termos gerais tem-se:

Nêutrons Frios: $E_N < 0,01 \text{ eV}$

Nêutrons Térmicos: $0,01\text{eV} < E_N < 0,3 \text{ eV}$

Nêutrons Epitérmicos: $0,3 \text{ eV} < E_N < 10 \text{ KeV}$

Nêutrons Rápidos: $10\text{KeV} < E_N < 20 \text{ MeV}$

Nêutrons Relativísticos: $E_N > 20 \text{ MeV}$

Os nêutrons térmicos também são chamados de lentos.

1.4.2 - DETECÇÃO DE NÊUTRONS

Como os nêutrons são partículas desprovidas de carga, não podem ser detectados diretamente por nenhum instrumento cujo funcionamento dependa da ionização provocada pela partícula. Para detectar os nêutrons é preciso aproveitar os efeitos secundários resultantes de sua interação com os núcleos.

Algumas dessas interações são:

1.4.2.1

Espalhamento de um nêutron por um átomo leve, consequência de uma colisão elástica: o que ocorre é uma simples perda de energia por choque. Pode-se ter uma idéia da capacidade de moderação de nêutrons para vários átomos. Por exemplo, para reduzir a energia 1 MeV (nêutron rápido) para $3,8 \times 10^{-2} \text{eV}$ (nêutron térmico) são necessárias as seguintes colisões⁽²⁴⁾

Nº de colisões	Material
18	Hidrogênio
19	Água
89	Berílio
150	Oxigênio

Pode-se portanto observar que o melhor moderador de nêutrons é o que tem massa mais próxima à dele (hidrogênio), o que está de acordo com a teoria clássica da mecânica elementar do choque elástico.

1.4.2.2

Colisão inelástica: um nêutron choca-se com um átomo, saindo em uma direção que forma um ângulo θ com a original, o núcleo atingido volta ao estado não excitado, pela emissão de uma radiação γ . A figura (1.12) mostra este efeito.

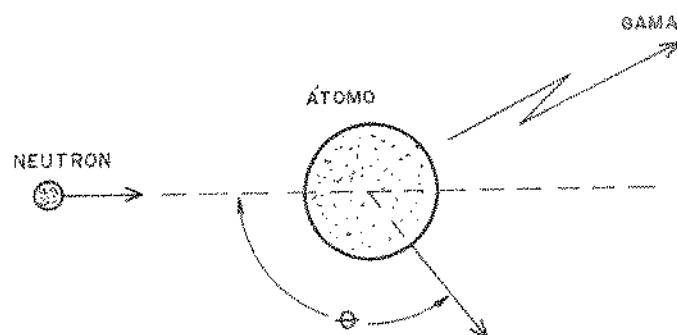


Figura (1.12) - Colisão Inelástica

1.4.2.3

Absorção de um nêutron com formação de um nuclídeo radioativo:

Um nêutron térmico pode ser absorvido por um átomo, tornando-o radioativo. A figura (1.13) mostra este efeito.

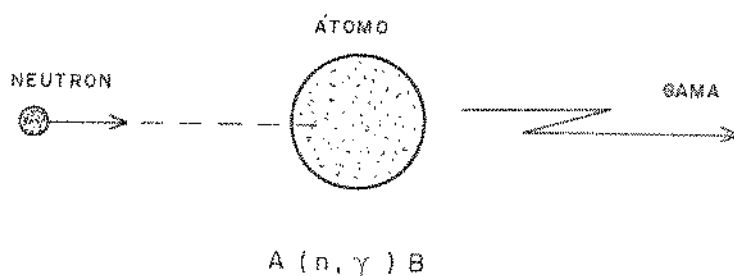


Figura (1.13) - Absorção de um nêutron com formação de um nuclídeo radiativo.

A detecção de nêutrons por este processo é utilizada como princípio da chamada Análise por Ativação Neutrônica, onde ao invés de detectar os nêutrons pela atividade por eles induzida, detecta-se a quantidade de núcleos alvo, pela atividade dos núcleos bombardeados pelos nêutrons.

1.4.2.4

Absorção de um nêutron por um núcleo com emissão imediata de uma partícula carregada rápida:

Este tipo de reação ocorre geralmente, com nêutrons de alta energia, podendo no entanto, elementos como B-10, Li-6 e He-3 apresentarem este tipo de reação com nêutrons lentos, produzindo então o mesmo tipo de mascaramento mencionado no item 1.4.2.3. A figura (1.14) mostra este efeito

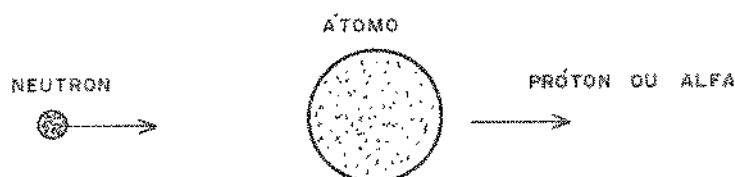
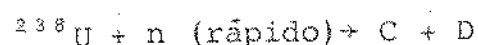
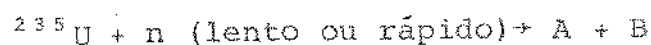


Figura (1.14) - Absorção de um nêutrons com emissão de partícula carregada.

1.4.2.5

Absorção de um nêutron com fissão subsequente do núcleo composto resultante; seria um caso especial do anterior onde temos as seguintes reações típicas:

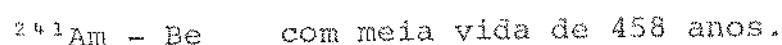
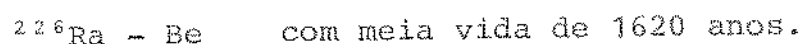


onde A, B, C e D são fragmentos de fissão, fortemente ionizados (núcleos pesados e de grande energia de excitação).

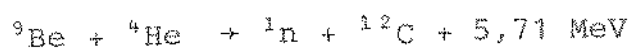
Pode-se observar que entre estes processos mencionados de interação do nêutron com a matéria, o que mais ocorre é aquele analisado no item (1.4.2.1)

1.4.3 - FONTES DE NÊUTRONS

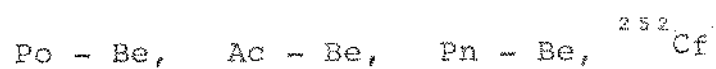
As fontes de nêutrons mais comuns são ⁽²⁵⁾:



A reação básica é a seguinte:



onde o ^4He pode ser fornecido pelo ^{226}Ra ou ^{241}Am e a energia do nêutron emitido variará entre 0 e 11 MeV portanto, na faixa dos nêutrons rápidos. Outras fontes de nêutrons seriam

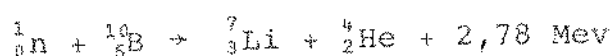


1.4.4 - DETETORES DE NÊUTRONS

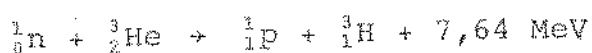
Os sistemas de detecção de nêutrons baseiam-se no tipo de interação que eles possam ter com a matéria ou em detecção de efeitos secundários. Por exemplo, os detetores proporcionais de interação, visto no item (1.4.2.4) são bastante utilizados para o tipo de detecção de nêutrons, detetando a partícula rápida carregada da qual o nêutron provocou a emissão. Este princípio é utilizado também para a detecção de nêutrons lentos, através de reações com elementos que possuem secção de choque eficaz para nêutrons desta faixa de energia.

São exemplos típicos:

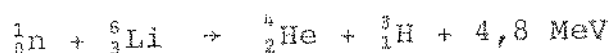
a) Detector proporcional de fluoreto de boro (gás)



b) Detector proporcional de hélio-3 (gás)



c) Detector de cintilação sólida



1.5 - CONSIDERAÇÕES GERAIS SOBRE A TEORIA DO MÉTODO PARA MEDIDA DE UMIDADE POR MODERAÇÃO DE NÊUTRONS

Sem levar em consideração a fissão, podemos distinguir três processos na interação dos nêutrons com os núcleos atômicos:

a colisão elástica

a colisão inelástica

a captura

Segundo estudos realizados por Knight e Wright(53), de acordo com a composição química dos solos, a colisão elástica é a mais provável.

A probabilidade da ocorrência das colisões elásticas é dada pela secção de choque para colisões elásticas (σ_s) que cada elemento componente do solo apresenta a nêutrons de diferentes energias.

Um nêutron, inicialmente com energia E_0 , após p colisões elásticas tem sua energia reduzida a E_p , estes valores são relacionados pela seguinte equação (26)

$$E_p = E_0 e^{-pK} \quad (I-37)$$

onde K é um parâmetro que relaciona as energias, antes e depois de uma colisão elástica simples com um núcleo de número de massa A .

Seja E_1 e E_2 as energias antes e depois de ocorrer uma colisão, respectivamente, portanto tem-se

$$K = \ln \frac{E_1}{E_2} = 1 - \frac{(A-1)^2}{2A} \ln \left(\frac{A+1}{A-1} \right) \quad (I-38)$$

Depois de uma série de colisões, os nêutrons se termalizam, isto é, entram em equilíbrio térmico com o meio, seguindo um processo de difusão.

Ghasstone⁽²⁷⁾ verificou que esta difusão é semelhante à difusão de elétrons num metal, isto devido à pequena densidade de nêutrons em relação ao número de átomos do meio, porém para um tratamento rigoroso, deve-se seguir o método utilizado por Boltzmann nas formulações clássicas da difusão gasosa.

No quadro abaixo⁽²⁴⁾ estão mostrados valores de K e o número de colisões necessárias para moderar nêutrons de 2MeV a 0,025 eV.

Para o quadro, Z é o número atômico dos elementos, M é a massa atômica em escala química, p é o número de colisões necessárias para moderar os nêutrons de 2 MeV a 0,25 eV e K é a relação vista anteriormente.

Elemento	Z	M	K	P
H	1	1,0080	1,000	18
C	6	12,010	0,1589	114
N	7	14,008	0,1373	133
O	8	16,0000	0,1209	151
Na	11	22,997	0,0852	214
Mg	12	24,32	0,0807	225
Al	13	26,97	0,0730	249
Si	14	28,06	0,0702	259
P	15	30,98	0,0637	286
S	16	32,066	0,0616	295
K	19	39,096	0,0507	359
Ca	20	40,08	0,0495	368
Ti	22	47,90	0,039	467
Mn	25	54,93	0,036	506
Fe	26	55,85	0,035	520

Para melhor compreensão, serão estudadas as variações da densidade de nêutrons térmicos a uma distância d da fonte de nêutrons rápidos, usando para tanto, a teoria elementar da difusão.

Considerando que a densidade de nêutrons térmicos num ponto de coordenadas x, y, z em um instante t seja

$$\rho = \eta(x, y, z, t)$$

A figura (1.15) mostra o elemento de volume considerado

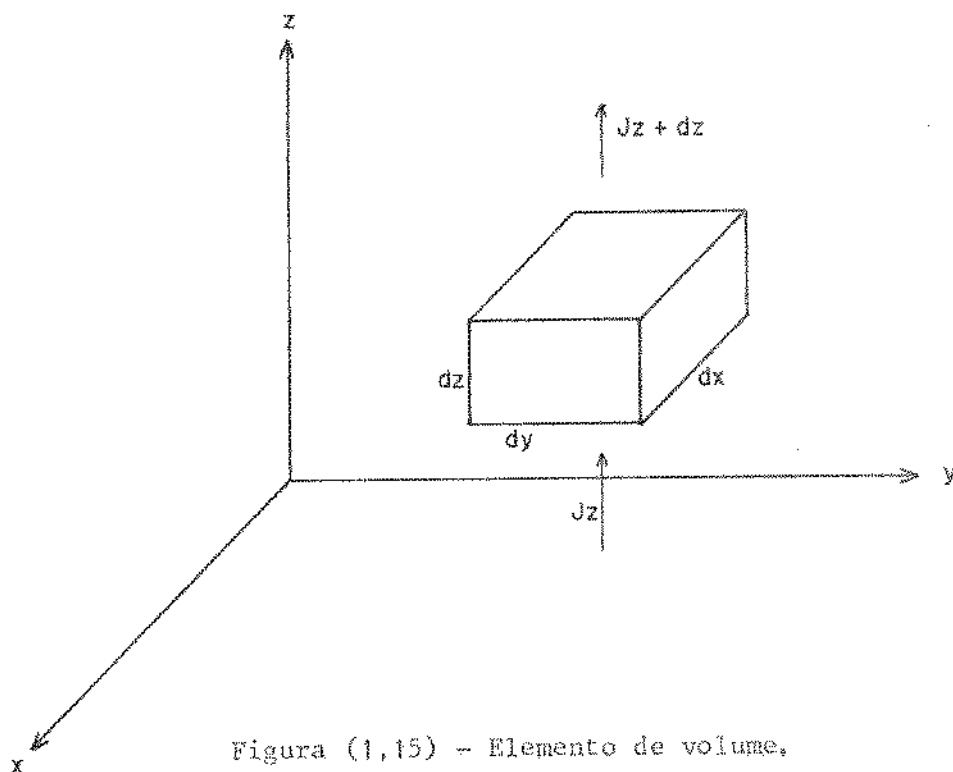


Figura (1.15) - Elemento de volume.

Basicamente existem três mecanismos pelos quais a densidade de nêutrons térmicos pode variar com o tempo em um elemento de volume considerado:

- difusão dos nêutrons térmicos através das paredes do elemento de volume;
- absorção ou captura dos nêutrons térmicos no elemento de volume;
- geração de nêutrons térmicos no elemento de volume por moderação de nêutrons rápidos.

O estado de equilíbrio é atingido quando

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{I-39})$$

Neste estado, a produção de nêutrons térmicos devem ser igual à captura mais a perda por difusão. Analisando agora, cada uma das contribuições teremos:

a) Quanto à difusão dos nêutrons térmicos através das paredes do elemento de volume, em torno de uma fonte de nêutrons monoenergéticos, pode-se definir um vetor $\vec{J}$ em função do gradiente da densidade dos mesmos.

No elemento de volume, o fluxo de nêutrons na direção z é dado por (2)

$$(J_{z+dz} - J_z) \, dx \, dy = -D \left[\left(\frac{\partial \rho}{\partial z} \right)_{z+dz} - \left(\frac{\partial \rho}{\partial z} \right)_z \right] dx \, dy \quad (I-40)$$

onde pelo teorema de Taylor chega-se a

$$(J_{z+dz} - J_z) \, dx \, dy = -D \frac{\partial^2 \rho}{\partial z^2} \, dx \, dy \, dz \quad (I-41)$$

onde $(J_{z+dz} - J_z)$ é o vetor corrente de nêutrons e mede o número líquido de nêutrons que fluem em uma dada direção na unidade de tempo, através de uma área unitária normal à direção do fluxo, e D é o coeficiente de difusão. Este vetor $\vec{J}$ será expresso em nêutrons por centímetro cúbico por segundo.

Portanto o divergente deste vetor fornecerá o número de nêutrons que deixa a unidade de volume na unidade de tempo.

Assim, o valor da perda por difusão poderá ser calculado, resultando em

$$\begin{aligned} \psi &= \text{Div} [\vec{J}] \\ \psi &= -D \left[\frac{\partial^2 \rho}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \rho}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \rho}{\partial z^2} \right] \end{aligned} \quad (I-42)$$

ou então:

$$\psi = -D \nabla^2 (\rho) \quad (I-43)$$

onde ∇^2 é o operador Laplaciano.

b) Considerando-se a absorção ou captura dos nêutrons térmicos no elemento de volume, seja t_0 a vida média em segundos para a captura de nêutrons térmicos. Segundo Goldemberg⁽²⁸⁾ t_0 é igual a 230 microsegundos na parafina, ou seja, a meia vida igual a 160 microsegundos, t_0 pode ser visto como o inverso da possibilidade de captura na unidade de tempo, logo:

$$\text{captura} = - \frac{n}{t_0} \quad (\text{I-44})$$

c) Considerando-se agora a geração de nêutrons térmicos no elemento de volume por moderação de nêutrons rápidos, seja U a razão de produção de nêutrons térmicos na unidade de volume por segundo.

Portanto a variação da densidade de nêutrons térmicos com o tempo no elemento de volume considerado será

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = U - \frac{n}{t_0} + D \nabla^2 (\rho) \quad (\text{I-45})$$

e quando for estabelecida a condição de equilíbrio teremos pela equação (I-39) que:

$$U + D \nabla^2 (\rho) - \frac{n}{t_0} = 0 \quad (\text{I-46})$$

A solução desta equação diferencial que nos interessa é a aquela que dá a densidade de nêutrons térmicos a uma distância d da fonte de nêutrons rápidos colocada em um meio esférico infinito.

Wallace⁽²⁹⁾ propõe uma solução em termos da função exponencial e da função erro, isto é,

$$\exp(x) = e^x$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx$$

e de uma quantidade m , a qual relaciona o comprimento de moderação e o comprimento de difusão, sendo que o comprimento de moderação (L_s) é a distância média entre o ponto em que os nêutrons rápidos são produzidos e o ponto em que adquirem velocidades térmicas e o comprimento de difusão (L) é a distância média entre o ponto no qual o nêutron adquire velocidades térmicas e o ponto onde é finalmente absorvido.

De acordo com a solução, e tomando-se o número total de nêutrons térmicos igual à unidade, a densidade de nêutrons térmicos, $\rho(d, m)$, a uma distância d da fonte de nêutrons térmicos será dada por:

$$\rho(d, m) = \left[\frac{\exp(m^2) (1+m^2)}{8\pi d} \right] (AB-CD) \quad (I-47)$$

onde

$$A = \exp(-d \sqrt{1-m^2})$$

$$B = 1 - \operatorname{erf}[m - (d/2m) \sqrt{1-m^2}]$$

$$C = \exp \cdot (d \sqrt{1-m^2})$$

$$D = 1 - \operatorname{erf}[m + (d/2m) \sqrt{1+m^2}]$$

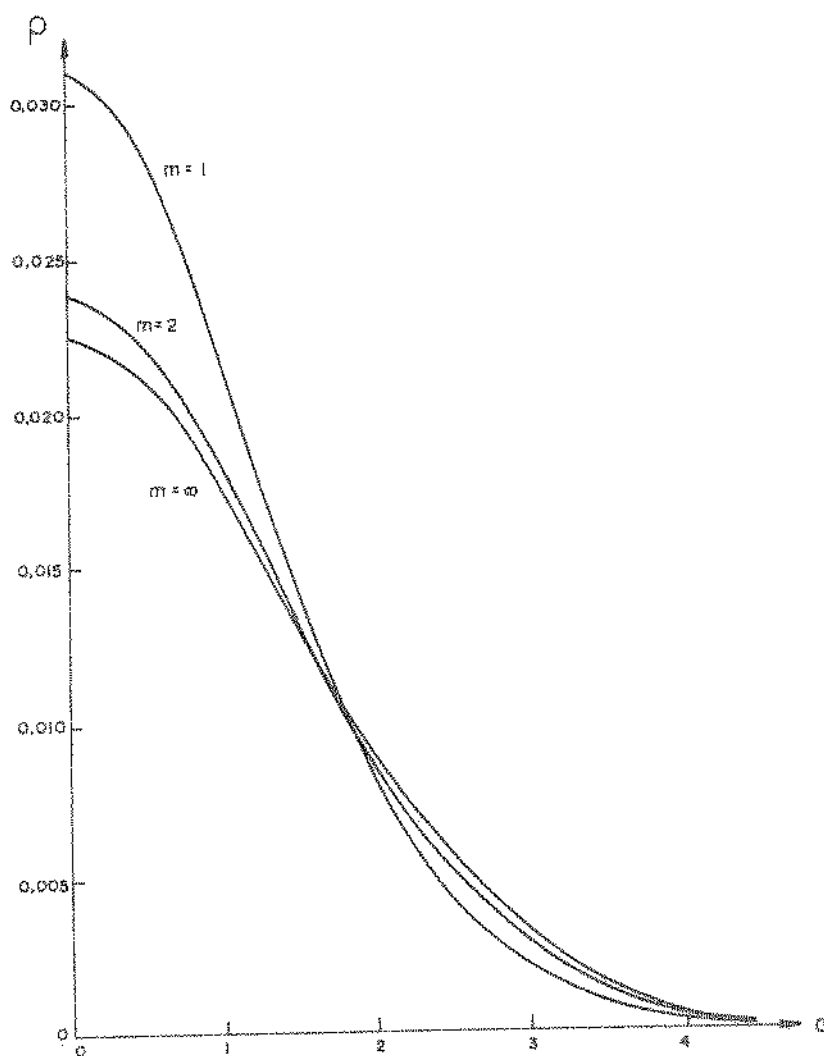


Figura (1.16) - Densidade de nêutrons térmicos (ρ) em função da distância (d) da fonte de nêutrons rápidos, em um meio esférico infinito.

A figura (1.16) fornece uma melhor visualização da solução da equação diferencial, onde no eixo das ordenadas são alocados valores de $\rho(d)$ e no das abscissas os valores de d para diferentes valores de m ⁽²⁴⁾.

Pode-se observar que para um dado valor de m , a densidade de nêutrons térmicos é maior nas proximidades da fonte (pequenos valores de d) decrescendo à medida que d aumenta.

Para diferentes valores de m , a densidade de nêutrons térmicos nas proximidades da fonte aumenta à medida que m decresce.

Por outro lado, a densidade de nêutrons fica praticamente independente de m para grandes distâncias da fonte.

Para uma distância fixa e próxima da fonte de nêutrons rápidos, a densidade de nêutrons térmicos será uma função de m .

Sabendo-se que

$$L_s^2 = p \frac{l_s l_t}{3} \quad (I-48)$$

e

$$L^2 = \frac{l_t l_a}{3} \quad (I-49)$$

onde l_s , l_t e l_a representam o caminho livre médio para moderação, transporte e absorção respectivamente⁽³⁰⁾ e que

$$l_s = \frac{1}{N\sigma_s} \quad (I-50)$$

$$l_t = \frac{1}{N\sigma_s(1-\langle\cos\theta\rangle)} \quad (I-51)$$

$$l_a = \frac{1}{N\sigma_a} \quad (I-52)$$

onde (N) é o número de átomos por unidade de volume no moderador, $\langle\cos\theta\rangle$ é o coseno médio dos ângulos nas colisões, (σ_a) a secção de choque de absorção para nêutrons térmicos e (σ_s) a secção de choque para colisões elásticas.

Logo, sendo m a relação entre o comprimento de moderação (L_s) e o comprimento de difusão (L), chega-se, pelas equações acima, que

$$m = \sqrt{p \frac{\sigma_a}{\sigma_s}} \quad (I-53)$$

Para um solo isento de água e matéria orgânica, m vale aproximadamente 6⁽²⁴⁾, segundo Glasstone⁽²⁷⁾, para a água $L_s \approx 5,74$ centímetros $L \approx 2,88$ centímetros logo $m = 1,99$.

No quadro abaixo estão relacionados valores de σ_a , σ_s e m para os principais elementos que ocorrem normalmente nos solos. Para o quadro σ_a é a secção de choque de absorção para nêutrons térmicos, σ_s é a secção de choque para colisões elásticas⁽³¹⁾, e m é a relação vista anteriormente.

Elemento	σ_a (barns)	σ_s (barns)	m
H	0,32	20 - 80	0,54
C	0,045	$4,8 \pm 0,2$	0,33
N	$1,78 \pm 0,5$	10 ± 1	4,87
O	0,0002	$4,2 \pm 0,3$	0,07
Na	$0,49 \pm 0,02$	$4,0 \pm 0,5$	5,12
Mg	$0,059 \pm 0,004$	$3,6 \pm 0,4$	1,92
Al	$0,215 \pm 0,008$	$1,4 \pm 0,1$	6,18
Si	$0,13 \pm 0,03$	$1,7 \pm 0,3$	4,45
P	$0,19 \pm 0,03$	10 ± 2	2,33
S	$0,49 \pm 0,02$	$1,1 \pm 0,2$	11,46
K	$1,97 \pm 0,06$	$1,5 \pm 0,3$	21,71
Ca	$0,43 \pm 0,02$	9 ± 2	4,18
Ti	$5,6 \pm 0,4$	6 ± 2	20,8
Mn	$12,6 \pm 0,6$	$2,3 \pm 0,3$	52,6
Fe	$2,43 \pm 0,08$	11 ± 1	10,7

Portanto, para um sistema constituído de solo e água, teremos valores decrescentes de m à medida que o teor de água aumenta, logo, no solo a densidade de nêutrons térmicos nas proximidades da fonte de nêutrons rápidos é uma função da umidade. Esta é a conclusão básica para o uso desta técnica em física dos solos.

CAPÍTULO II

CÂMARA DE IONIZAÇÃO

2.1 ASPECTOS GERAIS

As características essenciais de uma câmara de ionização de cavidade simples são definidas pela parede da câmara, pelo isolador, pelo gás da cavidade e pelo eletrodo coletor.

A figura (2.1) ilustra uma câmara de ionização típica.

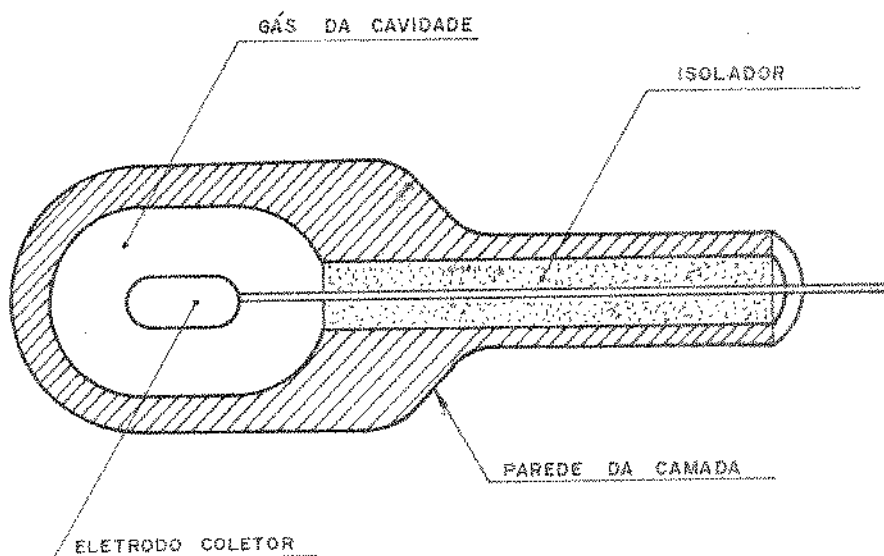


Figura (2.1) - Câmara de ionização.

A escolha de materiais, dimensões e forma da cavidade dependem do propósito a que servirá a câmara, observados qual o tipo e intensidade de radiação a ser medida, bem como sua taxa de mudança no tempo e espaço.

Alguns critérios que determinam as dimensões físicas e os materiais a serem usados em câmaras de ionização serão discutidos e alguns problemas associados com a coleta e medição da ionização produzida serão analisados, bem como a construção prática de câmaras típicas.

Quanto às dimensões e forma da cavidade, ela deve satisfazer certas condições básicas e de uma maneira geral podemos dizer que estas condições impõem um limite superior nas dimensões da câmara e particularmente nas dimensões da cavidade do gás, mas, na prática não impõem um limite inferior. Este limite inferior é estabelecido por considerações práticas de desenho mecânico e da obtenção de uma corrente de ionização adequada. O desejo de minimizar as perturbações do campo de radiação causado pela inserção da câmara, conduzem-nos a fazer com que todas as câmaras que se destinem a medições de dose absorvida, sejam tão pequenas quanto praticamente possível.

Sob outro ponto de vista, se a câmara de ionização se destinar apenas à monitoração de radiação de baixa intensidade ou se tiver que ser calibrada em relação a um instrumento absoluto, sob condições semelhantes àsquelas em que será usada, suas dimensões podem ser escolhidas mais livremente e fazendo-a um tanto maior, os problemas de medições de corrente serão simplificados.

A perda de íons por recombinação então será provavelmente o critério que estabelecerá um limite superior ao seu tamanho, ou pelo menos ao espaçamento dos eletrodos.

Quanto aos materiais para a parede, sua escolha é regida primariamente pela grandeza da radiação a ser medida, isto é, se a câmara tiver que medir a exposição, (em Roentgens) deve ser feita com equivalência de ar, isto é, deve ter um número atômico eficaz bastante equilibrado com o do ar. Se tiver que medir dosagem absorvida em um determinado meio, tanto a parede quanto o gás devem ser equivalentes a esse meio. Pode-se dizer que dois materiais se equivalem para um certo tipo de radiação se a absorção dessa radiação leva à mesma densidade de fluxo e distribuição de energia de partículas ionizantes secundárias (ou partículas carregadas) tanto em um meio quanto no outro⁽³²⁾, por outro lado, uma verdadeira equiva

lência seria alcançada somente se os dois materiais apresentassem o mesmo coeficiente de absorção para a radiação primária e o mesmo poder de freiamento para as partículas secundárias. Este último critério é menos dependente de z do que o coeficiente de absorção primária. Porém na prática não se consegue uma equivalência mais próxima do que pelo uso de gás e um material da parede sólida do mesmo tipo molecular.

Considerações práticas restringem a escolha, isto é, o sólido deve ser rígido, durável, de condutividade elétrica adequada, impermeável e isento de ataque químico pelo gás e, o gás deve ser estável na presença da radiação.

Naturalmente é necessário saber o valor da energia média no gás por partículas ionizantes por par de íons formados(w), para uma mistura particular de gás escolhida.

Como a seção de absorção de raios X e a capacidade de freiamento de partículas carregadas são propriedades atômicas, de um material que é pouquíssimo afetado por ligações moleculares, seria suficiente fornecer proporções iguais dos mesmos átomos no gás e na parede do material, independentemente de suas combinações químicas. Isto raramente pode ser feito com exatidão e quando se faz uma escolha, geralmente se pode melhorar empiricamente o equilíbrio acrescentando-se uma pequena quantidade de material de número atômico maior ou menor. Assim se o ar for escolhido como gás e baquelite-grafite como material de parede, observa-se que seria vantajoso acrescentar algum material de número atômico mais elevado às paredes da câmara para se obter uma eficaz equivalência de ar.

Quanto a parede da câmara, esta age como uma fonte de partículas secundárias, e ainda absorve e espalha a radiação primária, o que implica que praticamente não é desejável torná-la mais espessa que o necessário.

Em 1937 Gray⁽³²⁾ deu um exemplo, considerando uma câmara para raios γ onde destacou que embora os elétrons secundários mais rápidos, gerados no grafite pelos raios γ do radium tenham um percurso de 6mm, metade da ionização total produzida por raios γ em uma pequena câmara de grafite é devida a elétrons originários dentro de 0,2mm da superfície da cavidade da câmara, e apenas cerca de 10% é devida a elétrons oriundos de uma profundidade maior que 0,7mm. Esse exemplo vem indicar que nem sempre é essencial ter-se uma espessura de parede igual ao maior percurso.

De maneira geral, se por qualquer razão as partículas carregadas ou os elétrons secundários gerados no material externo à câmara, forem de energia apreciavelmente maior do que aqueles gerados na parede da câmara, a parede terá que ser feita mais grossa para impedir contribuições alheias significativas à ionização.

Por outro lado, quando uma câmara de ionização é exposta a um feixe de raios-X que seja isento de elétrons secundários, a ionização produzida aumenta, a princípio, à medida que a espessura da parede, a ionização começa a decrescer, de acordo com o coeficiente eficaz de atenuação do feixe primário na parede do material. A figura (2.2) ilustra este efeito.

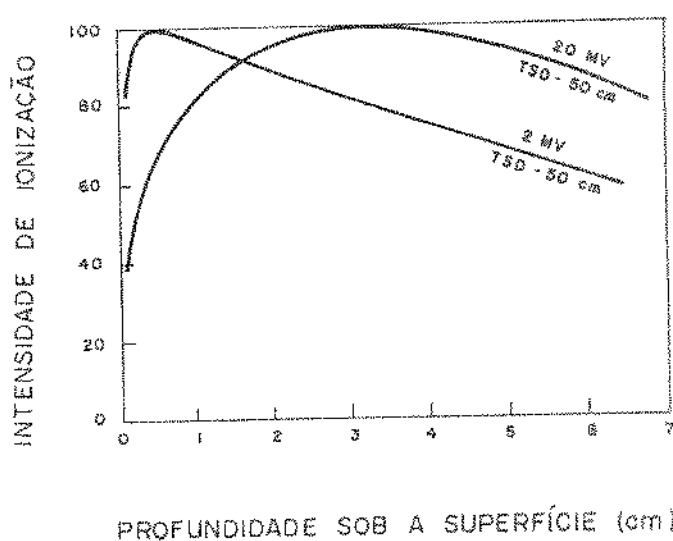


Figura (2.2) - Ionização versus espessura da parede da câmara.

Ainda para o caso de medir raios-X de baixa ou média tensão, até energias quânticas de uns poucos MeV, a parede da câmara de ionização pode ser facilmente engrossada para se atingir equilíbrio eletrônico.

Para um feixe de raios-X de energia conhecida é vantajoso escolher-se uma espessura de parede próxima do máximo achatado da curva, pois neste ponto a influência da espessura da parede sobre a ionização é mínima.

Uma câmara de ionização geralmente é usada para monitorar a saída de radiação X de certos aparelhos. Para este fim é necessário apenas adotar um procedimento padrão que dê resultados reprodutíveis e que a câmara possa ser calibrada adequadamente.

Os eletrodos protetores podem servir a dois diferentes propósitos. O primeiro é impedir que corrente de fuga do eletrodo de alta tensão atinja o coletor e a segunda finalidade é definir o volume dentro da câmara de ionização. Se for desejável manter a geometria plano paralela na câmara, por exemplo, será necessário circundar o eletrodo coletor com uma margem de anel protetor para evitar curvaturas indevidas do campo sobre o coletor.

Atualmente muitos dos plásticos sintéticos são adequados como isolantes, em especial películas de metilmetacrilato, poliestireno, polietileno, nylon, teflon, mylar e politrífuo-monocloroetileno (Kel-F) (Alguns são vistos na Figura (1.1)).

Entre os acima mencionados, o teflon é o mais sujeito a dano por radiação e o menos sujeito é o poliestireno.

A dispersão elétrica pode ser pelo volume ou através da superfície do isolador.

Usando-se vários materiais como isolamento numa câmara de condensação e observando-se a perda natural a intervalos num período de anos, Ramsey (1950) encontrou valores de resistência específica excedendo a 10^{20} ohm/cm para todos os materiais testados; (âm

bar, polietileno, poliestireno, metilmetacrilato), depois de transcorrer um mês⁽³⁴⁾, o melhor desses materiais foi o polietileno que apresentou em média 2×10^{21} ohm/cm, o que corresponde a uma perda de carga de uns 8% ao ano na câmara utilizada. No entanto, certos tipos especiais de teflon(FEP) são atualmente os mais usados.

2.2 - CURVA DE SATURAÇÃO

À medida que a diferença de tensão entre os eletrodos de uma câmara de ionização exposta a radiação aumenta de zero a um valor elevado, a corrente coletada cresce, a princípio quase linearmente com a tensão, e depois mais lentamente, até que aproxima assintoticamente da corrente de saturação para a intensidade de radiação dada. A curva de tensão X corrente é chamada de curva de saturação, e tem o aspecto mostrado na figura (2.3).

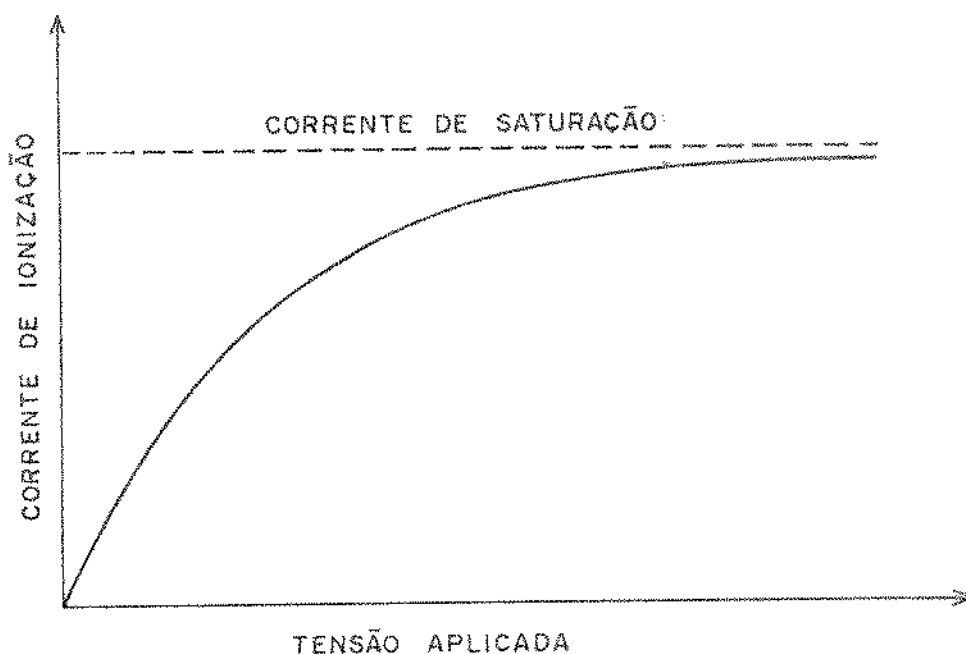


Figura (2.3) - Curva de saturação.

A baixas tensões, alguns dos íons produzidos no gás se encontram e neutralizam outros de sinal oposto, antes que estes possam atingir o coletor.

Esta recombinação pode ser reduzida varrendo os íons para fora da câmara mais rapidamente, e isto é conseguido pelo aumento do campo ou pela redução da distância entre os eletrodos, ou ainda pelos dois processos simultaneamente.

O campo máximo que pode ser aplicado é limitado, contudo, pelo surgimento de ionização por colisão, processo em que um elétron livre pode ganhar suficiente energia adicional do campo elétrico, em um só caminho livre, para ionizar a primeira molécula com que ele colidir. Tão logo isto começa a acontecer, ocorre uma rápida multiplicação de íons na câmara, e a corrente total recebida se torna fortemente dependente da tensão aplicada.

Geralmente se classifica a recombinação como inicial e geral.

A recombinação inicial ocorre quando os íons positivos e negativos formados no trajeto de uma única partícula ionizante se encontram e recombina. Sempre ocorre alguma recombinação inicial, porém só é de maior importância quando a densidade iônica no trajeto for alta, como por exemplo em trajeto de partículas α à pressão atmosférica ou em trajetos de elétrons em gás a alta pressão.

Uma vez que os processos de difusão térmica e fluxo iônico tiverem destruído a estrutura do trajeto inicial, segue-se a recombinação geral, isto é, os íons positivos e negativos formados por diferentes partículas ionizantes se encontram e se recombina à medida que se dirigem para eletrodos opostos.

Ao se estimar a quantidade de recombinação que ocorre, é necessário recorrer tanto à teoria como à prática, pois os fenômenos de transporte e recombinação iônicos geralmente são complexos para serem acessíveis a um tratamento teórico exato. As variáveis são numerosas e uma exploração experimental geralmente é de grande

validade.

A recombinação inicial é dependente da taxa de dosagem e ela é determinada somente pela densidade de íons ao longo de cada trajeto em separado. Porém a recombinação geral aumenta com a taxa de dosagem e estabelece um limite superior para a taxa de dosagem que pode ser medida com precisão por câmaras de ionização usadas à pressão atmosférica normal.

2.3 - COEFICIENTE DE COLEÇÃO DE ÍONS

Seja f a eficácia coletora de uma câmara de ionização operando sob condições especificadas como a razão da corrente medida em relação à corrente de saturação ideal.

Presumindo que a corrente é transportada completamente por íons positivos e negativos (e presumindo que os elétrons se prendam imediatamente a moléculas de gás e que nenhuma parte apreciável da corrente é levada por elétrons livres, (em um gás como argônio em que ligações de elétrons são ocorrem, esta pré-suposição não é válida), tendo mobilidades K_1 e K_2 ($\text{cm}^2/\text{seg V}$) respectivamente, e coeficiente de recombinação ζ (cm^3/seg).

Estudos clássicos sobre condução de corrente por um gás ionizado entre placas paralelas foram feitos⁽³⁵⁾, Thomson e Rutherford (1896), Thomson (1899), Mie (1904), Seeliger (1910), Seeman (1912), Townsend (1915) e outros, e equações diferenciais para a corrente foram estabelecidas por Thomson (1899), porém não foram explicitamente resolvidas.

A solução aproximada idealizada por Mie (1904), é altamente precisa e foi confirmada por vários experimentadores (Shevgreu (1960), Armstrong e Tate (1965), Greening (1964)).

Greening (1964) demonstrou que para o caso de ionização no ar, a solução de Mie pode ser simplificada e a fórmula mais

simples representa a curva de saturação com muita precisão.

Quando a câmara estiver operando muito próxima da saturação, o campo da carga espacial devido a íons, poderá ser desconsiderado em comparação com o campo coletor V/d . Neste caso então, os íons viajarão com velocidades constantes $K_1 V/d$ e $K_2 V/d$, isto é, de seu campo de origem às placas opostas.

Se admitirmos que a recombinação no momento seja esquecida, então as distribuições de cargas positivas e negativas entre as placas terão as formas triangulares⁽³⁶⁾ apresentadas na figura (2.4).

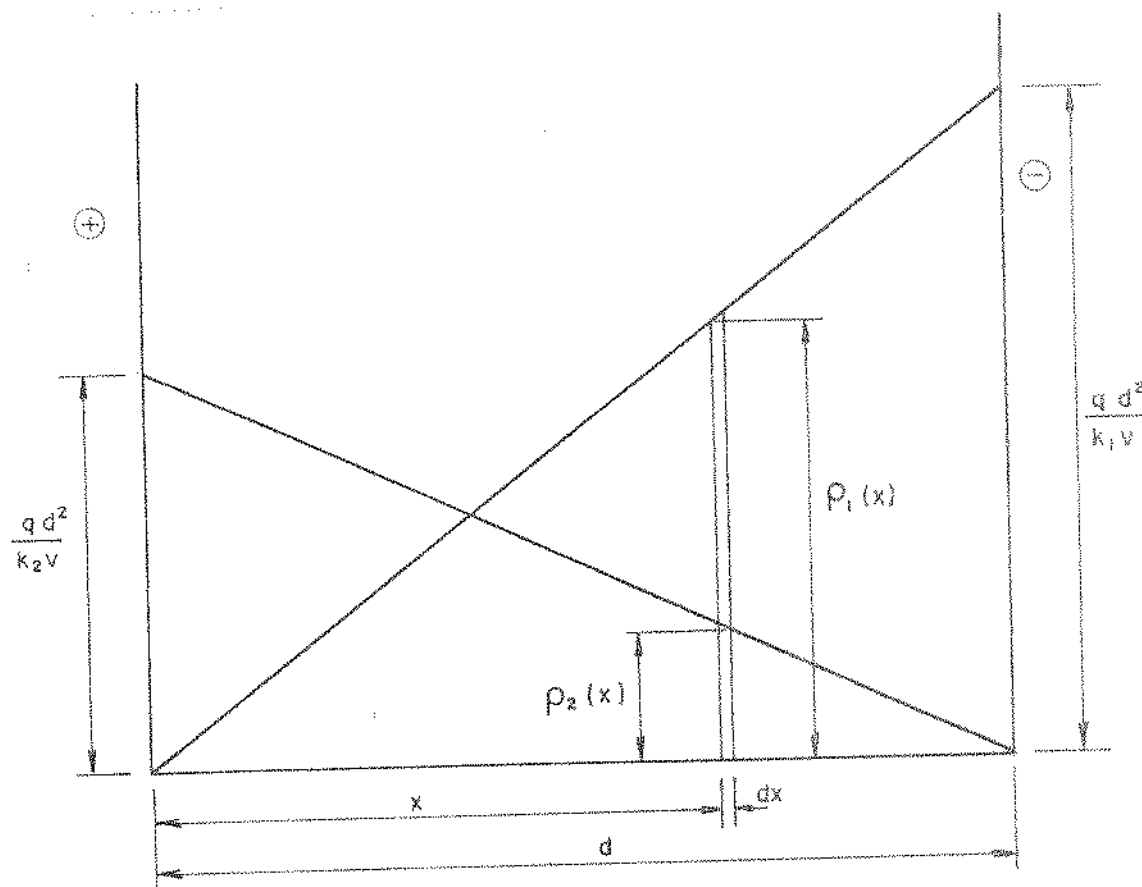


Figura (2.4) - Distribuição de cargas positivas e negativas entre as placas⁽³⁶⁾, onde $\rho_1(x)$ é a densidade da carga de íons positivos a distância x da placa positiva, $\rho_2(x)$ é a densidade de íons negativos e q é razão de ionização.

Podemos portanto fazer uso destas distribuições de cargas ideais para calcular a pequena quantidade de recombinação que ocorre próximo da saturação.

Sendo $\underline{e}$ a carga por íon, a proporção de carga de recombinação por unidade de volume no plano x será:

$$\frac{\zeta}{e} \rho_1(x) \rho_2(x) = \frac{\zeta}{e} \frac{(q d^2)^2}{K_1 K_2 V^2} \frac{x}{d} \left(1 - \frac{x}{d}\right) \quad (\text{II-1})$$

e a recombinação total, entre as placas, por unidade de área de placa, por segundo será:

$$R = \int_0^d \left(\frac{\zeta}{e}\right) \rho_1(x) \rho_2(x) dx = \left(d \frac{\zeta}{e}\right) \left(\frac{1}{6} \frac{q^2 d^4}{K_1 K_2 V^2}\right) \quad (\text{II-2})$$

portanto a carga total liberada por segundo no mesmo espaço será qd . Então o coeficiente de coleção (f) é dado por

$$f = 1 - \frac{R}{qd} \quad (\text{II-3})$$

e substituindo a equação (II-2) na equação (II-3) resulta

$$f = 1 - \frac{1}{6} \frac{\zeta}{e K_1 K_2} \frac{q d^4}{V^2} \quad (\text{II-4})$$

ou

$$f = 1 - \frac{1}{6} \xi^2 \quad (\text{II-5})$$

onde

$$\xi = \sqrt{\frac{\zeta}{e K_1 K_2}} \left(\frac{d^2 \sqrt{q}}{V}\right) = H \left(\frac{d^2 \sqrt{q}}{V}\right) \quad (\text{II-6})$$

sendo H uma constante característica do gás a uma temperatura e pressão específicas. Esta solução superestima a recombinação, pois as verdadeiras distribuições de carga são ligeiramente menos den-

sas que as ideais.

Boag e Wilson (1952), conseguiram uma melhor solução, postulando que as densidades de carga nas placas são $\frac{fq d^2}{K_1 V}$ e $\frac{fq d^2}{K_2 V}$ ao invés dos valores ideais $\frac{q d^2}{K_1 V}$ e $\frac{q d^2}{K_2 V}$ e conservaram as distribuições de carga com formas triangulares, e fazendo a integração novamente com os valores revisados chegou-se que:

$$f = 1 - \frac{1}{6} f^2 \xi^2 \quad (\text{II-7})$$

Porém, ainda, esta equação subestima a recombinação, contudo, como as distribuições de carga na verdade não permanecem triangulares, mas sofrem uma ligeira curvatura sob a influência da carga espacial, conforme mostra a figura (2.5).

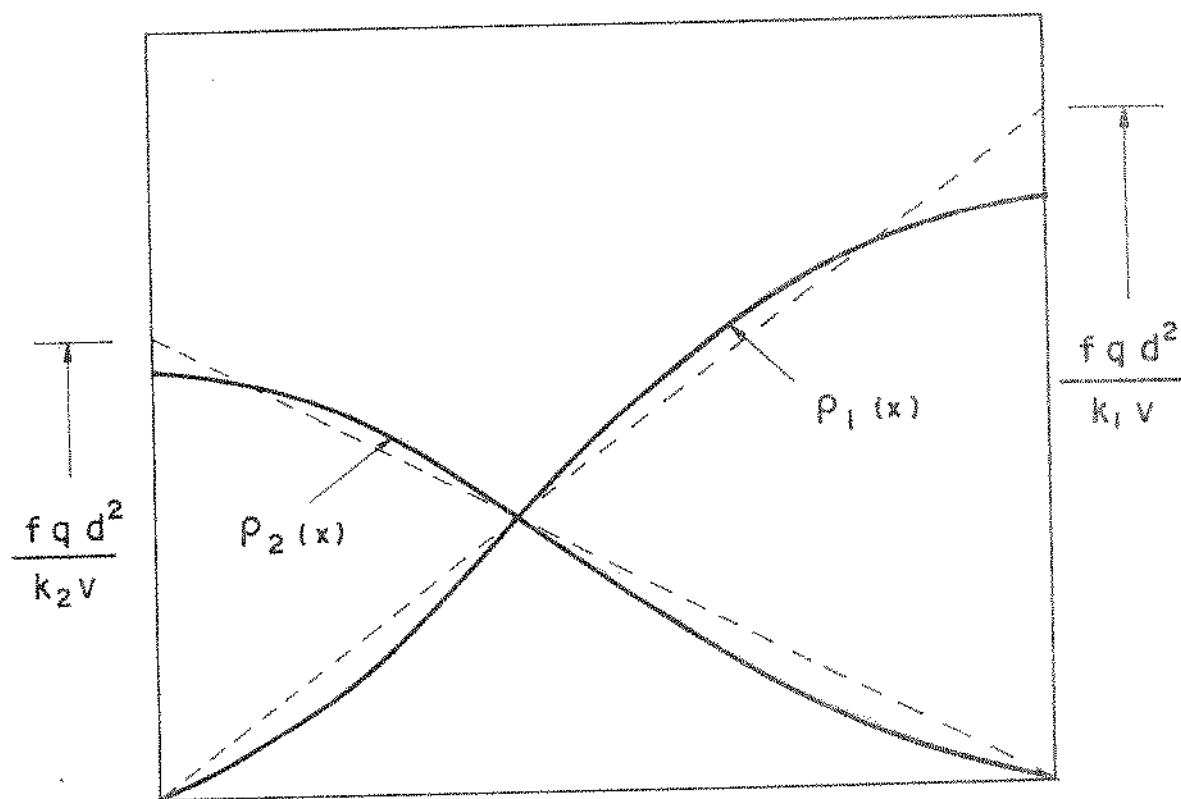


Figura (2.5) - Distribuição de cargas positivas e negativas entre as placas com valores não ideais (37)

Mie fez uma análise mais precisa, como a simplificada por Greening (1954) para a ionização do ar, que leva a uma estimativa de recombinação que é a média geométrica das duas aproximações apresentadas ou seja

$$f = 1 - \frac{1}{6} f \xi^2 \quad (\text{II-8})$$

ou então

$$f = \frac{1}{1 + \frac{1}{6} \xi^2} \quad (\text{II-9})$$

Para o ar a uma atmosfera, os resultados de muitos experimentos cobrindo uma faixa de densidades de ionização que difere por um fator de 10^8 e de espaçamento de placas de 0,06cm a 8cm, podem ser representados por

$$f = \frac{1}{1 + \frac{1}{6} \xi^2} \quad \text{para valores de } f > 0,7.$$

Esta equação é portanto, uma curva de saturação generalizada à geometria de plano-paralelo que dá a eficiência de coleção em termos de um produto não dimensional das variáveis q e V e das constantes K_1 , K_2 e ζ . Ela, portanto, pode ser usada para se planejar as dimensões de uma câmara de ionização para operar no ar a qualquer especificação de intensidade de ionização e eficiência de coletor, na faixa de $f > 0,7$.

Em relação às geometrias cilíndrica e esférica, um cuidadoso estudo teórico com a completa curva de saturação em câmaras de ionização cilíndrica e esférica foi feito por Sprinkle e Tate (1965) junto com algumas checagens experimentais que concordam com a teoria. O método analítico usado segue próximo o estudo feito por Armsgrong e Tate (1965) sobre saturação em câmaras de pla-

cas paralelas e está baseado na solução, por computador, das equações diferenciais fundamentais.

Contudo na prática é importante principalmente a região de quase saturação e neste ponto, a quantidade de recombinação que está ocorrendo pode ser estimada estabelecendo-se as distribuições ideais de carga positiva e negativa que haveria se não houvesse carga espacial nem recombinação e portanto calculando a recombinação devida à interação entre essas distribuições.

A figura (2.6) representa uma câmara de ionização cilíndrica ou esférica exposta à intensidade ionizadora uniforme.

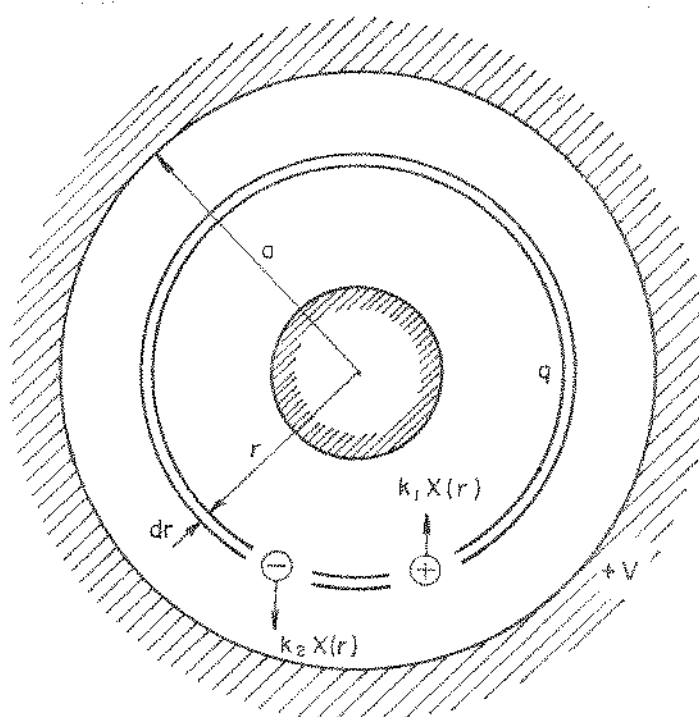


Figura (2.6) - Câmara de ionização cilíndrica ou esférica,

seja q a razão de ionização produzida uniformemente em um volume cilíndrico-anelar de gás de raio externo a e o raio interno b , e, que o eletrodo externo esteja no potencial $+V$ em relação ao interno. Num estado fixo de repouso em que nem carga espacial nem recombinação sejam importantes, a quantidade de carga positiva formada por segundo fora do raio deve ser igual a quantidade cruzando no sentido de fora para dentro por segundo, isto é, por unidade de comprimento do cilindro, logo:

$$2\pi r K_1 X(r) \rho_1(r) = q \pi (a^2 - r^2) \quad (\text{II-10})$$

As distribuições de densidade de cargas serão:

$$\rho_1(r) = q \frac{\ln(a/b)}{2 K_1 V} (a^2 - r^2) \quad (\text{II-11})$$

e

$$\rho_2(r) = q \frac{\ln(a/b)}{2 K_2 V} (r^2 - b^2) \quad (\text{II-12})$$

As distribuições de densidades de cargas radiais ideais $\rho_2(r)$ estão plotados no gráfico vista na figura (2.7) para vários valores de (a/b) (38).

A relação (a/b) tende à unidade, o que implica que as distribuições tendem à forma triangular constatada na geometria plana.

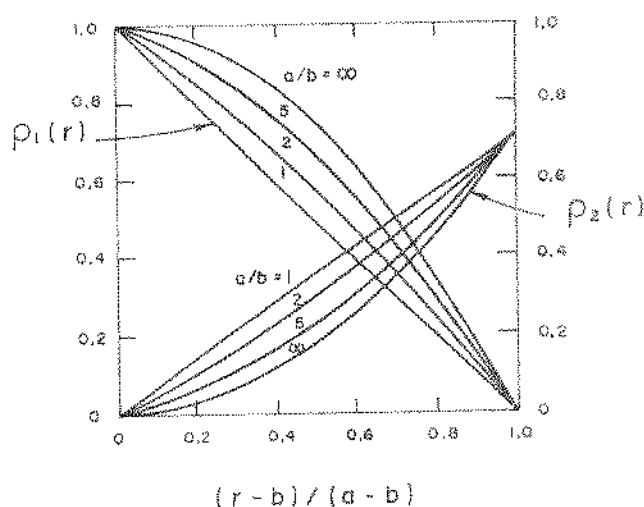


Figura (2.7) - Distribuições de densidades de cargas radiais ideais para vários valores de (a/b) .

A recombinação de carga total por segundo, por unidade de comprimento do cilindro é dada por

$$R = \int_a^b \left(\frac{\zeta}{e}\right) \rho_1(r) \rho_2(r) 2\pi r dr \quad (\text{II-13})$$

Substituindo as equações (II-11) e (II-12) tem-se

$$R = \frac{\pi \zeta}{4eK_1K_2} \left[q \frac{\ln(a/b)}{v} \right]^2 \left\{ \int_{b^2}^{a^2} (a^2 - r^2)(r^2 - b^2) d(r^2) \right\}$$

ou

$$R = \frac{\pi \zeta}{4eK_1K_2} \left[q \frac{\ln(a/b)}{v} \right]^2 \frac{(a^2 - b^2)^3}{6} \quad (\text{II-14})$$

A ionização total produzida por unidade de comprimento do cilindro por segundo é dada pela expressão (II-15).

$$L = \pi (a^2 - b^2) q \quad (\text{II-15})$$

logo a eficácia da coleta será

$$f = 1 - \frac{R}{L} \quad (\text{II-16})$$

Substituindo a equação (II-14) na equação (II-16) obtém-se:

$$f = 1 - \frac{\zeta}{6eK_1K_2} \left[\frac{(a-b)}{v^2} q \right] \left[\left(\frac{a+b}{a-b} \right) \frac{\ln(a/b)}{2} \right]^2 \quad (\text{II-17})$$

Esta equação é exatamente análoga à equação para a geometria plana, exceto que o espaçamento do eletrodo d é substituído pelo comprimento do "gap" equivalente $(a-b)K_{cil}$, onde K_{cil} é uma

função de $(\frac{a}{b})$ dada por

$$K_{cil} = \sqrt{\left(\frac{(\frac{a}{b})+1}{(\frac{a}{b})-1}\right) \frac{\ln(\frac{a}{b})}{2}} \quad (II-18)$$

A equação acima de (f) superestima a recombinação.

Pode-se portanto, como feito anteriormente, corrigir multiplicando as ordenadas de cada distribuição de carga pelo fator f , de forma que a recombinação ocorra entre as distribuições $f\rho_1(r)$ e $f\rho_2(r)$, o que novamente chega-se a uma equação que subestima a recombinação. No caso da geometria cilíndrica, portanto provavelmente é melhor usar como antes, a curva de saturação generalizada baseada na teoria de Mie mas com ξ calculado pela fórmula

$$\xi = \frac{H [(a-b)K_{cil}^2 \cdot \sqrt{q}]}{v} \quad (II-19)$$

O caso de câmaras esféricas pode ser tratado de forma semelhante. As distribuições de densidade de carga radial ideal são respectivamente:

$$\rho_1(r) = \frac{q}{3K_1v} \frac{(a-b)}{ab} (a^3 - r^3) \quad (II-20)$$

$$\rho_2(r) = \frac{q}{3K_2v} \frac{(a-b)}{ab} (r^3 - b^3) \quad (II-21)$$

A eficiência de coleção calculada será:

$$f = 1 - \frac{\xi}{6eK_1K_2} q \frac{(a-b)^4}{v^2} \left(\frac{a^2 + ab + b^2}{3ab} \right) \quad (II-22)$$

se substituirmos d pelo equivalente comprimento de "gap" $K_{esf}(a-b)$ onde

$$K_{\text{esf}} = \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{a}{b} + 1 + \frac{b}{a} \right)} \quad (\text{II-23})$$

teremos uma equação análoga à geometria plana.

Os fatores K_{esf} e K_{cil} estão plotados na figura (2.8)

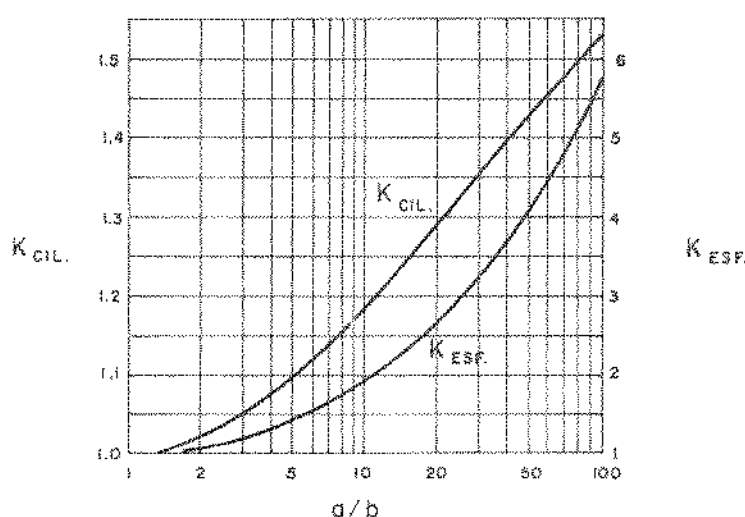


Figura (2.8) - Fatores K_{esf} e K_{cil} (39).

Não obstante, foi demonstrado, (Boag e Wilson, 1952, Osborn e Burrow, 1958), que uma curva de saturação geral pode ser plotada sobre uma longa faixa de (f) em uma base empírica, usando $\sqrt{q}/v$ como abcissa.

Pôde-se observar que K_{cil} aumenta um tanto lentamente com (a/b) enquanto K_{esf} aumenta muito rapidamente. Os méritos relativos das geometrias plano-paralela, cilíndrica e esférica deveriam contudo, ser comparados para iguais comprimentos de "gap" e para tensões de coleta que produzam o mesmo campo elétrico máximo em cada um dos três tipos de câmara, pois é este campo que determina o surto da ionização por colisão e assim, limita a tensão de co

leta que pode ser usada.

Na câmara de plano-paralelo operando próxima da saturação a resistência de campo é v/d .

Esta mesma resistência de campo é atingida na superfície do eletrodo interno de uma câmara cilíndrica ou esférica para a qual $(a-b) = d$ quando são aplicadas tensões de V_{cil} ou V_{esf} respectivamente, onde

$$V_{cil} = \frac{v}{d} b \ln (a/b) \quad (II-24)$$

$$V_{esf} = \frac{v}{d} b \frac{(a-b)}{a} \quad (II-25)$$

tem-se portanto os diversos valores de ξ correspondentes a estas condições

câmara plana

$$\xi_{pl} = H \left(\frac{d^2 \sqrt{q}}{v} \right) \quad (II-26)$$

câmara cilíndrica

$$\xi_{cil} = H \left[\frac{K^2_{cil} (a-b)^2 \sqrt{q_{cil}}}{(v/d) b \ln (a/b)} \right] \quad (II-27)$$

câmara esférica

$$\xi_{esf} = H \left[\frac{K^2_{esf} (a-b)^2 \sqrt{q_{esf}}}{(v/d) (b/a) (a-b)} \right] \quad (II-28)$$

Pode-se calcular os fatores pelos quais a intensidade de ionização tem que ser reduzida nas câmaras cilíndrica e esférica em relação à câmara plana para manter igual eficiência de coleta, para isto faz-se $(a-b) = d$ e obtem-se portanto a condição onde

$$\xi_{pl} = \xi_{cil} = \xi_{esf}$$

logo:

$$\xi_{pl} : \xi_{cil} : \xi_{esf} \rightarrow 1 : \frac{1}{4} \left(1 + \frac{a}{b}\right)^2 : \frac{1}{9} \left(1 + \frac{a}{b} + \frac{a^2}{b^2}\right)^2$$

As expressões teóricas derivadas acima para f são principalmente necessárias quando se projeta uma câmara de ionização e se quer saber valores adequados de v e d para determinada faixa de q .

Após a câmara construída é simples determinar a curva de saturação experimentalmente para qualquer intensidade de radiação dada.

Portanto os argumentos teóricos são de valor no sentido em que em um único conjunto de medidas tiradas em uma intensidade de ionização é tudo o que é necessário para construir a curva de saturação geral válida para qualquer intensidade.

A variável independente pode ser considerada simplesmente $\sqrt{q}/v$ pois d ou (a/b) dificilmente são variáveis em uma dada câmara.

2.4 - MEDIDA DE EXPOSIÇÃO

Exposição X , é o quociente de dQ/dm , onde o valor de dQ é o valor absoluto de carga total de íons de um só sinal produzidos no ar, quando todos os elétrons liberados por fótons numa massa de ar dm , são completamente freados no ar.

$$X = \frac{dQ}{dm} \quad (II-29)$$

$$[X] = C \cdot Kg^{-1}$$

A unidade especial de exposição Roentgen (R), pode ser usada até 1 de junho de 1985.

$$1R = 2,58 \times 10^{-4} C \text{ Kg}^{-1}$$

Para medida da exposição é preciso coletar todos os íons produzidos por elétrons secundários, ejetados pela radiação numa determinada massa de ar. Esses elétrons podem produzir alguma ionização fora da região na qual eles recebem energia. Portanto, para esta medida é necessário coletar todos esses íons produzidos no ar, ou então compensar a sua perda de alguma maneira, ou seja, precisa ser satisfeita a condição de equilíbrio eletrônico.

2.5 MEDIDA DE DOSE ABSORVIDA

Pode-se calcular a dose absorvida no ar por intermédio da medida de exposição⁽⁴⁰⁾ sendo $w = 33,7 \text{ ev/pi}$ a energia gasta na formação de um par de íons no ar e sabendo-se que o número de pares de íons produzidos nessa região, na mesma massa de ar, é da do por

$$\left[X \left(\frac{C}{\text{Kg}} \right) \right] \cdot \left[\frac{1}{1,6 \times 10^{-19}} \right]$$

pode-se calcular a energia total absorvida pelo ar por unidade de massa (dose absorvida). Logo:

$$D_{\text{ar}} = \left[X \left(\frac{C}{\text{Kg}} \right) \right] \left[\frac{1}{1,6 \times 10^{-19}} \left(\frac{\text{pi}}{C} \right) \right] \left[33,7 \left(\frac{\text{ev}}{\text{pi}} \right) \right] \left[1,6 \times 10^{-19} \left(\frac{J}{\text{ev}} \right) \right]$$

$$D_{\text{ar}} = \left[33,7 \left(\frac{J}{C} \right) \right] \left[X \left(\frac{C}{\text{Kg}} \right) \right]$$

Esta dose absorvida no ar, é numericamente igual ao produto $w \cdot x$, onde w é o valor da constante de ionização do ar e x é a medida da exposição na mesma região do espaço.

Particularmente:

$$x = 1R = 2,58 \times 10^{-4} \text{ (C/Kg)}$$

$$D_{\text{ar}} = 33,7 \text{ /J/C} \cdot 2,58 \times 10^{-4} \text{ (C/Kg)} = 86,9 \times 10^{-4} \text{ (J/Kg)}$$

mas

$$1\text{rad} = 10^{-2} \text{ (J/Kg)}$$

logo

$$1R = 0,869 \text{ rad no ar.}$$

CAPÍTULO III

CÂMARA DE IONIZAÇÃO CILÍNDRICA COM ELETRETO

3.1 - INTRODUÇÃO

A câmara de ionização cilíndrica com eletreto, funciona como uma câmara condensadora. O dielétrico (Teflon) é carregado e o campo elétrico externo ao eletreto atua como campo coletor. A parede interna da câmara é ligada eletricamente ao eletrodo central, e este serve como suporte ao dielétrico.

Uma vez que o eletreto é carregado, surgem cargas de sinal contrário devido à indução eletrostática na parede interna da câmara e no eletrodo central, gerando assim um campo elétrico radial entre o eletreto e a parede da câmara.

A figura (3.1) mostra em corte uma câmara de ionização cilíndrica com eletreto (dosímetro de eletreto cilíndrico, DEC).

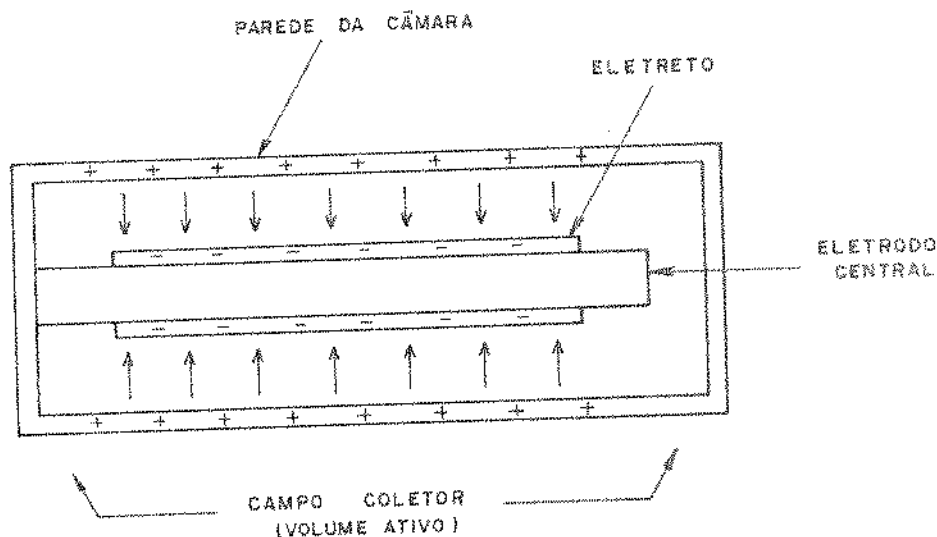


Figura (3.1) - Câmara de ionização cilíndrica com eletreto (dosímetro de eletreto cilíndrico, DEC).

Os íons que são produzidos por radiações no volume de ar, entre o dielétrico e a parede da câmara, são coletados na superfície do Teflon, compensando assim, o excesso de cargas.

No presente trabalho foi desenvolvido, juntamente com o sistema eletrônico digital, um eletrômetro sensível, o qual tem a

finalidade medir por um processo indutivo a carga na superfície do Teflon, medida esta que dá uma indicação da radiação à qual o dosímetro foi exposto.

3.2 - CONSTRUÇÃO DO DOSÍMETRO DE ELETRETO

O dosímetro de eletreto com volume ativo cilíndrico (DEC) foi desenvolvido inicialmente para o uso da monitoração pessoal na dioproteção e radioterapia, sendo que poderá vir a ser adaptado para a detecção de nêutrons de baixas energias.

A figura (3.2) mostra um DEC, constituído basicamente por um eletrodo central, que serve de suporte para o eletreto (Teflon) e de um cilindro externo que determina a parede da câmara. Esse eletrodo é removível do corpo do DEC, pois o contato físico entre o eletrodo central e a parede é feito por uma conexão rosqueada, possibilitando assim possíveis substituições, do tipo de eletreto ou do tipo de parede da câmara.

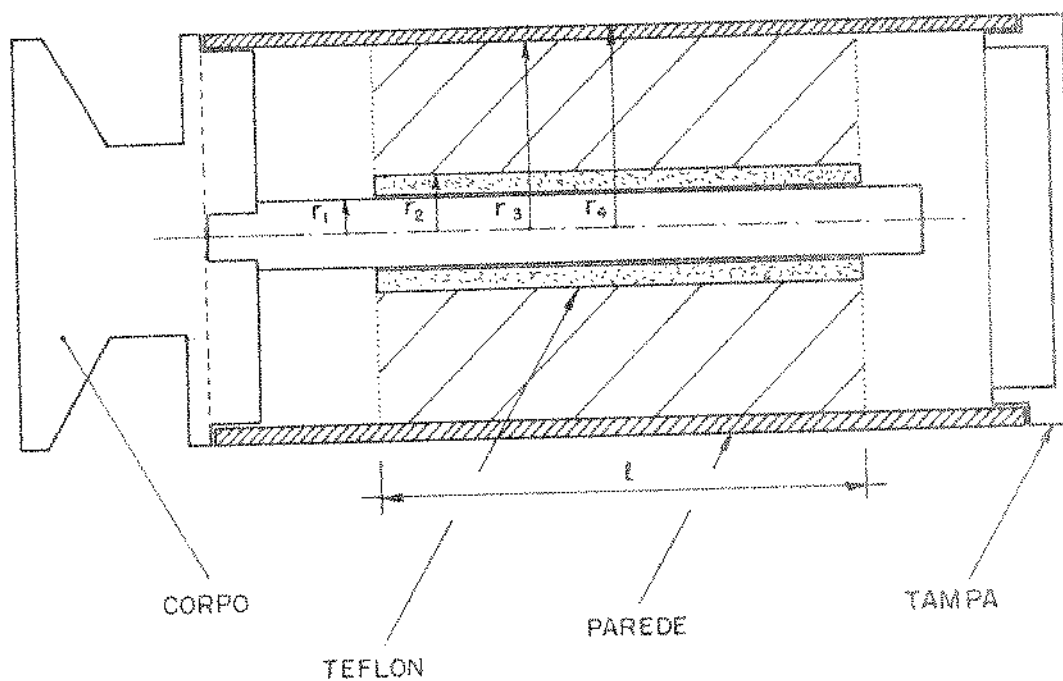


Figura (3.2) - Dosímetro de eletreto cilíndrico.

Pode-se calcular as dimensões da parede externa para vários tipos de usos e qualidade de radiação.

Esta parede pode ser substituída para os diversos usos, de forma a dar maior versatilidade ao dosímetro.

Quando se construir uma parede com material isolante, é necessário pintá-la internamente com tinta condutora para o devido contacto elétrico com o eletrodo central.

As dimensões normalmente usadas para um DEC são:

$$r_1 = 1,2 \text{ mm}$$

$$r_2 = 1,45 \text{ mm}$$

$$r_3 = 7,5 \text{ mm}$$

$$r_4 = 8,0 \text{ mm}$$

$$l = 30,0 \text{ mm}$$

A tampa que é colocada na extremidade da parede tem a finalidade de isolar o dielétrico (Teflon) da atmosfera ambiente.

3.3 MEDIDA DA CARGA

Para medida da carga total ou carga integrada, deve-se tirar a tampa protetora e introduzir o DEC em um cilindro guia, o qual é ligado ao terminal negativo do eletrômetro.

O eletrômetro tem ligado ao seu terminal positivo um cilindro coletor com raio r , sendo que $r_2 < r < r_3$ onde r_2 é o raio externo do dielétrico e r_3 é o raio interno da parede do DEC.

A figura (3.4) mostra o sistema de medida de carga total do DEC.

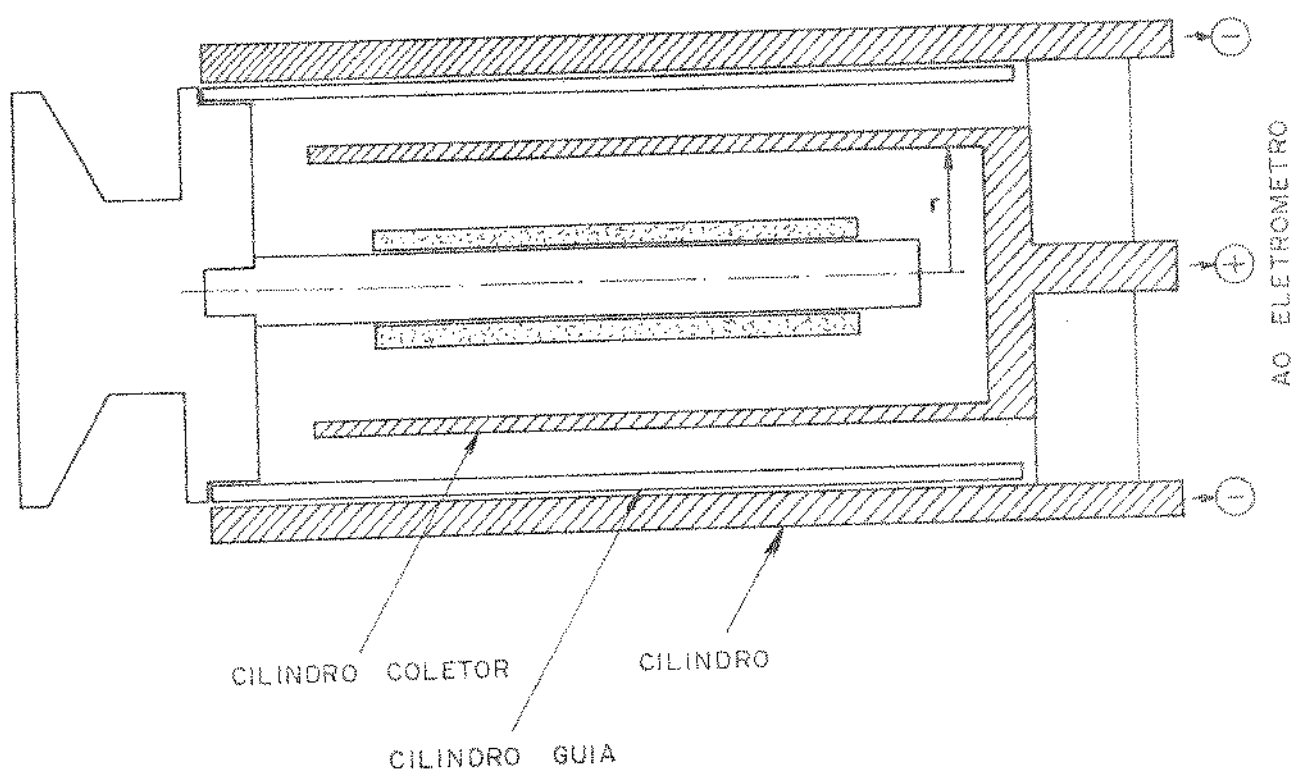


Figura (3.3) - Sistema de medida de carga total do DEC.

Com a introdução do DEC no cilindro indutor, são induzidas cargas elétricas no cilindro coletor, cargas estas, proporcionais à carga superficial equivalente do eletreto.

3.4 - CÁLCULO DO CAMPO ELÉTRICO COLETOR

Utilizando a lei de Gauss, válida para campos vetoriais de um modo geral e sendo perfeitamente aplicável, com grandes vantagens em cálculos de campos elétricos que apresentam boa simetria, como em casos de campos devido a esferas, cilindros, podemos calcular o campo elétrico coletor.

A figura (3.4) mostra uma seção reta de um DEC em corte perpendicular ao seu eixo.

Os símbolos usados têm os seguintes significados:

- r_1 = raio do eletrodo central (suporte do Teflon)
 r_2 = raio externo do eletreto
 r_3 = raio interno da parede do dosímetro
 r = raio de uma superfície gaussiana e imaginária
 Q_- = carga do eletreto
 Q_{1+} = carga induzida no eletrodo central
 Q_{2+} = carga induzida na parede interna do DEC
 K = constante dielétrica do eletreto.

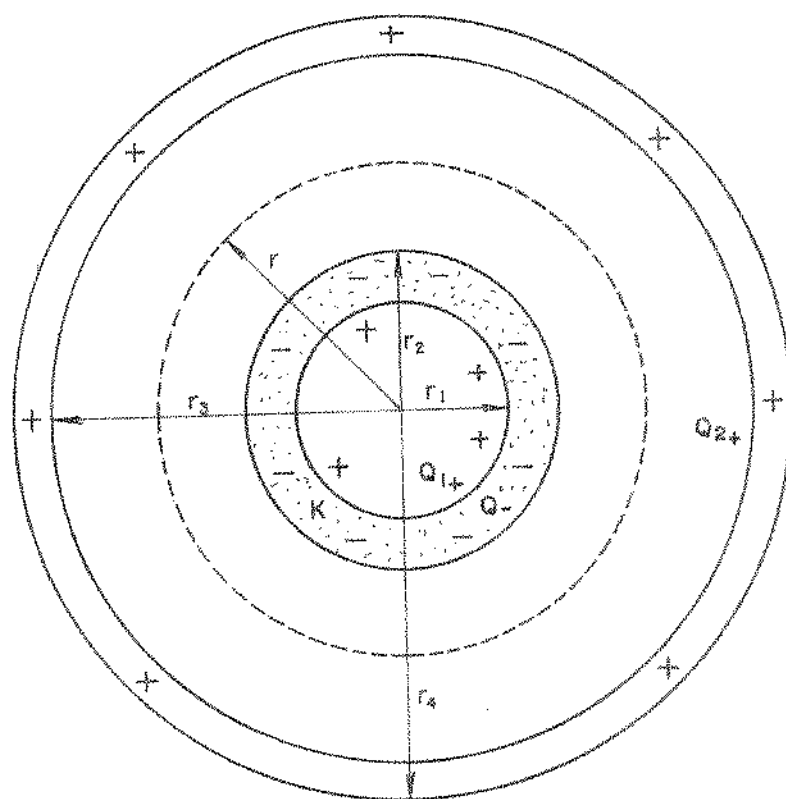


Figura (3.4) - Secção reta de um DEC em corte perpendicular.

Portanto em módulo, a carga do eletreto será igual a soma das cargas induzidas no eletrodo central e cargas induzidas na parede interna do dosímetro, isto é

$$|Q_-| = |(Q_{1+}) + (Q_{2+})| \quad (\text{III-1})$$

Pode-se portanto ter a carga líquida no cilindro central de raio r_2 , formado pelo dielétrico (Teflon) e o eletrodo central, isto é:

$$Q_{2+} = (Q_-) - (Q_{1+}) \quad (\text{III-2})$$

Usando o teorema da reciprocidade de Green⁽⁴²⁾ determinamos

$$Q_{1+} = - \frac{\ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right)}{\frac{1}{K} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + \ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right)} Q_- \quad (\text{III-3})$$

$$Q_{2+} = - \frac{1}{K} \frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{\frac{1}{K} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) + \ln\left(\frac{r_3}{r_2}\right)} Q_- \quad (\text{III-4})$$

Para cálculo do campo elétrico coletor usamos uma superfície gaussiana de raio $r_2 < r < r_3$. Logo o campo elétrico em um ponto, a uma distância r do eixo do cilindro poderá ser calculado pela lei de Gauss. A figura (3.5) mostra detalhes para este cálculo.

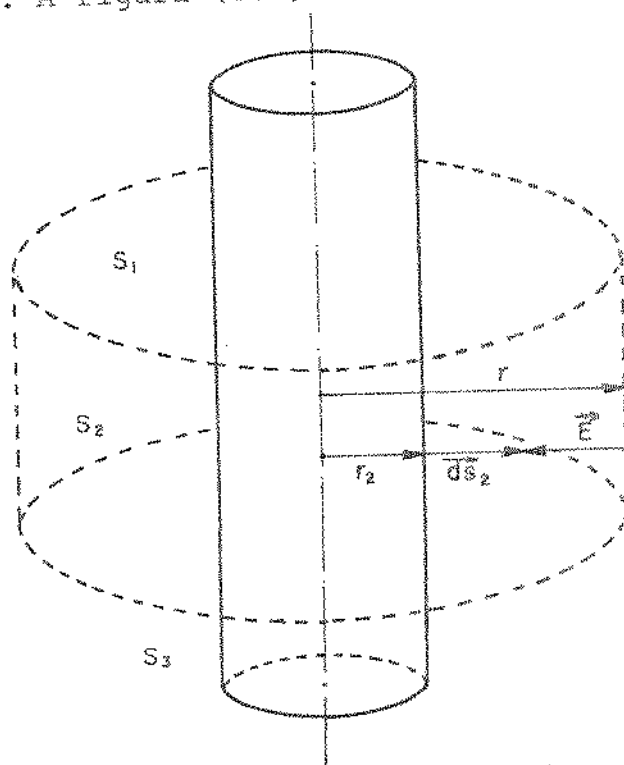


Figura (3.5) - Uso da Lei de Gauss para cálculo do campo elétrico coletor.

Da lei de Gauss

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{1}{\epsilon_0} \int_V \rho \, d\tau \quad (\text{III-5})$$

onde s é uma superfície cilíndrica, fechada de raio r ($r > r_2$) e altura l .

Portanto

$$\int_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \left[\int_{S_1} \vec{E} \cdot d\vec{s}_1 + \int_{S_2} \vec{E} \cdot d\vec{s}_2 + \int_{S_3} \vec{E} \cdot d\vec{s}_3 \right] \quad (\text{III-6})$$

Devido a simetria sabemos que o campo elétrico coletor $\vec{E}$ é radial, logo:

$$\int_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \left\{ \int_{S_1} |E| |ds_1| \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + \int_{S_2} |E| |ds_2| \cos(\pi) + \int_{S_3} |E| |ds_3| \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \right\} \quad (\text{III-7})$$

$$\therefore \int_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = -E \int_{S_2} ds_2 = -E \cdot 2\pi r(l) \quad (\text{III-8})$$

Para o segundo membro da lei de Gauss tem-se

$$\frac{1}{\epsilon_0} \int_V \rho \, d\tau = \frac{\rho}{\epsilon_0} \int_V d\tau = \frac{\rho}{\epsilon_0} \pi r_2^2 (l) \quad (\text{III-9})$$

logo, das expressões (III-8) e (III-9) tem-se

$$-E(r) 2\pi r (l) = \frac{\rho}{\epsilon_0} \pi r_2^2 (l)$$

$$E(r) = - \frac{\rho \pi r_2^2}{2\pi \epsilon_0 r} = - \frac{\rho r_2^2}{2 \epsilon_0 r} \quad (\text{III-10})$$

mas

$$\rho = \frac{Q_{\text{total}}}{\text{volume}} = \frac{(Q_-) - (Q_{+})}{\pi r_2^2 l} \quad (\text{III-11})$$

Das expressões (III-10) e (III-11) temos:

$$E(r) = - \frac{\frac{(Q_-) - (Q_{+})}{\pi r_2^2 l} r_2^2}{2 \epsilon_0 r}$$

$$E(r) = - \frac{[(Q_-) - (Q_{+})]}{2\pi \epsilon_0 r l} \quad (\text{III-12})$$

Substituindo a equação (III-2) na equação (III-12) teremos:

$$E(r) = - \frac{(Q_{+})}{2\pi \epsilon_0 r l} \quad (\text{III-13})$$

Substituindo agora, a equação (III-4) na equação (III-13) resulta:

$$E(r) = \frac{(Q_-)}{2\pi \epsilon_0 r l} \left[\frac{\frac{1}{K} \ln(r_2/r_1)}{\frac{1}{K} \ln(r_2/r_1) + \ln(r_3/r_2)} \right] \quad (\text{III-14})$$

Esta equação (III-14) fornece o valor do campo elétrico coletor em função da carga superficial do eletreto e das dimensões do dosímetro de eletreto, (DEC).

3.5 - CÁLCULO DA CARGA SUPERFICIAL

EQUIVALENTE DO ELETRETO

Pode-se simplificar o cálculo da carga superficial do eletreto usando-se o circuito equivalente plano paralelo do dosímetro cilíndrico.

A figura (3.7) mostra o circuito equivalente plano paralelo do DEC.

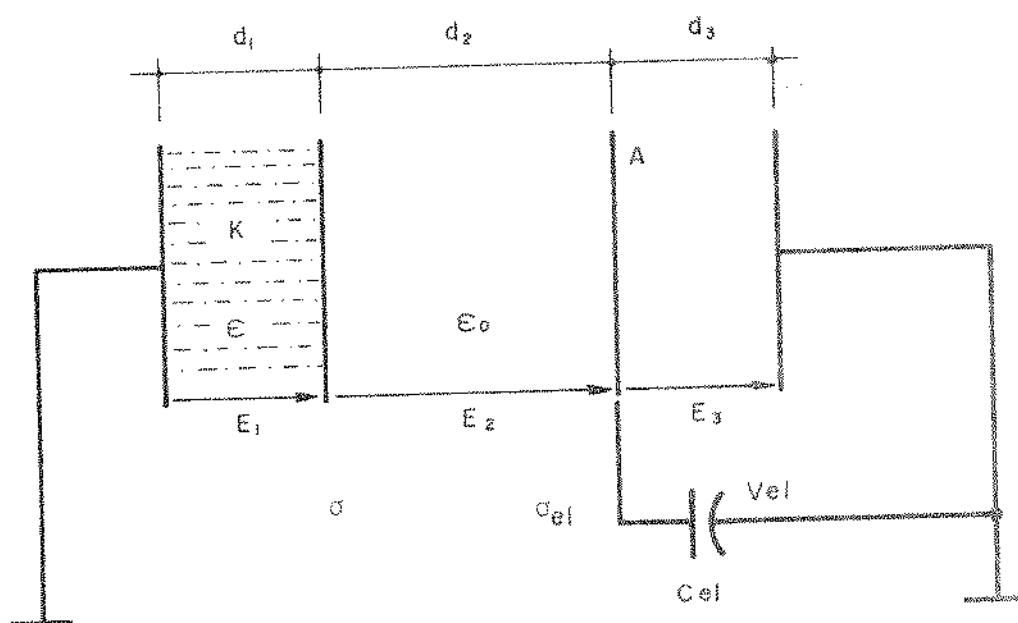


Figura (3.6) - Circuito equivalente plano, paralelo do DEC.

Na figura (3.6), os raios do dosímetro cilíndrico foram substituídos pelas distâncias d_1 , d_2 , e d_3 , σ é a densidade superficial de carga no Teflon e σ_{el} é a densidade superficial de carga induzida no sensor A, sensor este que está ligado a um eletrômetro de capacitância de entrada C_{el} . V_{el} é a tensão indicada no eletrômetro.

Aplicando a lei de Gauss para o deslocamento elétrico teremos:

$$\epsilon_0 E_2 - \epsilon E_1 = \sigma \quad (\text{III-15})$$

$$\epsilon_0 E_3 - \epsilon_0 E_2 = \sigma_{el} \quad (\text{III-16})$$

usando a segunda lei de Kirchhoff onde

$$\sum_{j=1}^n V_j = 0 \quad (\text{III-17})$$

teremos:

$$E_1 d_1 + E_2 d_2 + E_3 d_3 = 0 \quad (\text{III-18})$$

Considerando ainda as condições adicionais

$$\sigma_{el} = - \frac{C_{el} V_{el}}{A} \quad (\text{III-19})$$

$$E_3 = \frac{V_{el}}{d_3} \quad (\text{III-20})$$

Substituindo a equação (III-20) na equação (III-16)

tem-se

$$E_2 = \frac{V_{el}}{d_3} - \frac{\sigma_{el}}{\epsilon_0} \quad (\text{III-21})$$

Usando a equação (III-19) e substituindo na equação

(III-21) tem-se

$$E_2 = \frac{V_{el}}{d_3} + \frac{C_{el} \cdot V_{el}}{A \epsilon_0}$$

$$E_2 = \frac{V_{el} A \epsilon_0 + C_{el} V_{el} \cdot d_3}{A \epsilon_0 d_3}$$

$$E_2 = \frac{V_{el} \cdot A \epsilon_0 / d_3 + C_{el} V_{el}}{A \epsilon_0} \quad (\text{III-22})$$

mas

$$C_3 = \frac{A \epsilon_0}{d_3} \quad (\text{III-23})$$

Substituindo a equação (III-23) na equação (III-22)

tem-se

$$E_2 = \frac{V_{el} \cdot C_3 + C_{el} \cdot V_{el}}{A \epsilon_0}$$

$$E_2 = \frac{V_{el}}{A \epsilon_0} (C_3 + C_{el}) \quad (\text{III-24})$$

Levando este valor de E e o valor de E das equações (III-24) e (III-20) na equação (III-18) teremos

$$E_1 d_1 + \frac{V_{el}}{A \epsilon_0} (C_3 + C_{el}) d_2 + \frac{V_{el}}{d_3} d_3 = 0$$

∴

$$E_1 = - \frac{V_{el}}{d_1} - \frac{V_{el}}{A \epsilon_0 d_1} (C_3 + C_{el}) d_2$$

$$E_1 = - \frac{V_{el}}{d_1} - \frac{V_{el}}{\frac{A \epsilon_0}{d_2} d_1} (C_3 + C_{el}) \quad (\text{III-25})$$

mas

$$C_2 = \frac{A \epsilon_0}{d_2} \quad (\text{III-26})$$

se

Substituindo a equação (III-26) na equação (III-25) tem

$$E_1 = - \frac{V_{el}}{d_1} \left[1 + \frac{(C_3 + C_{el})}{C_2} \right] \quad (\text{III-27})$$

Substituindo as equações (III-24) e (III-25) na equação (III-15) tem-se

$$\sigma = \epsilon_0 \cdot \frac{V_{el}}{A\epsilon_0} (C_3 + C_{el}) + \epsilon \frac{V_{el}}{d_1} \left[1 + \frac{C_3 + C_{el}}{C_2} \right]$$

ou

$$A\sigma = V_{el} (C_3 + C_{el}) + V_{el} \cdot C_1 \left[1 + \frac{C_3 + C_{el}}{C_2} \right]$$

onde

$$C_1 = \frac{\epsilon A}{d_1} \quad (\text{III-28})$$

Porém

$$Q = \sigma A \quad (\text{III-29})$$

logo, substituindo a equação (III-24) na equação (III-28) resulta

$$Q = V_{el} \left[(C_3 + C_{el}) + C_1 \left(1 + \frac{C_3 + C_{el}}{C_2} \right) \right]$$

$$Q = V_{el} \left[(C_3 + C_{el}) + C_1 + \frac{C_1 C_3}{C_2} + \frac{C_1 C_{eq}}{C_2} \right]$$

$$Q = V_{el} \left[C_{el} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) + C_3 + C_1 + \frac{C_1 C_3}{C_2} \right]$$

$$Q = V_{el} \left[C_{el} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) + C_3 \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) + C_1 \right] \quad (\text{III-30})$$

$$V_{el} = \frac{q_{el}}{C_{el}} \quad (\text{III-31})$$

Substituindo (III-31) em (III-30) resulta

$$Q = \frac{q_{el}}{C_{el}} \left[\left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) (C_{el} + C_3) + C_1 \right] \quad (\text{III-32})$$

As equações (III-30) e (III-32) possibilitam o cálculo da carga superficial equivalente Q do eletreto, a partir das medidas de V_{el} e q_{el} obtidas do eletrômetro.

As equações foram obtidas em função das capacidades internas, sendo portanto válidas também para DEC onde

$$C_1 = \frac{2\pi \epsilon_0 K l}{\ln(r_2/r_1)}$$

$$C_2 = \frac{2\pi \epsilon_0 l}{\ln(r/r_2)}$$

C_{el} = capacitância do eletrômetro

$$C_3 = \frac{2\pi \epsilon_0 l}{\ln(r_3/r)}$$

sendo que r_1 , r_2 , r_3 , σ e l são dimensões já definidas para o DEC.

3.6 - MÉTODO PARA CARREGAMENTO DO TEFLON

Usa-se descarga corona no ar para carregar um DEC. Utiliza-se de uma fonte de alta tensão (AT) com saída entre 12 Kv e 15 Kv e um fio metálico fino que tem a finalidade de funcionar como a ponta corona. A figura (3.7) mostra um esquema do sistema de carregamento. Este método foi o escolhido pela sua facilidade e a simplicidade do equipamento envolvido.

Foi acoplado ao sistema corona simples uma grade ligada a uma fonte de tensão variável (Triodo corona⁽⁴³⁾), que controla o potencial de superfície do eletreto. Esta grade é feita de tela de latão, com fios de diâmetro igual a 0,2mm e espaço igual a 1,5mm.

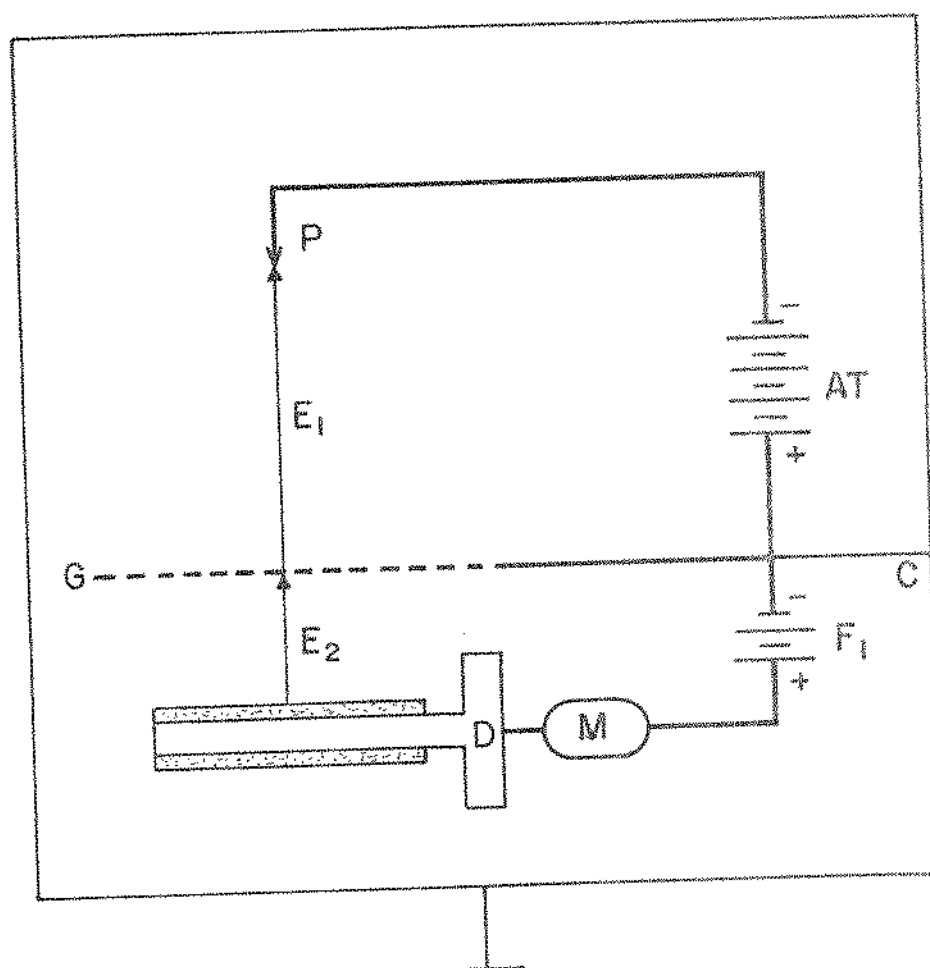


Figura (3.7) - Esquema do sistema de carregamento para um DEC,

O DEC pode ser carregado com carga positiva ou negativa, porém normalmente escolhe-se o carregamento com carga negativa por apresentar um menor decaimento inicial e uma maior estabilidade de ⁽¹⁴⁾ (43).

No esquema da figura (3.8) D é o DEC, o qual é acoplado a um motor (M) de baixa rotação (1rpm), G é a grade de latão e está ligada a terra, e F_1 é uma fonte de tensão variável que estabelece uma diferença de potencial entre a grade e o DEC. Todo o sistema é acoplado a uma caixa metálica (C) que é aterrada e usada para proteção.

Os campos elétricos $\vec{E}_1$ e $\vec{E}_2$ são gerados pelas fontes de AT e F_1 . Através desses campos os íons negativos originados em P, são depositados no DEC. A medida que aumentam as cargas superficiais no DEC, o campo elétrico $\vec{E}_2$ diminui e no caso extremo, quando $\vec{E}_2$ for igual a zero, o potencial na superfície do Teflon será o mesmo que o potencial da grade.

3.7 - TRATAMENTO TÉRMICO

A finalidade básica do tratamento térmico é a de aumentar a estabilidade do DEC, eliminando as cargas de armadilhas rasas depositadas sobre o eletreto no processo de carregamento.

Existem vários tipos de tratamento térmico e vários estudos feitos sobre os tipos de tratamento térmico e a estabilidade resultante (52).

CAPÍTULO IV

CIRCUITOS ELETRÔNICOS E ANÁLISE ESPECÍFICA DOS SUBSISTEMAS

4.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, serão vistas as principais características dos circuitos integrados utilizados, bem como serão analisados os circuitos eletrônicos que formam os subsistemas que compõem o sistema desenvolvido.

Uma vez que este sistema, para operação, deve ser acoplado a um microcomputador, o qual deverá ter como unidade central de processamento um microprocessador Z-80, torna-se importante conhecer as principais características do referido microprocessador, para que posteriormente venham a ser entendidos os circuitos integrados da família Z-80 utilizados no sistema desenvolvido.

4.2 - O MICROPROCESSADOR Z-80 E OS CIRCUITOS INTEGRADOS DA FAMÍLIA Z-80 USADOS NO SISTEMA

4.2.1 - O MICROPROCESSADOR Z-80 CPU

O microprocessador Z-80 é um circuito MOS-LSI encapsulado em uma pastilha de 40 pinos "DUAL IN LINE" e é um dos mais atuais microprocessadores de 8 bits.

Devido a ser superior em "software" e "hardware", assume posição de destaque entre os demais microprocessadores de 8 bits.

É fornecido pelos fabricantes em versão com frequências de clock de 2,5 MHz e 4,0 MHz.

O diagrama, em blocos, da sua arquitetura interna é visto na figura (4.1) a qual apresenta os principais elementos da unidade central de processamento⁽⁴⁴⁾.

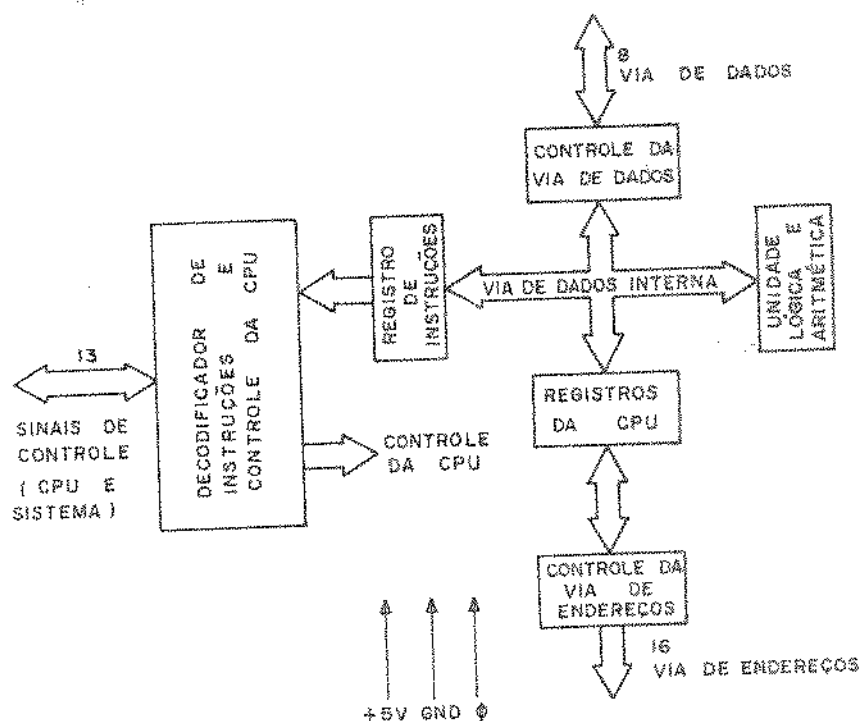


Figura (4.1) - Principais elementos da CPU em diagrama de blocos,

Sob forma de 18 registros de 8, 4, e 16 bits, a unidade central de processamento contém 208 bits de memória estática do tipo ler/escrever^(*), que são acessíveis pelo programador.

Os registros incluem dois conjuntos de 6 registradores que podem ser usados individualmente ou aos pares, possibilitando assim, registros de 8 ou 16 bits respectivamente.

Estes dois conjuntos de registradores recebem os nomes (BC)-(DE)-(HL) e (BC)' - (DE)' - (HL)'.

(*) Memórias ler/escrever - RAM - Memória de Acesso Aleatório (Random-Acess-Memory). Cada ponto da memória pode ser interrogado (ou seja, endereçado) individualmente e alterado quantas vezes se queira. É empregada mais freqüentemente como memória de dados.

Pode-se a qualquer instante selecionar um ou outro conjunto de registradores, porém não pode ser selecionado um par específico isolado, isto é (BC) com (BC)', (DE) com (DE)', (HL) com (HL)'.
 Há ainda dois conjuntos de "flags" e acumuladores.

Cada um destes conjuntos, dos "flags" e acumuladores, são de 16 bits, mas podem ser usados individualmente na forma de 8 bits.

Nos acumuladores (A) e (A)' são guardados resultados de operações de 8 bits, operações estas que podem ser lógica ou aritmética.

Os "flags" (F) e (F)' indicam o resultado de uma condição específica de uma operação de 8 ou 16 bits.

O contador de programa (PC) guarda os 16 bits de endereço da instrução a ser executada e é automaticamente incrementado após seu conteúdo ter sido transferido para as linhas de endereço. Quando ocorre uma instrução de "Jump", o novo valor do contador de programa será automaticamente reajustado.

O apontador da pilha (SP) guarda os 16 bits de endereço corrente do topo da pilha de dados, localizada em algum lugar da memória de acesso aleatório externa.

A memória externa do apontador da pilha é organizada de tal maneira que o último endereço que entra é o primeiro que sai.

Os registradores (Ix) e (Iy) são usados para endereçamento indexado, ambos armazenam um valor de 16 bits que é usado como endereço base. Um byte adicional, incluso numa instrução indexativa é usado para especificar o deslocamento do endereço em relação à base final.

Este deslocamento é especificado como um número binário com sinal.

O registro (I), registro de endereço de página de interrupção, é usado com o propósito de que uma interrupção de "Call",

para qualquer lugar da memória, possa ser usada como resposta para uma interrupção do programa.

O registro restaurador de memória é usado com a finalidade de contar os ciclos de "refresh" para memórias de acesso aleatório do tipo dinâmica.

Deste registro, apenas 7 bits são usados, o "refresh" é totalmente transparente ao programador e não diminui o tempo de processamento.

A figura (4.2) mostra a arquitetura interna do conjunto de registradores da unidade central de processamento.

ACUMULADOR A	FLAGS F	ACUMULADOR A'	FLAGS F'
B	C	B'	C'
D	E	D'	E'
H	L	H'	L'

REGISTROS
DE
PROPÓSITO
GERAL

REGISTRADOR DE INTERRUPÇÃO	REGISTRADOR DE RESTAURAÇÃO
REGISTRADOR DE ÍNDICE IX	
REGISTRADOR DE ÍNDICE IY	
APONTADOR DE PILHAS	
CONTADOR DE INSTRUÇÕES	

REGISTROS
DE
PROPOSITO
ESPECIAL

Figura (4.2) - Arquitetura interna do conjunto de registradores Z80-CPU.

A unidade lógica e aritmética é responsável pela execução de funções lógicas e aritméticas, isto é, lógica E, lógica Ou, lógica Ou-Exclusivo, comparação, deslocamento para a direita ou para a esquerda, incrementação, decrementação, ligação de bits, deslocamento de bits, teste de bits, soma e subtração.

Quanto à seção de controle, esta gera e alimenta todos os sinais necessários para leitura ou escrita, fornecidos para os registros, controla a unidade lógica e aritmética e fornece comando para a lógica externa, incluindo as memórias.

As instruções são retiradas das memórias, colocadas no registrador de instruções, decodificadas e executadas.

A figura (4.3) mostra a pinagem correspondente à unidade central de processamento.

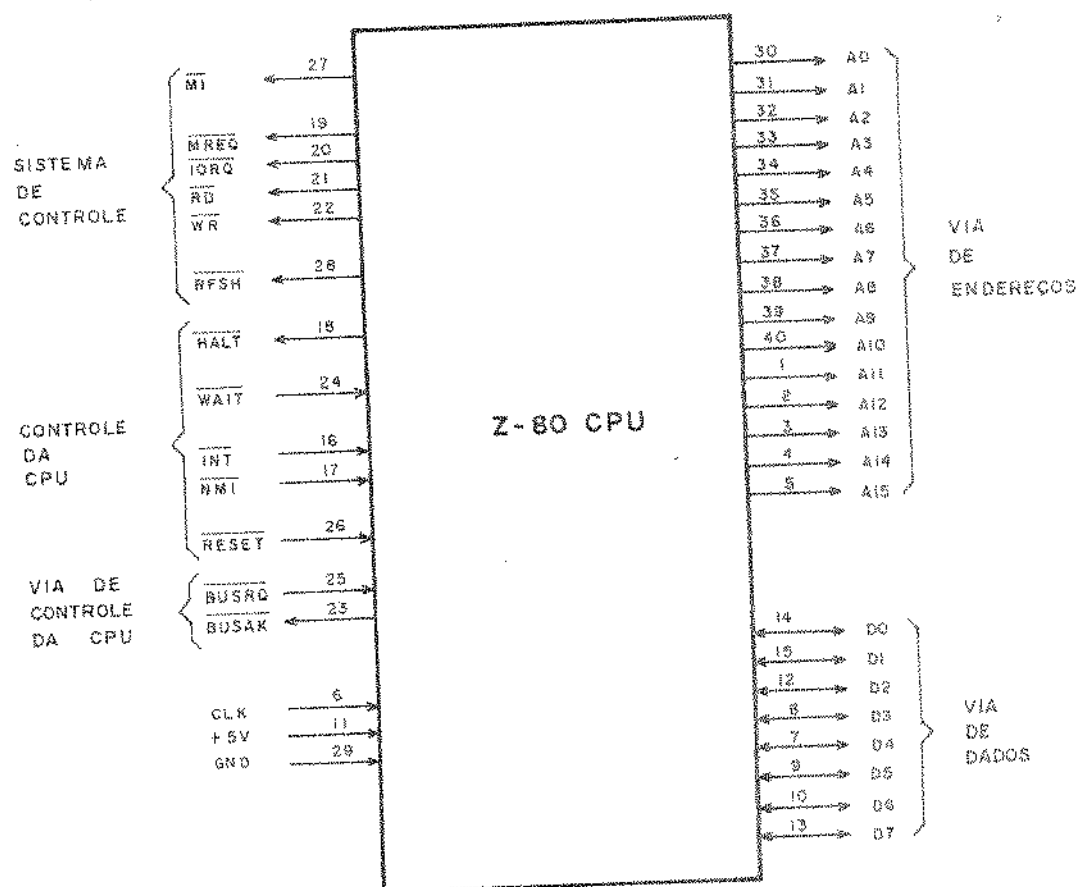


Figura (4.3) - Pinagem do Z80-CPU.

D_0 a D_7 (data bus) constituem a via de dados, são linhas bidirecionais capazes de transportarem dados, instruções e sinais de entrada e saída de memórias e periféricos.

A_0 a A_{15} (address bus) constituem as 16 linhas de endereços capazes de fornecer endereços para as memórias e periféricos.

Os dispositivos periféricos são endereçados com os 8 bits menos significativos, (A_0 a A_7), possibilitando selecionar 256 dispositivos de entrada e saída.

$\overline{M_1}$ (machine cycle one) é usada para indicar que o corrente ciclo de máquina é o código de um ciclo de busca de instruções localizadas na memória. É uma saída e será ativa quando estiver em nível lógico baixo.

$\overline{MREQ}$ (memory request) avisa que entre as linhas de endereço, existe um deles válido e disponível para posterior leitura e escrita das memórias. É uma saída "tristate" e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{IORQ}$ (input/output/request) indica que entre os 8 bits de endereço menos significativos (A_0 a A_7) existe um deles apto para uma operação de entrada e saída para periféricos. Quando ocorre o sinal $\overline{IORQ}$, $\overline{M_1}$ é gerado automaticamente, indicando uma resposta de interrupção. É uma saída "tristate" e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{RD}$ (memory read) indica que a unidade central de processamento está apta a ler dados da memória e periféricos. É uma saída "tristate" e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{WR}$ (memory write) indica que a unidade central de processamento está apta a gravar dados numa memória e periféricos. É uma saída "tristate" e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{RFSH}$ (refresh) indica que os 7 bits de endereço menos significativos contêm um endereço de "refresh". Juntamente a este sinal deve ser associado o sinal $\overline{MREQ}$.

$\overline{\text{HALT}}$ (halt state) indica que a unidade central de processamento executou uma instrução de "Halt". É uma saída e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{\text{WAIT}}$ indica para a unidade central de processamento que a memória ou os dispositivos de entrada ou saída estão desabilitados para transferir dados. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{\text{INT}}$ (interrupt request) é gerada por dispositivos externos e é aceita no término da instrução que está sendo executada e ocorre se o flip-flop de interrupção estiver habilitado e se a linha de entrada $\overline{\text{BUSREQ}}$ estiver em nível lógico alto.

Quando a unidade central de processamento aceita a interrupção, é gerado um sinal de reconhecimento que é enviado para fora do microprocessador por ocasião do início do próximo ciclo de instrução ($\overline{\text{IORQ}}$ durante $\overline{\text{M}_1}$). A linha de $\overline{\text{INT}}$ é uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{\text{NMI}}$ (non maskable interrupt) tem total prioridade sobre a linha $\overline{\text{INT}}$ e é sempre reconhecida ao fim da instrução que está sendo executada. A linha $\overline{\text{NMI}}$ é uma entrada, e é ativa em nível lógico baixo. Ao ser ativado $\overline{\text{NMI}}$, automaticamente a unidade central de processamento é colocada na posição (0066) Hex da memória componente do "hardware" do sistema.

$\overline{\text{RESET}}$ leva o contador de programa (PC) para (0000) Hex e coloca a unidade central de processamento nas seguintes condições:

- a) Desabilita o Flip-Flop que habilita a interrupção
- b) Reseta o registro (R)
- c) Seta para o modo de interrupção em nível lógico baixo.

Durante o tempo de resetamento as vias de dados e endereço vão para o estado de alta impedância e todas as saídas de controle ficam inativas. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

BUSRQ (bus request) solicita à unidade central de processamento suas linhas de endereço.

As linhas de dados acompanhadas das de endereço vão para alta impedância e desta forma outros dispositivos externos podem controlar as linhas. É uma entrada e é ativa quando estiver em nível lógico baixo. Esta linha atua sobre o microprocessador tão logo acabe o último ciclo de máquina.

BUSAK (bus acknowledge) indica a requisição de um dispositivo externo, a via de endereços. É uma saída e é ativa em nível lógico baixo.

4.2.2 - A PORTA DE ENTRADA E SAÍDA PARALELA DE DADOS Z80-PIO

A interface paralela Z80 para entrada e saída de dados é um circuito programável e apresenta duas portas, para entrada e saída de dados, as quais são providas com circuitos que possibilitam o acoplamento direto com circuitos integrados da família TTL.

Esta interface apresenta o principal propósito de interfacear a unidade central de processamento com dispositivos periféricos.

A Z80-PIO é fabricada com tecnologia MOS canal N, carga em depleção e encapsulada em uma pastilha de 40 pinos.

As duas portas de entrada e saída de dados são de 8 bits e bidirecionais.

O circuito pode ser programado para operar nas seguintes formas

- Entrada de Byte
- Saída de Byte
- Entrada e saída de Byte sob forma bidirecional (disponível somente para a porta A)

- Programação de bits individuais.

A porta B do circuito é provida com estágio "driving" sob forma de acoplamento Darlington.

Na figura (4.4) é visto o diagrama de blocos de arquitetura interna da porta de entrada e saída paralela de dados.

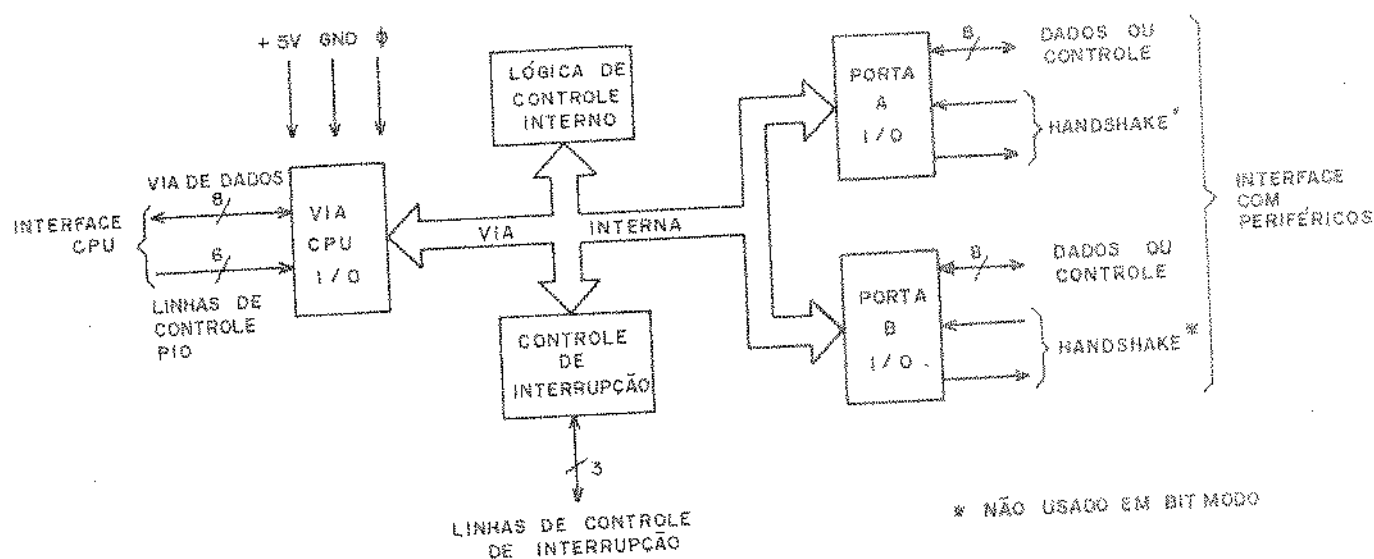


Figura (4.4) - Diagrama de blocos da Z80-PIO.

A estrutura interna consiste de uma via de dados e de controle, a qual faz conexão com a via de dados e controle da unidade central de processamento. Há unidades de controle para definir o modo de operação das portas de entrada e saída A e B, e para definir lógica de interrupção.

A lógica deste circuito é composta de seis registros e controle lógico de "Handshake" (*).

A figura (4.5) mostra o conjunto de registros.

(*) Handshake - processo utilizado em sistemas computacionais, onde sinais predeterminados são trocados entre o sistema transmissor e o sistema receptor para estabelecer sincronização e completar a transferência de dados.

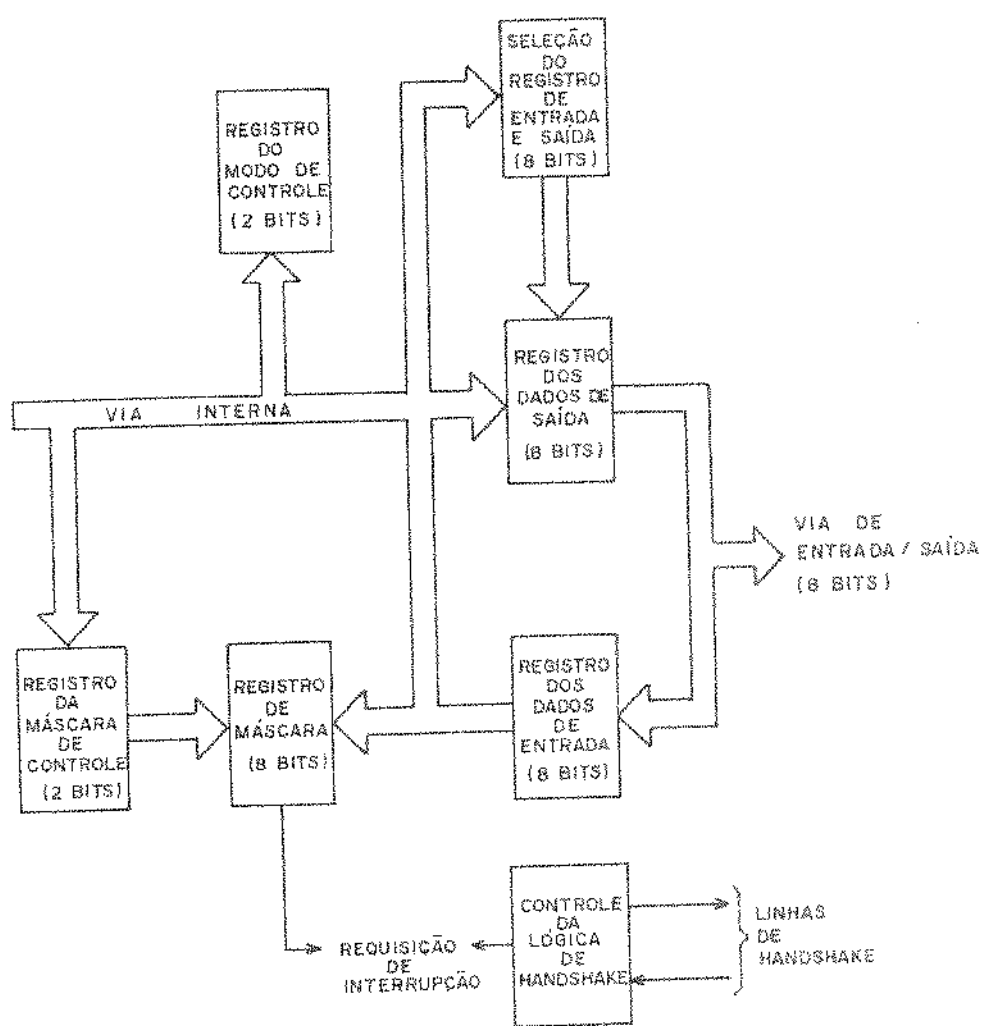


Figura (4,5) - Diagrama de blocos dos registros da Z80-PIO.

Os registros incluem um registro de entrada de 8 bits , um registro de dois bits de modo de controle, um registro de máscara de 8 bits, um registro para seleção de entrada ou saída de 8 bits e um registro de máscara de controle de dois bits.

Os registros de máscara, seleção de entrada e saída e o de máscara de controle são usados somente quando a porta operar na forma de programação de bits individuais.

O registro de dados de entrada é de 8 bits e aceita dados do periférico para transferir para a unidade central de processamento.

O registro de dados de saída é de 8 bits e aceita dados da unidade central de processamento. Estes dados são posteriormente transferidos para um periférico.

O registro de modo de controle é de dois bits e é carregado pela unidade central de processamento para selecionar o modo de operação, isto é, entrada de "Byte", saída de "Byte", forma bidirecional ou programação de bits individuais.

O registro de máscara é de 8 bits e é carregado pela unidade central de processamento para determinar qual dispositivo periférico, conectado aos pinos da interface, será monitorizado para uma específica condição de estado.

O registro de seleção de entrada e saída é de 8 bits e é carregado pela unidade central de processamento para permitir aos bits de uma porta de entrada ou saída, serem saída ou entrada sob programação de bits individuais.

O registro da máscara de controle é de dois bits e é carregado pela unidade central de processamento para especificar o estado ativo, alto ou baixo, de periféricos ligados à interface.

A figura (4.6) mostra a pinagem correspondente à porta de entrada e saída paralela de dados Z80-PIO.

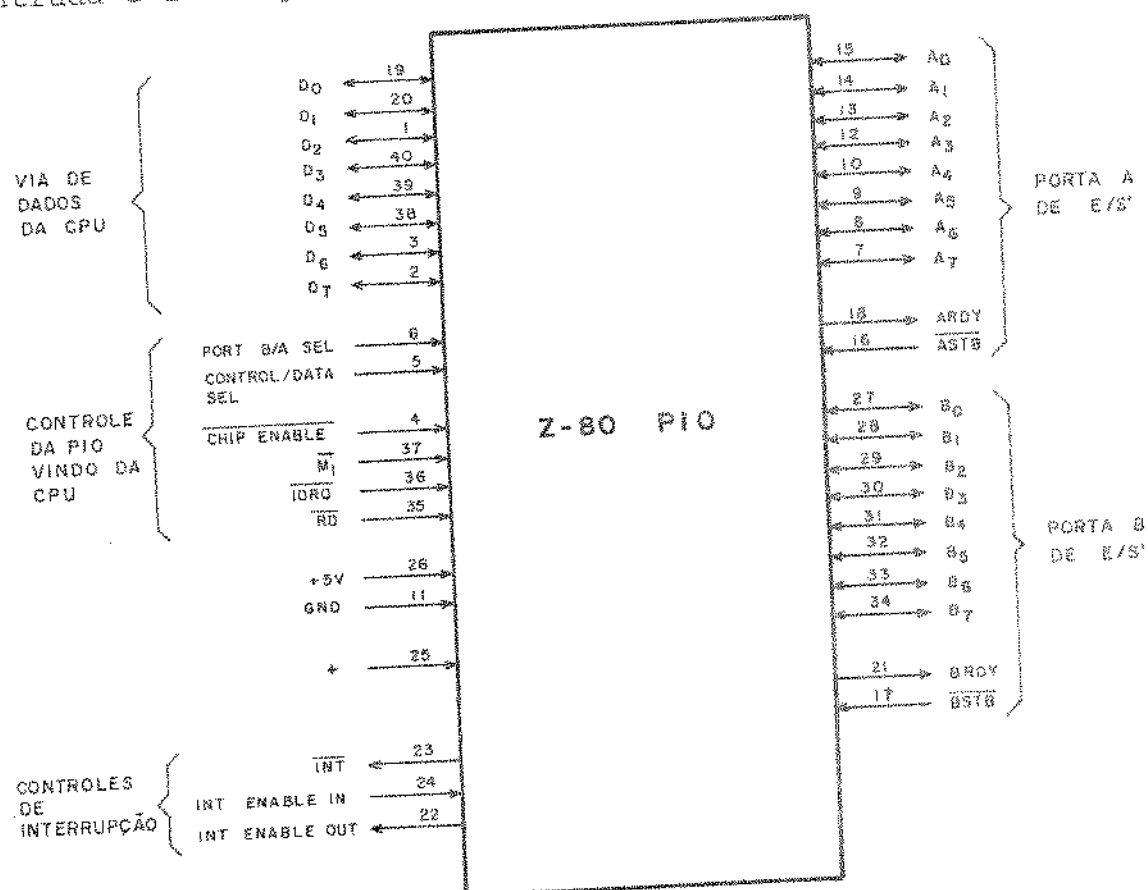


Figura (4.6) - Pinagem da Z80-PIO.

Pode-se dividir a pinagem da porta de entrada e saída paralela de dados em cinco grupos

- 1 - via de dados da unidade central de processamento
- 2 - linha de dados das portas A e B
- 3 - linhas de controle da unidade central de processamento
- 4 - linhas de controle para interrupção
- 5 - alimentação e clock.

$D_7 - D_0$ é a via de dados da unidade central de processamento, é bidirecional e "tristate".

$B_0 - B_7$ são as linhas bidirecionais da porta B, são "tristate".

$\overline{ASTB}$ e $\overline{BSTB}$ são linhas para pulso de "strobe", vindas de dispositivos periféricos; são entradas para as portas A e B respectivamente; são ativas em nível lógico baixo.

$\overline{ARDY}$ e $\overline{BRDY}$ são saídas e indicam a leitura dos registros A e B respectivamente. São ativas em nível lógico alto.

B/A sel - seleção de porta B ou A, é uma entrada e é ativa quando em nível lógico alto.

C/D sel - seleção de controle ou dados, é uma entrada e é ativa quando em nível lógico alto.

$\overline{CE}$ - chip enable, habilita a porta de entrada e saída de dados, é uma entrada e é ativa quando em nível lógico baixo.

$\overline{M_1}$ - indica o primeiro ciclo de máquina, é um sinal enviado da unidade central de processamento. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{IORQ}$ - é uma linha que indica entrada ou saída de dados, requisitados pela unidade central de processamento. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{RD}$ - é uma linha para leitura do ciclo de estado da unidade central de processamento. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

IEI - linha para habilitar uma interrupção de entrada. É uma entrada e é ativa em nível lógico alto.

IEO - linha para habilitar uma interrupção de saída. É uma saída e é ativa em nível lógico alto. IEI e IEO formam uma conexão especial para controlar a prioridade de uma interrupção.

$\overline{\text{INT}}$ - é uma linha para requisitar interrupção. É uma saída e é ativa em nível lógico baixo.

ϕ - é uma linha de entrada para o "clock", para operação do circuito.

Quanto à alimentação, esta é feita por uma fonte simples de + 5 Volt.

4.2.3 - O CIRCUITO CONTADOR DE TEMPO

PROGRAMÁVEL Z80-CTC

O contador de tempo programável Z80-CTC é um circuito MOS-LSI encapsulado em uma pastilha de 28 pinos "DUAL IN LINE". Possui quatro canais que fornecem contagem e funções temporais para a unidade central de processamento.

Os canais são independentes sob forma de contadores de 8 bits ou 16 bits para funções temporizadas.

Apresenta características bem definidas quanto à interrupção programada sobre o estado do contador ou temporizador.

Possui um registro de constante de tempo que automaticamente recarrega o contador decrescente e o ciclo em andamento é repetido.

Pode-se selecionar o trigger para iniciar a operação fazendo-o positivo ou negativo.

Possui ligações especiais para decisões sobre prioridade de interrupções, sem lógica externa.

Apresenta todas as entradas e saídas compatíveis com cir

cuitos da família TTL.

A figura (4.7) mostra em diagrama de blocos a arquitetura interna do contador de tempo programável Z80-CTC.

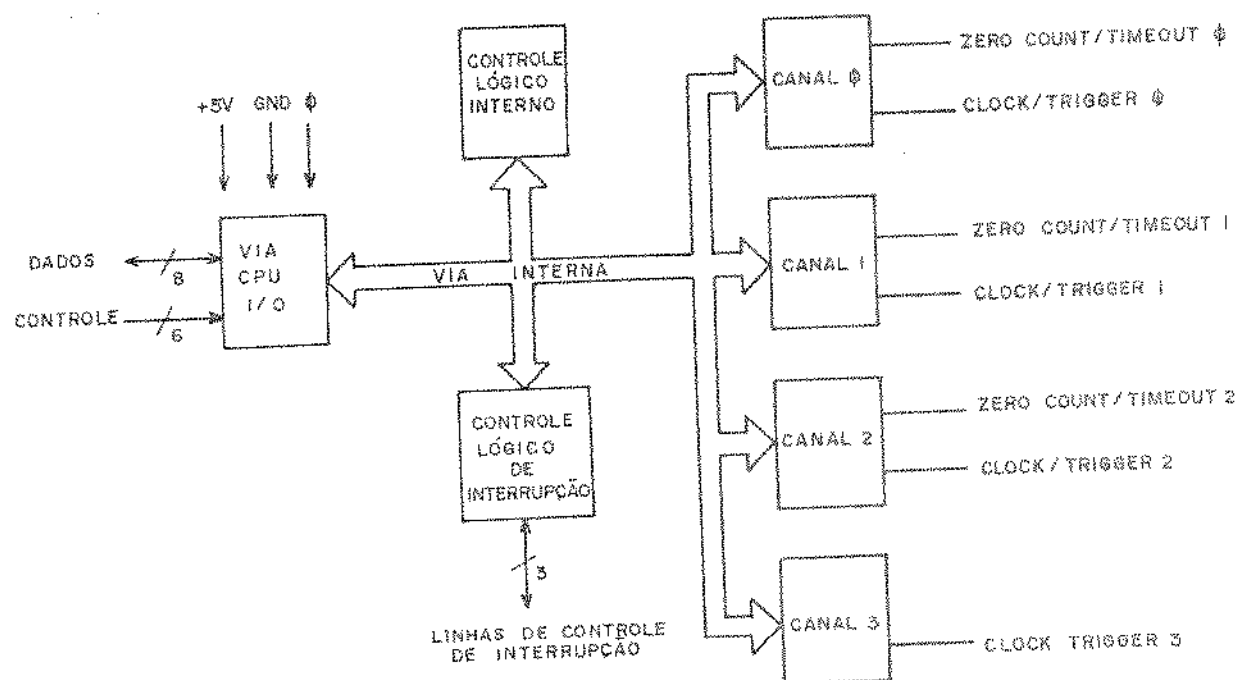


Figura (4.7) - Diagrama de blocos do Z80-CTC.

A estrutura interna consiste de uma via de dados e sinais de controle, a qual faz conexão com a via de dados e controle da unidade central de processamento.

Possui circuitos responsáveis pelo controle lógico interno e controle lógico de interrupção.

Completando a arquitetura interna, possui quatro blocos de circuitos onde estão presentes contadores, representados sob a forma de quatro canais.

Cada canal possui um vetor interrupção para interrupção automática.

A prioridade de interrupção é determinada pelo número do canal, sendo que o canal de número zero tem a maior prioridade.

Os canais são compostos individualmente por dois registradores, dois contadores e lógica de controle. A figura (4.8) mostra a arquitetura interna, em diagrama de blocos, de um canal.

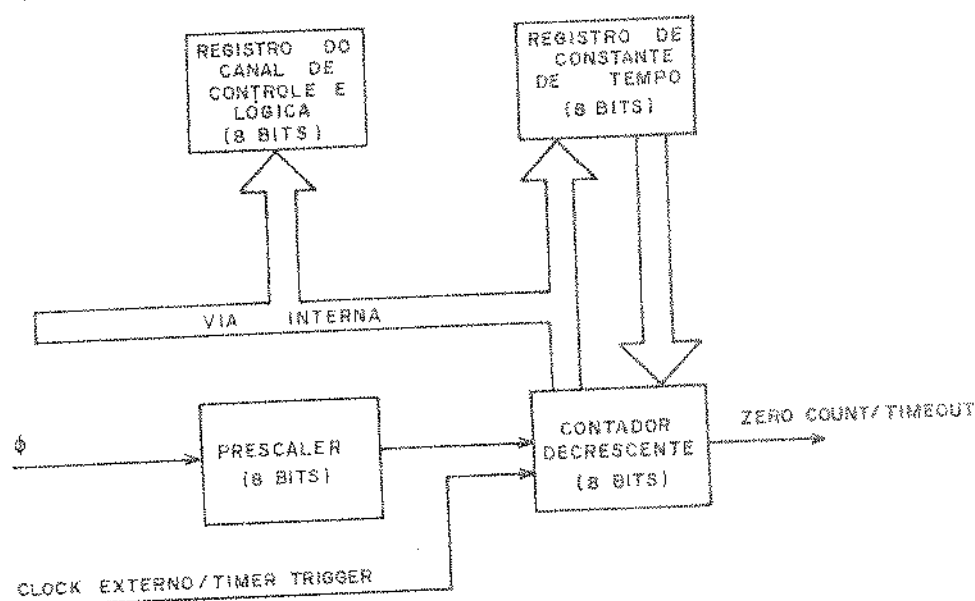


Figura (4.8) - Diagrama de blocos de um canal.

Estes canais são formados basicamente por um contador de crescente, um "Prescaler" e dois registros de 8 bits, os quais são usados para constante de tempo e canal de controle e lógica.

O registro que armazena a constante de tempo é carregado pela unidade central de processamento para inicializar e recarregar o contador decrescente, o qual leva a constante até zero.

O registro do canal de controle é carregado pela unidade central de processamento para selecionar o modo e as condições de

operação do canal.

O contador decrescente é de 8 bits e é carregado com a constante de tempo sob controle de programa e automaticamente faz a contagem até zero. O número de contagem é lido pela unidade central de processamento.

O contador pode ser decrementado de duas maneiras, isto é, no modo temporizador pelo "prescaler" e no modo contador pelo "CLK/TRIG".

O "prescaler" é um contador de 8 bits e pode ser programado para dividir o clock por 16 ou 256, para decrementar o contador e é usado somente no modo temporizador.

A figura (4.9) mostra a pinagem correspondente ao circuito contador de tempo programável Z80-CTC.

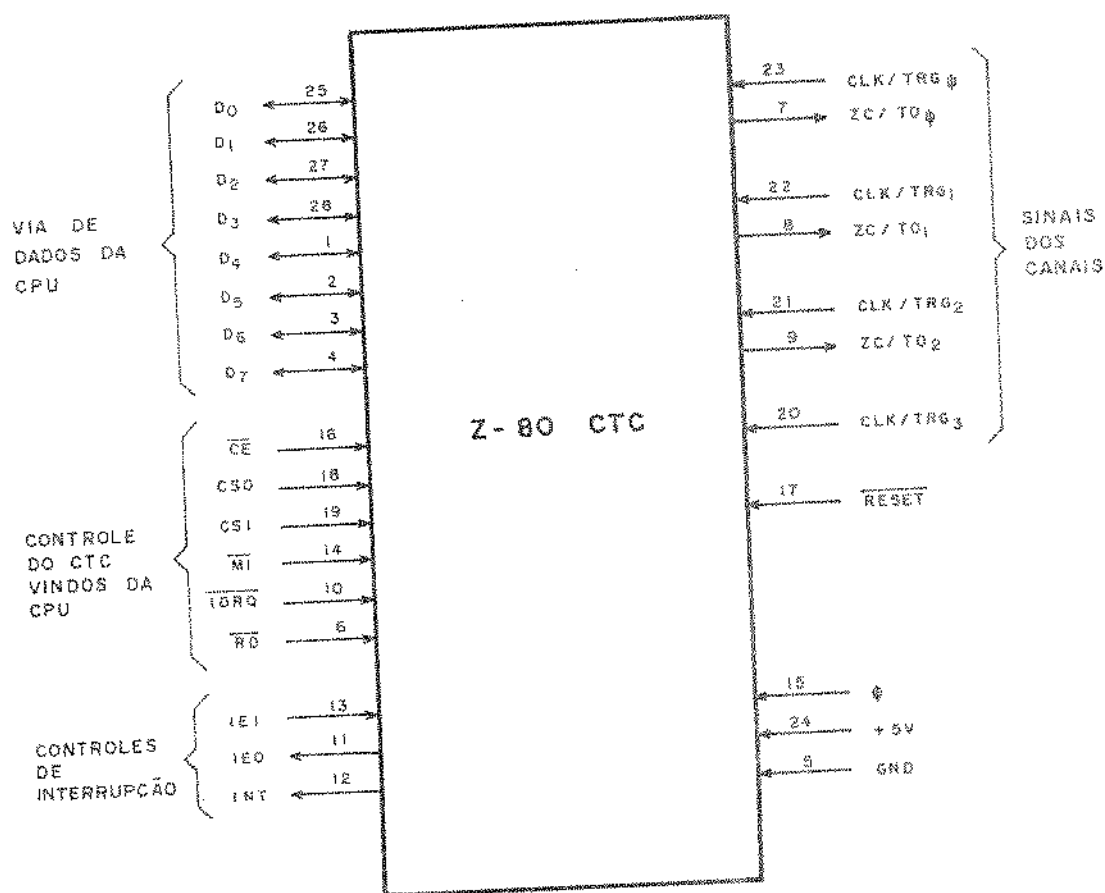


Figura (4.9) - Pinagem do Z80-CTC.

Pode-se dividir a pinagem em cinco grupos

- 1 - via de dados da unidade central de processamento
- 2 - linhas de controle para o circuito contador de tempo programável
- 3 - linhas de controle para interrupção
- 4 - linhas de sinais para os canais
- 5 - alimentação clock e $\overline{\text{RESET}}$.

$D_0 - D_7$ é a via de dados da unidade central de processamento, é bidirecional e "tristate".

$\overline{\text{CE}}$ - chip enable, habilita o circuito contador de tempo programável, é uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\text{CS}_0 - \text{CS}_1$ - são entradas que formam o canal de seleção, isto é, formam um endereço de dois bits de um dos quatro canais a ser acessado. São ativos em nível lógico alto.

$\overline{\text{M}}_1$ - indica o primeiro ciclo de máquina, é um sinal enviado da unidade central de processamento. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{\text{IORQ}}$ - é uma linha que indica entrada ou saída de dados, requeridos pela unidade central de processamento. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

$\overline{\text{RD}}$ - é uma linha para leitura do ciclo de estado da unidade central de processamento. É uma entrada e é ativa em nível lógico baixo.

IEI - linha para habilitar uma interrupção de entrada. É uma entrada e é ativa em nível lógico alto.

IEO - linha para habilitar uma interrupção de saída. É uma saída e é ativa em nível lógico alto.

$\overline{\text{INT}}$ - é uma linha para requisitar uma interrupção. É uma saída e é ativa em nível lógico baixo.

$(\text{CLK/TRG0}) - (\text{CLK/TRG1}) - (\text{CLK/TRG2}) - (\text{CLK/TRG3})$ - são linhas que definem o modo que o contador decrescente pode ser de-

crementado, isto é, pelo "prescaler" ou pelo "clock" externo aplicado a estas entradas. Como os canais são independentes, há uma entrada para cada canal, isto é, canal 0, 1, 2 e 3 respectivamente.

(ZC/TO0) - (ZC/TO1) - (ZC/TO2) - são linhas de saída que indicam se os canais estão como contadores decrescentes ou como temporizadores. É ativa quando em nível lógico alto.

ϕ - é uma linha de entrada para o clock, para a operação do circuito.

$\overline{\text{RESET}}$ - é uma linha de entrada e inicializa todos os canais de contagem e interrupção. Durante o tempo de $\overline{\text{RESET}}$, ZC/TO0 e $\overline{\text{INT}}$ vão para o estado inativo, IEO reflete o estado de IEI e as linhas de dados vão para o estado de alta impedância. É uma linha que está ativa quando estiver em nível lógico baixo. Quanto à alimentação, esta é feita por uma fonte simples de +5Volt.

4.3 - OS CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITAIS UTILIZADOS NO SISTEMA

4.3.1 - A FAMÍLIA TTL SCHOTTKY DE BAIXA POTÊNCIA LSTTL SÉRIE 74LS00

TTL Schottky é formado colocando-se um diodo Schottky entre a base e o coletor de um bloco TTL. A queda de tensão direta deste diodo é aproximadamente 0,3 Volt e impede a saturação do transistor, o que define um aumento de velocidade do bloco.

A figura (4.10) mostra a localização do diodo Schottky e sua simbologia usual.

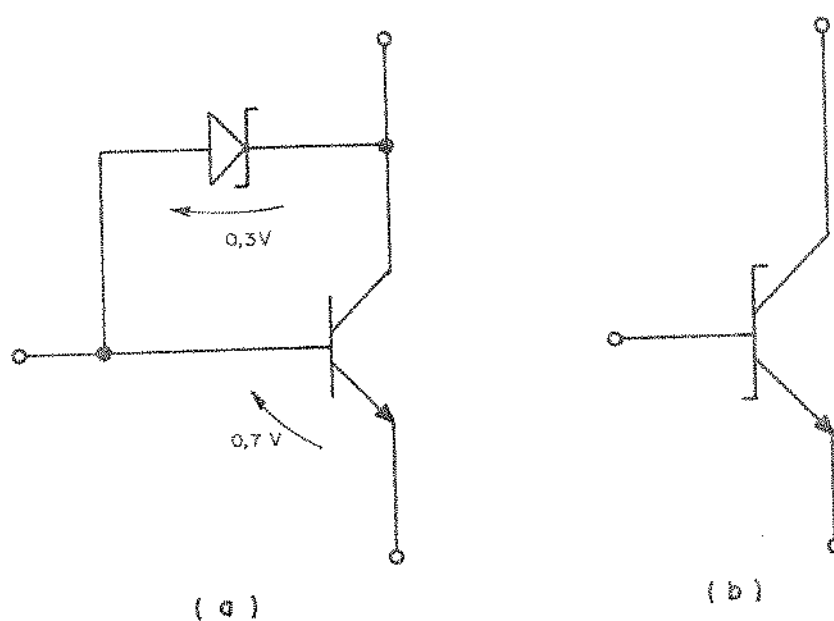


Figura (4.10) - a) Localização do diodo Schottky,
para uso em TTL
b) Simbologia

A família LSTTL usa altas resistências e diodos Schottky trazendo assim velocidades maiores que o TTL "standard" e apresentando como principal vantagem uma pequena potência dissipada, isto é, 1/5 da potência do TTL Standard.

As principais características elétricas são:

- Dissipação de potência por bloco	2 mW
- Demora de propagação	9,5 ns
- Fan-out	10

4.3.2 - O SCHMITT TRIGGER SN74LS14

O circuito integrado SN74LS14 é composto basicamente de seis inversores com características de circuito Schmitt trigger. A figura (4.11) mostra a configuração correspondente à pinagem do referido circuito integrado.

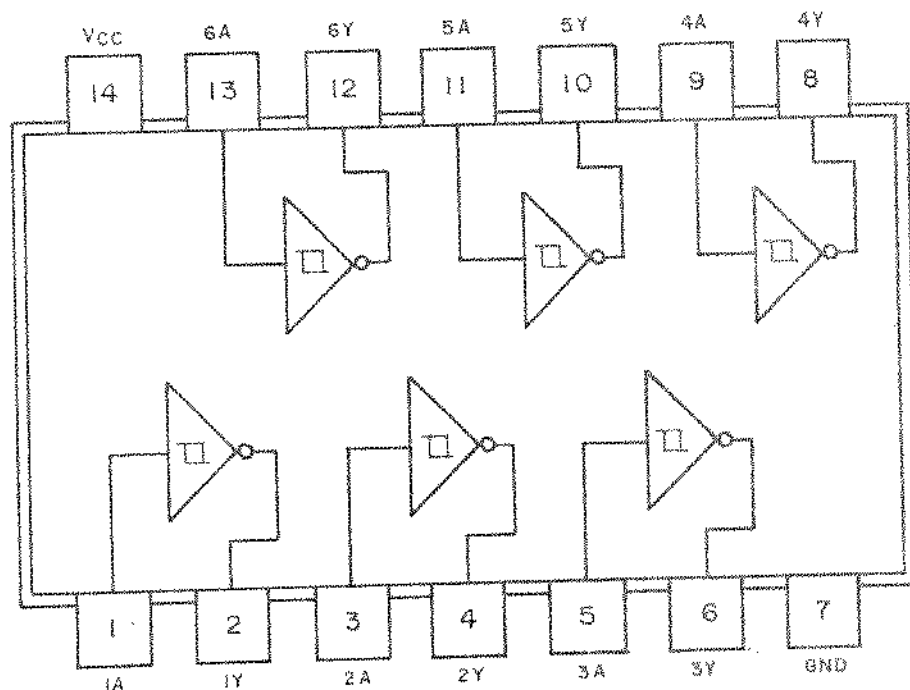


Figura (4.11) - Vista de topo do SN74LS14.

O circuito típico, equivalente, para o SN74LS14 é mostrado na figura (4.12).

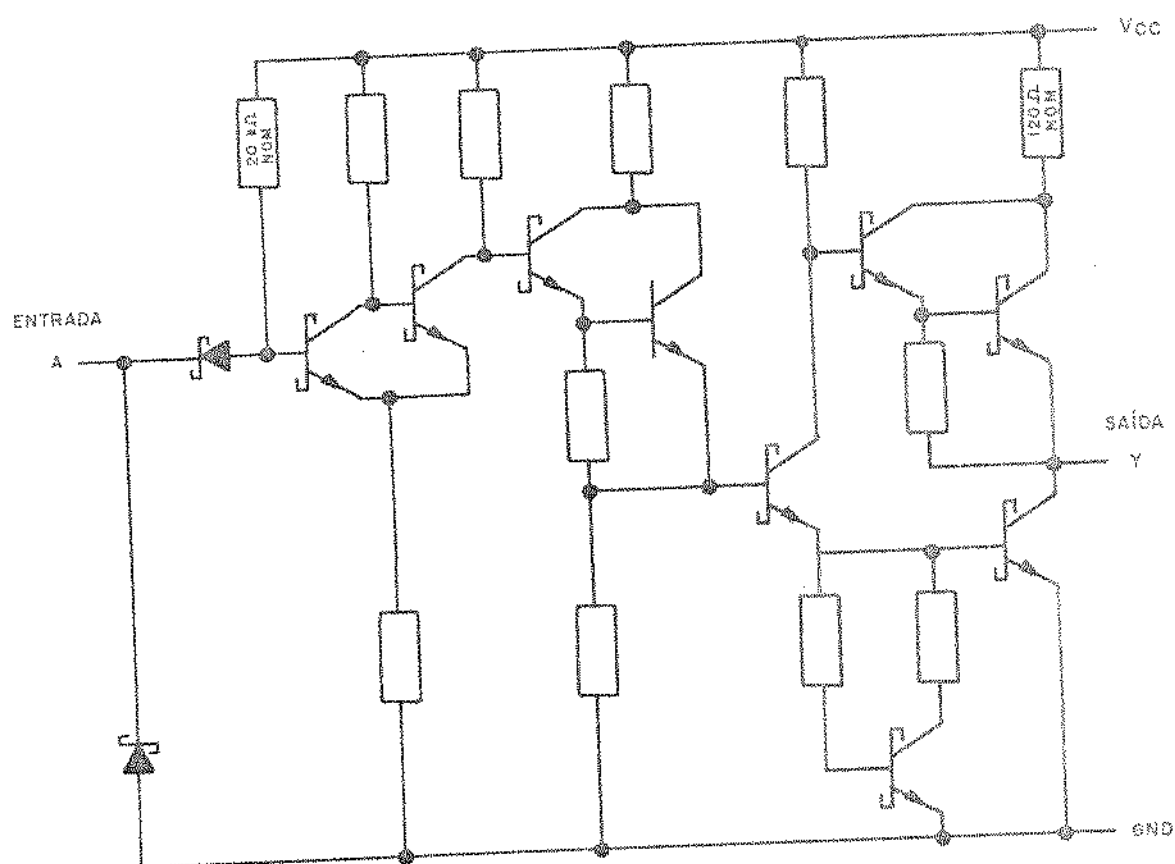


Figura (4.12) - Circuito típico do SN74LS14.

Este circuito apresenta as seguintes condições para operação, recomendadas pelo fabricante (45)

	MIN	NON	MAX	unidade
Tensão Vcc	4,75	5,0	5,25	V
Nível alto da corrente de saída IoH			-400	µA
Nível baixo da corrente de saída IoL			8	mA
Temperatura de operação ao ar livre	0		70	°C

4.3.3 - O DIVISOR SN74LS92

O circuito integrado SN74LS92 é basicamente formado por 4 "flip-flops" mestre-escravo arrançados de tal maneira a possibilitarem uma divisão por 12. Porém possui possibilidades de, em função de sua ligação externa, definir uma divisão por 6. Quando em operação possui uma potência típica dissipada de 45 mw.

A figura (4.13) mostra a configuração correspondente a pinagem do SN74LS92.

5676/BC

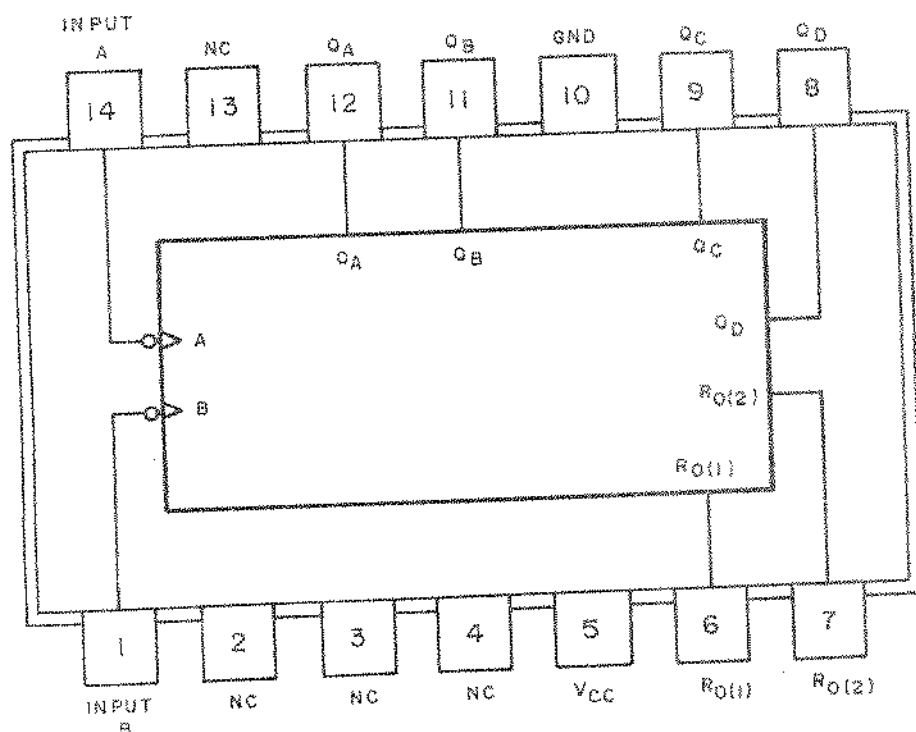


Figura (4.13) - Visto de topo do SN74LS92.

As figuras (4.14(a)), (4.14(b)) e (4.14(c)) mostram respectivamente os circuitos equivalentes de cada entrada, cada saída e cada entrada do "RESET" do SN74LS92.

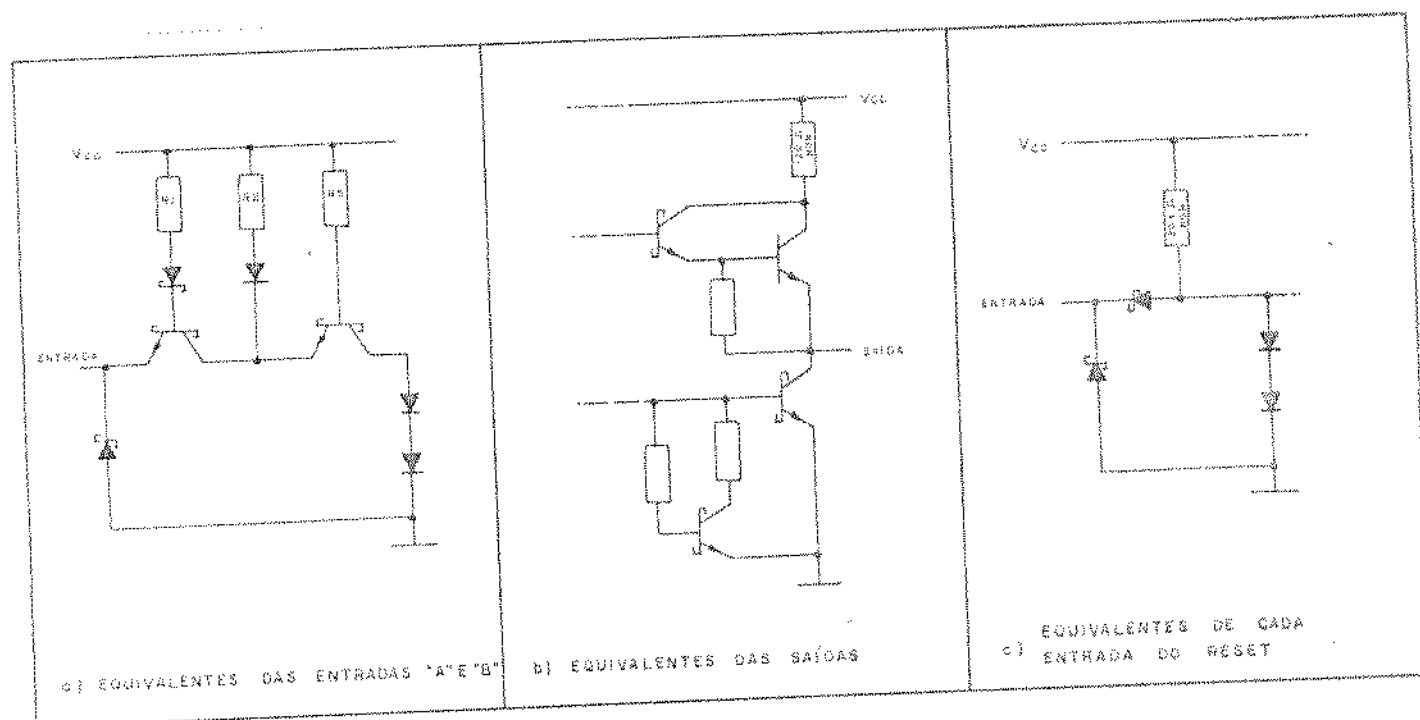


Figura (4.14) - Circuitos equivalentes do SN74LS92.

O diagrama lógico e a tabela funcional são vistos na figura (4.15).

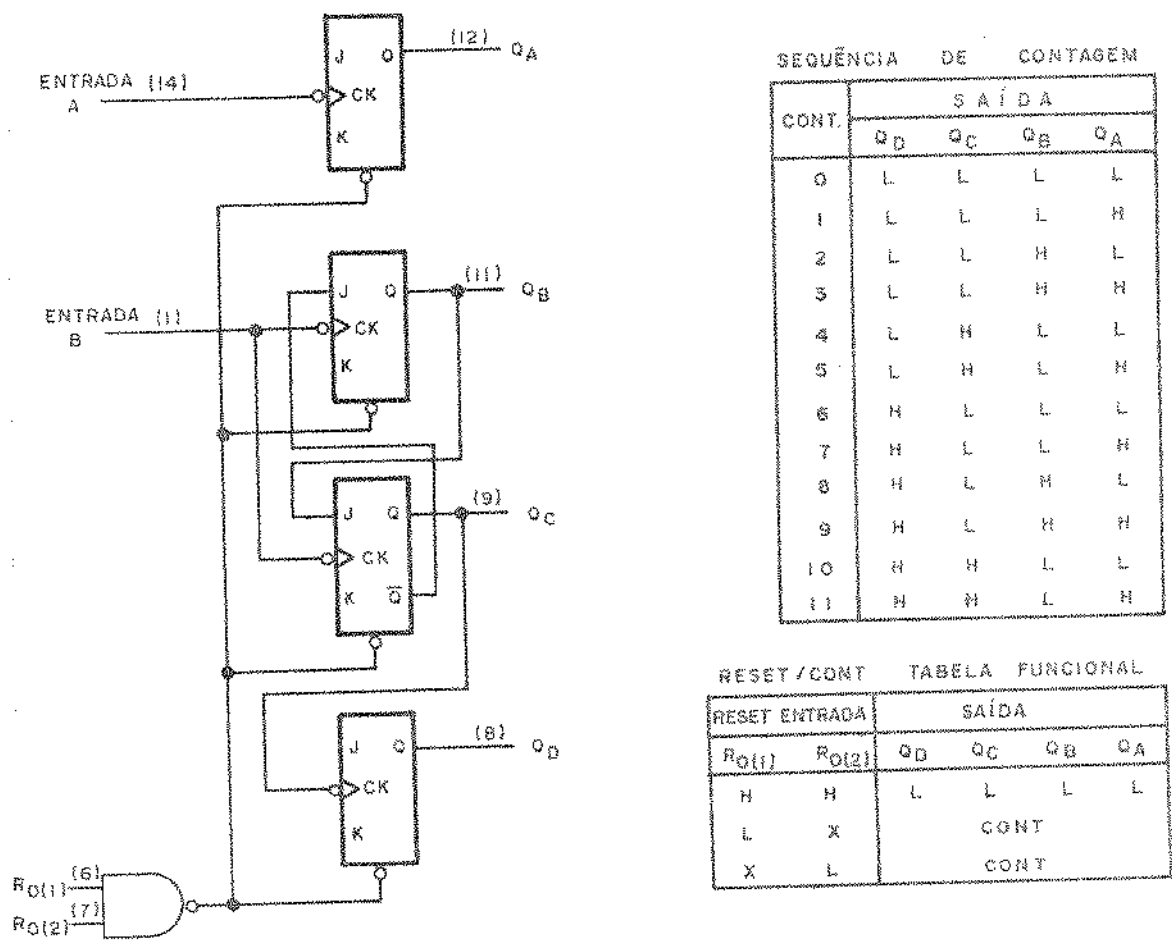


Figura (4.15) - Diagrama lógico e tabela funcional.

Este circuito apresenta as seguintes condições para operação, recomendadas pelo fabricante (45)

		MIN	NON	MAX	unidade
Tensão Vcc		4,75	5	5,25	v
Nível alto da corrente de saída IoH				-800	µA
Nível baixo da corrente de saída IoL				16	mA
Temperatura de operação ao ar livre Ta				70	°C
Largura de pulso t_w	entrada A	15			ns
	entrada B	30			
	entrada RESET	15			
Frequência de contagem	entrada A	0		32	MHz
	entrada B	0		16	

4.3.4 - O CONTADOR SN74LS390

O circuito integrado SN74LS390 é constituído basicamente de oito "flip-flops" do tipo mestre-escravo e possuem portas adicionais, as quais possibilitam que dois contadores de quatro bits sejam individualmente acionados.

Em particular, este circuito incorpora dois contadores divisores por dois e por cinco.

A figura (4.16) mostra a configuração correspondente à pinagem de SN74LS390.

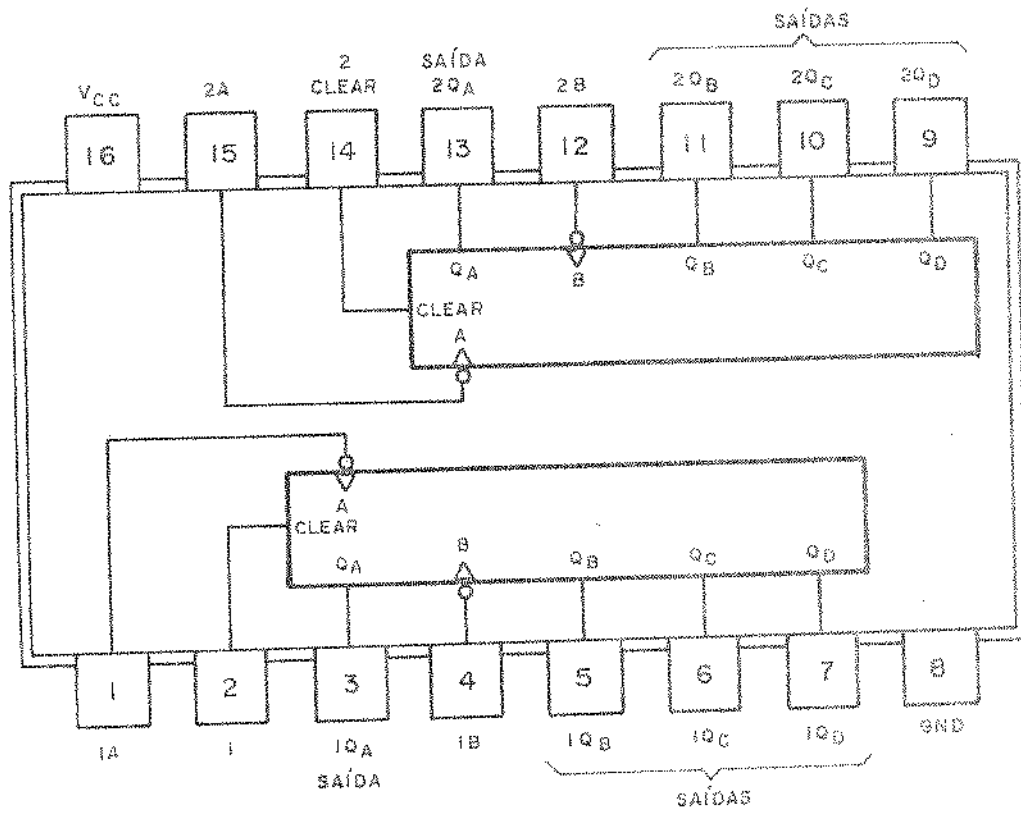


Figura (4.16) - Vista de topo do SN74LS390.

A figura (4.17(a)), (4.17(b)) e (4.17(c)), mostram respectivamente os circuitos equivalentes de cada entrada, cada entrada de "clear" e para todas as saídas.

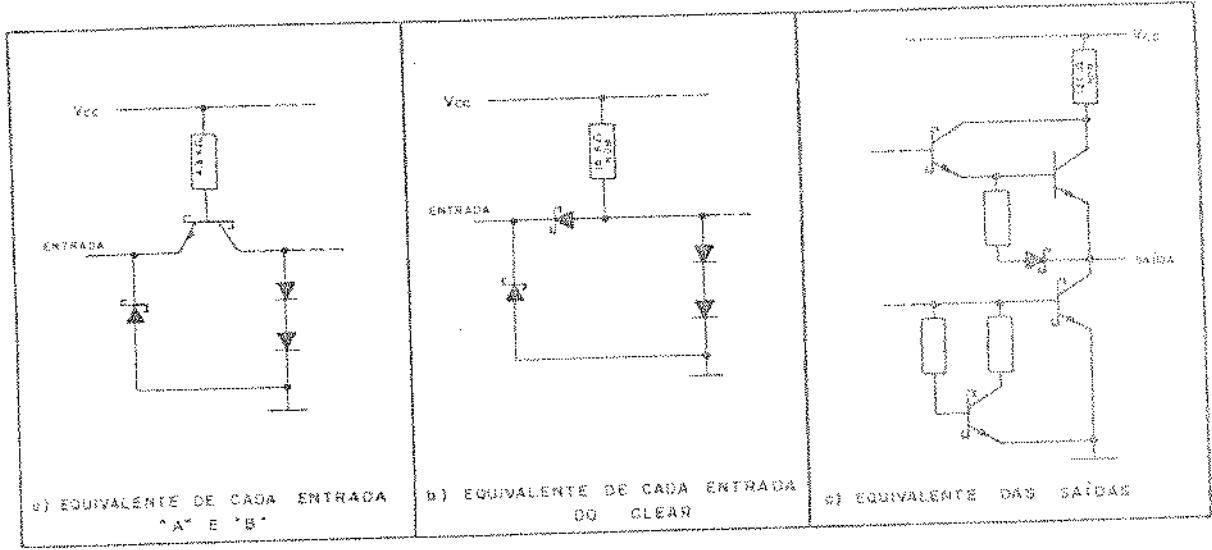
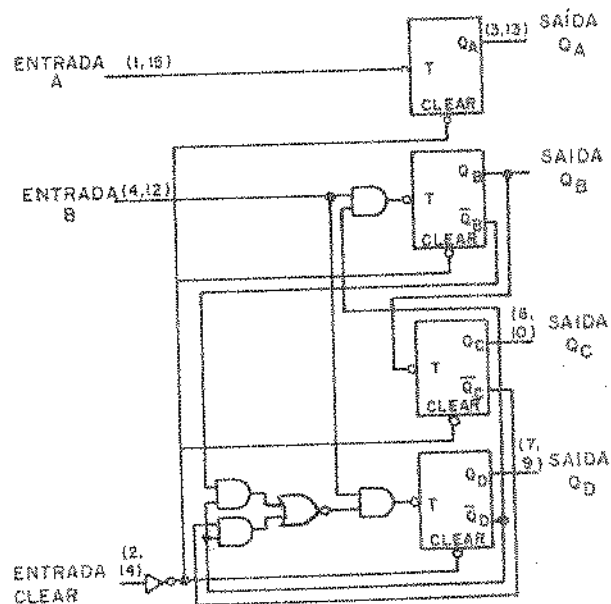


Figura (4.17) - Circuitos típicos para entradas, "clear" e saídas do SN74LS390.

As funções lógicas do circuito, bem como a tabela funcional correspondente, estão mostradas na figura (4.18).



CONTADOR BCD				
CONT.	SAÍDAS			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

Figura (4.18) - Funções lógicas e tabelas funcionais para o SN74LS390 (para contar em BCD deve-se ligar a saída Q_A na entrada B).

Este circuito apresenta as seguintes condições para operação, recomendadas pelo fabricante⁽⁴⁵⁾

			MIN	NON	MAX	unidade
Tensão Vcc			4,75	5,0	5,25	v
Nível alto da corrente de baixa IoH					-800	µA
Nível baixo da corrente de saída IoL					16	mA
Temperatura de operação ao ar livre			0°		70°	°C
Frequência	entrada A	0			25	MHz
	entrada B	0			20	
Largura de pulso t_w	entrada A	20				ns
	entrada B	25				
	clear em nível alto	20				

4.3.5 - O DECODIFICADOR SN74LS138

O circuito integrado SN74LS138 foi projetado especificamente para operar em altas velocidades.

É um decodificador de 3 para 8 linhas incorporando três entradas habilitadoras.

Pode ser usado para decodificar endereços de memórias ou para transmissão de dados em sistemas digitais.

Apresenta 22 ns de propagação de retardo e 32 mw de potência típica dissipada.

A figura (4.19) mostra a configuração correspondente à pinagem do SN74LS138.

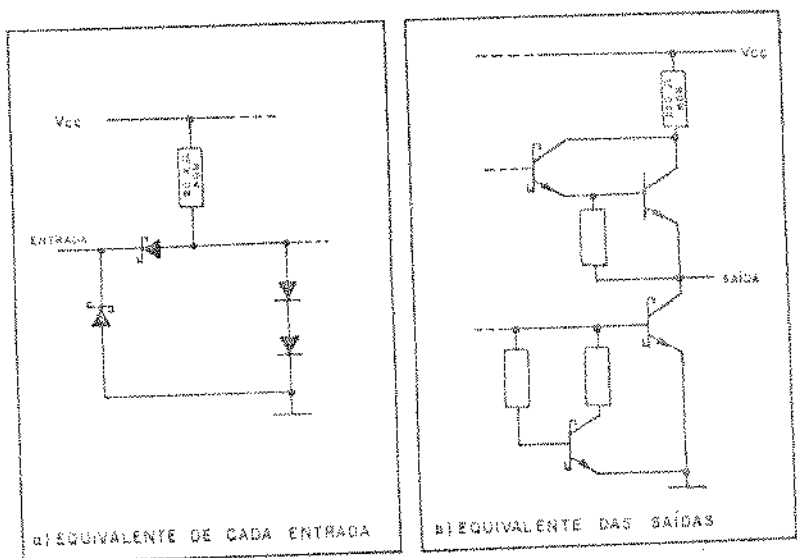


Figura (4.21) - Circuitos equivalentes do SN74LS138.

Este circuito apresenta as seguintes condições para operação, recomendadas pelo fabricante⁽⁴⁵⁾:

				unidade
Tensão Vcc	4,35	5,0	5,25	v
Nível alto da corrente de saída I _{OH}			-400	μA
Nível baixo da corrente de saída I _D			8	mA
Temperatura de operação ao ar livre	0		70	°C

4.3.6 - O SHIFT REGISTERS SN74LS164

O circuito integrado SN74LS164 é formado por 8 circuitos "flip-flops" arranjados de tal maneira a possibilitarem duas entradas serial e uma saída paralela de oito bits.

Utiliza "clear" assíncrono e "Buffer" nos circuitos internos.

Pode ser operado com frequência de clock máxima de 36 MHz e apresenta potência dissipada típica de 10 mw por bit.

A figura (4.22) mostra a configuração correspondente à pinagem do SN74LS164.

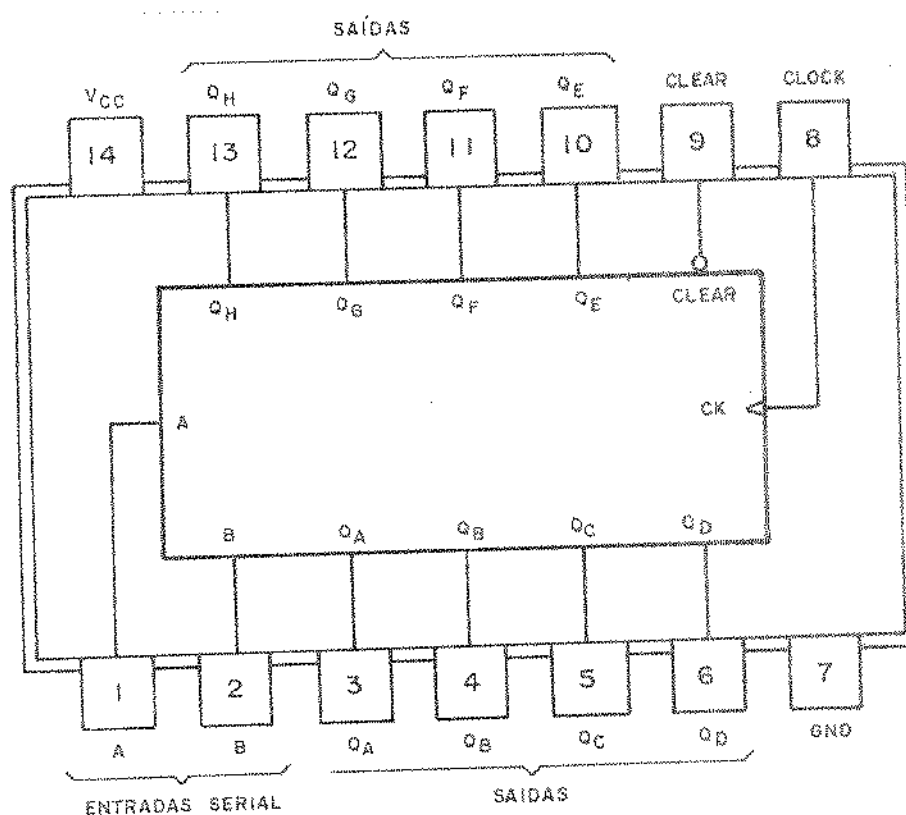


Figura (4.22) - Vista de topo do SN74LS164.

As figuras (4.23(a)) e (4.23(b)) apresentam respectivamente os circuitos equivalentes de entrada e saída do SN74LS164.

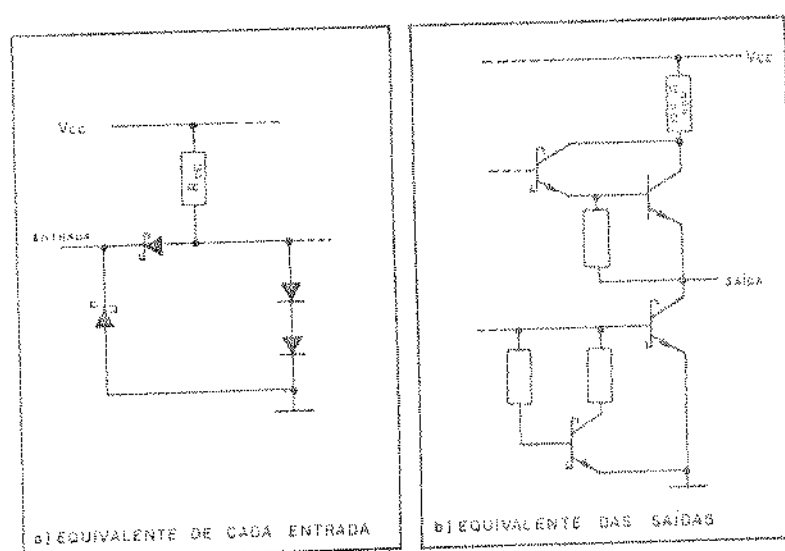
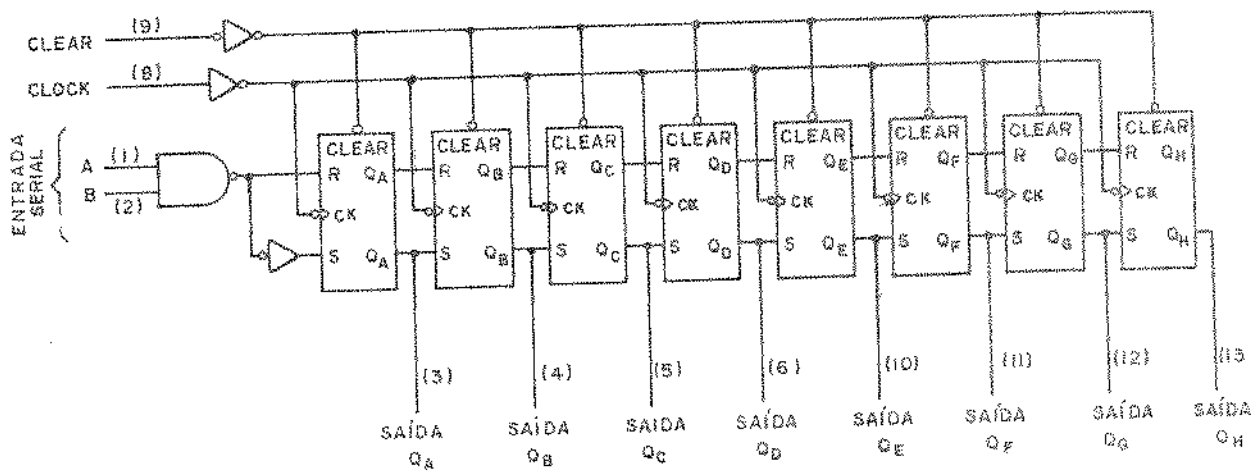


Figura (4.23) - Circuitos equivalentes do SN74LS164-

O diagrama lógico e a tabela funcional são vistos respectivamente nas figuras (4.24(a)) e (4.24(b)) e uma típica sequência de operação é vista na figura (4.25).



a) DIAGRAMA LÓGICO

ENTRADAS				SAÍDAS		
CLEAR	CLOCK	A	B	QA	QB	... QH
L	X	X	X	L	L	L
H	L	X	X	QA0	QB0	QH0
H	I	H	H	H	QAn	Qgn
H	I	L	X	L	QAn	Qgn
H	I	X	L	L	QAn	Qgn

b) TABELA FUNCIONAL

Figura (4.24) - Diagrama lógico e tabela funcional do SN74LS164.

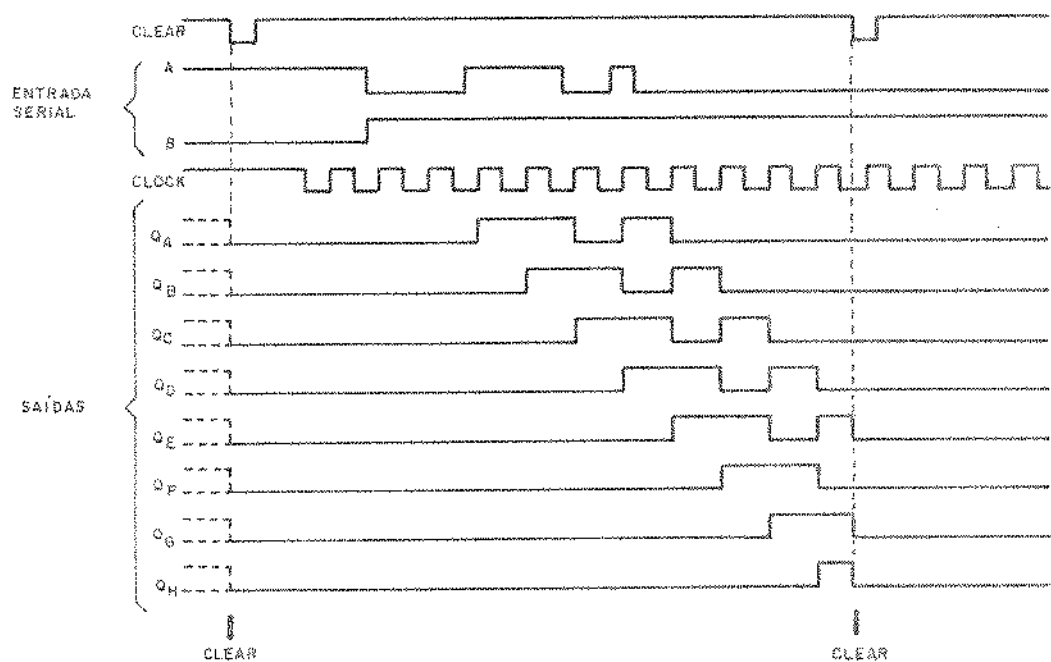


Figura (4.25) - Típica sequência de operação do SN74LS164.

Este circuito apresenta as seguintes condições para operação, recomendadas pelo fabricante⁽⁴⁵⁾

	MIN	NON	MAX	unidade
Tensão Vcc	4,75	5,0	5,25	v
Nível alto da corrente de saída I _{OH}			-400	µA
Nível baixo da corrente de saída I _{OL}			8	mA
Temperatura de operação ao ar livre	0		70	°C
Frequência de clock	0		25	MHz
Largura do pulso de entrada de clock ou clear, t _W	20			ns

4.3.7 - O CONVERSOR BINÁRIO PARA BCD SN74185-A

Esses circuitos conversores são derivados de memória apenas de leitura^(*). São utilizados na síntese de circuitos cuja finalidade é a conversão de binário para BCD.

São conversores típicos de 6 bits e podem ser implementados para N bits.

Seu algoritmo de conversão é definido de tal forma que examina os 3 bits mais significativos e se a soma for maior que 4, soma 3 e desloca 1 bit para a esquerda, em seguida examina cada década BCD. Se esta década é maior que 4, soma 3 e desloca 1 bit para a esquerda. Este último passo é repetido até que o bit binário menos significativo esteja na localização BCD menos significativa.

A figura (4.26) mostra o circuito SN74185A e sua pinagem correspondente.

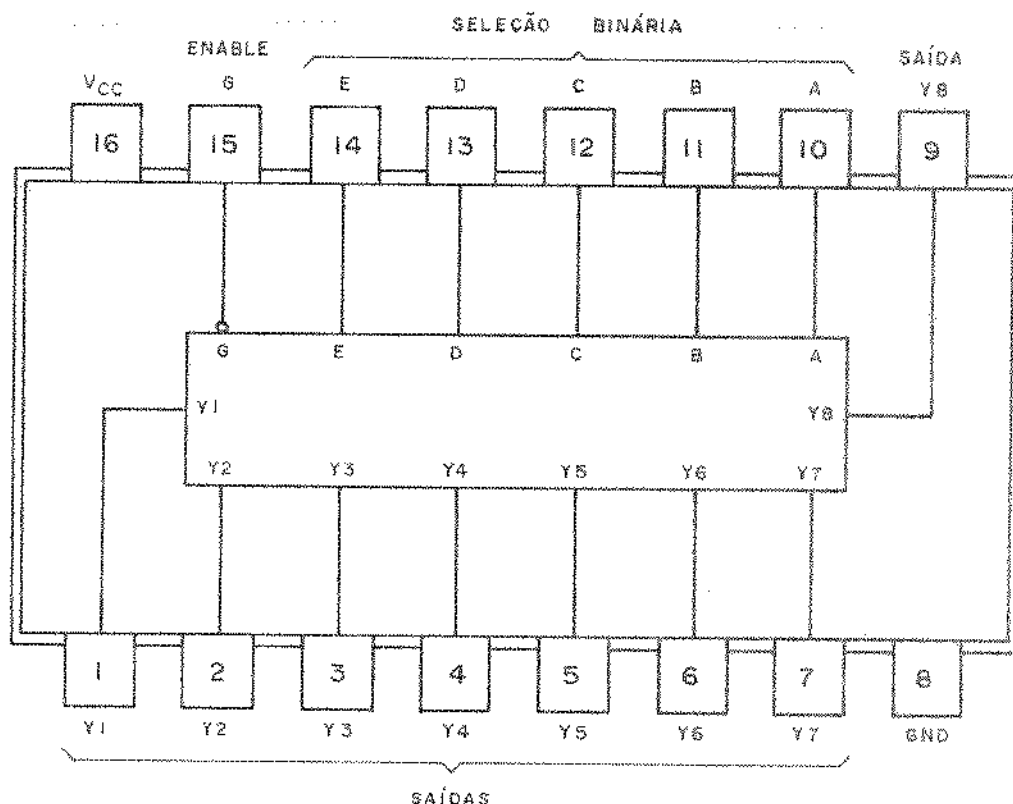


Figura (4.26) - Vista de topo do SN74185-A.

(*) Memória apenas de leitura ROM - Memória Fixa ("Read only Memory"). O conteúdo é gravado de forma fixa pelo fabricante, por meio de máscara.

Nas figuras (4.27(a)) e (4.27(b)) são vistos respectivamente os circuitos equivalentes de entrada e saída do SN74185-A.

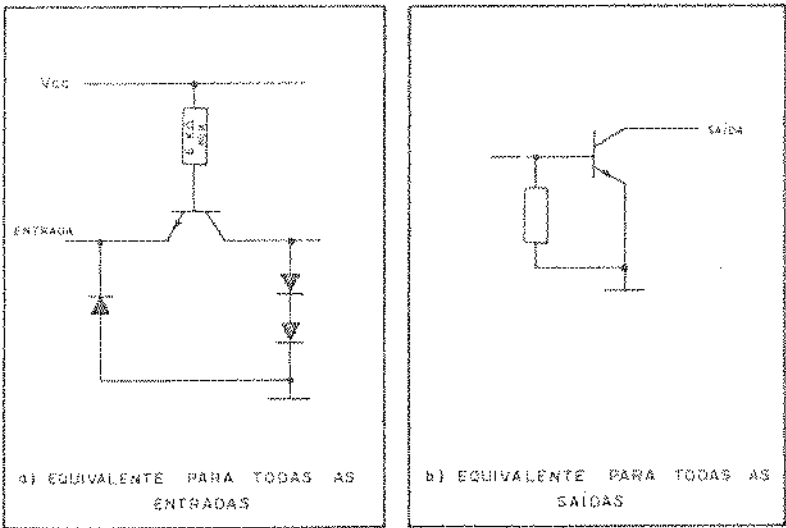


Figura (4.27) - Circuitos equivalentes do SN74185-A.

Este circuito apresenta as seguintes condições de operação recomendadas pelo fabricante⁽⁴⁵⁾

	MIN	NON	MAX	unidade
Tensão Vcc	4,75	5,0	5,25	v
Nível baixo da corrente de saída IoL			12	mA
Temperatura de operação ao ar livre	0		70	°C

4.3.8 - O DECODIFICADOR DE BCD PARA 7 SEGMENTOS-SN74LS47

O circuito integrado SN74LS47 é um decodificador de BCD para 7 segmentos e apresenta saídas em coletor aberto ("open-collector"), teste de lâmpada e possível supressão de dígito zero.

A figura (4.28) mostra a configuração correspondente a pinagem do SN74LS47.

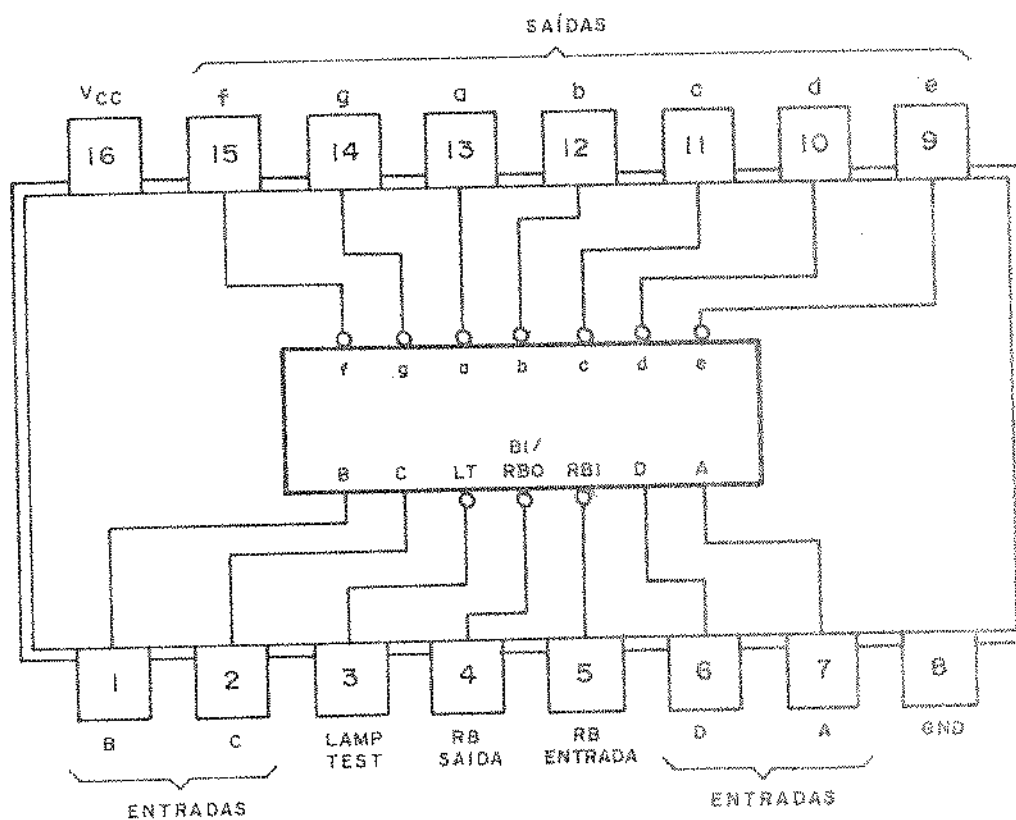


Figura (4.28) - Vista de topo do SN74LS47.

O diagrama lógico do circuito pode ser visto na figura (4.29).

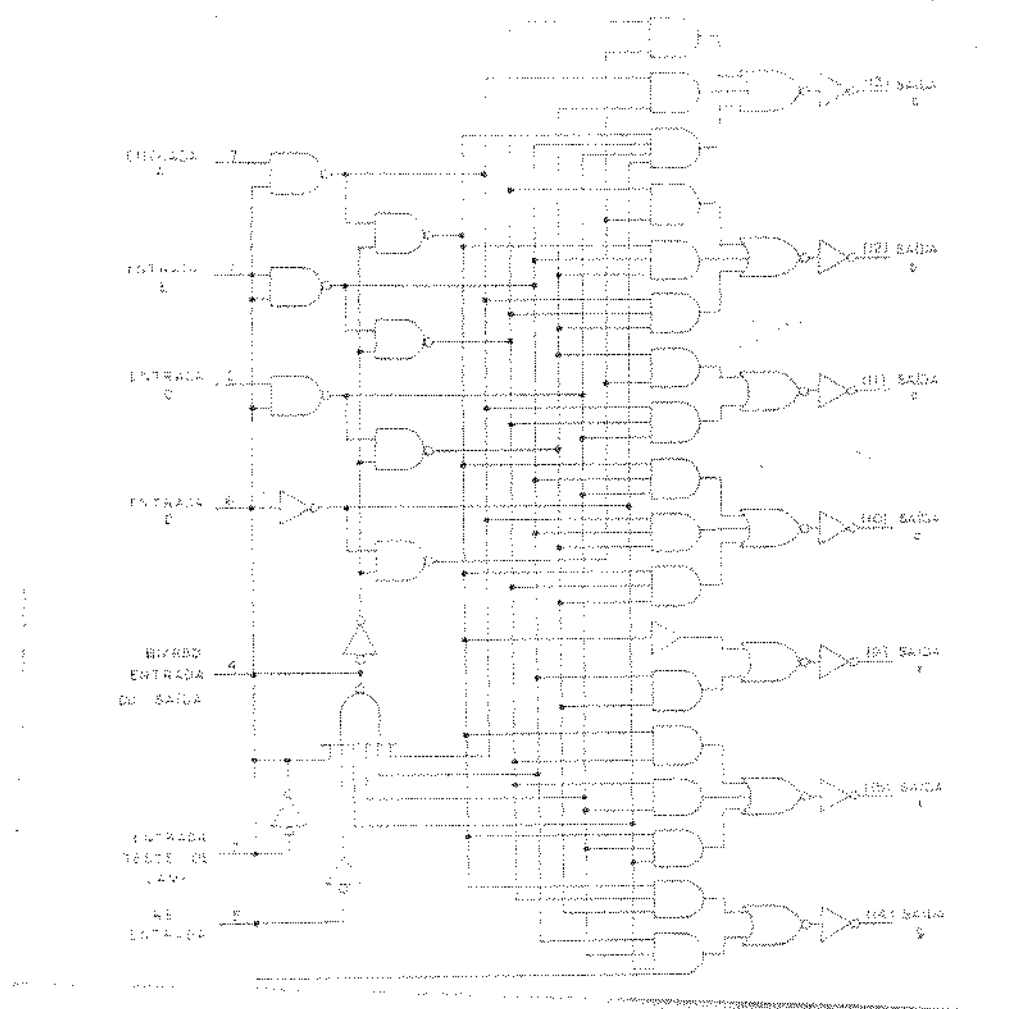


Figura (4.29) - Diagrama lógico do SN74LS47.

Os circuitos equivalentes às entradas, saídas e entrada B_1/RB_0 podem ser vistos respectivamente nas figuras (4.30(a)), (4.30(b)) e (4.30(c)).

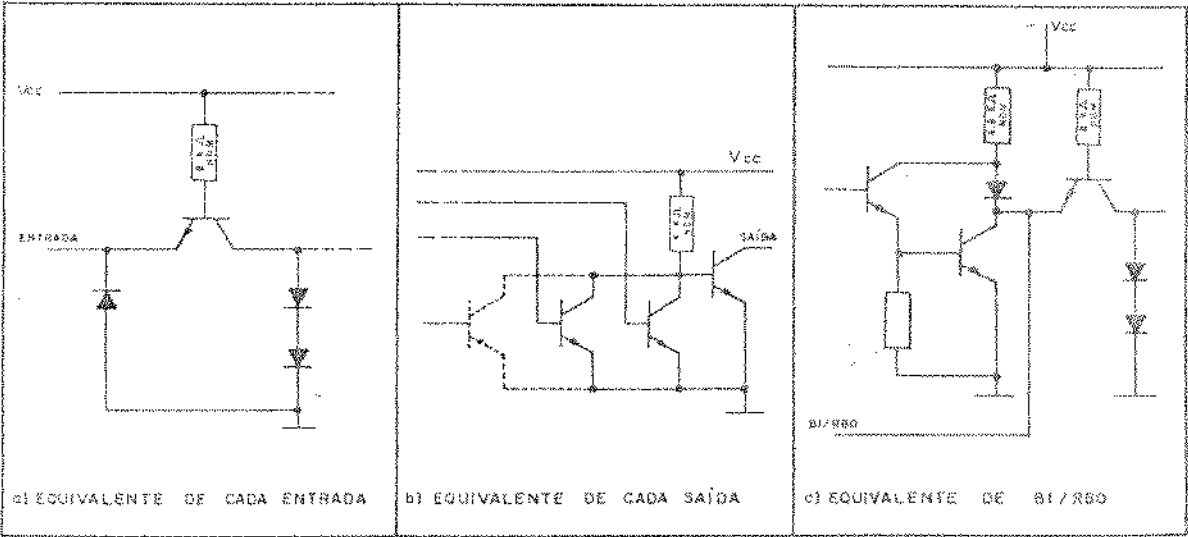


Figura (4.30) - Circuitos equivalentes para o SN74LS47.

Este circuito apresenta as seguintes condições para operação recomendadas pelo fabricante⁽⁴⁵⁾.

	MIN	NON	MAX	unidade
Tensão V_{CC}	4,75	5,0	5,25	v
Nível alto da corrente de saída I_{OH}			-50	μA
Nível baixo da corrente de saída I_{OL}			3,2	mA
Temperatura de operação ao ar livre	0		80	$^{\circ}C$

4.4 - OS CIRCUITOS INTEGRADOS ANALÓGICOS

UTILIZADOS NO SISTEMA

4.4.1 - ASPECTOS GERAIS

Métodos analógicos atuais têm como elemento fundamental o amplificador operacional, o qual vem a ser um amplificador de grande estabilidade, alto ganho e com características de frequência controláveis.

Quando um dos circuitos de entrada e um circuito de realimentação são interligados ao amplificador, várias operações matemáticas podem ser executadas, razão esta que deu origem ao nome amplificador operacional.

Independentemente de diferenças quanto à sua aplicação nos mais variados circuitos, os amplificadores operacionais têm algumas características descritivas em comum.

Estas características podem ser analisadas levando em consideração um amplificador operacional hipoteticamente ideal.

O símbolo do amplificador operacional está indicado na figura (4.31).

Como em geral os amplificadores operacionais são amplificadores diferenciais, as entradas são balanceadas. Dependendo da aplicação, ambas as tensões de entrada podem ser variáveis ou uma pode ser mantida fixa. O sinal de entrada é a diferença das tensões de entrada e o sinal de saída será função desta diferença e da função de transferência do circuito.

Seja $E_1(s)$, $E_2(s)$ e $G(s)$ respectivamente as transformadas de Laplace dos sinais de entrada e função de transferência do sistema, logo

$$E_0(s) = G(s) [E_2(s) - E_1(s)]$$

Este sinal de saída depende apenas dos limites positivo e negativo de saturação do amplificador

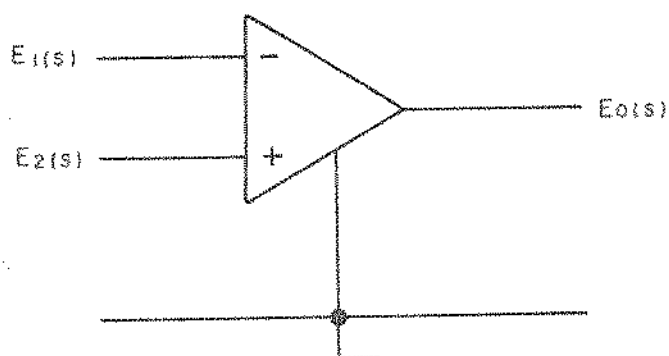


Figura (4.31) - Símbolo do amplificador operacional.

Pode-se considerar para um amplificador operacional ideal, os seguintes parâmetros:

- Ganho infinito
- Impedância de entrada infinita
- Impedância de saída nula
- Resposta em frequência é plana
- Rejeição de modo comum infinito.

Para um amplificador operacional real as características mencionadas são evidentemente afetadas e estas características serão vistas a seguir, nos próximos itens, os quais abordam amplificadores operacionais reais.

4.4.2 - O AMPLIFICADOR OPERACIONAL BIPOLAR 741

O amplificador operacional 741 é utilizado em aplicações gerais e apresenta as seguintes características:

- Não requer compensação de frequência

- É protegido contra curto-circuito
- Apresenta possibilidade de anular a tensão "off-set"
- Tem larga faixa de tensão diferencial e de modo comum
- Tem baixo consumo de potência.

A figura (4.32) mostra a pinagem típica deste circuito integrado e a figura (4.33) mostra suas características elétricas.

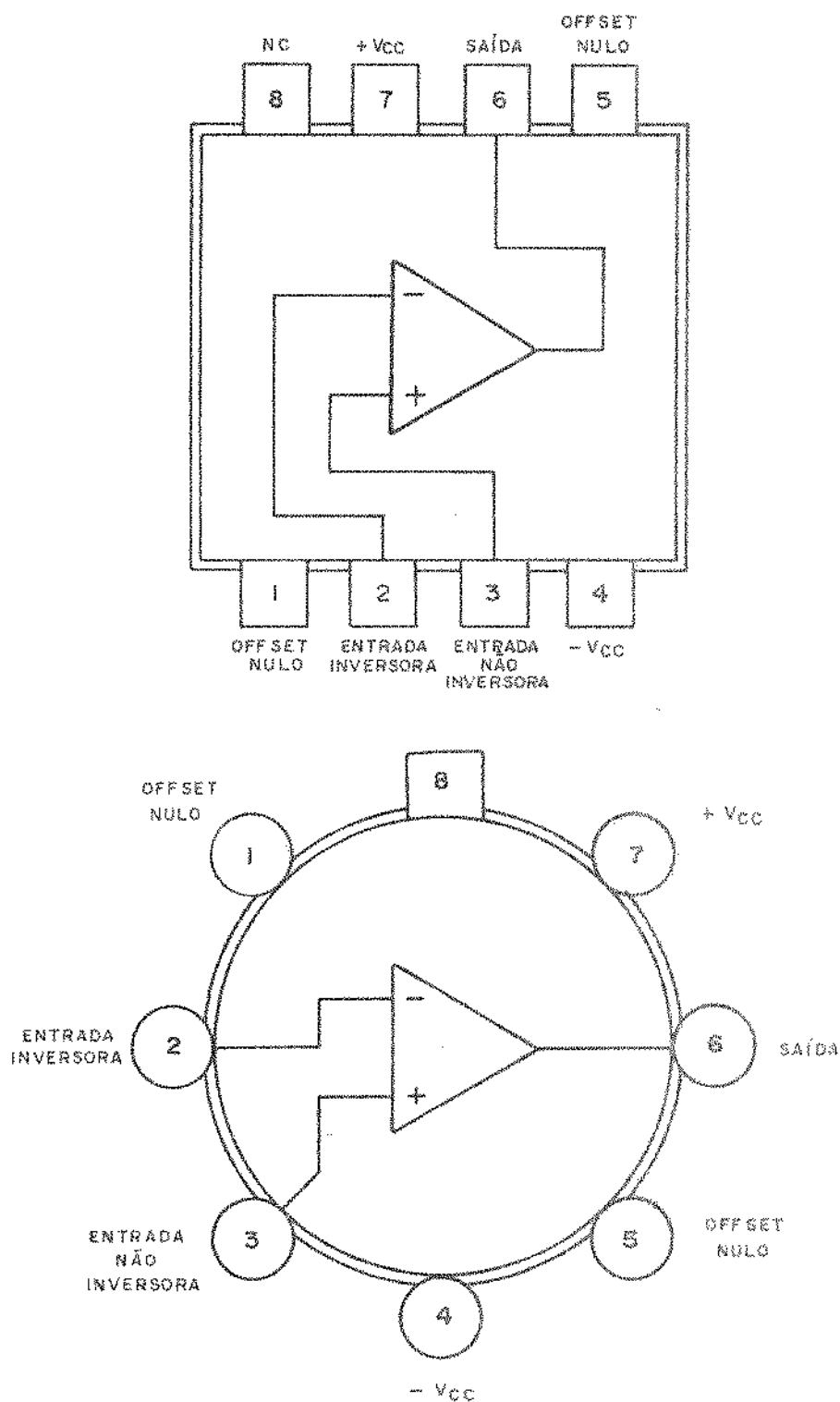


Figura (4.32) - Pinagem típica do amplificador operacional 741.

PARÂMETROS		Condições de Teste	µA741C			UNIDADES	
			MIN	TIP	MAX		
Tensão Offset de Entrada	V_{IO}	$R_S = 10k\Omega$	$25^{\circ}C$		1	6	mV
			Faixa Completa		7.5		
Faixa de Ajuste de Tensão Offset	$\Delta V_{IO}(\Delta S_j)$		$25^{\circ}C$		± 15		mV
Corrente Offset de Entrada	I_{IO}		$25^{\circ}C$		20	200	nA
			Faixa Completa		300		
Corrente de Polarização de Entrada	I_{IB}		$25^{\circ}C$		50	500	nA
			Faixa Completa		800		
Faixa de Tensão de Entrada de Modo Comum	V_{ICR}		$25^{\circ}C$		± 12	± 13	V
			Faixa Completa		± 12		
Máxima Tensão de Saída Pico a Pico	V_{OPP}	$R_L = 10k\Omega$	$25^{\circ}C$		24	28	V
		$R_L > 10k\Omega$	Faixa Completa		24		
		$R_L = 2k\Omega$	$25^{\circ}C$		20	26	
		$R_L > 2k\Omega$	Faixa Completa		20		
Impedância de Entrada	Z_i		$25^{\circ}C$		0.3	2	k Ω
Impedância de Saída	Z_o	$V_O = 0V$	$25^{\circ}C$		75		Ω
Capacitância de Entrada	C_i		$25^{\circ}C$		1.4		pF
Rejeição de Modo Comum	CMRR	$R_S < 10k\Omega$	$25^{\circ}C$		70	90	dB
			Faixa Completa		70		
Corrente Fornecida	I_{CC}	Sem Carga	$25^{\circ}C$		1.7	2.0	mA
		Com Sinal	Faixa completa		2.3		
Potência Total Dissipada	P_D	Sem Carga	$25^{\circ}C$		50	65	mW
		Com Sinal	Faixa Completa		100		

Figura (4.33) - Características elétricas para o amplificador operacional 741.

O diagrama elétrico equivalente do amplificador operacional 741 é mostrado na figura (4.34).

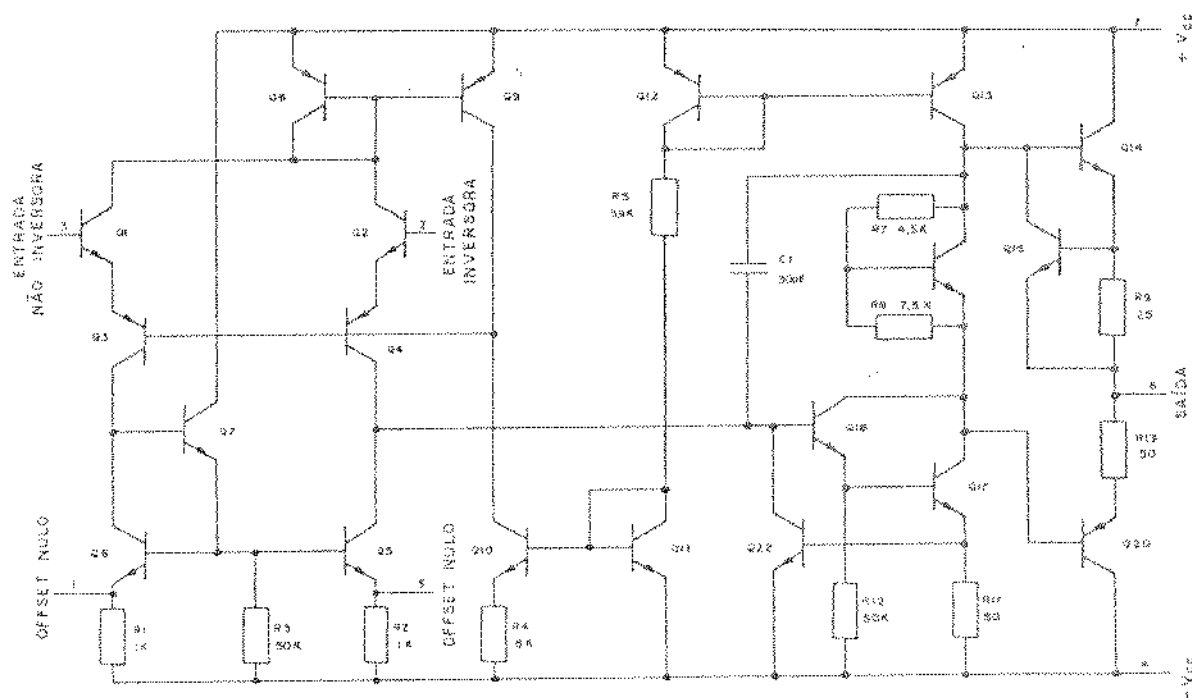


Figura (4.34) - Diagrama elétrico equivalente para o amplificador operacional 741.

4.4.3 - O AMPLIFICADOR OPERACIONAL BIMOS 3140

Os amplificadores operacionais BIMOS 3140 são circuitos integrados que combinam as vantagens de transistores de efeito de campo MOS ("metal-óxido-semicondutor") com transistores bipolares encapsulados em um único "chip" monolítico. Estes circuitos apresentam altíssima impedância de entrada, baixíssima impedância de saída e alta velocidade de resposta traduzida por um alto "slewrate". São internamente compensados trazendo assim operações bem estáveis.

O estágio de entrada usa os transistores de efeito de

campo PMOS, possibilitando assim, capacidade para tensões de entrada em modo comum abaixo de 0,5 Volt. O estágio de saída usa transistores bipolares.

A figura (4.35) mostra a pinagem típica deste circuito integrado e a figura (4.36) mostra suas características elétricas.

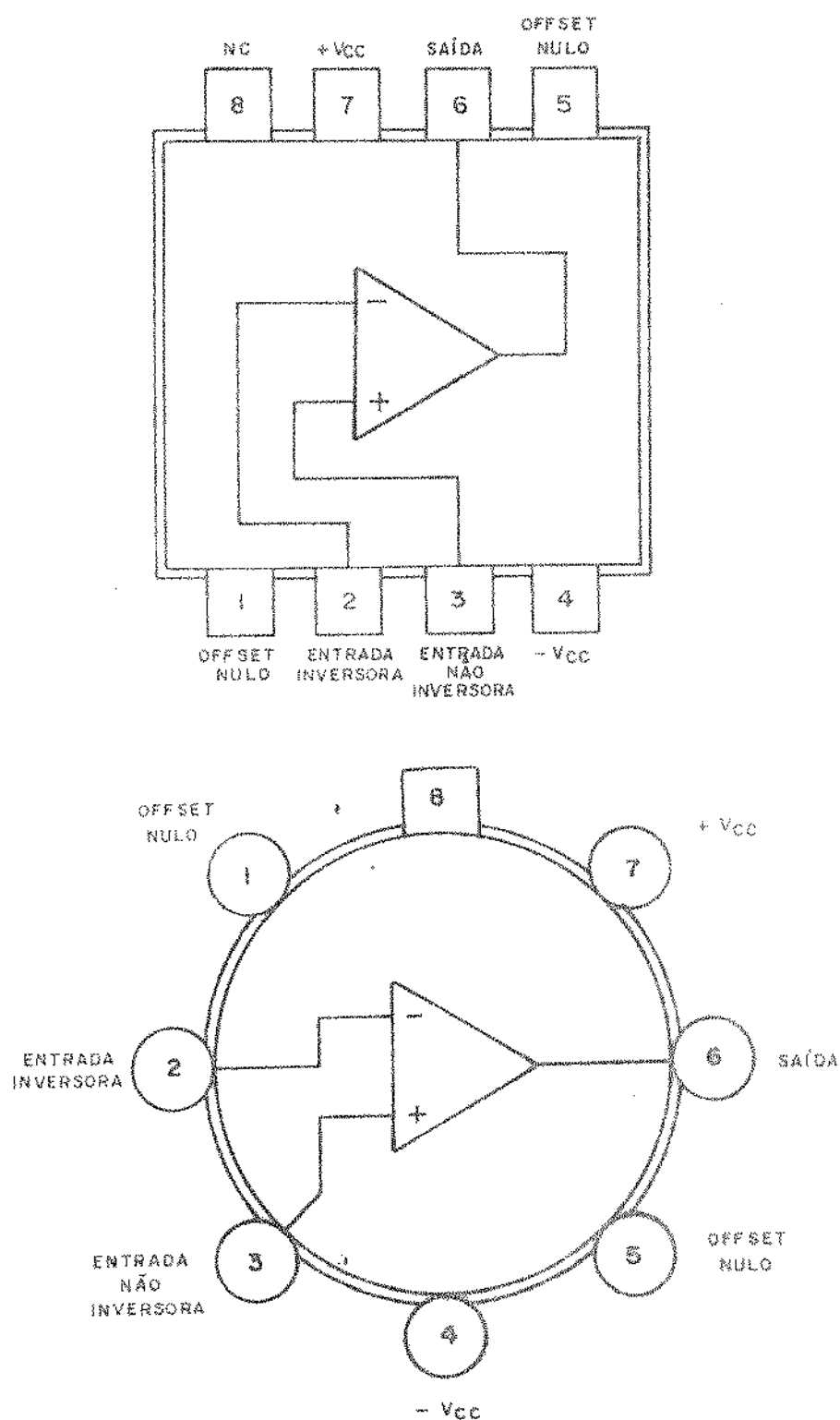


Figura (4.35) - Pinagem típica do amplificador operacional 3140.

CARACTERÍSTICAS		CA3140B (T,S)	CA3140A (T,S,E)	CA3140 (T,S,E)	UNIDADES
Tensão Offset de Entrada	$ V_{IO} $	0.8	2	5	mV
Corrente Offset de Entrada	$ I_{IO} $	0.1	0.1	0.1	pA
Corrente de Entrada	I_i	2	2	2	pA
Impedância de Entrada		1	1	1	T_{Ω}
Ganho de Tensão para Grandes Sinais	A_{OL}	100 k	100 k	100 k	V/V
		100	100	100	dB
Razão de Rejeição em Modo Comum	CMRR	20	32	32	$\mu V/V$
		94	90	90	dB
Faixa de Tensão e Entrada em Modo Comum	V_{ICR}	-0.5	-0.5	-0.5	V
		2.6	2.6	2.6	V
Próxima Tensão de Saída	V_{OH}^+	3	3	3	V
	V_{OL}^-	0.13	0.13	0.13	V
Máxima Corrente de Saída					
Ponte	I_{OM}^+	10	10	10	mA
Sorvedouro	I_{OM}^-	1	1	1	mA
Slew-Rate		7	7	7	V/ μ s
Produto de Ganho e Largura de Faixa	f_T	3.7	3.7	3.7	MHz
Corrente Fornecida	I^+	1.6	1.6	1.6	mA
Potência Total Dissipada	P_D	8	8	8	mW

Figura (4.36) - Características elétricas do amplificador operacional CA3140.

O diagrama elétrico equivalente do amplificador operacional BIMOS 3140 é mostrado na figura (4.37) (47).

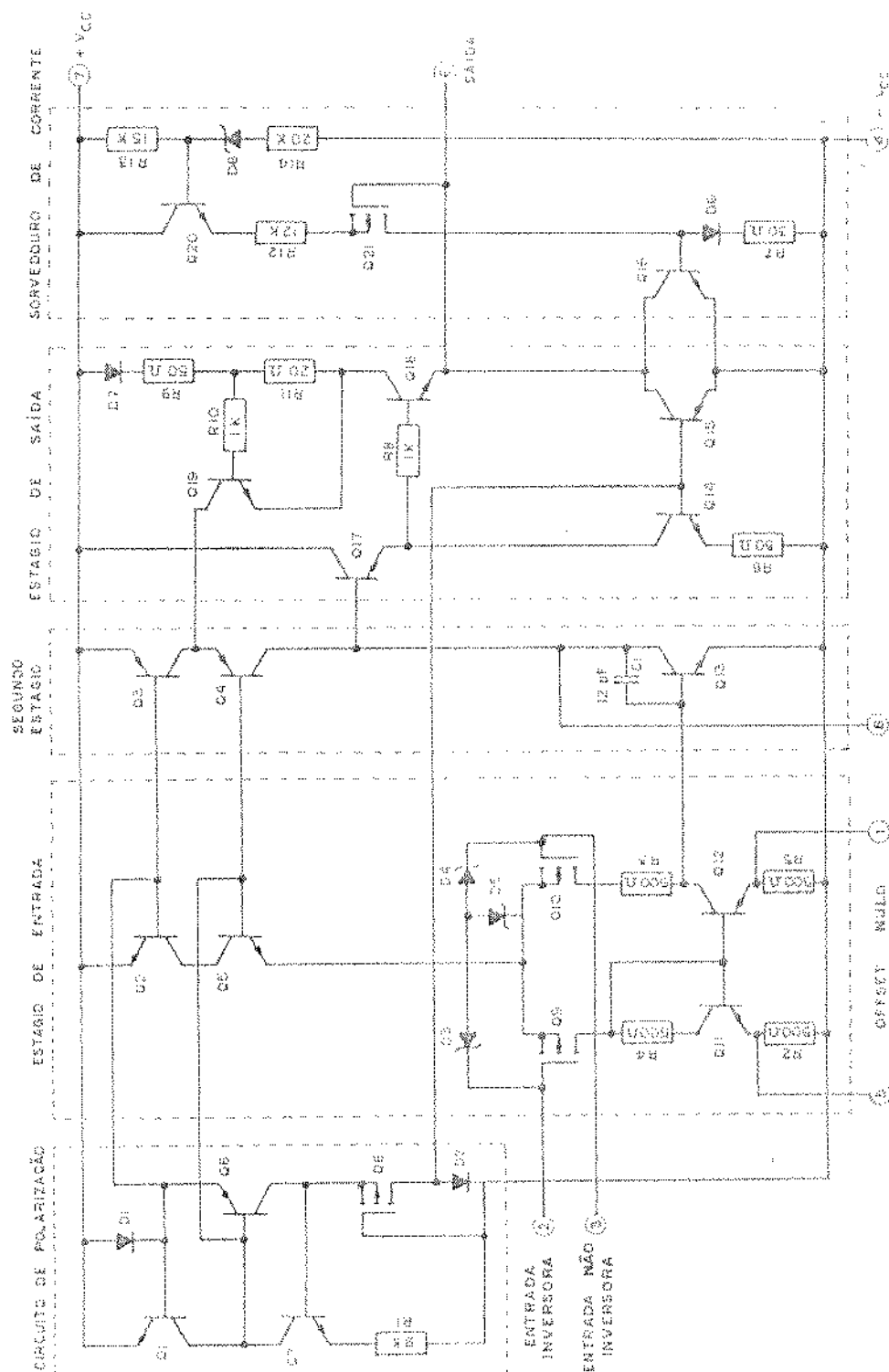


Figura (4.37) - Diagrama elétrico equivalente para o amplificador operacional CA 3140.

4.5 - CIRCUITOS INTEGRADOS ESPECIAIS

USADOS NO SISTEMA E DISPLAYS

4.5.1 - OS REGULADORES DE TENSÃO INTEGRADOS

4.5.1.1 - O LM-7805 E O LM-7812

Os reguladores integrados LM-7805 e LM-7812 foram projetados para fornecerem respectivamente em sua saída, tensões reguladas de +5 e +12 Volt. Apresentam as seguintes características principais:

- Corrente de saída de 5A (7805) e 1A (7812)
- Proteção interna sobre sobrecarga
- Não requer componentes externos

As figuras (4.38) e (4.39) mostram respectivamente a pinagem e o diagrama elétrico correspondente aos reguladores LM-7805 e LM-7812⁽⁴⁸⁾.

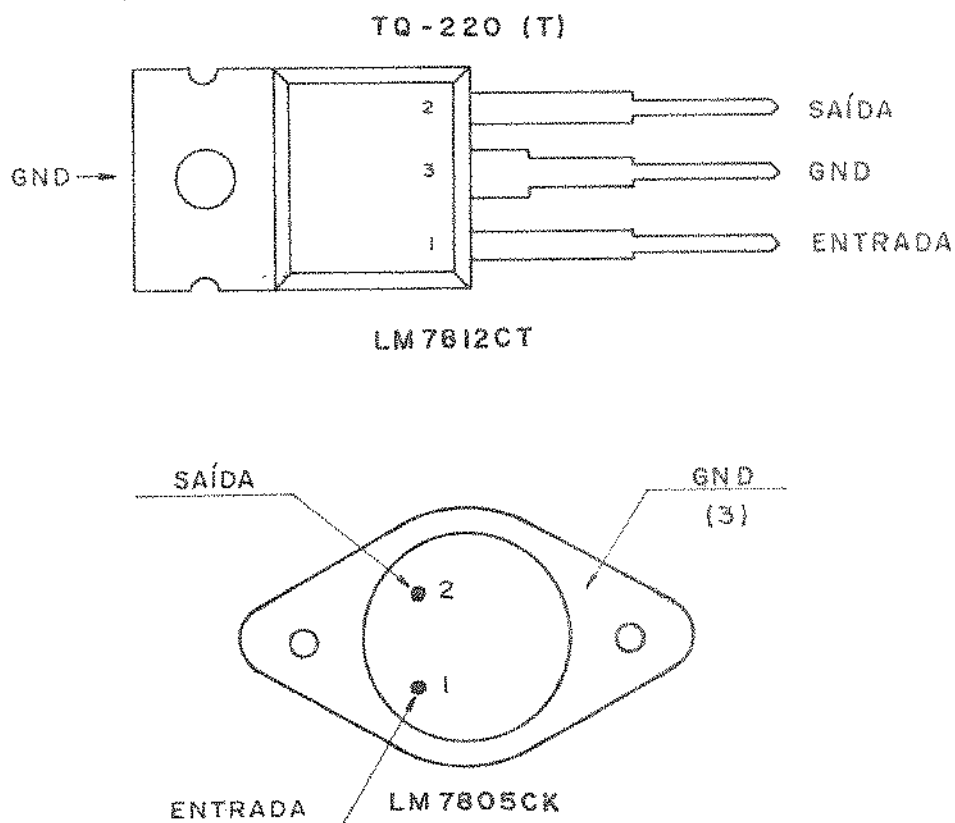


Figura (4.38) - Pinagem e encapsulamento do LM-7805 e LM-7812.

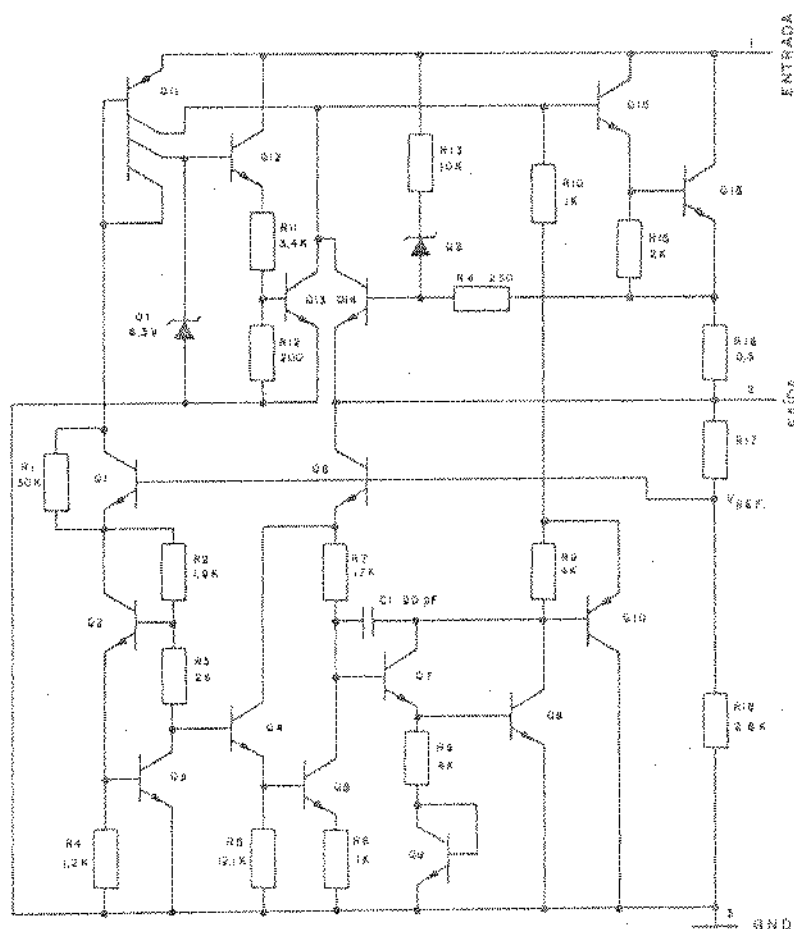


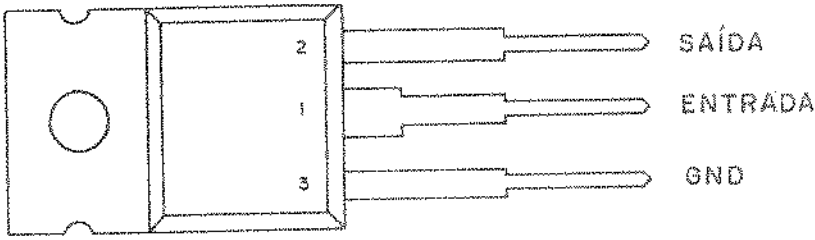
Figura (4.39) - Diagrama elétrico equivalente dos circuitos LM-7805 e LM-7812.

4.5.1.2 - O 7912

O regulador integrado LM-7912 foi projetado para fornecer em sua saída uma tensão regulada de -12 Volt. Este circuito apresenta as seguintes características principais:

- Corrente de saída de 1A
- Externamente compensado com um capacitor de 0,1 μF
- Regulação máxima na linha menor que 0,07% $V_{\text{saída}}/V$
- Regulação máxima na carga menor que 0,01% $V_{\text{saída}}/\text{mA}$

As figuras (4.40) e (4.41) mostram respectivamente a pinagem e o diagrama elétrico correspondente ao regulador integrado 7912⁽⁴⁸⁾.



LM7912

Figura (4.40) - Pinagem e encapsulamento do LM-7912.

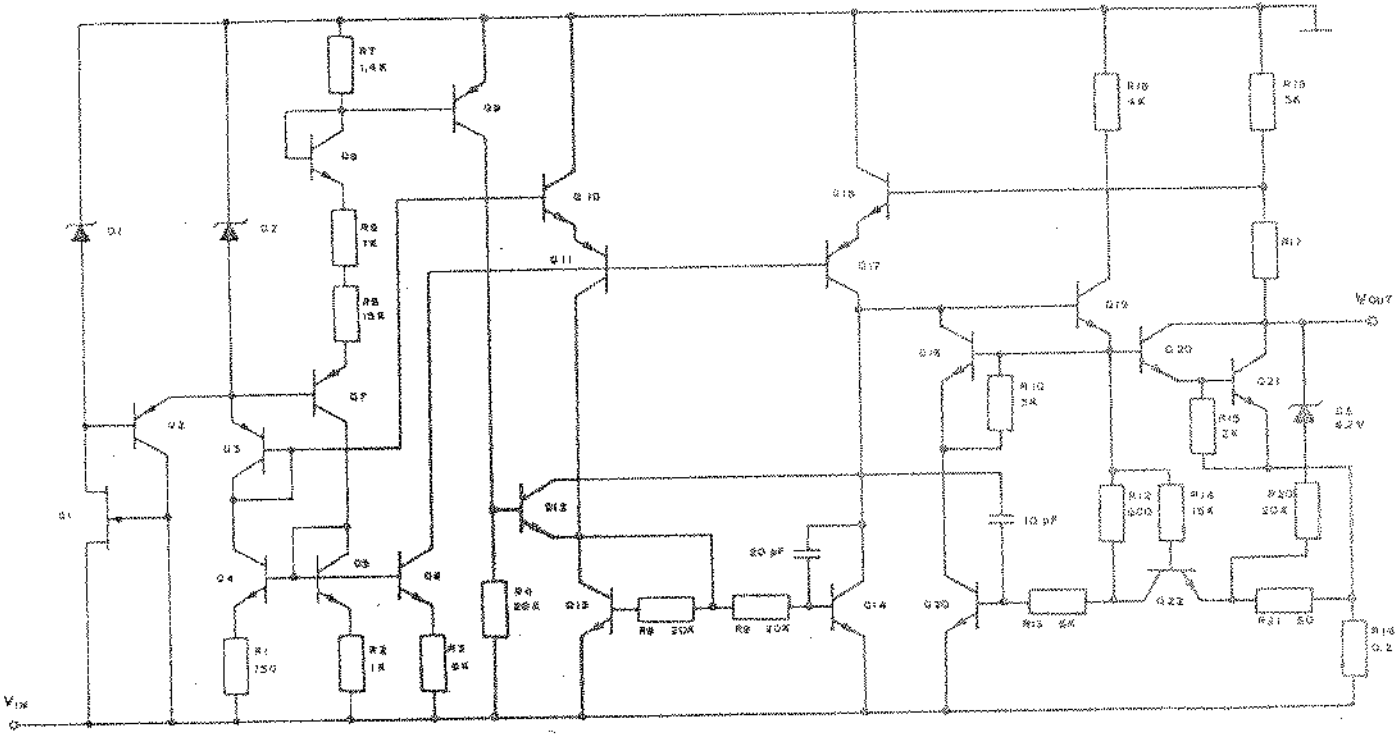


Figura (4.41) - Diagrama elétrico equivalente para o regulador LM-7912.

4.5.2 - O SENSOR E EMISSOR INFRAVERMELHO TIL 139

O TIL 139 é um circuito optoeletrônico e é constituído basicamente por um diodo emissor infravermelho, o TIL 32 de arseneto de gálio (*Gallium Arsenide*) e um fototransmissor n-p-n de silício, o TIL 78, os quais são montados em um encapsulamento próprio.

A figura (4.42) mostra a disposição dos pinos e as dimensões do TIL 139⁽⁴⁹⁾.

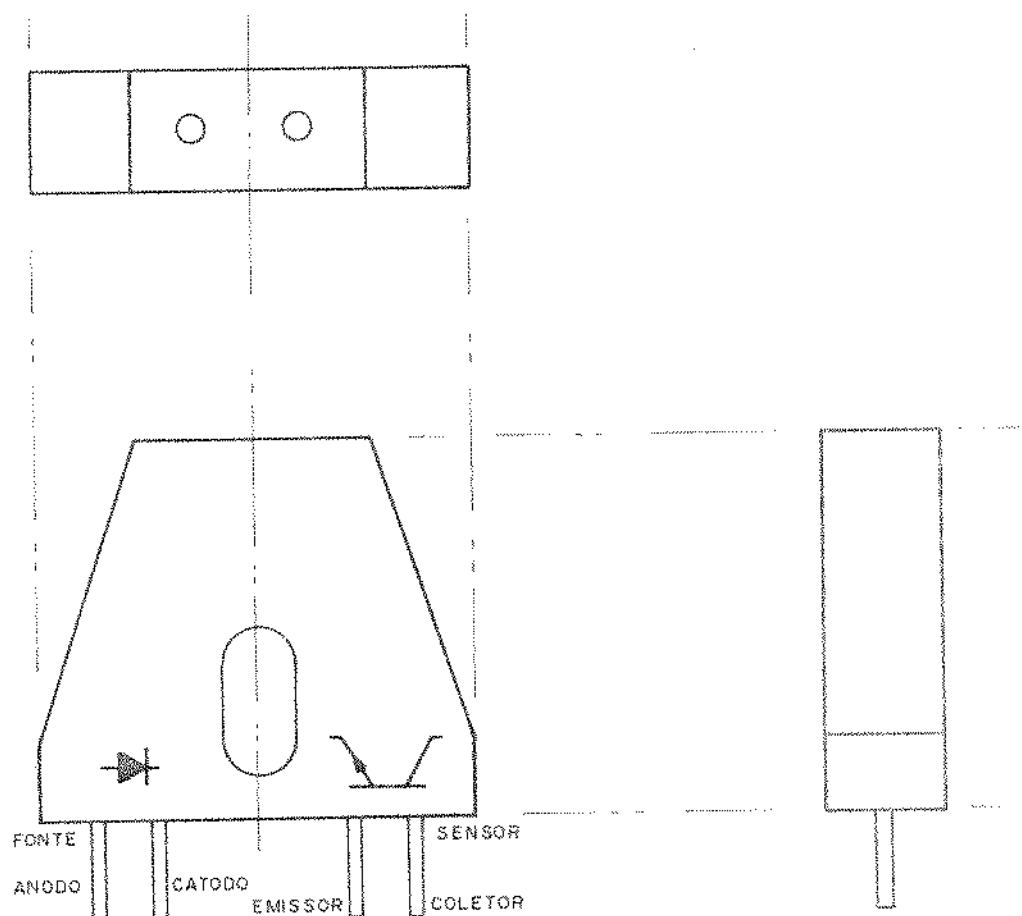


Figura (4.42) - Disposição do TIL 139.

As principais características elétricas fornecidas pelo fabricante são:

- Tensão reversa (fonte) $\rightarrow$ 2V
- Corrente contínua direta (fonte) $\rightarrow$ 40 mA
- Tensão entre coletor-emissor (sensor) $\rightarrow$ 50V
- Tensão entre emissor-coletor (sensor) $\rightarrow$ 7V
- Dissipação contínua a 25°C (sensor) $\rightarrow$ 50mw

4.5.3 - O CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL ICL7107

Por ser este circuito, basicamente, um conversor analógico/digital, ele pode ser subdividido em duas seções, uma analógica e outra digital.

A seção analógica é mostrada na figura (4.43).

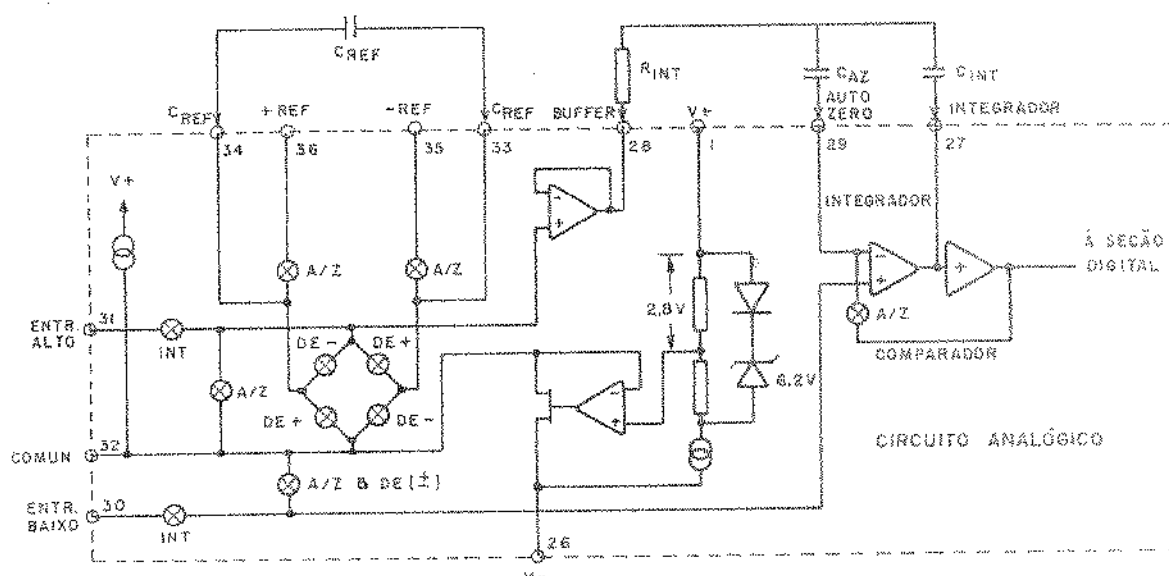


Figura (4.43) - Seção analógica do conversor A/D 7107.

Esta seção é a responsável pelo recebimento das informações necessárias às medições. Cada ciclo de medição é subdividido em três fases:

- Autozeramento (A/Z)
- Integração do sinal (INT)
- Desintegração do sinal (DE)

No autozeramento, as entradas INHI e INLO são desconectadas dos pinos de acesso externo (31 e 30 respectivamente) e são ligadas internamente ao comum analógico (pino 32) e em seguida o capacitor externo C_{REF} é carregado até a tensão de referência, depois um elo de realimentação sobre o circuito de carga do capacitor de autozero C_{AZ} é fechado para assim, compensar as tensões "offset" no amplificador buffer, no integrador e no comparador. Quando o comparador é incluído no elo de realimentação, a precisão do autozeramento é limitada apenas pelo ruído existente no sistema.

Na integração do sinal, o elo de realimentação é aberto e o curto circuito existente anteriormente entre INLI, INLO e terra é desfeito, sendo portanto restabelecida a ligação entre INHI e INLO com seus pinos externos. O conversor então integra a tensão diferencial existente entre as entradas alta e baixa por um tempo pré-fixado. Esta tensão diferencial pode ser a mesma da faixa de modo comum, menos 1 Volt de cada uma das fontes de tensão. Ao final deste período, está determinada a polaridade do sinal medido.

A última fase de medição pode também ser chamada de integração de referência.

Nesta fase a entrada INLO é conectada ao comum (pino 32) e a entrada INHI é ligada ao capacitor de referência, o qual foi previamente carregado na fase de autozeramento. Um circuito interno ao integrado garante que C_{REF} seja conectado com polaridade correta, causando assim um retorno a zero da saída do integrador.

Este tempo utilizado para que a saída volte a zero é proporcional ao sinal de entrada.

Ao final da seção analógica o sinal é enviado à seção digital.

O tempo gasto para a leitura pode ser dado pela equação (IV-1)

$$t_L = 1000 \left(\frac{V_{in}}{V_{REF}} \right) \quad (IV-1)$$

A figura (4.44) mostra a seção digital do circuito integrado 7107, a qual tem a finalidade básica de converter o sinal recebido da seção analógica em informação para display de 7 segmentos, para informação visual.

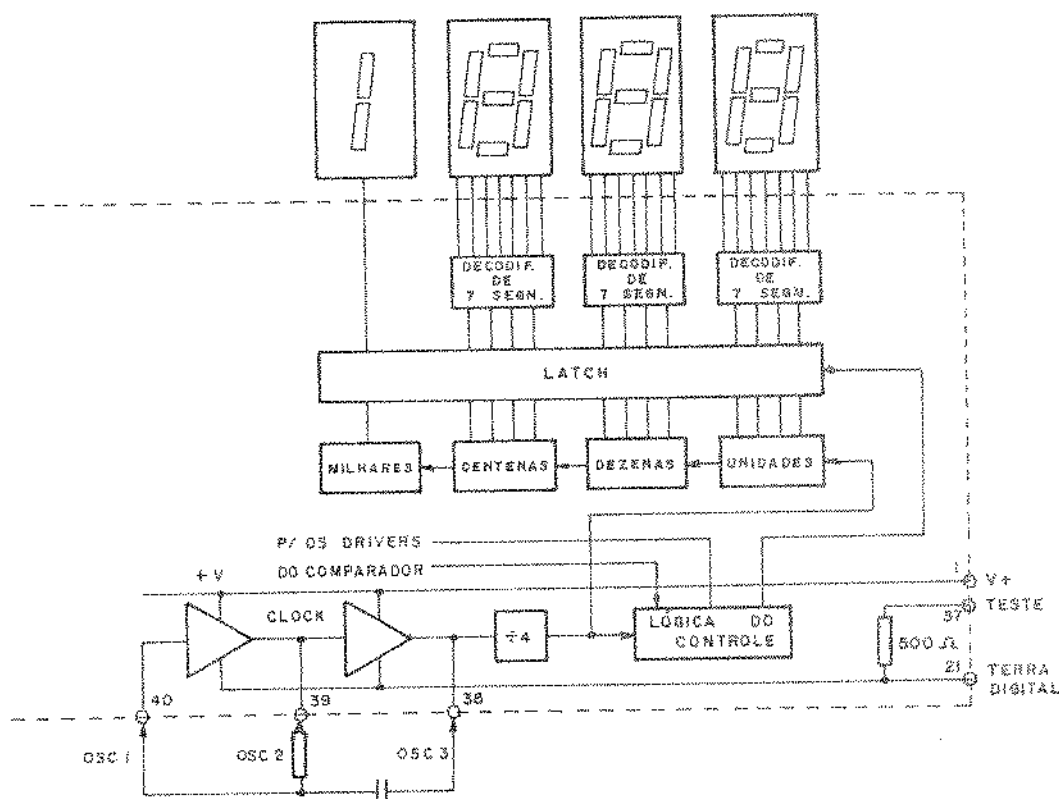


Figura (4.44) - Seção digital do conversor A/D 7107

O sinal recebido do comparador da seção analógica, vai ao circuito de controle, o qual é ativado pelo oscilador formado pelo circuito RC (ligados aos pinos 38, 39, 40) que controla e termina o tempo de leitura do sinal.

Após o circuito de controle lógico tem-se os contadores e divisores digitais seguidos de três decodificadores que têm também a finalidade de limitar a corrente de cada segmento dos displays em aproximadamente 8mA.

A figura (4.45) mostra a pinagem equivalente ao conversor analógico/digital 7107.

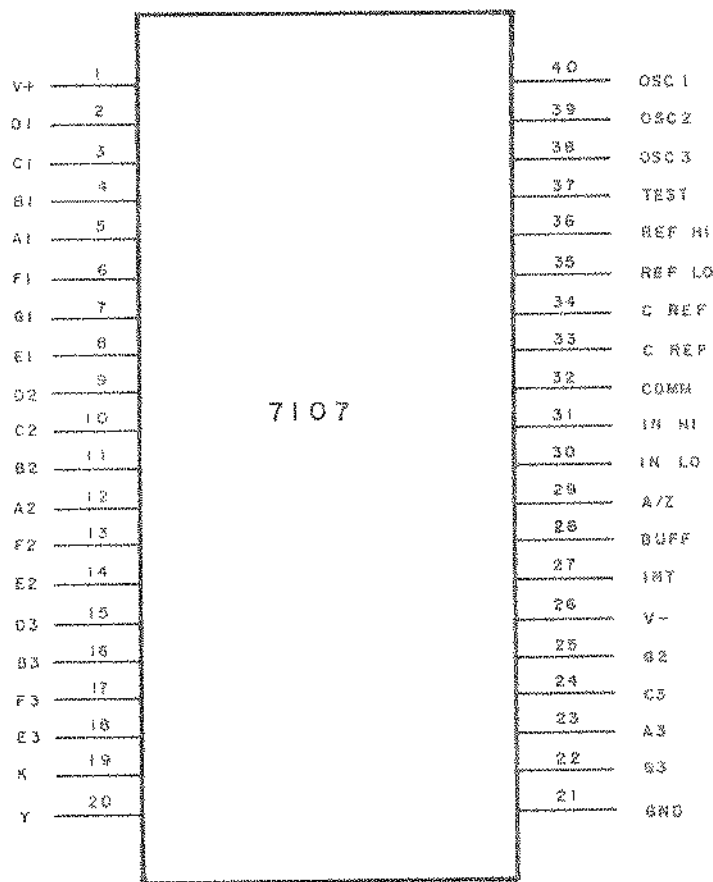


Figura (4.45) - Vista de topo do conversor A/D 7107.

4.5.4 - OS DISPLAYS MAN72A

Os displays MAN72-A são constituídos de sete segmentos de LEDs vermelhos, anodo comum e apresentam um ponto decimal. Sua disposição é vista na figura (4.46).

São encapsulados na forma "dual in line" e apresentam 14 pinos.

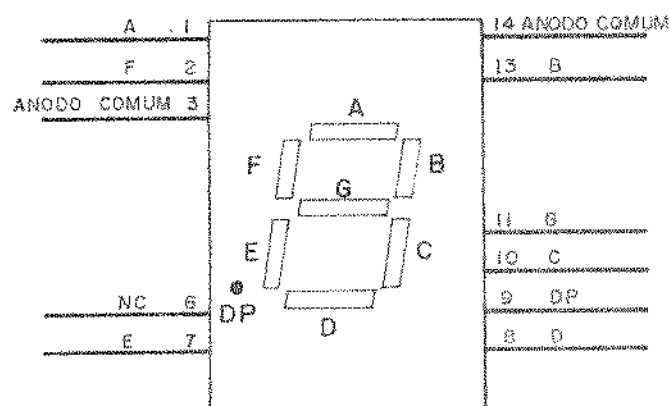


Figura (4.46) - Disposição do display MAN72A.

As principais características elétrica-ópticas fornecidas pelo fabricante são ⁽⁵⁰⁾:

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICA-ÓPTICAS	MÍNIMA	TÍPICA	MÁXIMA	UNIDADE	CONDIÇÕES DE TESE
Intensidade luminosa (média por dígito)	125			μcd	I _F =10mA
Comprimento de onda no pico de emissão		660		nm	
Largura da metade da linha espectral		20		nm	
Tensão direta por segmento			2,0	v	I _F =20mA
ponto decimal			2,0	v	I _F =20mA
Capacitância por segmento		35	80	pF	V=0
ponto decimal		35	80	pF	V=0
Resistência dinâmica por segmento		2		Ω	I _{pK} =100mA
ponto decimal		2		Ω	I _{pK} =100mA
Corrente reversa por segmento		100		μA	V _R =5,0v
ponto decimal		100		μA	V _R =5,0v

4.6 - SUBDIVISÃO DO SISTEMA ELETRÔNICO E ANÁLISE ESPECÍFICA DOS SUBSISTEMAS

4.6.1 - ASPECTOS GERAIS

O sistema desenvolvido é composto basicamente por oito subsistemas, os quais são vistos no diagrama de blocos apresentado na figura (4.47).

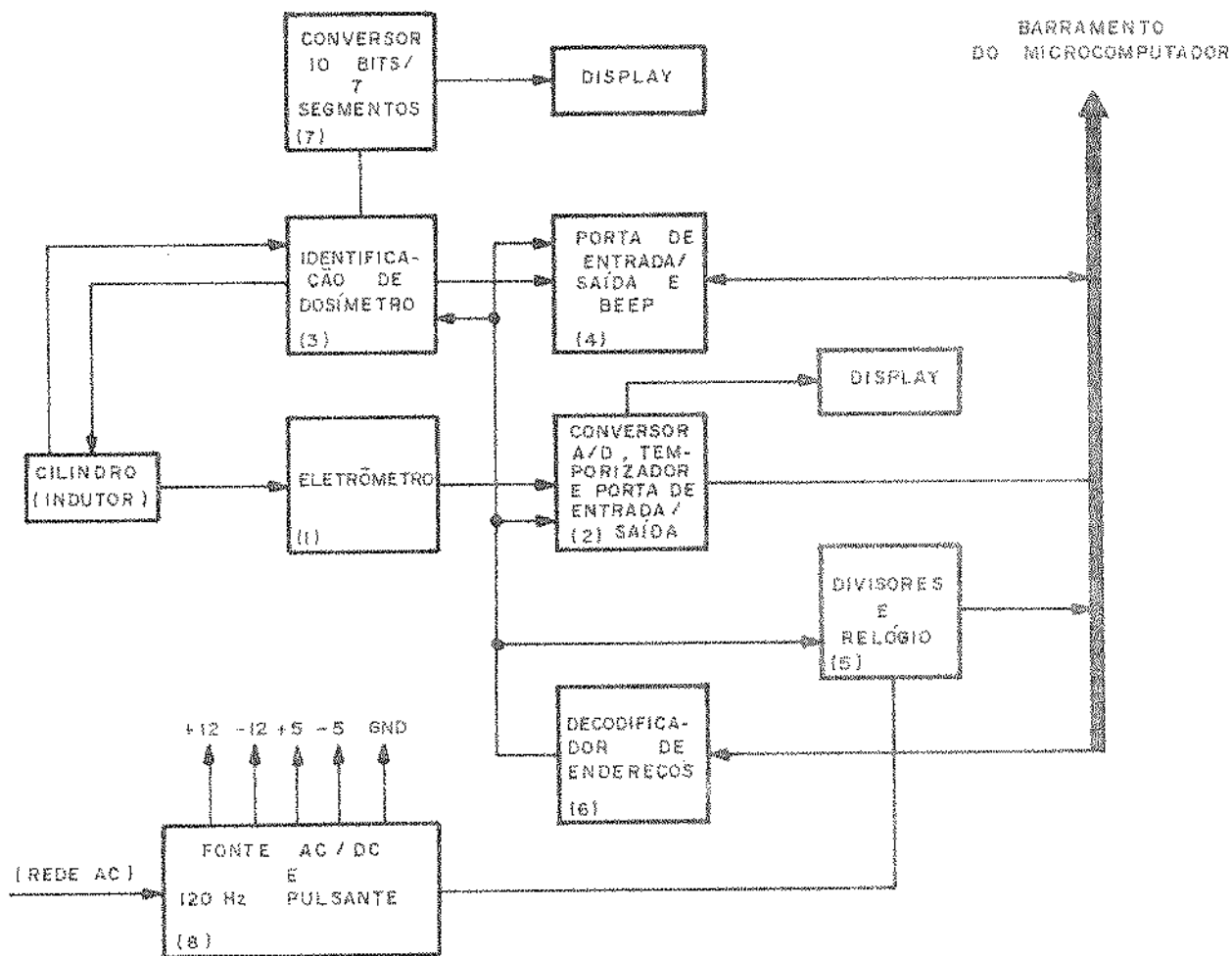


Figura (4.47) - Diagrama de blocos do sistema eletrométrico computerizado.

Aos oito blocos são incorporados dois conjuntos de displays, os quais fornecerão a identificação e a carga de um dosímetro específico a ser analisado.

Os blocos podem ser ordenados da seguinte maneira:

- (1) Eletrômetro
- (2) Conversor Analógico/Digital, Temporizador e Portas de entrada/saída
- (3) Identificação de dosímetro
- (4) Porta de entrada/saída e Beep
- (5) Divisores e Relógio
- (6) Decodificador de endereços
- (7) Conversor de 10 bits para 7 segmentos
- (8) Ponte de alimentação

Serão analisados nas seções seguintes os oito subsistemas vistos no Diagrama de Blocos da figura (4.47).

4.6.2 - ELETRÔMETRO

O eletrômetro desenvolvido é constituído basicamente de dois estágios.

Sua finalidade principal é medir, por um processo indutivo, a carga equivalente da superfície do Teflon. Esta medida fornece uma indicação de radiação à qual o dosímetro foi exposto.

O primeiro estágio do circuito é definido por um circuito integrador ativo. A figura (4.48) mostra o circuito integrador ativo do primeiro estágio.

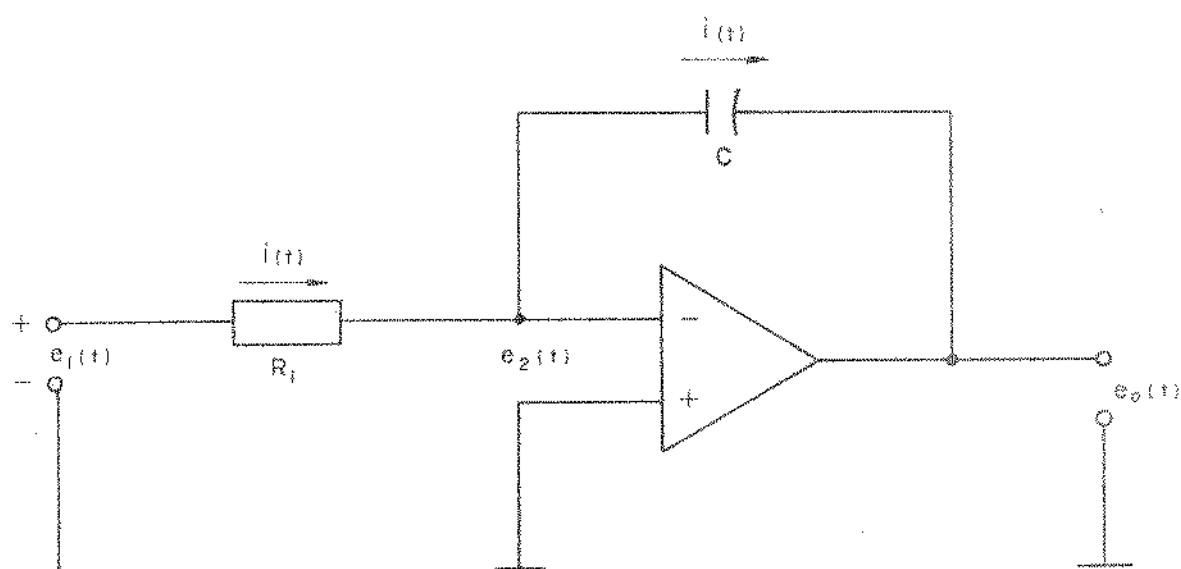


Figura (4.48) - Circuito Integrador Ativo.

No circuito, R_1 é o elemento de entrada e C_1 é o elemento de realimentação. Tomando-se o diagrama esquemático da figura (4.48) e fazendo

$$Z_1(s) = R_1 \quad (\text{IV-2})$$

e

$$Z_2(s) = \frac{1}{sC} \quad (\text{IV-3})$$

pode-se calcular a função de transferência $G(s)$. Assumindo ser este amplificador operacional ideal, tem-se

$$G(s) = - \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \quad (\text{IV-4})$$

logo, substituindo as equações (IV-2) e (IV-3) na equação (IV-4) tem-se

$$G(s) = - \frac{1}{SCR_1} \quad (IV-5)$$

mas

$$G(s) \triangleq \frac{E_0(s)}{E_1(s)} \quad (IV-6)$$

portanto, das equações (IV-5) e (IV-6) chega-se a

$$E_0(s) = - \frac{1}{SCR_1} E_1(s) \quad (IV-7)$$

Aplicando antitransformada de Laplace na equação (IV-7) e considerando as condições iniciais iguais a zero, tem-se o sinal de saída em função do tempo.

Logo:

$$\mathcal{L}^{-1}[E_0(s)] = e_0(t)$$

$$e_0(t) = - \frac{1}{CR_1} \int_0^t e_1(t) dt \quad (IV-8)$$

Uma vez que:

$$Q = C \cdot V \quad (IV-9)$$

pode-se determinar a carga no capacitor do ramo de realimentação, a qual será igual ao valor da tensão de saída vezes o valor da capacitância do capacitor, isto é,

$$\{[e_o(t)] \cdot C\} = \left[-\frac{1}{CR_1} \int_0^t e_i(t) dt \right] \cdot C$$

ou

$$Q = \{[e_o(t)] \cdot C\} \quad (IV-10)$$

Esta carga é proporcional à tensão de entrada do circuito.

O segundo estágio do eletrômetro é definido por um "Buffer", o qual tem a finalidade de isolar o integrador sensível dos estágios seguintes do circuito, bem como ajudar na compensação da tensão offset proveniente do estágio integrador.

Os circuitos operacionais analógicos usados neste sistema foram os BIMOS 3140 (discutidos na seção 4.4.3), devido às suas características convenientes.

A figura (4.49) apresenta o circuito completo do eletrômetro. Os capacitores de 0,33 μF têm a finalidade de evitar ruídos externos e melhorar a qualidade das alimentações do circuito.

Os potenciômetros de 50 K Ω (15 voltas) são usados para ajustar a tensão offset da saída e o resistor conectado à entrada não invasora do integrador é usado para minimizar a corrente de polarização de entrada do circuito.

O divisor resistivo entre os estágios, tem a finalidade de evitar a saturação do conversor analógico/digital do estágio seguinte.

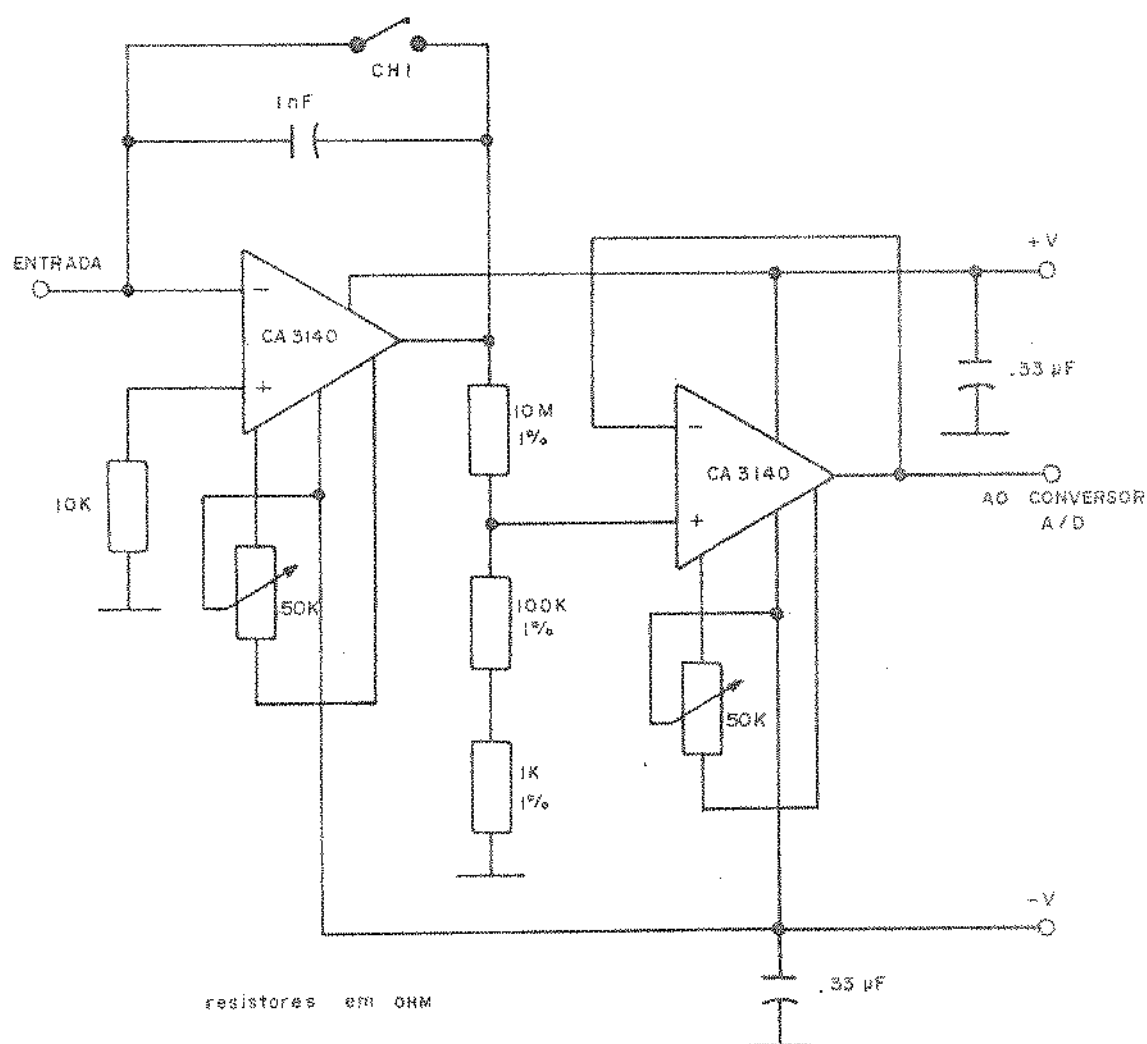


Figura (4.49) - Circuito do Eletrômetro.

O divisor resistivo foi implementado com resistores de película metálica de 1% de precisão, com os objetivos de obter melhor precisão na divisão de tensão e devido a este tipo de resistor possuir coeficiente de temperatura da ordem de $\pm 50\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, minimizando assim efeitos térmicos.

A chave CH_1 é normalmente fechada e está localizada na entrada do cilindro indutor. Com a entrada do dosímetro no cilindro indutor, ocorre a abertura de CH_1 e portanto ocorre o processo de integração.

A figura (4.50) mostra em corte o cilindro indutor constituído do cilindro guia e do cilindro coletor e suas dimensões físicas.

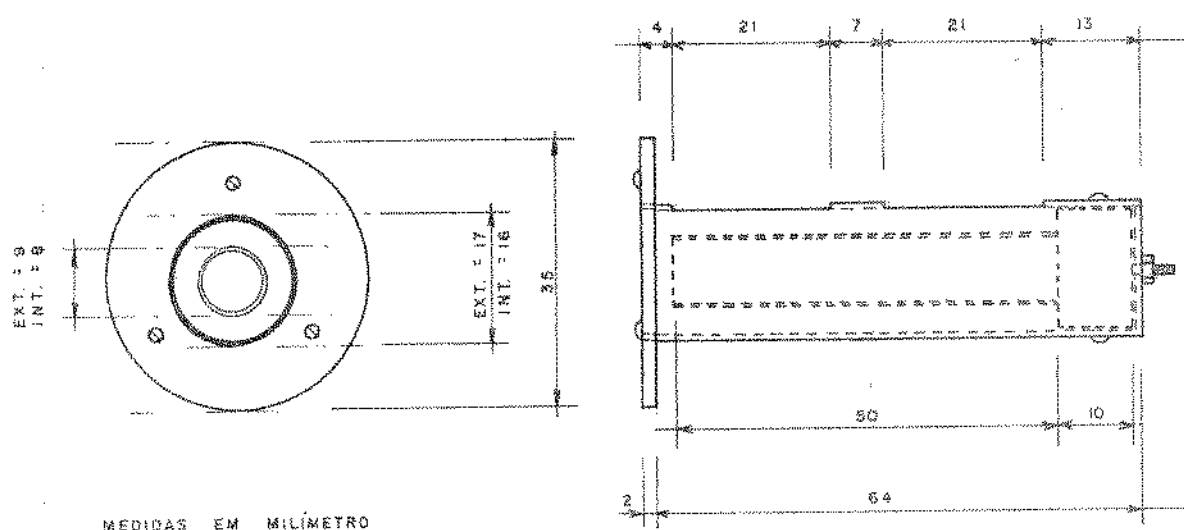


Figura (4.50) - Cilindro indutor.

4.6.3 - CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL, TEMPORIZADOR E PORTAS DE ENTRADA/SAIDA

Este subsistema é composto pelo conversor analógico digital 7107, as portas de entrada e saída de dados Z80 PIO, vistos respectivamente nas seções 4.5.3 e 4.2.2, e de um circuito temporizador sintetizado com componentes discretos.

O conversor A/D tem a finalidade de converter o sinal analógico proveniente do eletrômetro, em um sinal digital para posterior processamento e para visualização no conjunto de "displays" para leitura da carga equivalente da superfície do Teflon.

As portas de entrada e saída de dados paralelos são habilitadas pelo "software" residente no microcomputador, o qual será visto no capítulo seguinte.

Estes circuitos de entrada e saída possibilitam o interfaceamento do sistema com o microcomputador.

A figura (4.51) apresenta o circuito formado pelo conversor analógico/digital e as portas Z80-PIO.

O circuito temporizador, visto na figura (4.52) utiliza componentes eletrônicos discretos. Sua finalidade principal é a de congelar o "clock" do conversor analógico/digital, evitando assim, após uma temporização, a mudança dos dados enviados ao display conectado a este bloco. Isto é feito para evitar uma leitura errada no display, considerando a integração da tensão "offset" proveniente do eletrômetro.

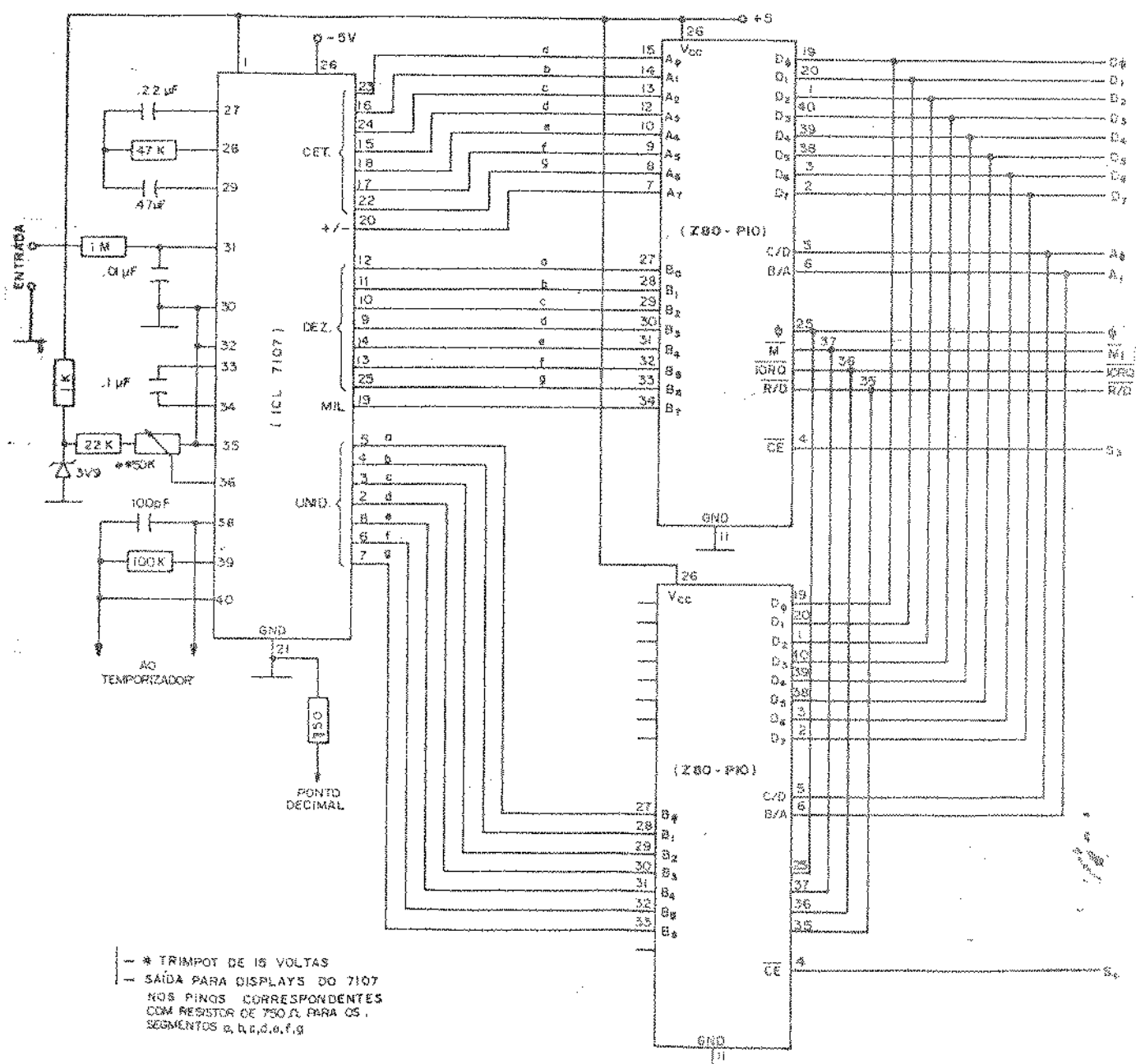


Figura (4.51) - Conversor A/D e portas de entrada e saída.

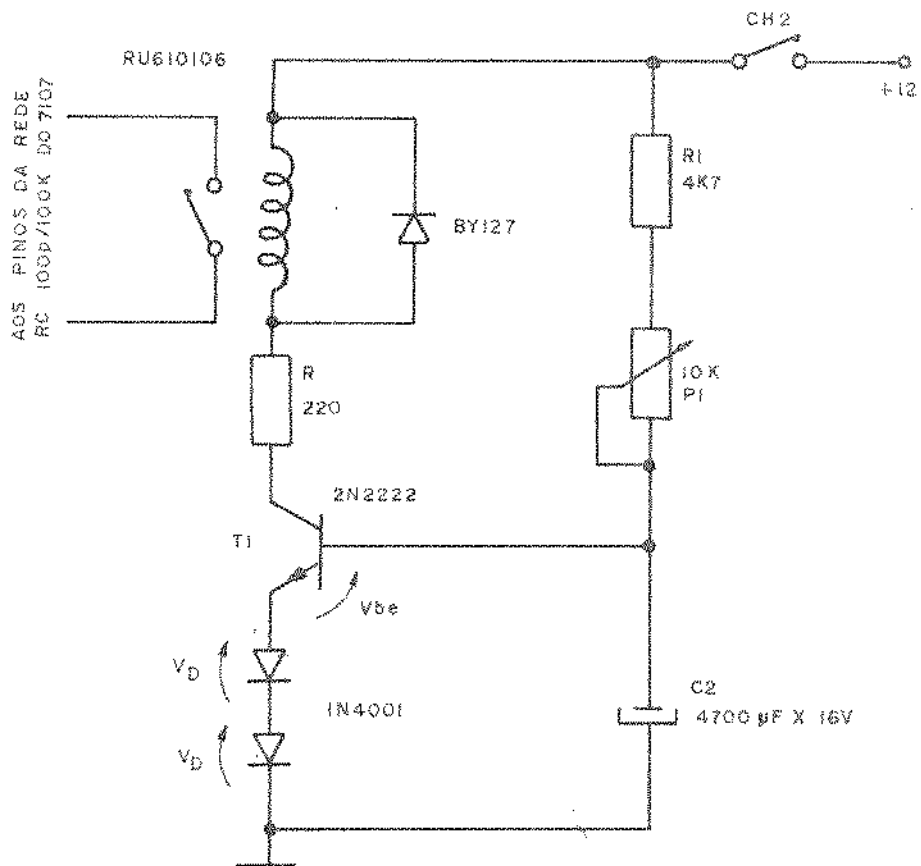


Figura (4.52) - Temporizador.

No circuito da figura (4.52) a chave CH2 é normalmente aberta e está localizada no final do cilindro indutor, localizado na entrada do eletrômetro. Com a entrada do dosímetro no cilindro indutor, quando este chega ao final, ocorre o fechamento de CH2, o que provocará a carga do capacitor C2 de 4700 µF através de uma constante de tempo.

$$t_1 = (R_1 + P_1) \cdot C_2 \quad (IV-11)$$

Quando a tensão sobre o capacitor atingir $(2V_D + V_{be})$, o transistor T₁ entra em condução acionando o relê RU. Com o contato fechado, RU define um curto circuito sobre o capacitor da rede RC conectada nos pinos 38 e 39 do conversor 7107, evitando as

sim oscilação, tendo como consequência o congelamento dos dados na saída do conversor, fixando o display na leitura realizada.

4.6.4 - SUBSISTEMA DE IDENTIFICAÇÃO DE DOSÍMETROS

O circuito de identificação é formado em seu estágio de entrada por dois elementos optoeletrônicos TIL139 (analisados na secção 4.5.2) onde têm respectivamente a finalidade de ler si multaneamente o clock e o código de um dosímetro, quando da inserção no cilindro indutor de entrada.

Este código juntamente com o clock, estão estampados em etiquetas, que são anexadas aos dosímetros.

A figura (4.53) mostra exemplos destas etiquetas. Pode se observar que o código de barras utilizado, gera os números necessários para identificar 1024 dosímetros, pois uma vez usados 10 bits, obtém-se este número de combinações.

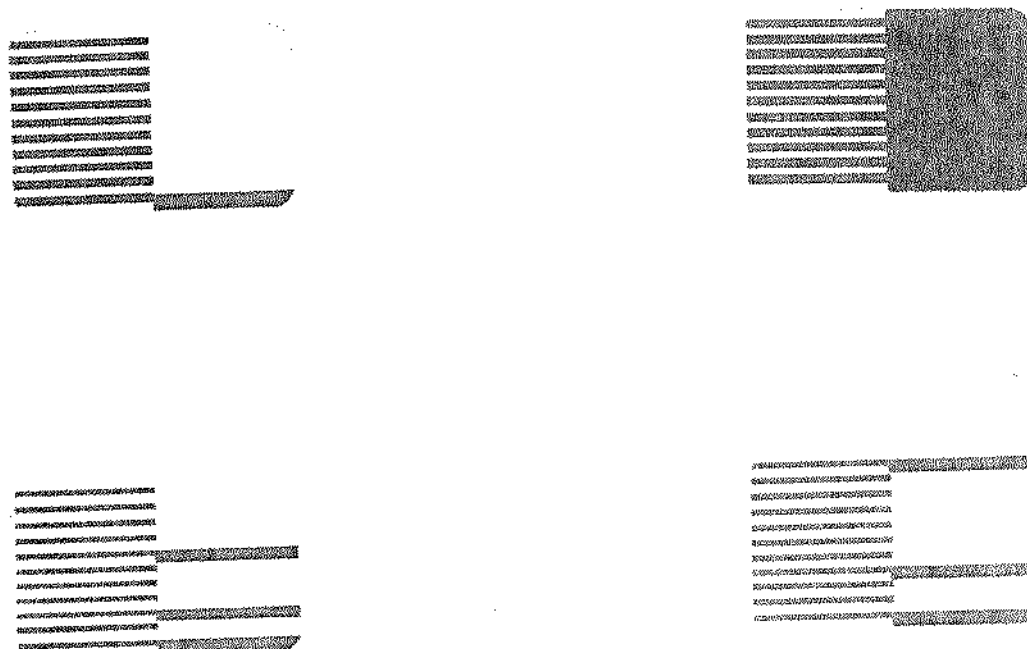


Figura (4.53) - Exemplo de etiquetas (código de barras).

Entre a passagem de uma barra preta e uma barra branca, os fototransistores vão da região de corte à região de saturação e este sinal é levado a um comparador formado pelo amplificador operacional bipolar 741 (analisado na seção 4.4.2). Este sinal é levado ao circuito SN74LS14 que tem características de um circuito Schmitt trigger (analisado na seção 4.3.2), melhorando portanto o sinal sob forma digital.

Esse desenvolvimento é simultaneamente realizado para o código de barras do clock e da identificação. A linha proveniente do "clock" é conectada ao pino de "clock" de um circuito SN74LS164 que é um "Shift Registers" (analisado na seção 4.3.6), enquanto que a linha proveniente do código de dados é conectada ao pino de entrada de dados do referido circuito.

Portanto simultaneamente com o clock do circuito, os dados são inseridos serialmente e aparecem na saída sob forma paralela.

Devido a usar 10 bits de dados, ocorreu a necessidade do uso de dois "Shift Registers".

Portanto uma vez inserido um dosímetro com uma etiqueta específica, ocorre esse processo descrito e os dados referentes à sua identificação ficam presentes sob forma paralela de 10 bits nas saídas dos SN74LS164.

Para retirar esses dados do "Shift Registers" é necessário aplicar um nível lógico baixo no pino de "clear", o que deve ser feito para uma nova leitura.

Foi desenvolvido em "software" o envio deste sinal ao pino de "clear" e será visto no próximo capítulo.

O circuito completo deste subsistema de identificação está apresentado no diagrama esquemático da figura (4.54).

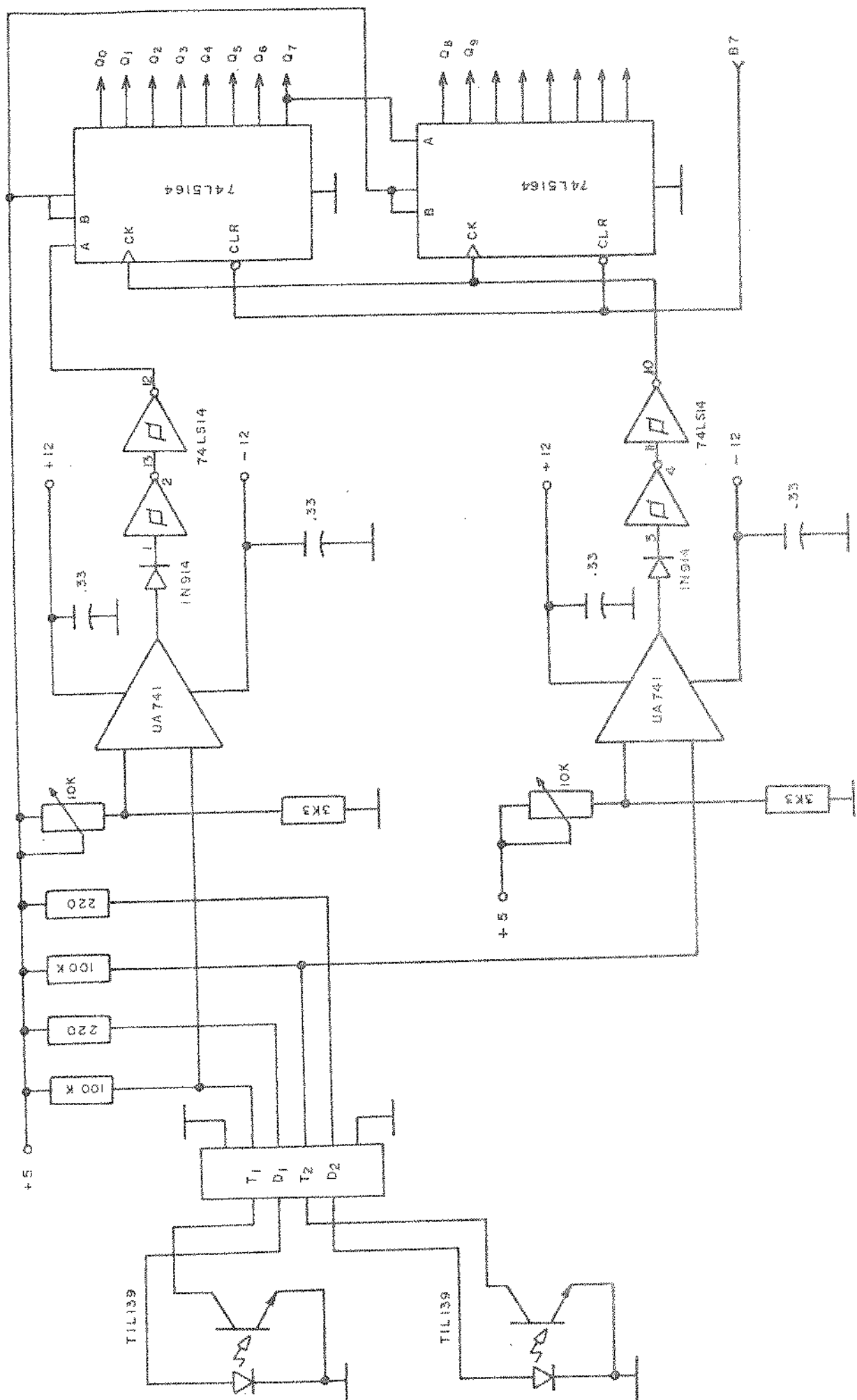


Figura (4.54) - Diagrama esquemático do sistema de identificação optoeletrônico.

4.6.5 - PORTA DE ENTRADA/SAIDA E BEEP

Este subsistema é formado por uma porta de entrada e saída Z80-PIO (analisada na seção 4.2.2) e o circuito para Beep.

A porta de entrada e saída de dados envia os bits que identificam o dosímetro, codificados em binário, para o microcomputador o qual, através de uma subrotina, codifica-os em decimal fornecendo a leitura ao usuário do equipamento.

O sistema foi desenvolvido de tal maneira que enquanto o dosímetro estiver inserido no cilindro indutor e a tensão induzida neste, for maior que 5 décimos de milivolts, constantemente será enviado um sinal ao alto falante através da porta de entrada e saída, produzindo um Beep. Quando for retirado o dosímetro, e a tensão induzida for menor que 5 décimos de milivolt, o Beep deixa de ocorrer.

O diagrama esquemático do circuito está apresentado na figura (4.55).

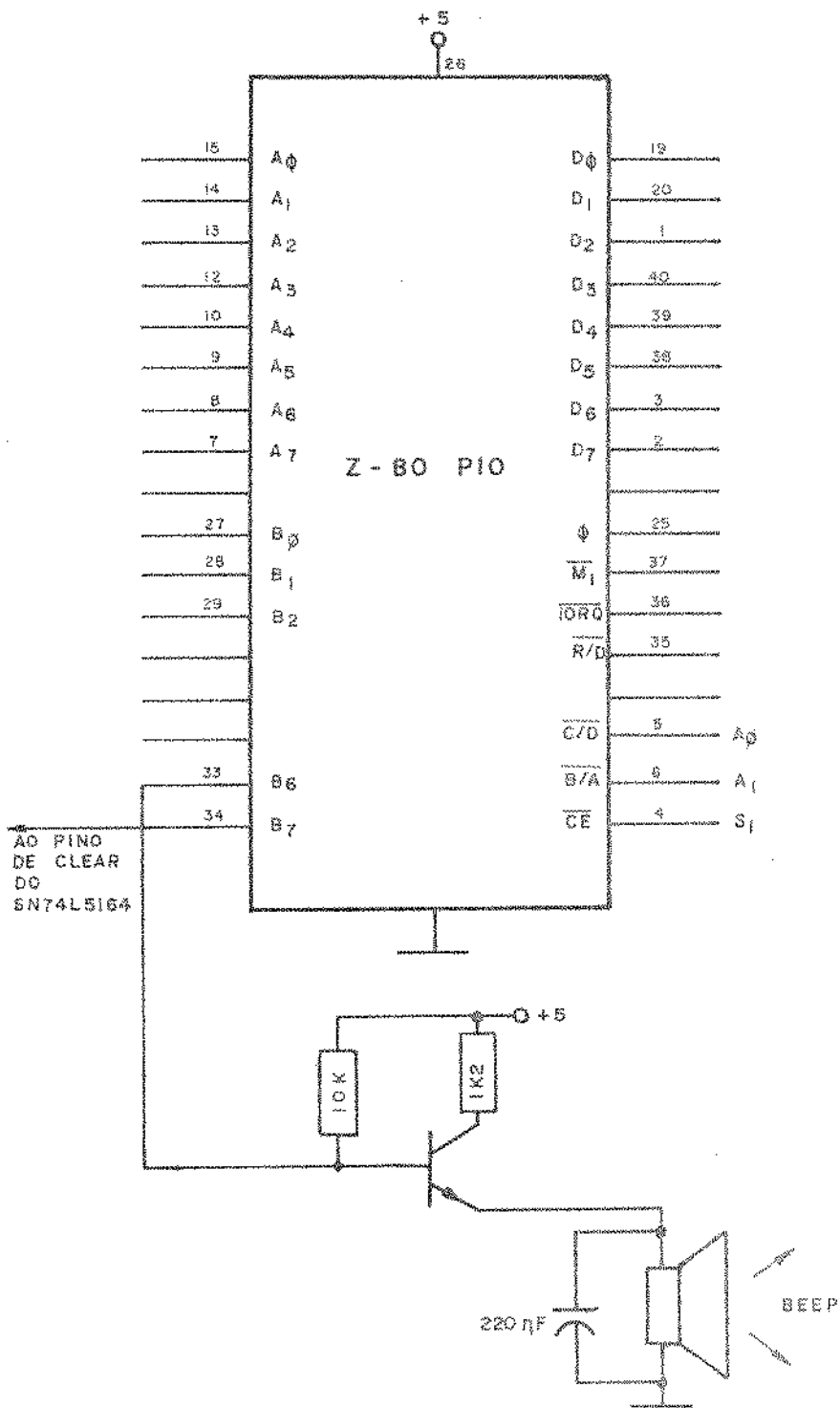


Figura (4.55) - Diagrama esquemático, Porta de entrada e saída de dados e Beep.

4.6.6 - DIVISORES E RELÓGIO

O subsistema formado pelos divisores e pelo contador de tempo programável tem a finalidade básica de definir o relógio e o calendário para o equipamento.

Fazem parte deste subsistema os circuitos integrados SN74LS14, SN74LS92, SN74LS390 e o Z-80 CTC. Estes circuitos foram analisados respectivamente nas seções 4.3.2, 4.3.3, 4.3.4 e 4.2.3.

A fonte de alimentação envia a este subsistema, um sinal de 120 Hz pulsante. Este sinal é processado pelo circuito gerando o relógio de horas/minutos e o calendário para dia/mês/ano, sendo que as constantes iniciais são requeridas pelo software do equipamento e são inseridas por intermédio do teclado do microcomputador acoplado ao sistema. A figura (4.56) apresenta o diagrama esquemático deste subsistema.

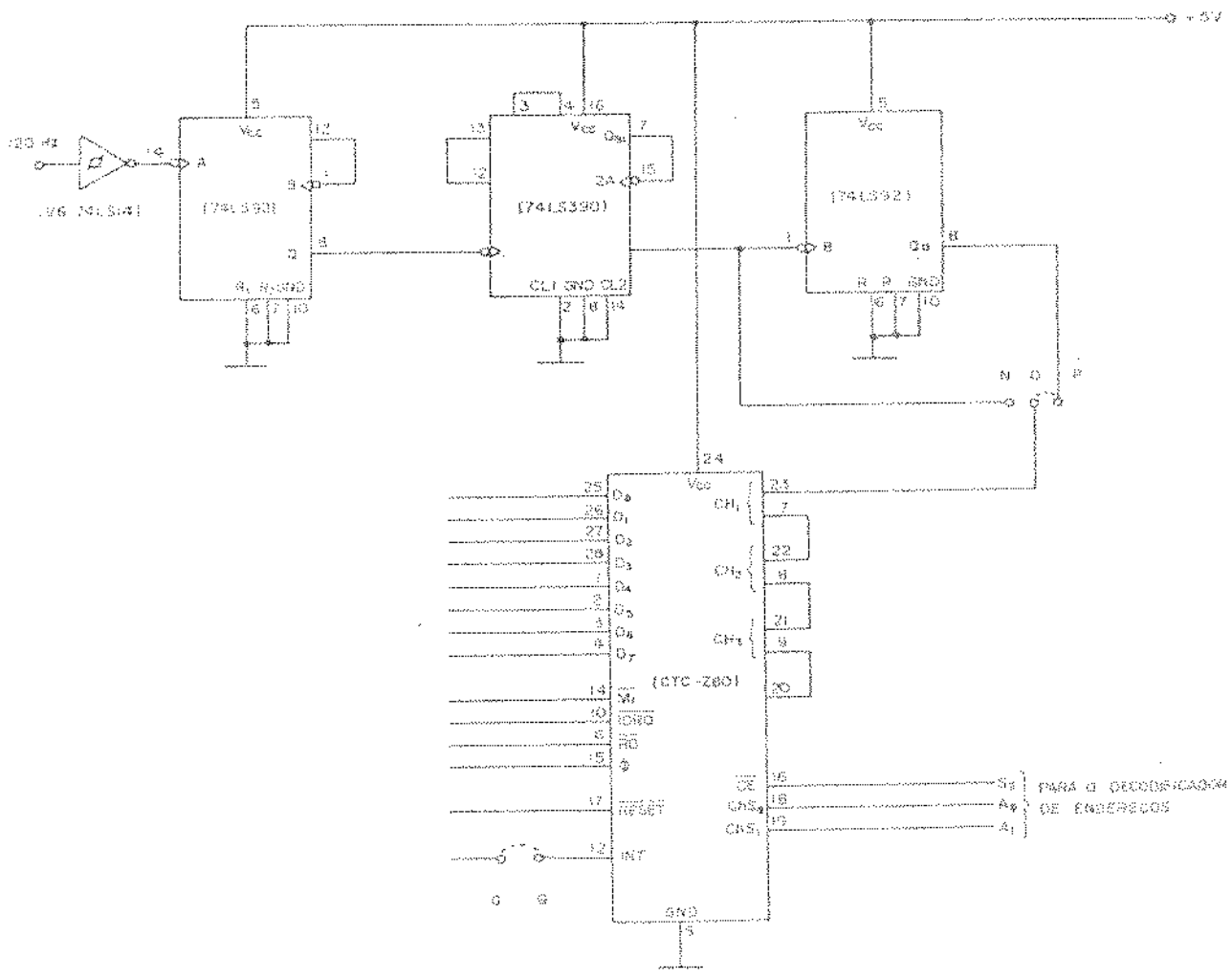


Figura (4.56) - Divisores e Relógio.

4.6.7 - O DECODIFICADOR DE ENDEREÇOS

O circuito decodificador de endereços é constituído pelo circuito integrado SN74LS138, o qual foi analisado na seção 4.3.5.

Sua finalidade básica é decodificar os endereços menos significativos do barramento de endereços do microcomputador, gerando endereços para habilitar as portas de entrada e saída paralela de dados (Z80-PIO) e o contador de tempo programável (Z80-CTC).

O diagrama esquemático está apresentado na figura (4.57).

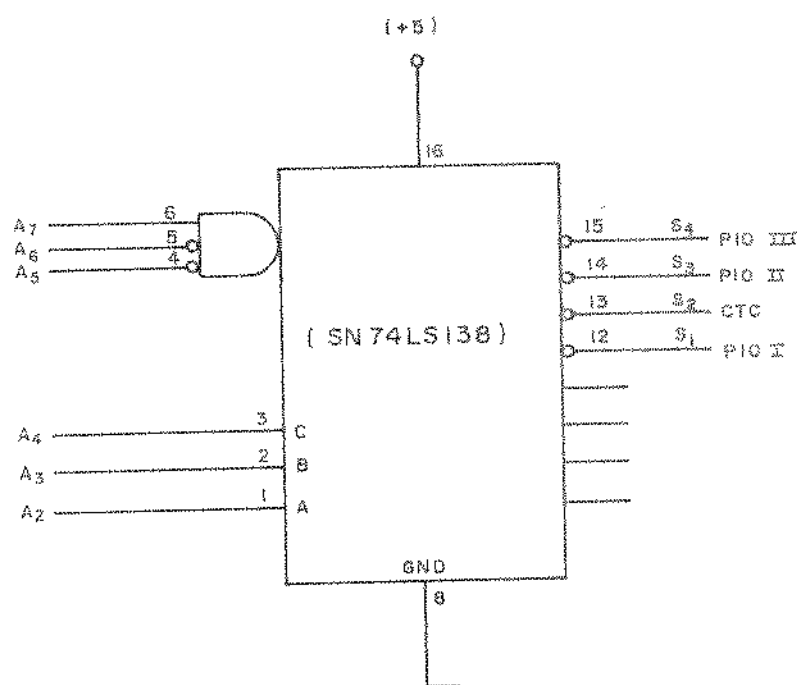


Figura (4.57) - Diagrama esquemático do decodificador de endereços.

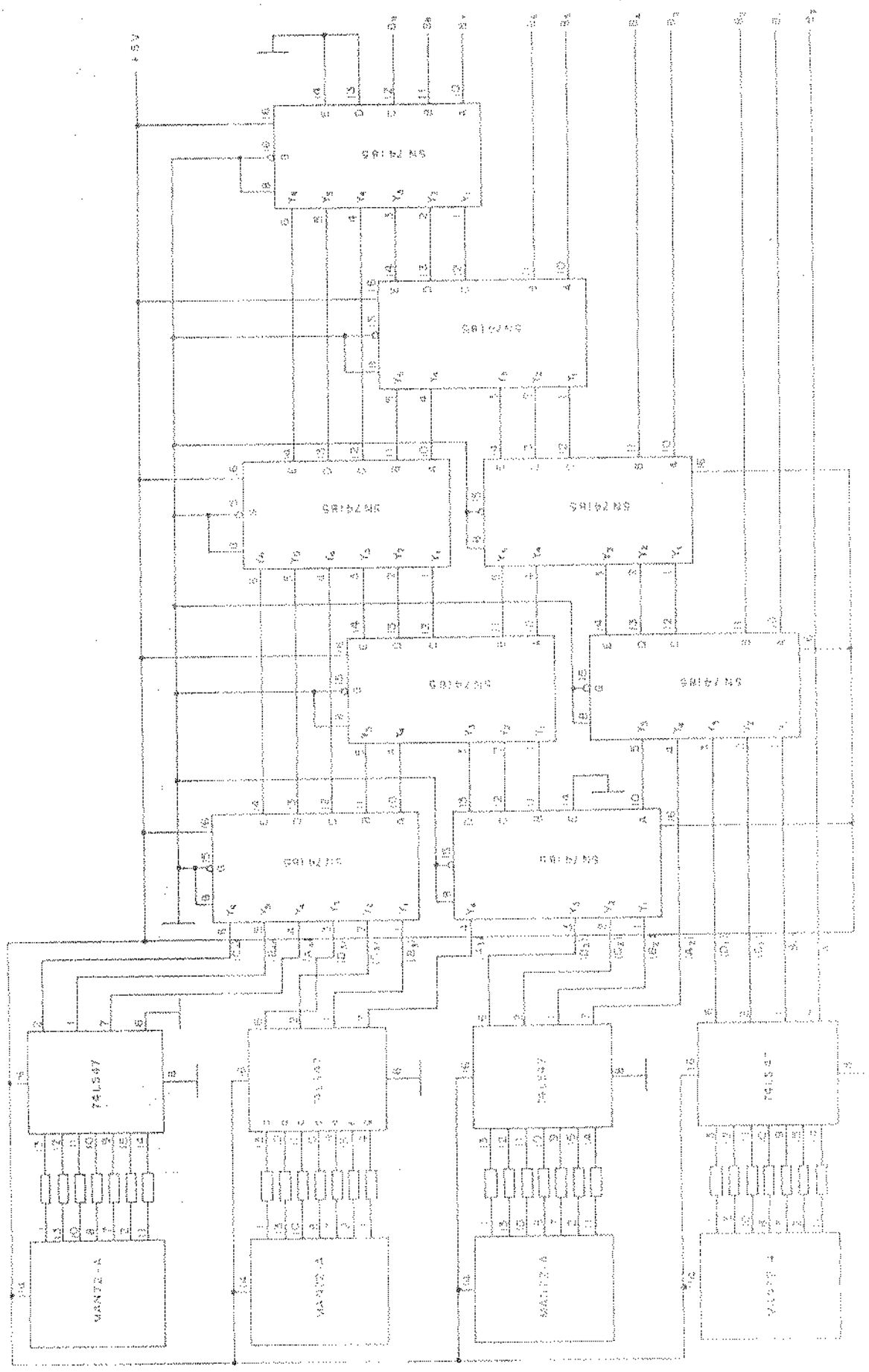
4.6.8 - CONVERSOR DE 10 BITS PARA 7 SEGMENTOS

O conversor de 10 bits binários em código de 7 segmentos é basicamente constituído de circuitos conversores binário para BCD, o SN74185-A (analisados na seção 4.3.7). Para a síntese desta conversão, binário-BCD, foram utilizados 8 circuitos integrados, isto porque, com 10 bits podemos ter 1024 combinações.

Para chegar ao código de 7 segmentos foram utilizados conversores BCD para 7 segmentos, o SN74LS47 (analisados na seção 4.3.8).

Para interconectar a saída, em código de 7 segmentos, aos Displays MAN72-A, foram usados resistores pois as saídas do SN74LS47 são em coletor aberto. O circuito do conversor de 10 bits para 7 segmentos é visto na figura (4.58).

Os dados de B0 a B9 são colhidos nas saídas dos registradores de deslocamento (SN74LS164) do subsistema de identificação de dosímetros.



74LS47 - 5501 5% (Q) 1/4 W

Figura (4.58) - Conversor 10 bits para 7 segmentos.

4.6.9 - FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O circuito da fonte de alimentação do sistema é visto na figura (4.59).

Esta fonte é capaz de suprir corrente na ordem de 4 A na tensão de +5v.

Simultaneamente à tensão de +5v, são fornecidas as tensões de -5v, +12v e um sinal de 120 Hz pulsante.

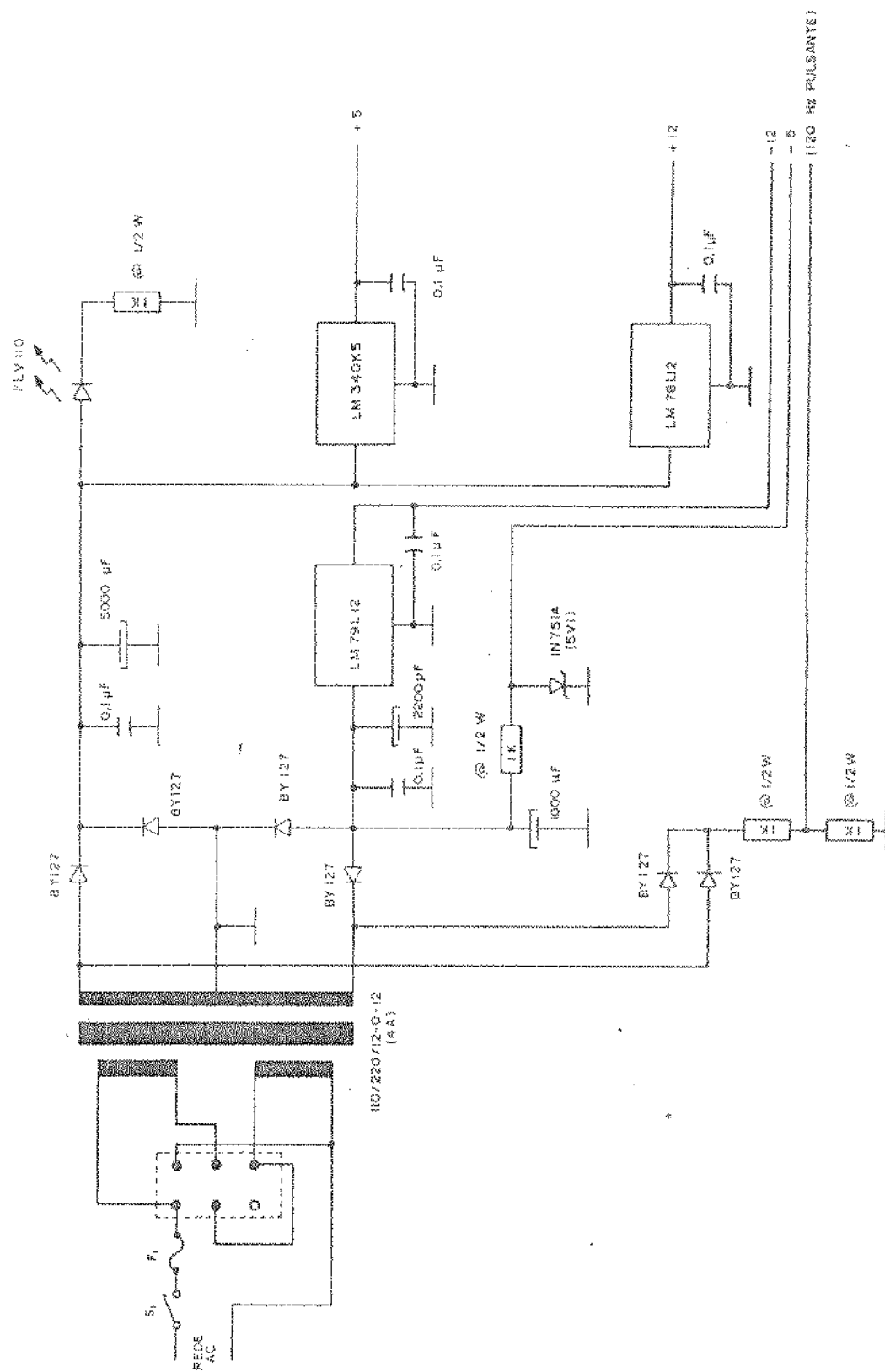


Figura (4.59) - Fonte de Alimentação.

4.6.10 - "LAY-OUT" DO SISTEMA ELETROMÉTRICO DIGITAL COMPUTERIZADO

As figuras (4.60), (4.61), (4.62) e (4.63) mostram respectivamente o lado inferior, o lado superior, a vista por cima dos componentes no lay-out e os "lay-out" para os displays.

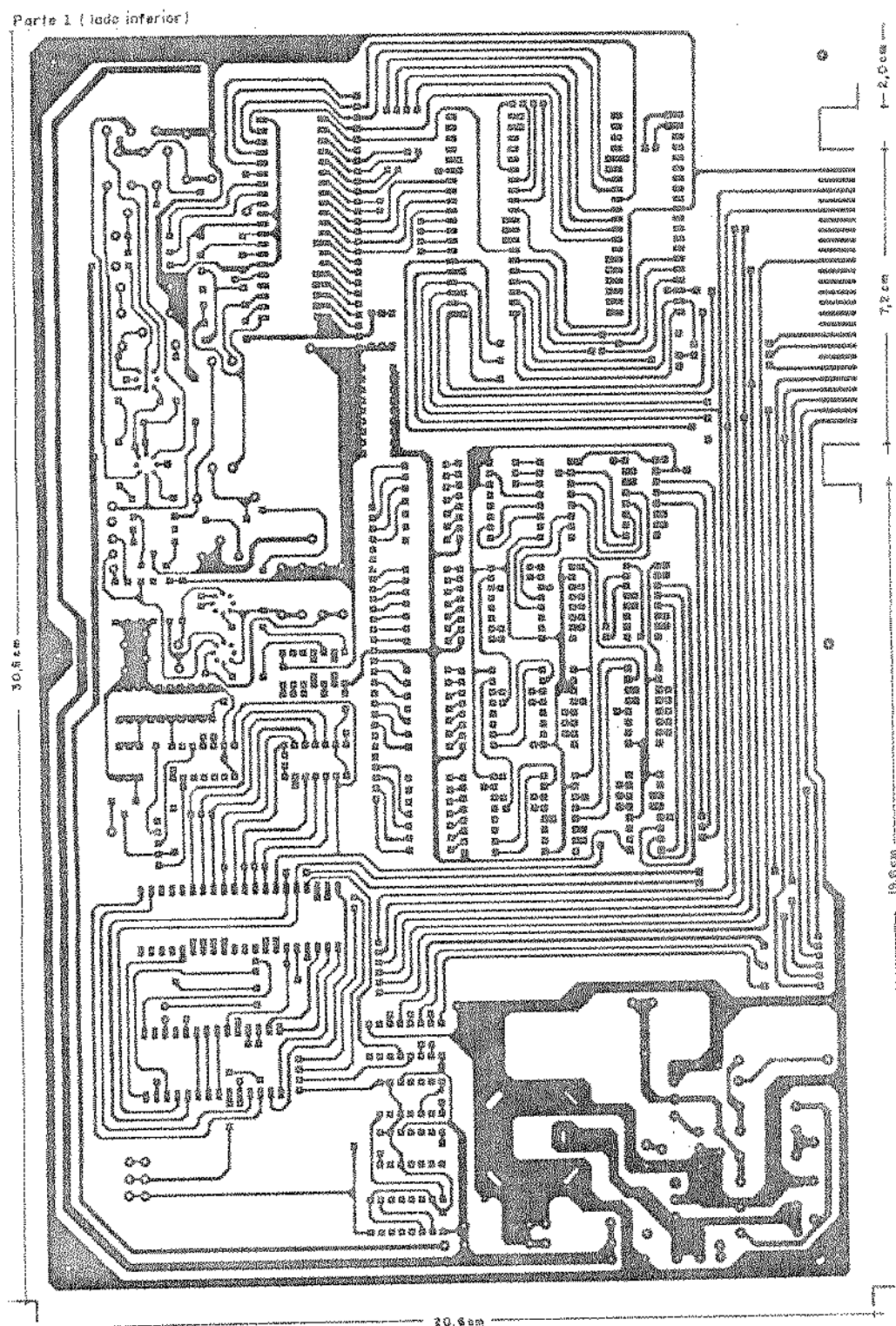


Figura (4.60) - Lado inferior do "lay-out".

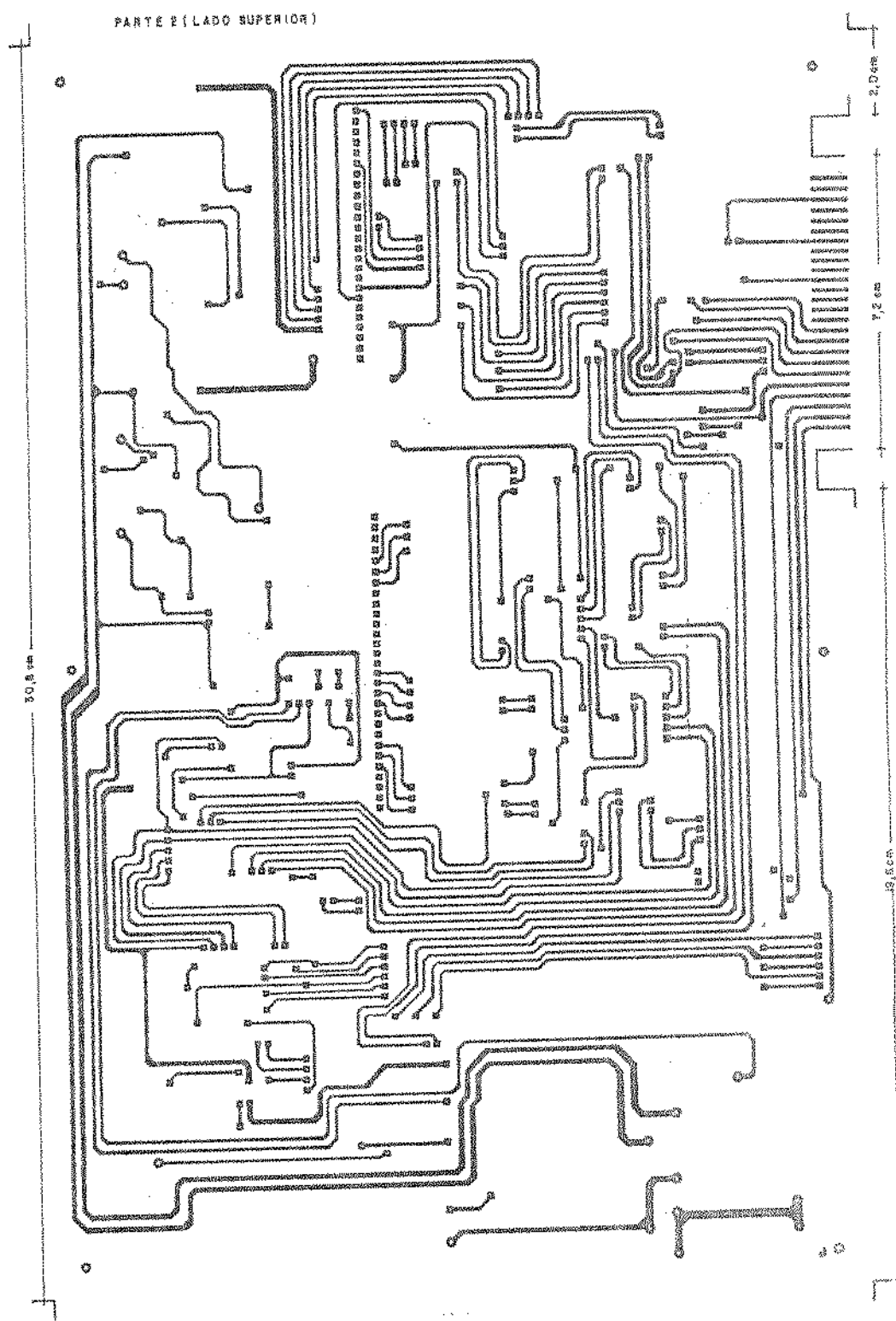


Figura (4.61) - Lado superior do "lay-out".

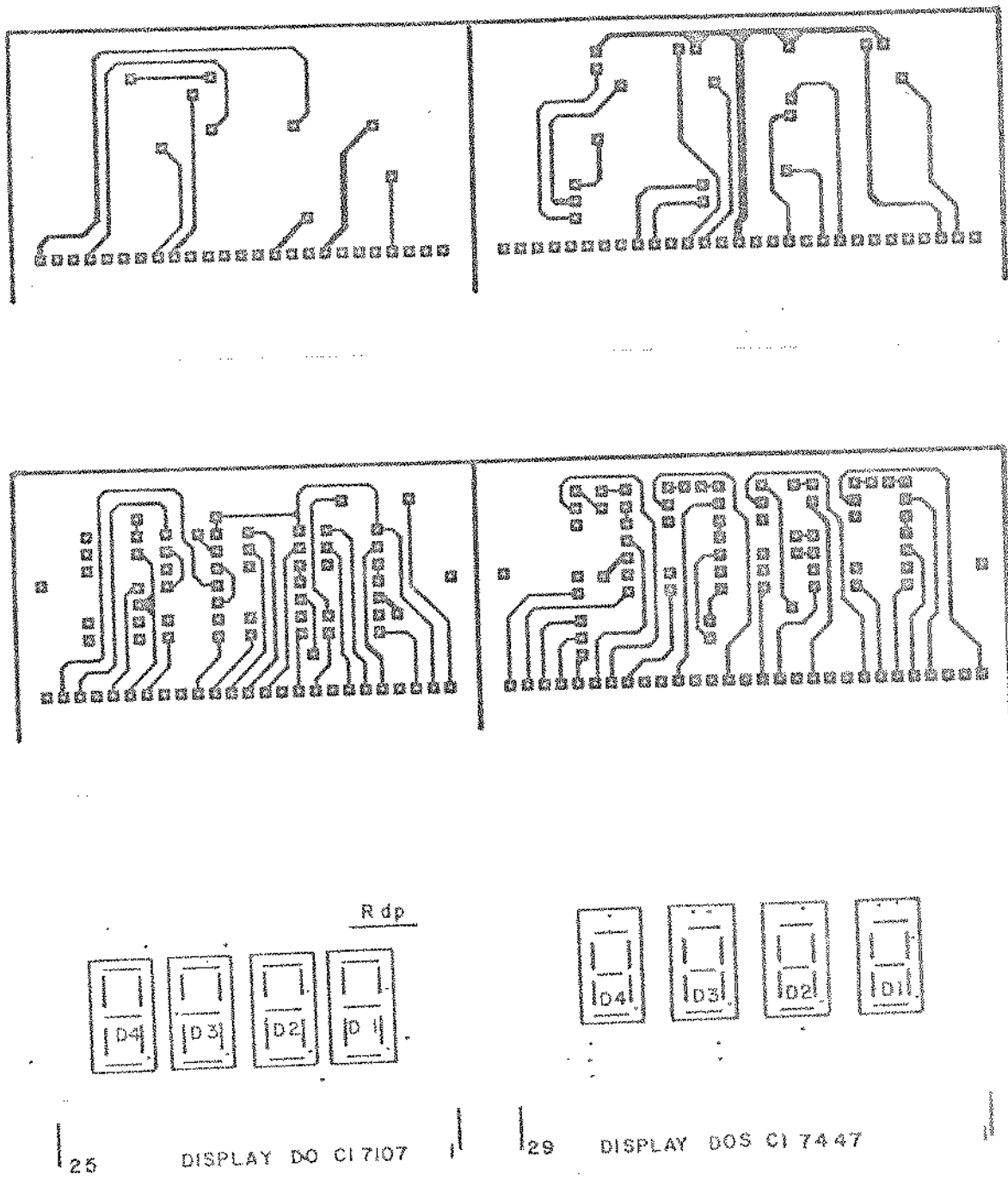
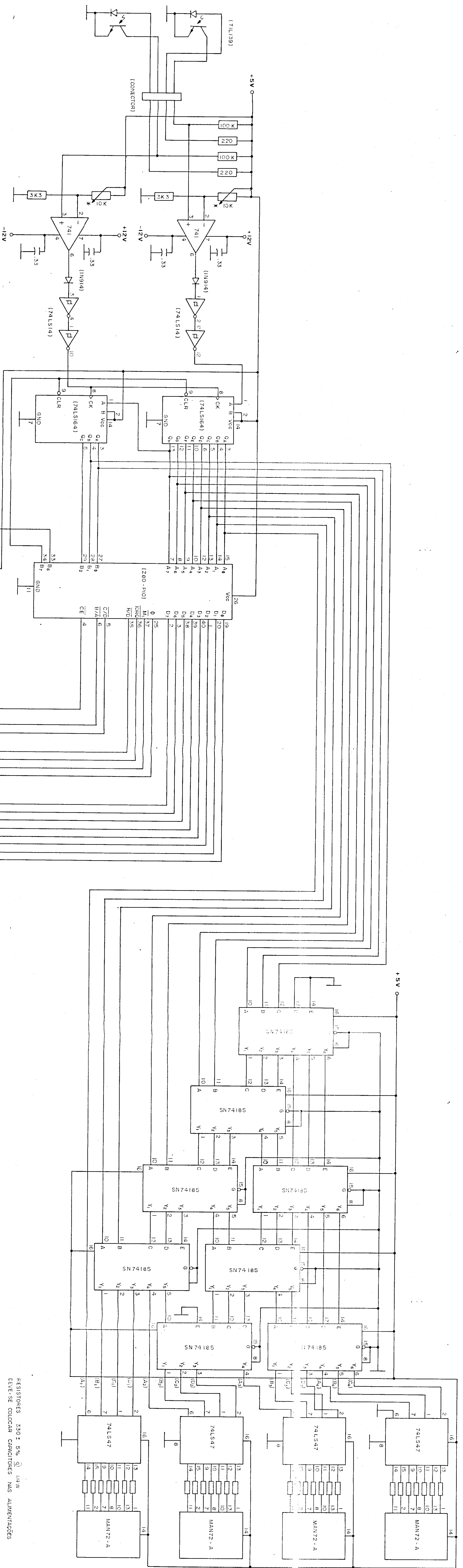


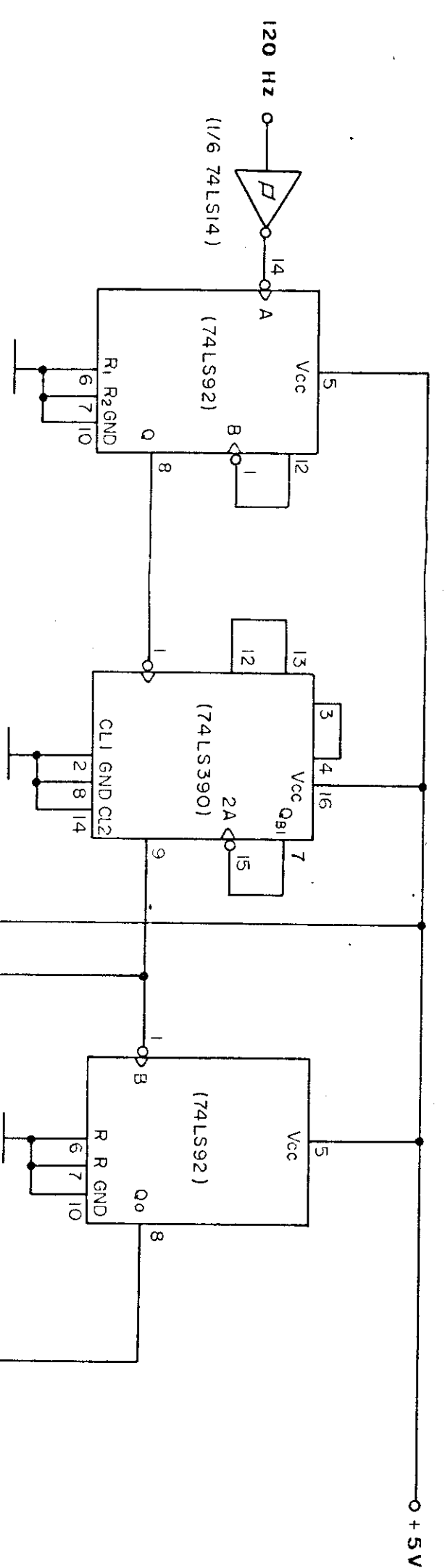
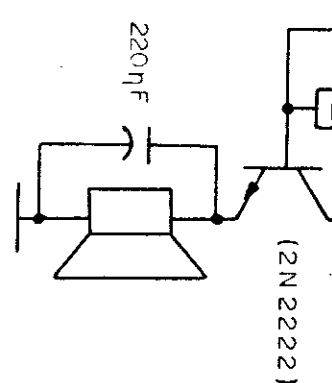
Figura (4.63) - "Lay-out" para os "Displays".

A figura (4.64) apresenta o diagrama esquemático completo do sistema eletrométrico Digital computerizado.

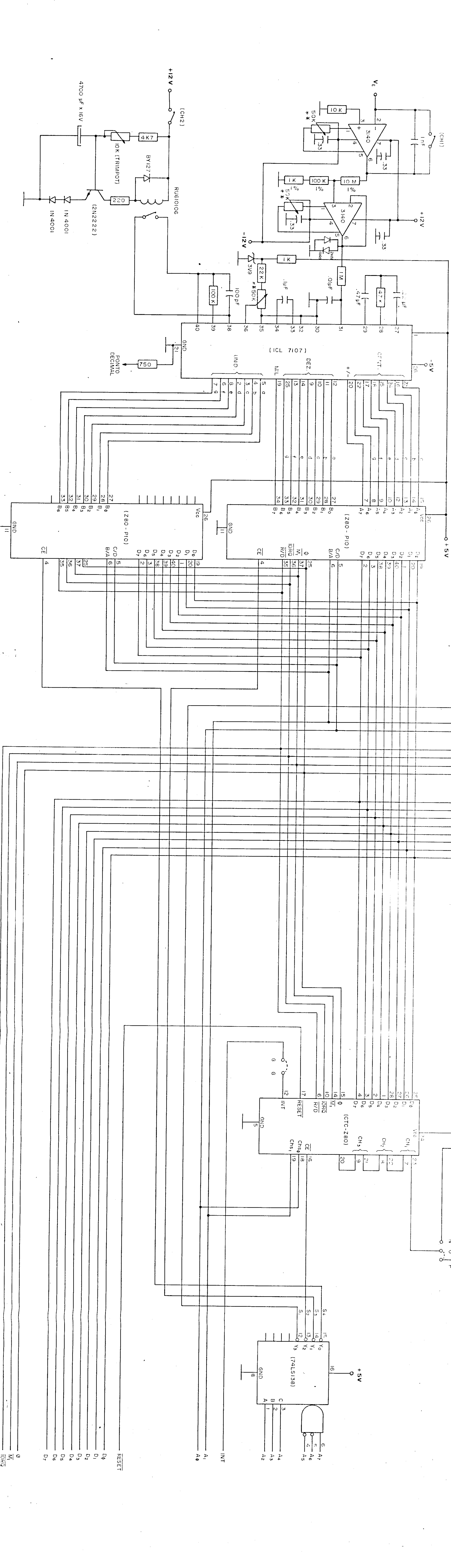
Figura (4.64) - Diagrama esquemático completo do Sistema
Eletrométrico Digital Computerizado



* POTENCIOMETRO DE 15 VOLTAGS
 ** .. 20 VOLTAGS
 (a,b,c,d,e,f,g) E PONTO DECIMAL AO DISPLAY PARA IC1,107
 IC10 RESISTORES DE 500Ω PARA OS SEGRETIOS -A,B,C,D,E,F,G
 RESISTORES COM TOLERÂNCIA DE 5% @ 1/4 W



RESISTORES 220Ω ± 5% @ 1/4 W
 EVITE-SE COLOCAR CAPACITORES NOS ALIMENTAÇÕES



CAPÍTULO V

PROGRAMA OPERACIONAL DO SISTEMA ELETROMÉTRICO
DIGITAL COMPUTERIZADO

5.1 - INTRODUÇÃO

Um computador processa informações nele introduzidas de acordo com um programa armazenado, apresentando os resultados na forma desejada.

A maioria dos computadores, e também todos os microcomputadores, operam digitalmente e processam as informações exclusivamente na forma binária.

Muitos dos microcomputadores para aplicações gerais, bem como para processamento alfanumérico e analógico/digital, opera com uma estrutura de 8 bits.

Como dados de entrada, não se utilizam apenas números, palavras ou valores de medição, mas também avisos de estado, posição de chaves, etc...

O sistema Eletrométrico Digital Computerizado desenvolvido é formado basicamente por dois elementos essenciais isto é, um circuito eletrônico inalterável, o "Hardware", e um programa que habilita o sistema eletrônico e define determinadas situações específicas, residente na memória do microcomputador. Esta programação é normalmente chamada de "Software".

Várias linguagens de alto nível, por exemplo, o Cobol, o Fortran, o Basic, são utilizadas em desenvolvimento de programas.

O sistema Eletrométrico Digital foi desenvolvido para operar juntamente com um microcomputador D-8000 e, por esta razão, as linguagens utilizadas para o programa desenvolvido foram o Basic e a linguagem de máquina.

5.2 - A LINGUAGEM BASIC

O uso do Basic difunde-se em todos os setores e isto se deve ao crescimento do número de microcomputadores que possuem sistemas de tempo compartilhado isto é, possuem um processamento através de terminais, interativamente.

Um outro motivo desta difusão é que hoje em dia há um grande número de pessoas que possuem um microcomputador.

A linguagem Basic foi desenvolvida no início dos anos 60, sob a direção de professores, no Dartmouth College, EUA para o ensino em áreas de ciências exatas⁽⁵¹⁾.

Basic é a abreviação de "Beginner's All-Purpose Symbolic Instruction Code".

5.3 - A LINGUAGEM DE MÁQUINA

A troca de informações entre um emissor e um receptor deve ser feita através de uma linguagem comum.

Da mesma forma, um microprocessador deve receber informações, interpretá-las e executá-las, porém estas informações recebidas são sob forma de sinais elétricos e a maneira mais prática de codificar estas informações é na forma binária.

Assim sendo, as instruções, os dados e os endereços devem estar codificados na forma binária para que possam ser processados pelo microprocessador.

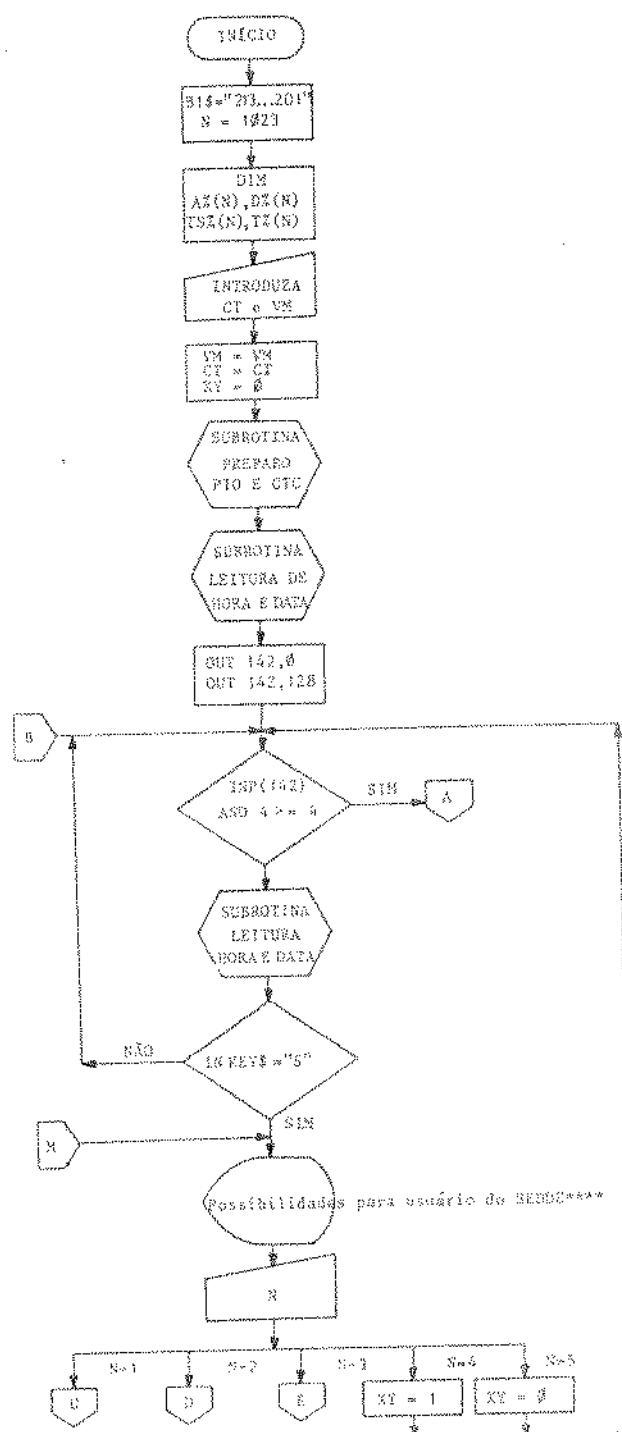
Este tipo de linguagem é chamada de linguagem de máquina.

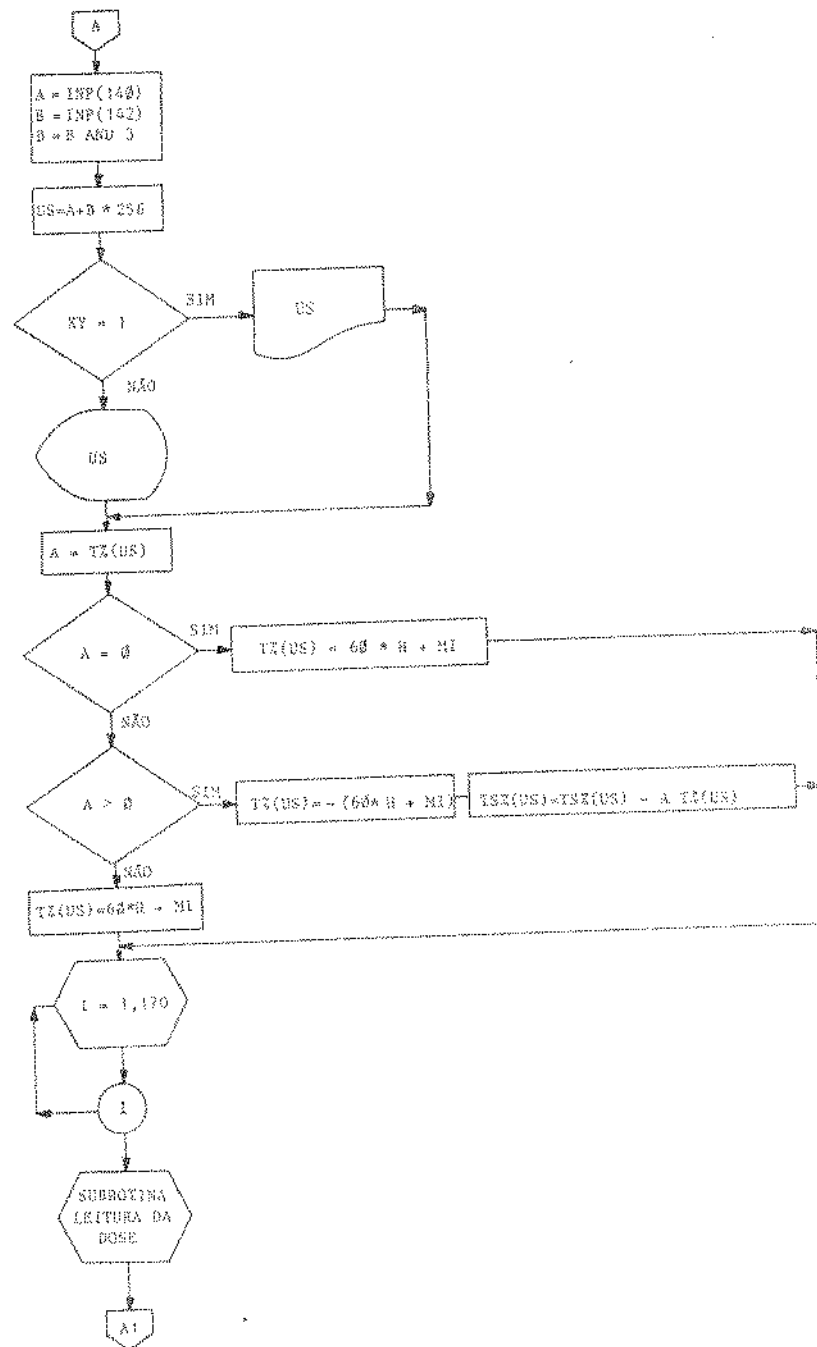
A linguagem de máquina é uma linguagem própria, de cada microprocessador e é definida pelo próprio fabricante, portanto é diferente para cada microprocessador.

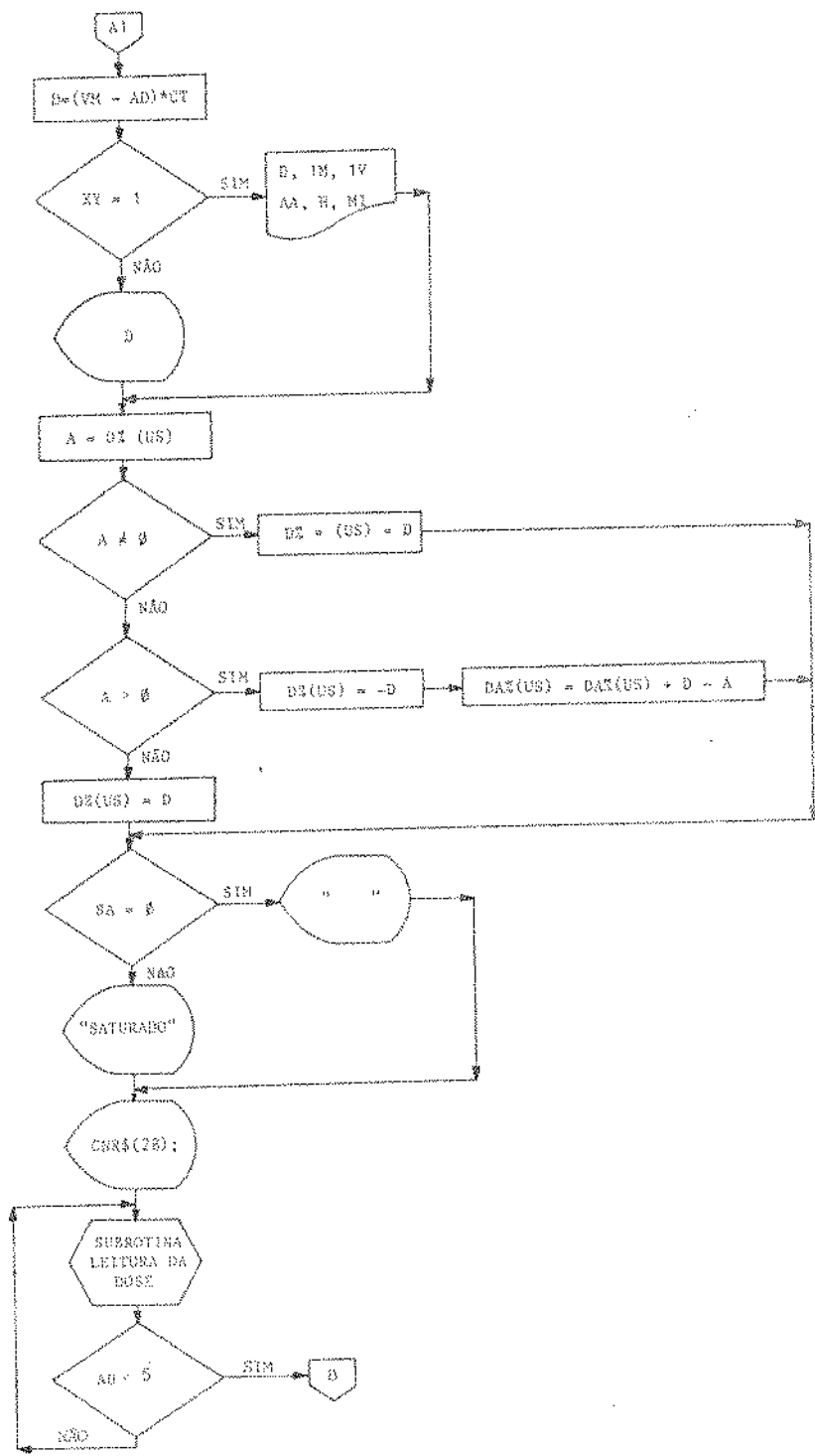
Um programa desenvolvido em linguagem de máquina recebe

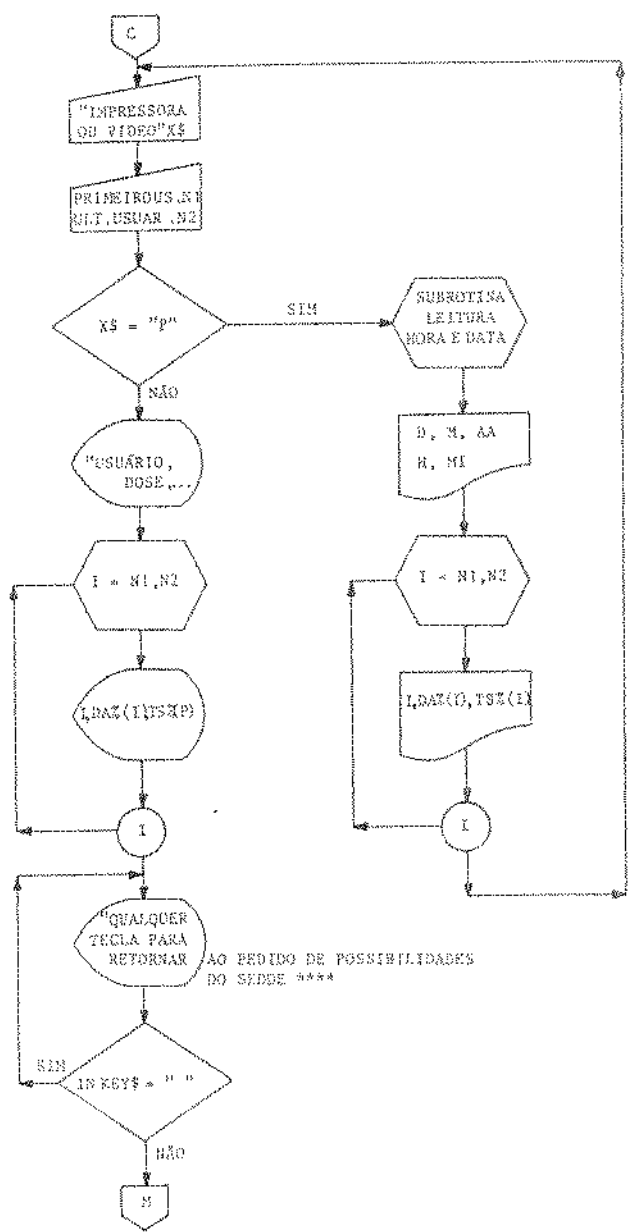
o nome de programa objeto.

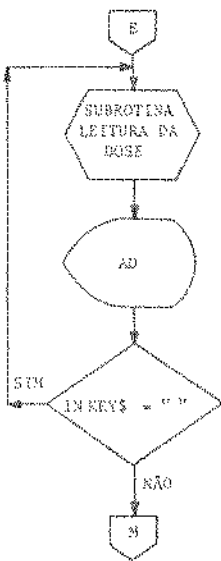
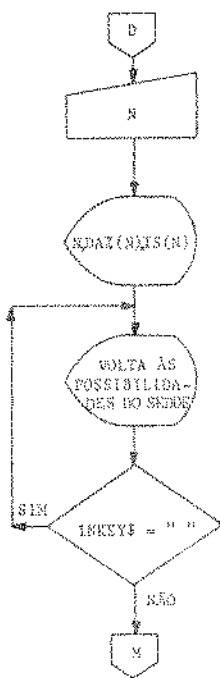
5.4 - FLUXOGRAMA GERAL DO PROGRAMA PARA O SISTEMA ELETROMÉTRICO DIGITAL COMPUTERIZADO



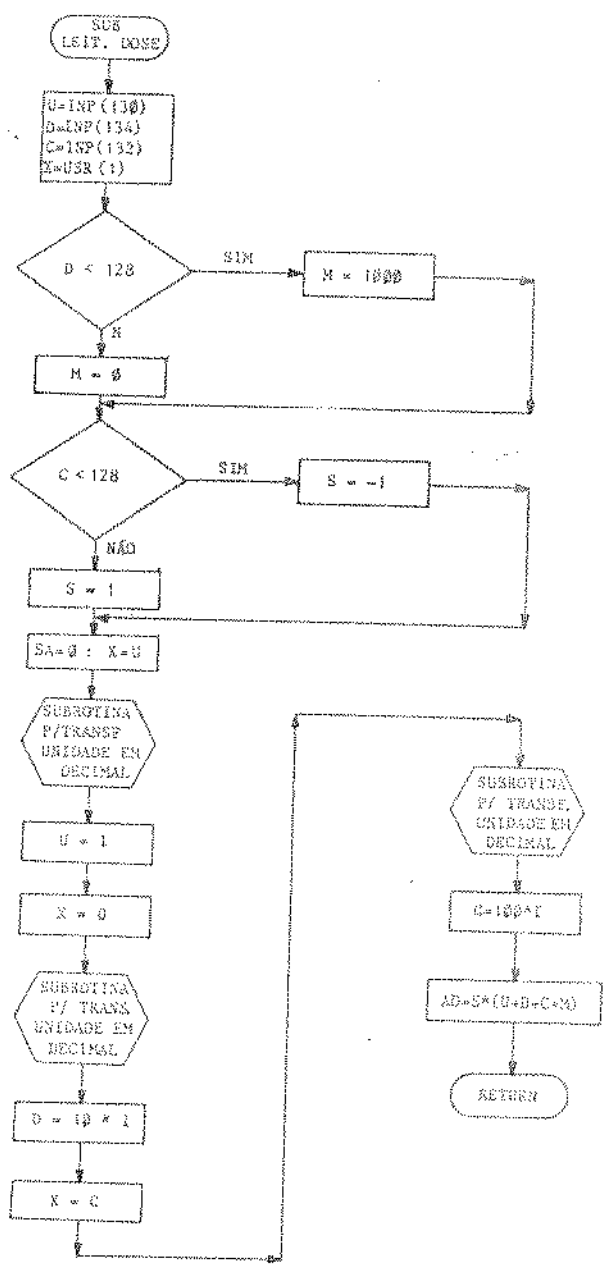






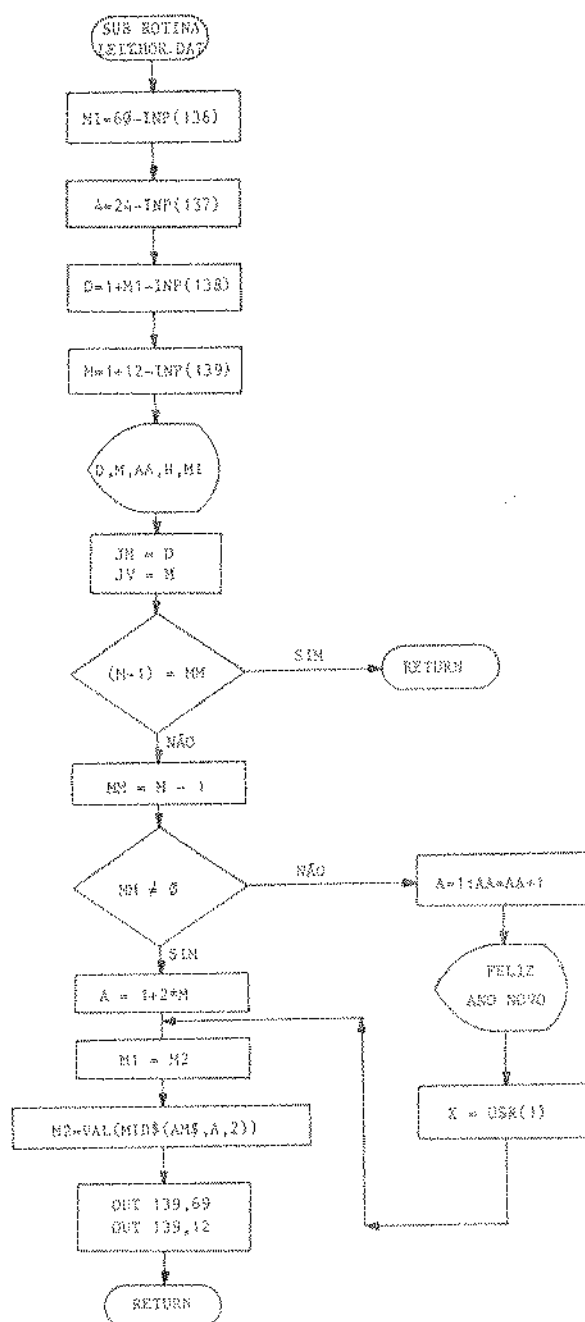


5.5.2.2 - SUBROTINA PARA LEITURA DA DOSE



100
101
102
103
104
105
106
107
108
109
110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200
201
202
203
204
205
206
207
208
209
210
211
212
213
214
215
216
217
218
219
220
221
222
223
224
225
226
227
228
229
230
231
232
233
234
235
236
237
238
239
240
241
242
243
244
245
246
247
248
249
250
251
252
253
254
255
256
257
258
259
260
261
262
263
264
265
266
267
268
269
270
271
272
273
274
275
276
277
278
279
280
281
282
283
284
285
286
287
288
289
290
291
292
293
294
295
296
297
298
299
300
301
302
303
304
305
306
307
308
309
310
311
312
313
314
315
316
317
318
319
320
321
322
323
324
325
326
327
328
329
330
331
332
333
334
335
336
337
338
339
340
341
342
343
344
345
346
347
348
349
350
351
352
353
354
355
356
357
358
359
360
361
362
363
364
365
366
367
368
369
370
371
372
373
374
375
376
377
378
379
380
381
382
383
384
385
386
387
388
389
390
391
392
393
394
395
396
397
398
399
400
401
402
403
404
405
406
407
408
409
410
411
412
413
414
415
416
417
418
419
420
421
422
423
424
425
426
427
428
429
430
431
432
433
434
435
436
437
438
439
440
441
442
443
444
445
446
447
448
449
450
451
452
453
454
455
456
457
458
459
460
461
462
463
464
465
466
467
468
469
470
471
472
473
474
475
476
477
478
479
480
481
482
483
484
485
486
487
488
489
490
491
492
493
494
495
496
497
498
499
500
501
502
503
504
505
506
507
508
509
510
511
512
513
514
515
516
517
518
519
520
521
522
523
524
525
526
527
528
529
530
531
532
533
534
535
536
537
538
539
540
541
542
543
544
545
546
547
548
549
550
551
552
553
554
555
556
557
558
559
560
561
562
563
564
565
566
567
568
569
570
571
572
573
574
575
576
577
578
579
580
581
582
583
584
585
586
587
588
589
590
591
592
593
594
595
596
597
598
599
600
601
602
603
604
605
606
607
608
609
610
611
612
613
614
615
616
617
618
619
620
621
622
623
624
625
626
627
628
629
630
631
632
633
634
635
636
637
638
639
640
641
642
643
644
645
646
647
648
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658
659
660
661
662
663
664
665
666
667
668
669
670
671
672
673
674
675
676
677
678
679
680
681
682
683
684
685
686
687
688
689
690
691
692
693
694
695
696
697
698
699
700
701
702
703
704
705
706
707
708
709
710
711
712
713
714
715
716
717
718
719
720
721
722
723
724
725
726
727
728
729
730
731
732
733
734
735
736
737
738
739
740
741
742
743
744
745
746
747
748
749
750
751
752
753
754
755
756
757
758
759
760
761
762
763
764
765
766
767
768
769
770
771
772
773
774
775
776
777
778
779
780
781
782
783
784
785
786
787
788
789
790
791
792
793
794
795
796
797
798
799
800
801
802
803
804
805
806
807
808
809
810
811
812
813
814
815
816
817
818
819
820
821
822
823
824
825
826
827
828
829
830
831
832
833
834
835
836
837
838
839
840
841
842
843
844
845
846
847
848
849
850
851
852
853
854
855
856
857
858
859
860
861
862
863
864
865
866
867
868
869
870
871
872
873
874
875
876
877
878
879
880
881
882
883
884
885
886
887
888
889
890
891
892
893
894
895
896
897
898
899
900
901
902
903
904
905
906
907
908
909
910
911
912
913
914
915
916
917
918
919
920
921
922
923
924
925
926
927
928
929
930
931
932
933
934
935
936
937
938
939
940
941
942
943
944
945
946
947
948
949
950
951
952
953
954
955
956
957
958
959
960
961
962
963
964
965
966
967
968
969
970
971
972
973
974
975
976
977
978
979
980
981
982
983
984
985
986
987
988
989
990
991
992
993
994
995
996
997
998
999
1000

5.5.2.4 - SUBROTINA PARA A LEITURA DA HORA E DATA



100 SUBROTINA PARA A LEITURA DA HORA E DATA

101 LEITURA DA HORA E DATA: D=1+M1-INP(138), M1=60-INP(136), A=24-INP(137) LEITURA DA HORA E DATA DO USR

102 LEITURA DA HORA E DATA: D=1+M1-INP(138), M1=60-INP(136), A=24-INP(137) LEITURA DA HORA E DATA DO USR

103 LEITURA DA HORA E DATA: D=1+M1-INP(138), M1=60-INP(136), A=24-INP(137) LEITURA DA HORA E DATA DO USR

104 LEITURA DA HORA E DATA: D=1+M1-INP(138), M1=60-INP(136), A=24-INP(137) LEITURA DA HORA E DATA DO USR

5.5.2.5 - SUBROTINA PARA MEDIDA CONTÍNUA DE DOSE

```

501  ...  ...  ...  ...  ...  ...
502  ...  ...  ...  ...  ...  ...
503  ...  ...  ...  ...  ...  ...
504  ...  ...  ...  ...  ...  ...
505  ...  ...  ...  ...  ...  ...

```

5.5.2.6 - SUBROTINA DE POSSIBILIDADES

PARA USUÁRIO DO SEDDE

```

501  ...  ...  ...  ...  ...  ...
502  ...  ...  ...  ...  ...  ...
503  ...  ...  ...  ...  ...  ...
504  ...  ...  ...  ...  ...  ...
505  ...  ...  ...  ...  ...  ...
506  ...  ...  ...  ...  ...  ...
507  ...  ...  ...  ...  ...  ...
508  ...  ...  ...  ...  ...  ...
509  ...  ...  ...  ...  ...  ...
510  ...  ...  ...  ...  ...  ...

```

5.5.2.7 - SUBROTINA PARA VÁRIOS USUÁRIOS OU DOSÍMETROS

```

501  ...  ...  ...  ...  ...  ...
502  ...  ...  ...  ...  ...  ...
503  ...  ...  ...  ...  ...  ...
504  ...  ...  ...  ...  ...  ...
505  ...  ...  ...  ...  ...  ...
506  ...  ...  ...  ...  ...  ...
507  ...  ...  ...  ...  ...  ...
508  ...  ...  ...  ...  ...  ...
509  ...  ...  ...  ...  ...  ...
510  ...  ...  ...  ...  ...  ...

```

5.5.2.8 - SUBROTINA PARA UM USUÁRIO OU DOSÍMETRO

```

700 *****
710 *****
720 *****
730 *****
740 *****
750 *****
760 *****
770 *****
780 *****
790 *****
800 *****
810 *****
820 *****
830 *****
840 *****
850 *****
860 *****
870 *****
880 *****
890 *****
900 *****
910 *****
920 *****
930 *****
940 *****
950 *****
960 *****
970 *****
980 *****
990 *****

```

5.5.2.9 - SUBROTINA PARA CONVERSÃO 7 SEGMENTOS
PARA DECIMAL (1 BYTE)

```

000 *****
010 *****
020 *****
030 *****
040 *****
050 *****
060 *****
070 *****
080 *****
090 *****
100 *****
110 *****
120 *****
130 *****
140 *****
150 *****
160 *****
170 *****
180 *****
190 *****
200 *****
210 *****
220 *****
230 *****
240 *****
250 *****
260 *****
270 *****
280 *****
290 *****
300 *****
310 *****
320 *****
330 *****
340 *****
350 *****
360 *****
370 *****
380 *****
390 *****
400 *****
410 *****
420 *****
430 *****
440 *****
450 *****
460 *****
470 *****
480 *****
490 *****
500 *****
510 *****
520 *****
530 *****
540 *****
550 *****
560 *****
570 *****
580 *****
590 *****
600 *****
610 *****
620 *****
630 *****
640 *****
650 *****
660 *****
670 *****
680 *****
690 *****
700 *****
710 *****
720 *****
730 *****
740 *****
750 *****
760 *****
770 *****
780 *****
790 *****
800 *****
810 *****
820 *****
830 *****
840 *****
850 *****
860 *****
870 *****
880 *****
890 *****
900 *****
910 *****
920 *****
930 *****
940 *****
950 *****
960 *****
970 *****
980 *****
990 *****

```

5.5.2.10 - SUBROTINA PARA PREPARO DAS PIOS E DO BEEP
EM LINGUAGEM DE MÁQUINA

```

000 *****
010 *****
020 *****
030 *****
040 *****
050 *****
060 *****
070 *****
080 *****
090 *****
100 *****
110 *****
120 *****
130 *****
140 *****
150 *****
160 *****
170 *****
180 *****
190 *****
200 *****
210 *****
220 *****
230 *****
240 *****
250 *****
260 *****
270 *****
280 *****
290 *****
300 *****
310 *****
320 *****
330 *****
340 *****
350 *****
360 *****
370 *****
380 *****
390 *****
400 *****
410 *****
420 *****
430 *****
440 *****
450 *****
460 *****
470 *****
480 *****
490 *****
500 *****
510 *****
520 *****
530 *****
540 *****
550 *****
560 *****
570 *****
580 *****
590 *****
600 *****
610 *****
620 *****
630 *****
640 *****
650 *****
660 *****
670 *****
680 *****
690 *****
700 *****
710 *****
720 *****
730 *****
740 *****
750 *****
760 *****
770 *****
780 *****
790 *****
800 *****
810 *****
820 *****
830 *****
840 *****
850 *****
860 *****
870 *****
880 *****
890 *****
900 *****
910 *****
920 *****
930 *****
940 *****
950 *****
960 *****
970 *****
980 *****
990 *****

```


CAPÍTULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo apresentamos os meios para ajustar e calibrar o sistema Eletrométrico Digital Computerizado (SEDDE). Apresentamos também, resultados de bancada com simulação do sistema, em operação, usando dosímetros de eletreto sob exposição de raios X e raios γ , bem como suas possibilidades de uso.

6.2 - AJUSTES E CALIBRAÇÃO DO SEDDE

O SEDDE apresenta cinco pontos de ajustes e um de calibração, o qual define a saída do conversor analógico/digital em relação à entrada analógica. Os equipamentos de bancada utilizados para os ajustes e calibração foram:

- Osciloscópio Duplo traço
Marca Trio Modelo CS2070
- Eletrômetro Digital
Marca Keithley Modelo 616

Os passos seguintes, definem as formas de ajustes e calibração. O subsistema de identificação de dosímetro, analisado na seção 4.6.4 apresenta dois circuitos comparadores formados pelos amplificadores operacionais $\mu A741$ e pelos divisores de tensão formados pelos potenciômetros de 15 voltas, 10 K Ω e pelos resistores de 3K3 $\Omega \pm 5\%$.

A variação do valor de resistência definido pela variação do potenciômetro de 10 K Ω , define a variação da tensão de referência dos comparadores. Esta tensão de referência está presen-

te na entrada inversora do amplificador operacional $\mu A741$.

Para os dois comparadores, esta referência deve ser ajustada de tal forma que fique entre os valores de tensão de corte e saturação do fototransistor do TIL 139.

Estes ajustes foram realizados atuando nos potenciômetros de 15 voltas, 10K, utilizando o osciloscópio duplo feixe para verificar simultaneamente as tensões de coletor e referência do comparador. Observou-se experimentalmente que a posição mecânica dos TIL 139 está diretamente relacionada com o ajuste, e que estes elementos não devem estar muito próximos da etiqueta codificada.

O subsistema denominado Eletrômetro, analisado na seção 4.6.2, compreende os ajustes de tensão "off set" de saída para os amplificadores operacionais CA3140.

Deve-se para estes ajustes, curto circuitar a entrada do circuito integrador ativo, mantendo a chave CH-1 fechada. Com o osciloscópio em acoplamento DC, verifica-se a saída (pino 6), ajustando-a até o nível de referência, através do potenciômetro de 15 voltas, 50K.

De forma análoga, procede-se o ajuste para o "Buffer", formado pelo outro amplificador operacional. O subsistema formado pelo conversor Analógico/Digital, temporizador e portas de entrada e saída, analisado na seção 4.6.3, necessita de ajuste no temporizador e calibração da leitura do conversor Analógico/Digital.

O ajuste do temporizador, está relacionado ao tempo de chaveamento do rele RU610106. Este ajuste é feito pela variação do Trimpot de 10 K Ω e tem a finalidade de minimizar o erro de integração de alguma tensão "offset" de entrada.

A calibração da leitura do conversor Analógico / Digital foi realizada com o uso do Eletrômetro Digital Keithley. Esta calibração consiste em definir a leitura da carga superficial equivalente do eletreto no SEDDE segundo o valor real equivalente.

Experimentalmente faz-se medida com o mesmo dosímetro nos sistemas SEDDE e Keithley. A calibração do SEDDE é feita no potenciômetro de 50K presente no pino 35 do ICL 7107, de tal forma que as leituras sejam iguais. Uma vez realizados estes ajustes e calibração, o equipamento está pronto para uso.

6.3 - CONSIDERAÇÕES QUANTO ÀS CARACTERÍSTICAS DO SEDDE

6.3.1 - CONSIDERAÇÕES QUANTO À FIGURA DE RUÍDO

Cuidados foram tomados quanto à blindagem, aterramento e desacoplamento dos circuitos, procurando minimizar os efeitos provocados por ruídos (52).

Como é conhecido, além do próprio gerado internamente por um circuito elétrico em funcionamento, tem-se ainda efeitos dos ruídos externos traduzidos sempre por um campo eletrostático, eletromagnético ou ambos. Para o SEDDE usou-se uma caixa de alumínio para blindagem de ruídos eletrostáticos externos, e um fio terra geral evitando assim ruídos eletrostáticos externos.

Quanto à seção analógica, tomou-se o cuidado de soldar diretamente na placa de circuito impresso os amplificadores operacionais e utilizar capacitor de $0,33 \mu\text{F}$ para desacoplar da referência as alimentações ± 12 volt. Na seção digital utilizou-se capacitores de $0,1 \mu\text{F}$ para desacoplar da referência as alimentações $+ 5$ volt.

6.3.2 - CONSIDERAÇÕES QUANTO AO SUBSISTEMA DE IDENTIFICAÇÃO DE DOSÍMETROS OU USUÁRIOS

Capacidade	1024 dosímetros
Leitura em Display	4 dígitos
Leitura em vídeo ou	
Impressora	número de caracteres conforme a leitura

6.3.3 - CONSIDERAÇÕES QUANTO AO SUBSISTEMA DE MEDIDA DE CARGA OU DOSE DE DOSÍMETROS OU USUÁRIOS

Faixa	$\pm 199.9 \times 10^{-9} \text{C}$
Erro de "Roll over"	erro de 0,2%
Linearidade	erro de 0,2%
Razão de Rejeição	
de modo comum	32 $\mu\text{V/V}$
Ruído	15 μV com entrada curto circuitada
Impedância de	
entrada	1 $\text{T}\Omega$
Leitura em Display	3 1/2 dígitos
Leitura em vídeo ou	
Impressora	número de caracteres confor- me a leitura

6.3.4 - CONSIDERAÇÕES QUANTO ÀS DIMENSÕES E PESO

A figura 6.1 ilustra a disposição do SEDDE bem como sua vista frontal.

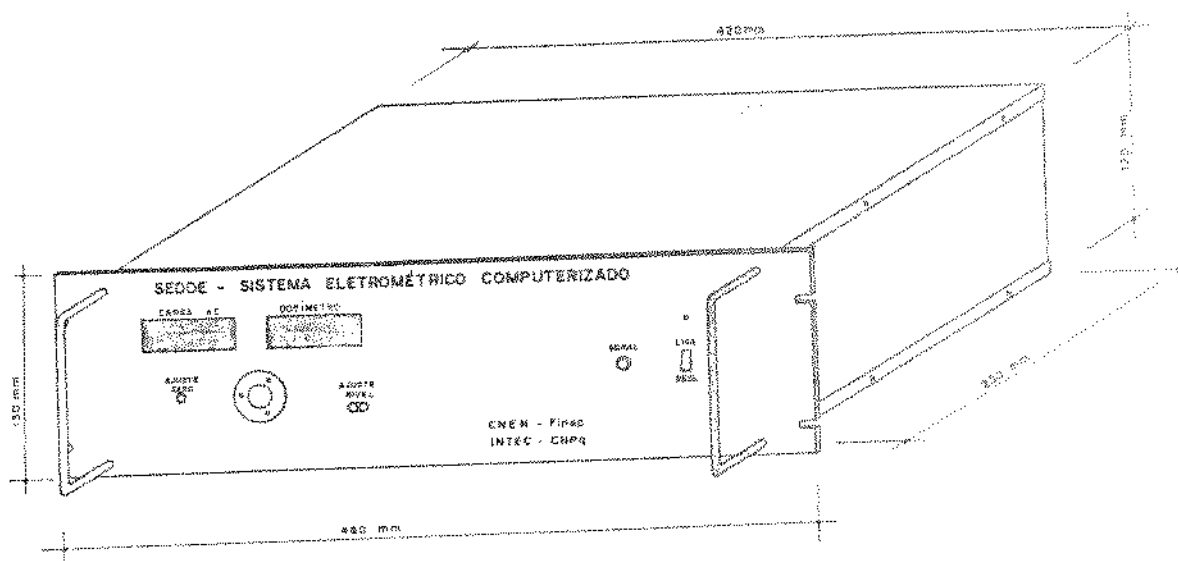


Figura 6.1 - Vista mecânica do SEDDE.

Dimensões

Caixa	-	23cm x 42cm x 12cm
Painel	-	48cm x 13cm
Peso		5,9 Kg

6.4 - VERIFICAÇÃO DO DESEMPENHO EM TEMPO REAL EM UM PERÍODO DE 24 HORAS

6.4.1 - EFEITO TÉRMICO

Observou-se que o desempenho do aparelho, em condições normais de temperatura, não apresenta variações.

Acreditamos que a decorrência deste resultado está no fato de que os componentes e circuitos utilizados foram fabricados para operar em faixas de temperatura entre 0°C a 70°C conforme visto no capítulo IV.

Normalmente quando ligado o SEDDE opera com temperatura média de $33^{\circ}\text{C} \pm 5\%$.

6.4.2 - ESTABILIDADE DO ZERO NA LEITURA DE CARGA

Sobre a estabilidade do SEDDE, observa-se que uma vez ajustado o zero do display, para medida de carga, quando o sistema for ligado, este mantém-se estável. Isto ocorre principalmente devido ao uso do zeramento automático no circuito integrador, o que evita possíveis integrações de ruídos, ou tensões "offset" de entrada.

6.4.3 - REPRODUTIBILIDADE

Usou-se uma taxa de 10 dosímetros/hora e verificou-se simultaneamente a reprodutibilidade da leitura do código do dosímetro e da carga em nC. Os resultados de reprodutibilidade da identificação ou leitura do código do dosímetro não apresentaram erro. A leitura da carga em nC apresentou erros de $\pm 0,1$ nC.

6.4.4 - SENSIBILIDADE

A sensibilidade média do SEDDE é dada por

$$S_n = (9 \pm 0,1) \times 10^{-4} \text{ nC/mR}$$

Esta sensibilidade depende indiretamente das condições geométricas do cilindro coletor interno (Figura 4.50).

A figura 6.2 mostra graficamente a dependência da equação (III.32) com o raio r . Foi definido um valor a 63% de $f(C)$ como ponto ótimo de operação, resultando $r = 4,0\text{mm}$.

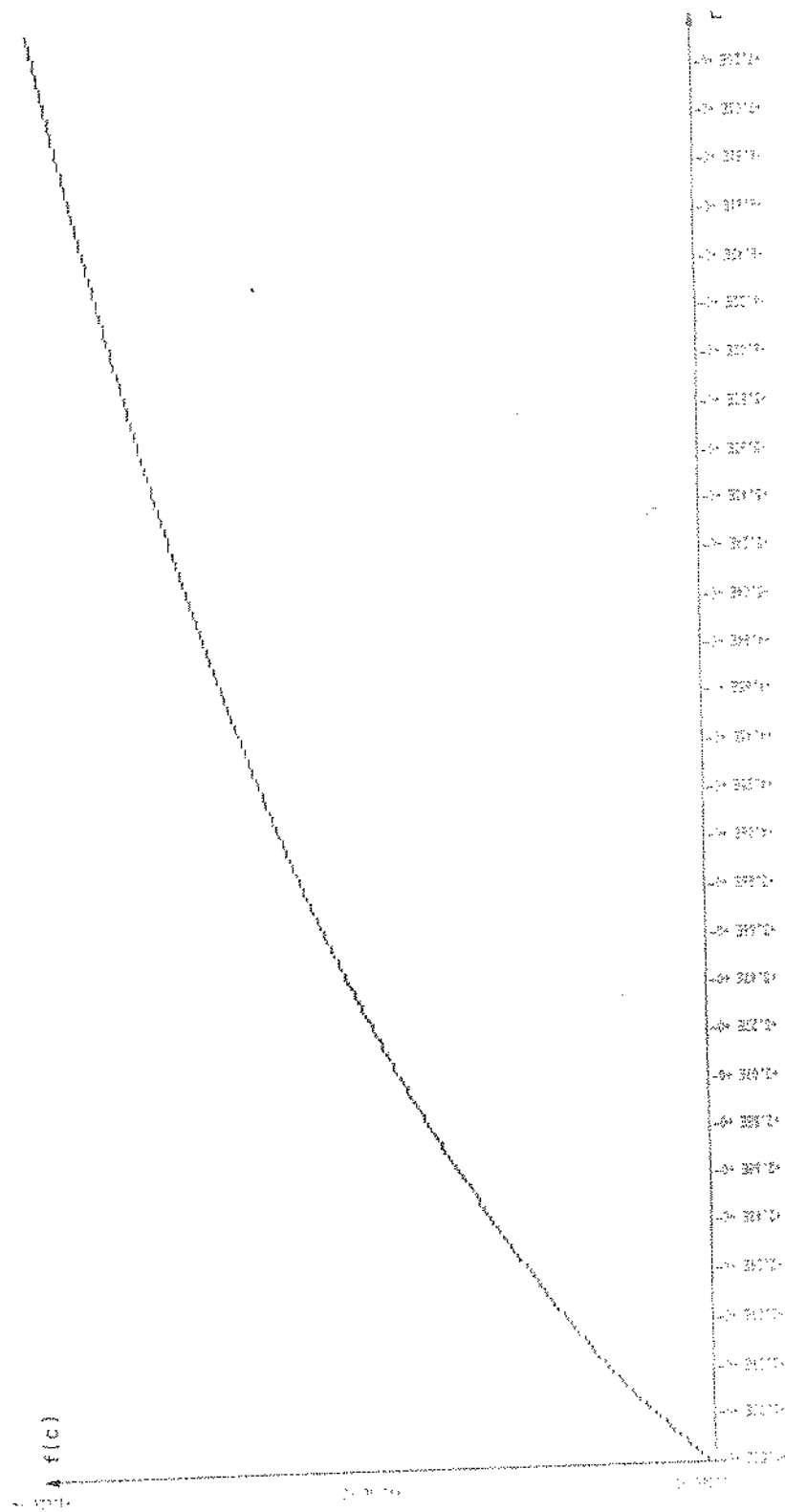


Figura (6.2) - Dependência geométrica da equação (III-32) com r . (54)

6.5 - SIMULAÇÃO COM 16 DOSÍMETROS CODIFICADOS SOB EXPOSIÇÃO DE RAIOS X E RAIOS γ

6.5.1. - CONSIDERAÇÕES GERAIS

Usou-se nesta simulação os seguintes equipamentos:

- Raio X odontológico 10mA, 60Kv
- Raio γ - Fonte ^{60}Co
- Câmara de ionização Victoreen (5%) nº 1062
- Cronômetro
marca - Central Scientific Co nº 73515
- Eletrometro Digital
marca - Keithley modelo 616
- 16 dosímetros de eletreto, carregados e codificados.

Inicialmente, pelo uso da caneta dosimétrica, foi determinada a posição, defronte ao aparelho de raio X, onde a dose com exposição de 5 segundos, sobre o dosímetro em estudo, correspondesse a 220m Roentgen. Os resultados desta simulação estão na seção 6.4.2.

Realizamos após a simulação com raios γ . Para isto utilizou-se "build-up", o qual revestiu os dosímetros e pela exposição perante a fonte de ^{60}Co , foram obtidos os resultados presentes na seção 6.4.3. Cada 30 segundos de exposição correspondeu a uma dose de 250m Roentgen (J/Kg).

Foram feitas medidas simultâneas com o SEDDE e o eletrometro Keithley. O erro provável calculado com os resultados das medidas, proporciona um grau de comparação entre os sistemas.

Para os resultados gráficos, utilizou-se os dados experimentais, bem como o método de regressão linear.

6.5.2 - RESULTADOS COM RAIO X

6.5.2.1 - DOSÍMETROS Nº 4

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	1,9	1,7	1,4	1,2	0,9	0,7	0,4
Carga (nC) - Keithley	2,0	1,8	1,5	1,2	0,9	0,7	0,4

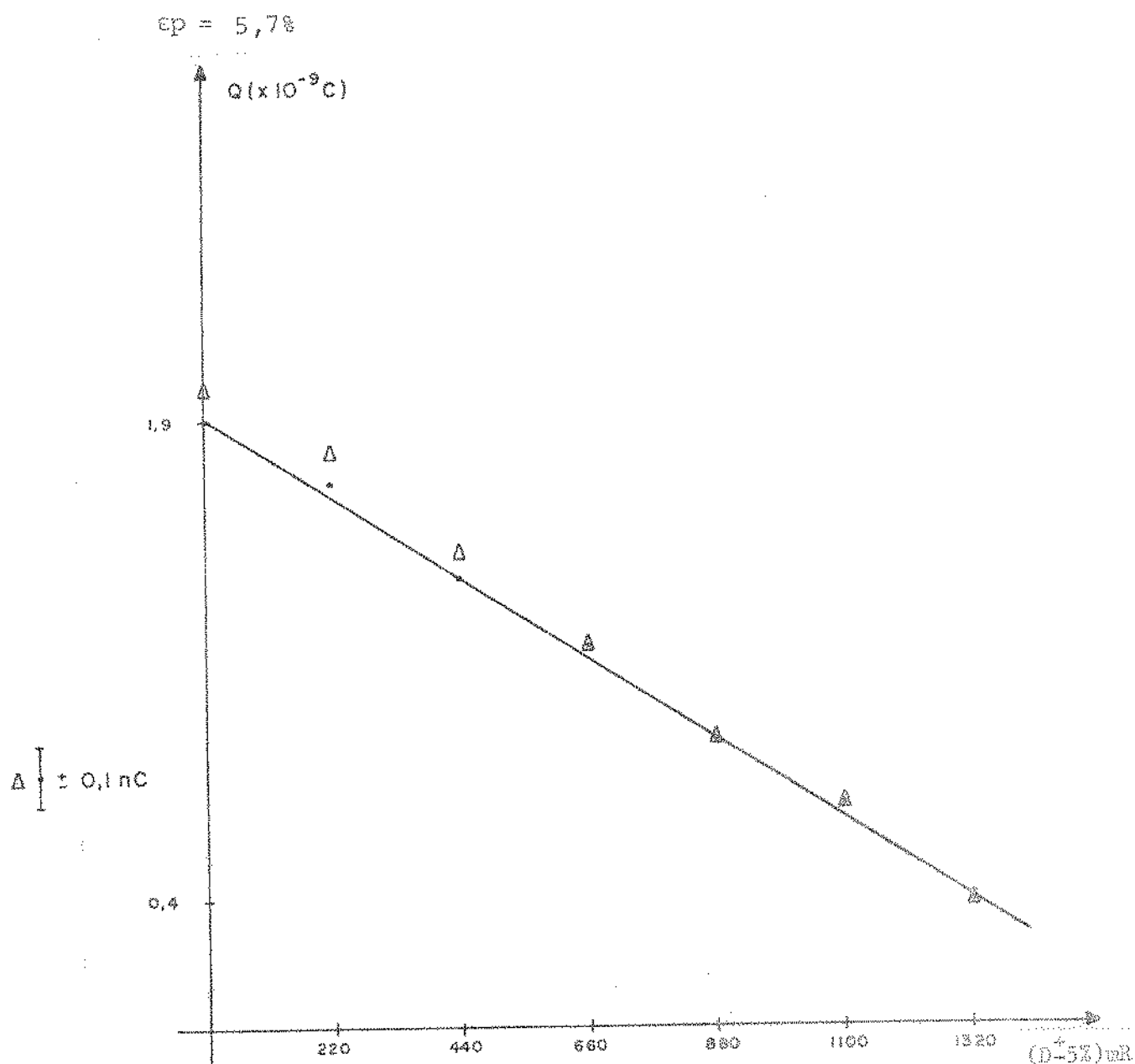


Figura (6.3) - Resultado com raio X - Dosímetro nº 4

$$Q = 1,1 \times 10^{-3} D + 1,9; r^2 = 0,99$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.2.2 - DOSÍMETRO Nº 5

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	2,1	1,7	1,5	1,2	0,9	0,6	0,4
Carga (nC) - Keithley	2,0	1,7	1,5	1,2	0,9	0,6	0,4

$\epsilon_p = 4,0\%$

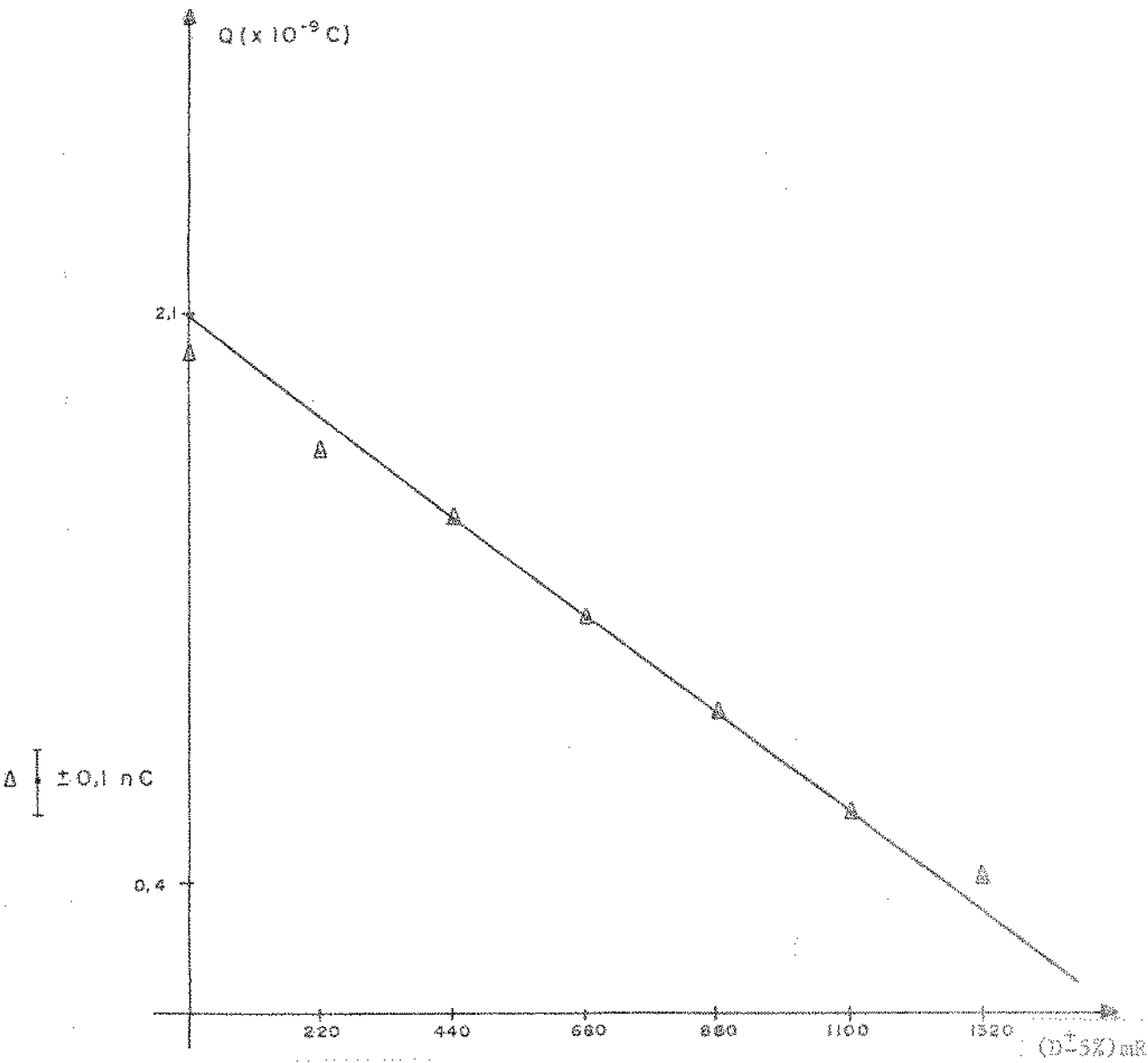


Figura (6.4) - Resultado com raio X - Dosímetro Nº 5

$Q = -1,2 \times 10^{-3} D + 2,1; r^2 = 0,99$

• - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley.

6.5.2.3 - DOSÍMETRO Nº 16

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	2,4	2,0	1,7	1,4	1,1	0,9	0,6
Carga (nC) - Keithley	2,5	2,1	1,7	1,4	1,2	1,0	0,7

$\epsilon_p = 7,0\%$

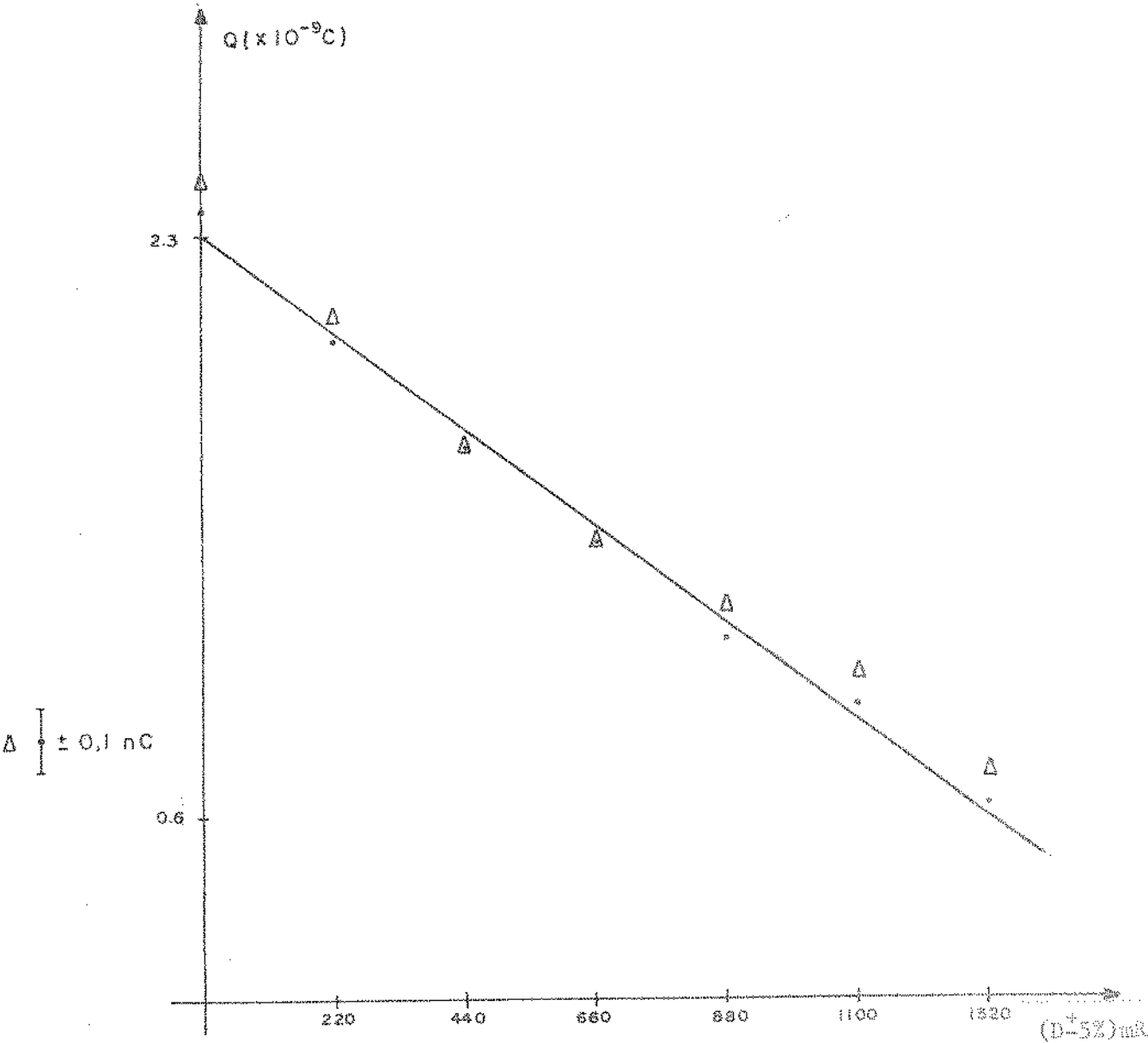


Figura (6.5) - Resultado com raio X - Dosímetro nº 16

$Q = -1,3 \times 10^{-3} D + 2,3; r^2 = 0,99$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.2.4 - DOSÍMETRO Nº 24

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	5,1	4,7	4,3	3,9	3,5	3,2	2,8
Carga (nC) - Keithley	4,9	4,6	4,2	3,8	3,4	3,1	2,8

$\epsilon_p = 10\%$

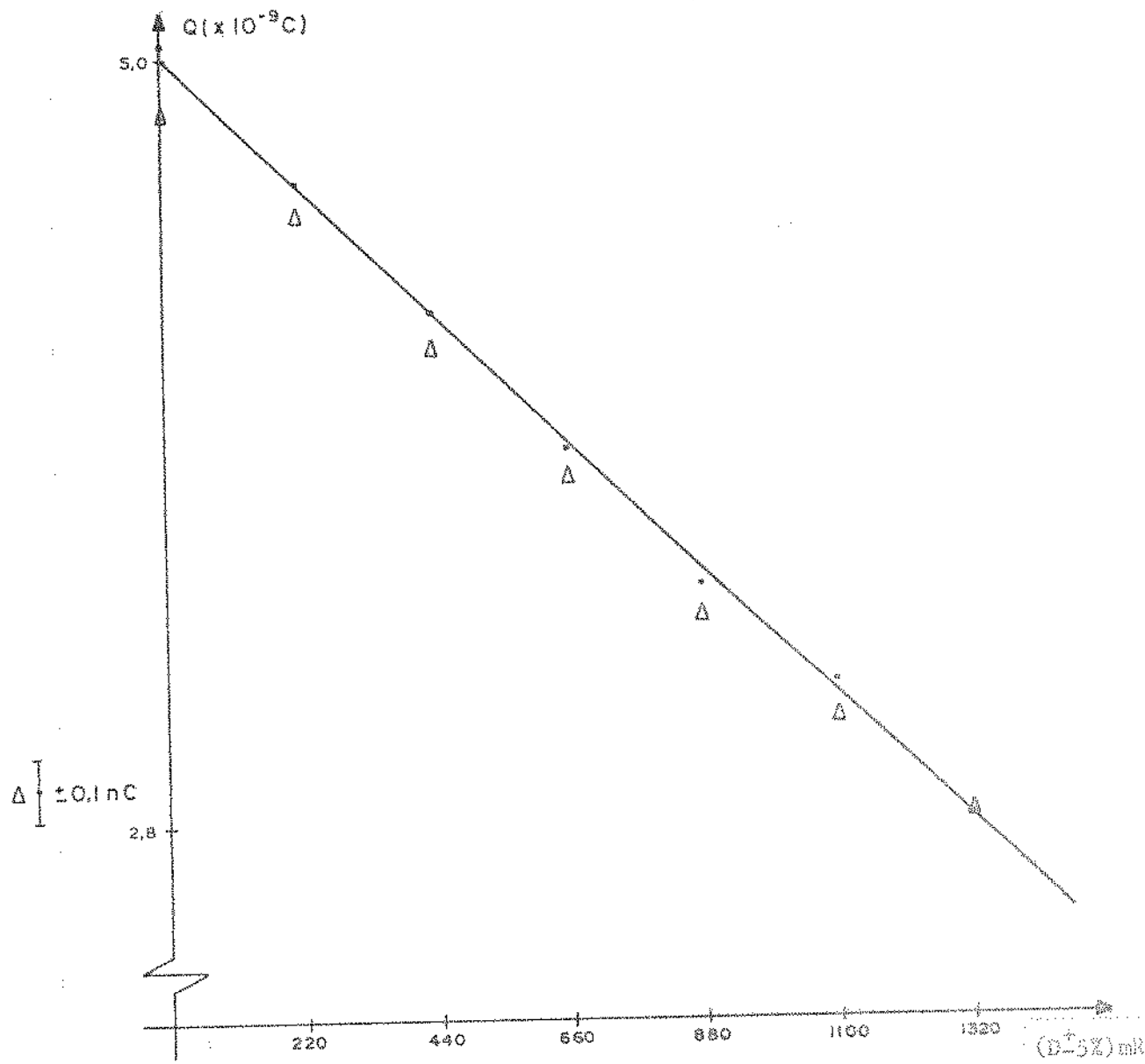


Figura (6.6) - Resultado com raio X - Dosímetro Nº 24

$Q = -1,7 \times 10^{-3} D + 5,0$; $r^2 = 0,99$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.2.5 - DOSÍMETRO Nº 63

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	2,9	2,3	1,9	1,5	1,2	0,8	0,6
Carga (nC) - Keithley	2,9	2,4	1,9	1,5	1,2	0,8	0,6

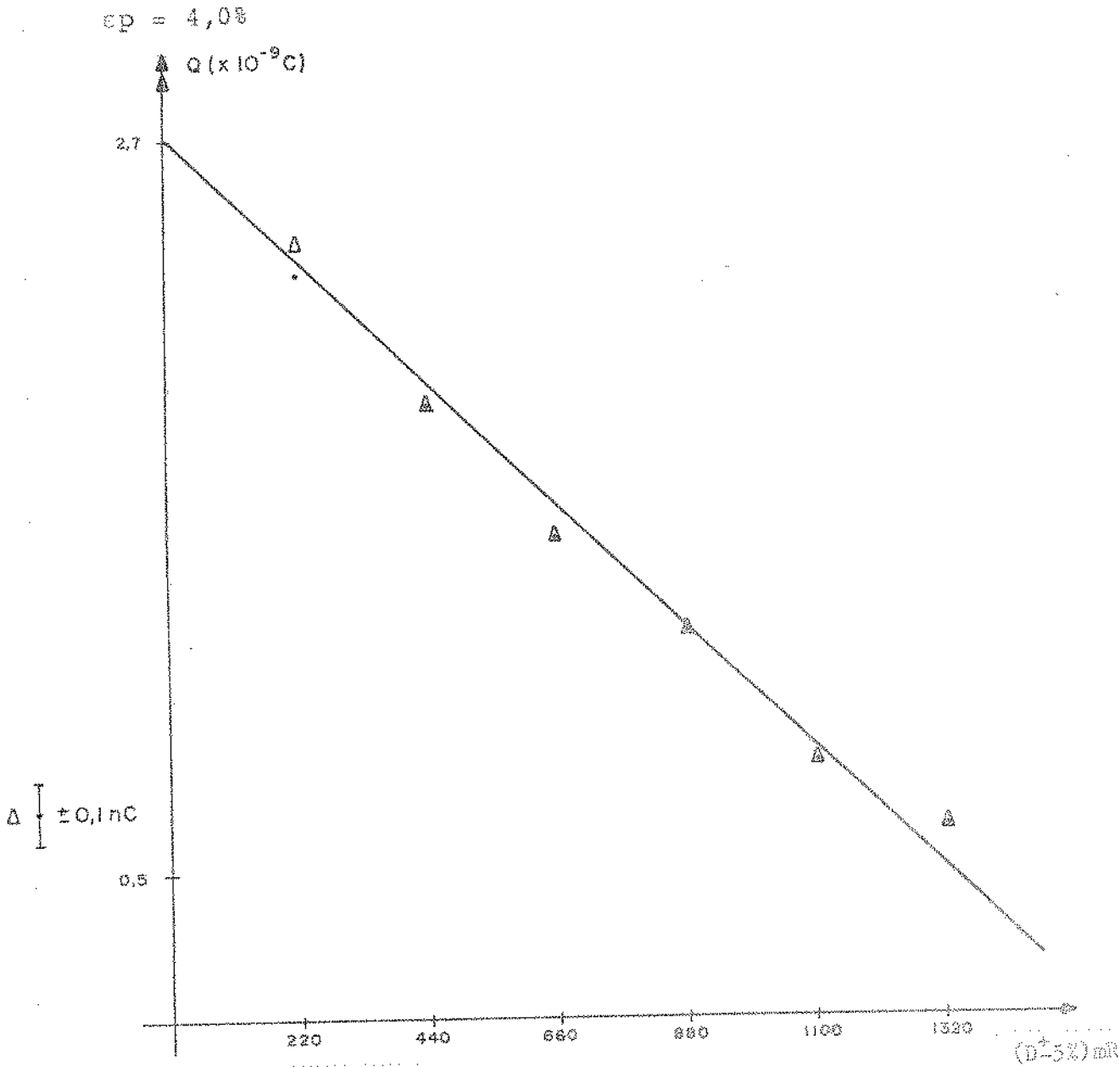


Figura (6.7) - Resultado com raio X - Dosímetro Nº 63

$$Q = -1,7 \times 10^{-3} D + 2,7; v^2 = 0,98$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.2.6 - DOSÍMETRO Nº 192

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	2,6	2,2	1,8	1,5	1,2	0,9	0,5
Carga (nC) - Keithley	2,6	2,2	1,8	1,5	1,2	0,9	0,6

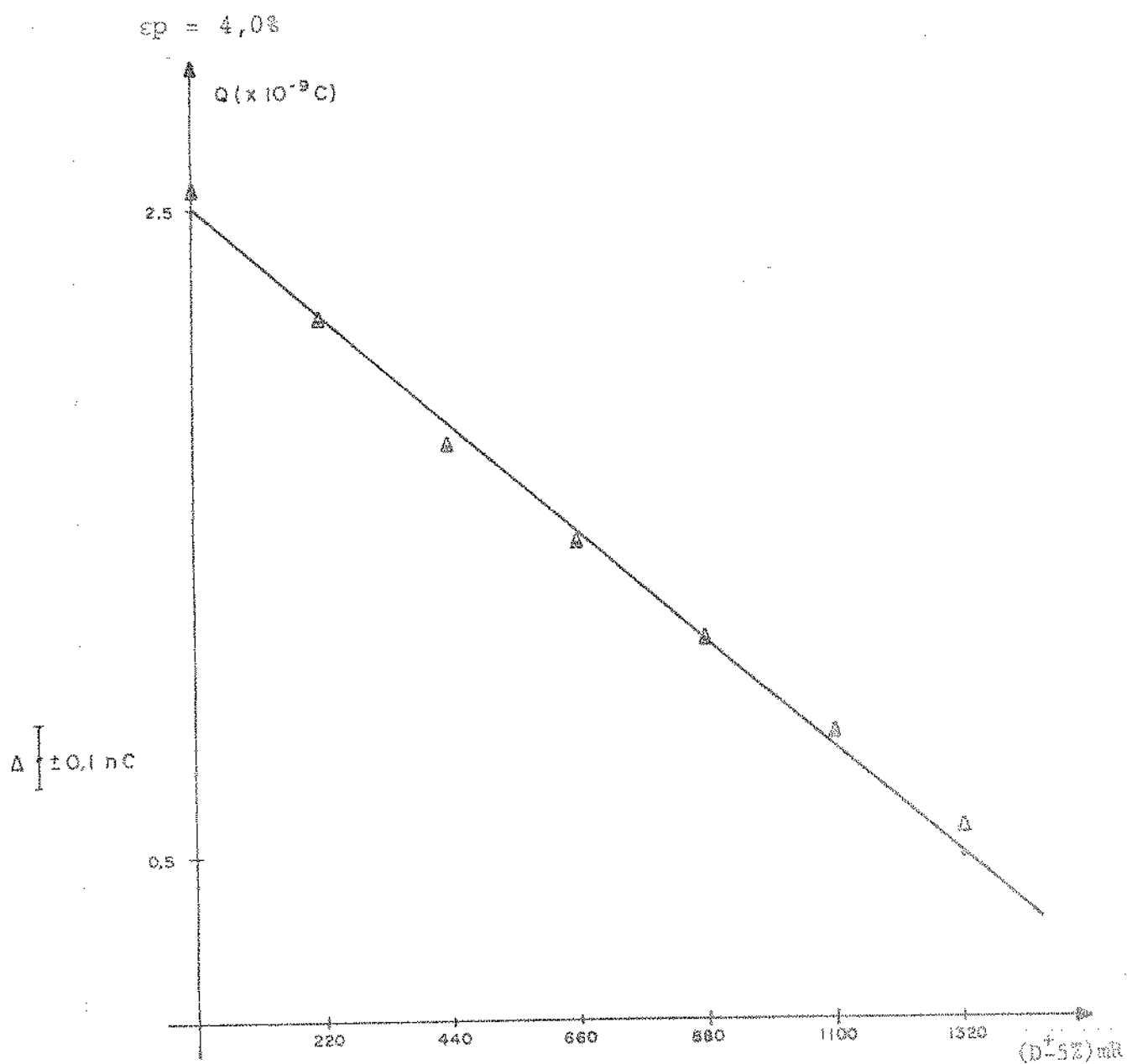


Figura (6.8) - Resultado com raio X - Dosímetro Nº 192

$$Q = -1,5 \times 10^{-3} D + 2,5; r^2 = 0,99$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.2.7 - DOSÍMETRO Nº 257

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	5,1	4,7	4,2	3,8	3,4	3,0	2,7
Carga (nC) - Keithley	5,0	4,5	4,1	3,7	3,4	2,9	2,7

$\epsilon_p = 9,1\%$

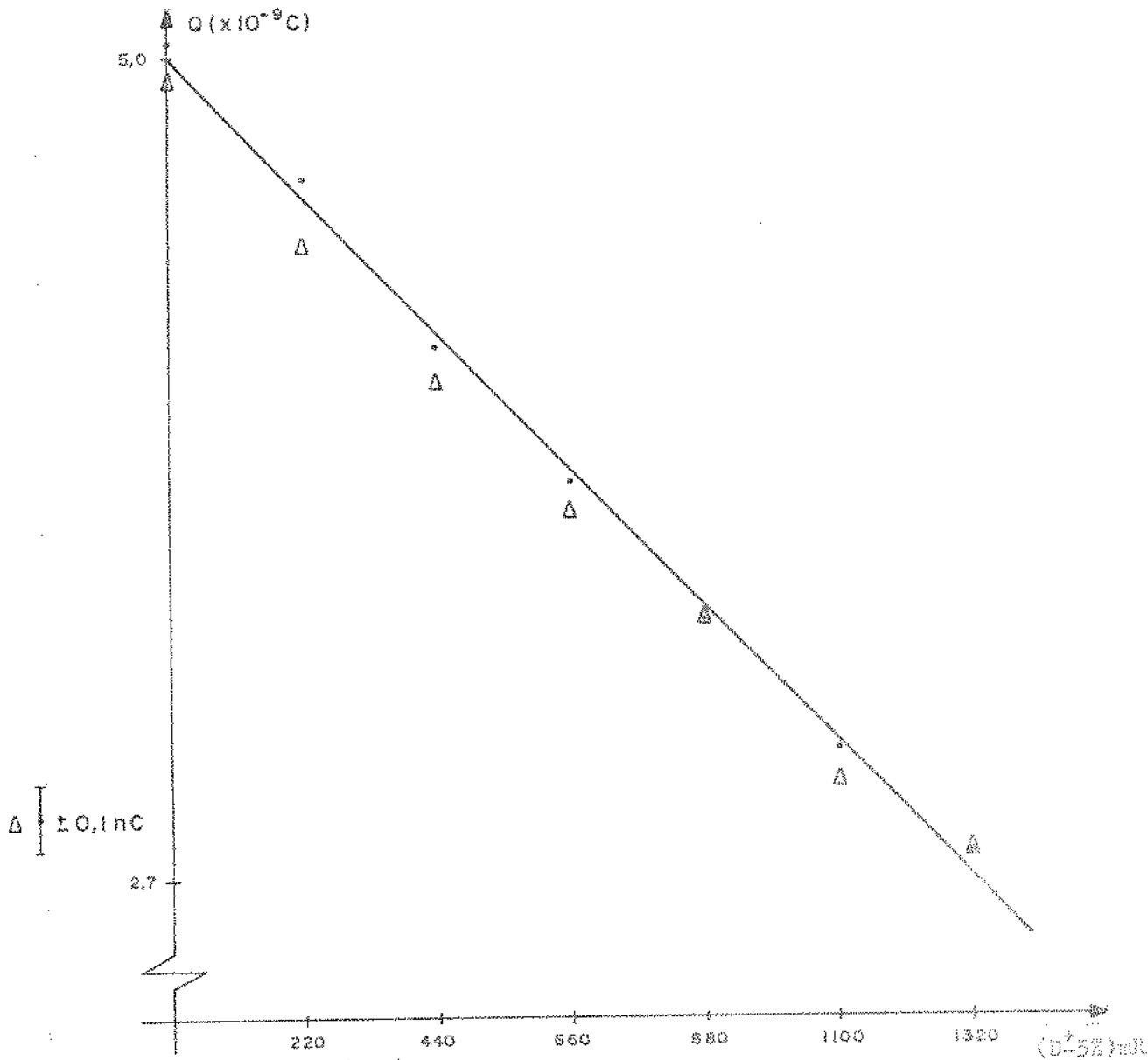


Figura (6.9) - Resultado com raio X - Dosímetro Nº 257

$Q = -1,8 \times 10^{-3} D + 5,0; r^2 = 0,99$

- . - medida com o SEDDE
- Δ - medida com o Keithley

6.5.2.8 - DOSÍMETRO Nº 1023

Dose (mR)	0	220	440	660	880	1100	1320
Carga (nC) - SEDDE	3,3	3,0	2,7	2,3	2,0	1,7	1,5
Carga (nC) - Keithley	3,3	3,0	2,6	2,3	2,0	1,7	1,5

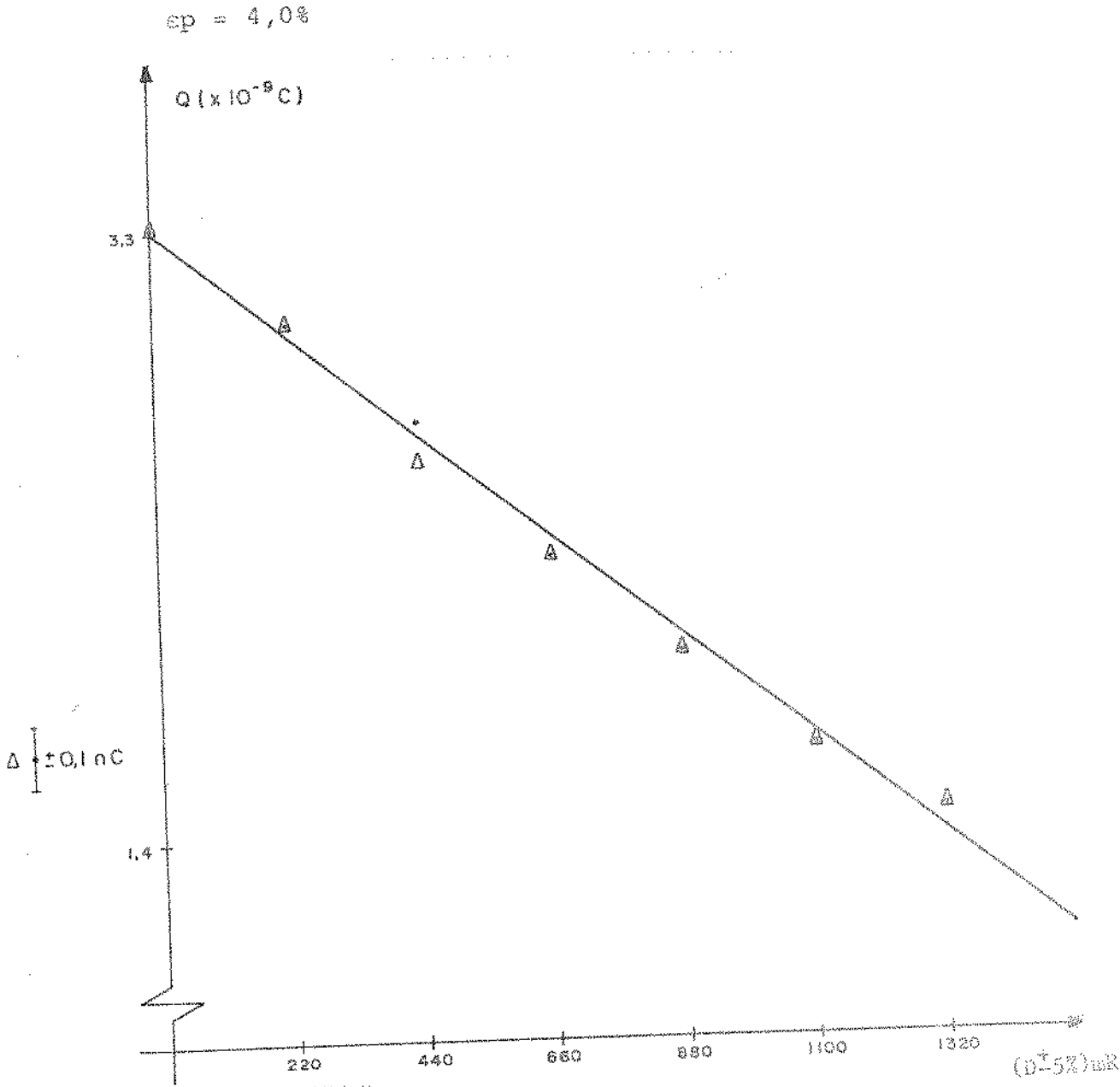


Figura (6.10) - Resultado com raio X - Dosímetro nº 1023

$Q = -1,4 \times 10^{-3} D + 3,3; r^2 = 0,99$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3 - RESULTADOS COM RAIO γ

6.5.3.1 - DOSÍMETRO Nº 6

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	4,1	3,8	3,6	3,5	3,2	3,1	2,6	2,1
Carga (nC) - Keithley	4,1	3,9	3,7	3,5	3,2	3,1	2,6	2,1

$$\varepsilon_p = 6,5\%$$

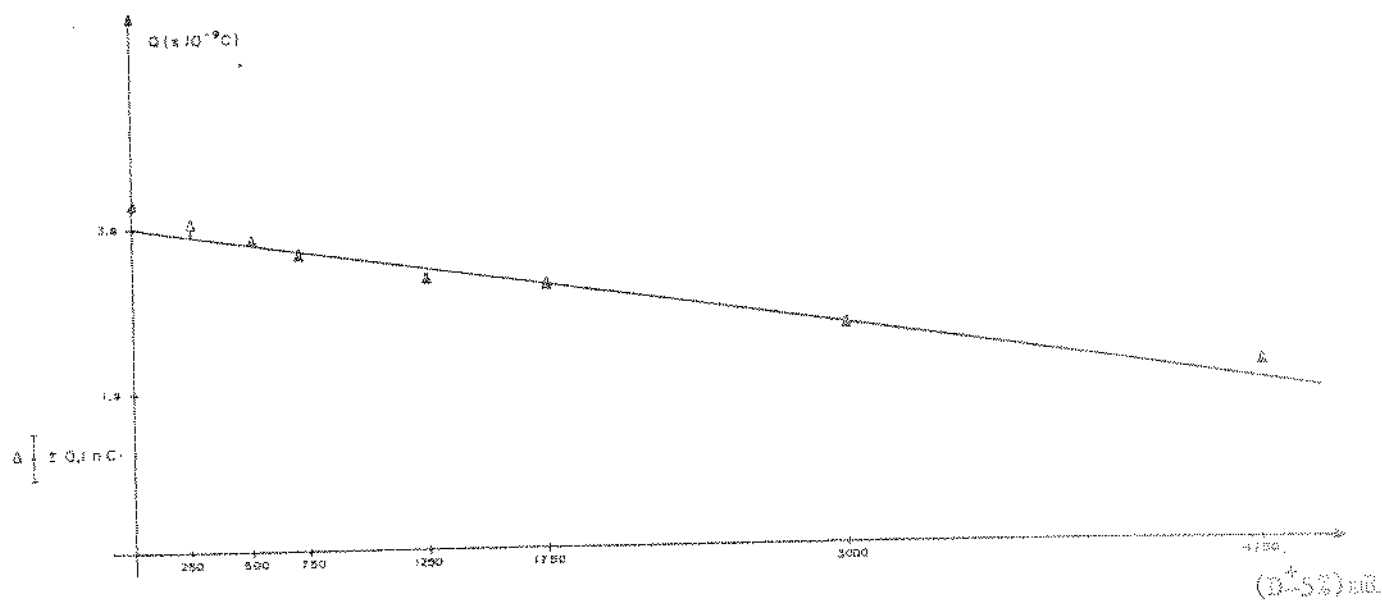


Figura (6.11) - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 6

$$Q = -388,0 \times 10^{-6} D + 3,8; r^2 = 0,95$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3.2 - DOSÍMETRO Nº 7

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	3,2	3,1	2,9	2,7	2,4	2,3	1,8	1,3
Carga (nC) - Keithley	3,3	3,2	2,9	2,8	2,4	2,3	1,8	1,3

$\epsilon_p = 7,5\%$

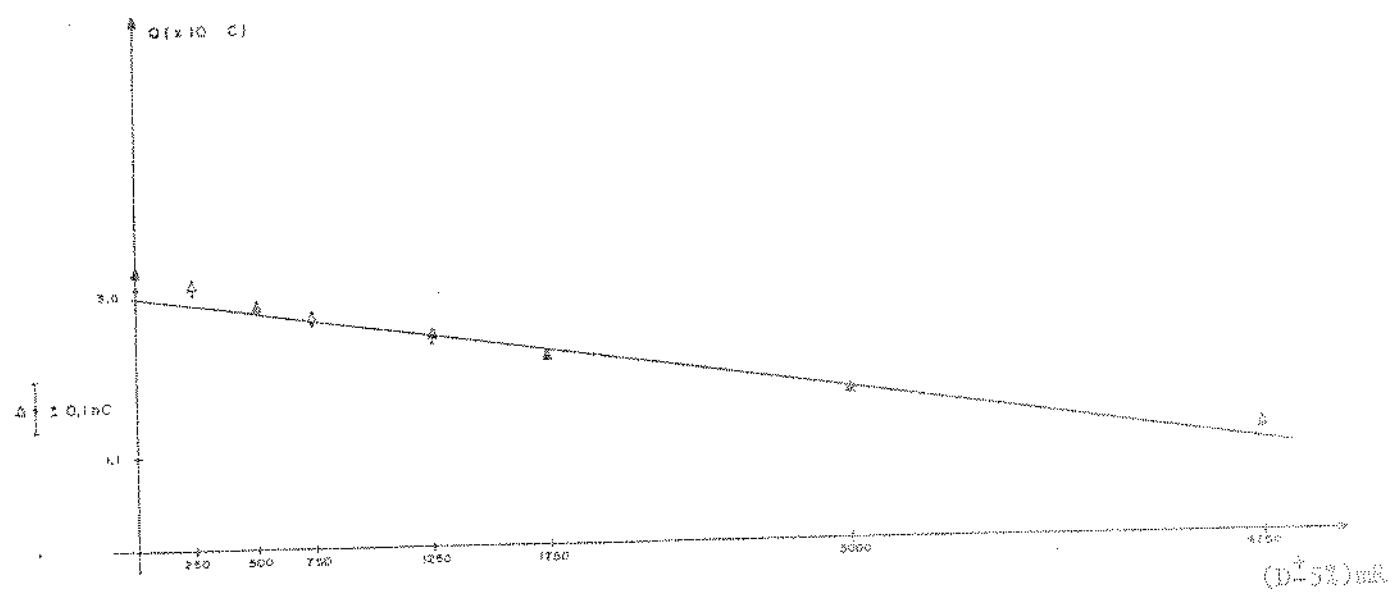


Figura (6.12) - Resultado com raio γ - Dosímetro nº 7
 $Q = -399,6 \times 10^{-6} D + 3,0; r^2 = 0,96$
 . - medida com o SEDDE
 Δ - medida com o Keithley

6.5.3.3 - DOSÍMETRO Nº 18

Dose (mR)	0	250	500	750	1280	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	4,8	4,6	4,4	4,3	3,9	3,8	3,4	2,8
Carga (nC) - Keithley	4,9	4,6	4,4	4,3	3,9	3,7	3,4	2,8

$$\epsilon_p = 5,3\%$$

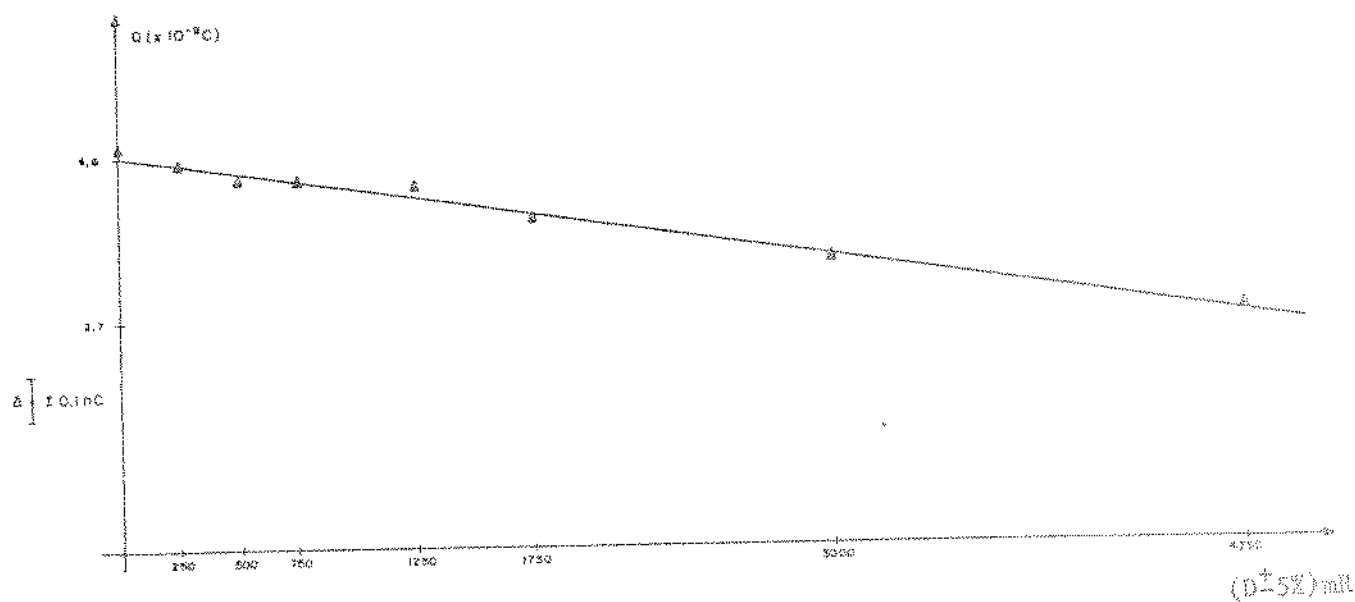


Figura (6.13) - Resultado com raio γ - Dosímetro Nº 8

$$Q = -404,2 \times 10^{-6} D + 4,6; r^2 = 0,96$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3.4 - DOSÍMETROS Nº 25

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	6,8	6,3	6,0	5,8	5,6	5,4	4,8	4,4
Carga (nC) - Keithley	6,7	6,3	6,0	5,8	5,5	5,3	4,8	4,3

$\epsilon_p = 7,5\%$

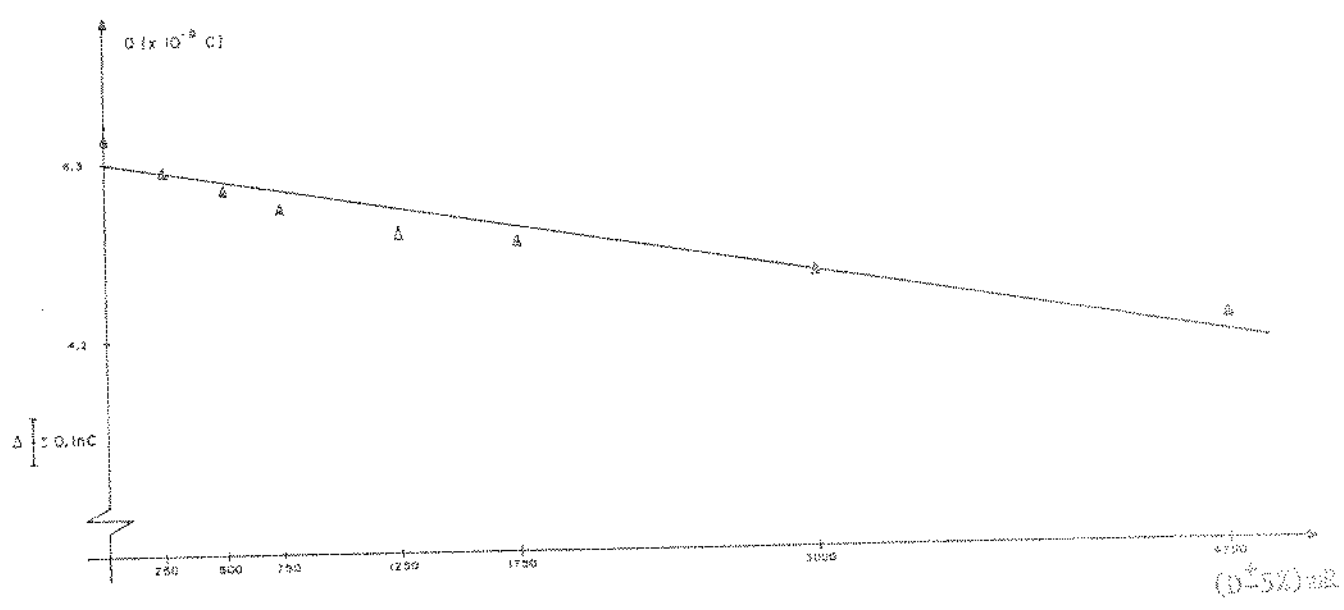


Figura (6.14) - Resultado com raio γ - Dosímetro Nº 25

$$Q = -475,6 \times 10^{-6} D + 6,3; r^2 = 0,92$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3.5 - DOSÍMETRO Nº 70

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	8,6	8,3	8,0	7,9	7,4	7,1	6,4	6,1
Carga (nC) Keithley	8,5	8,3	8,0	7,6	7,3	7,1	6,9	6,0

$$\epsilon_p = 13,0\%$$

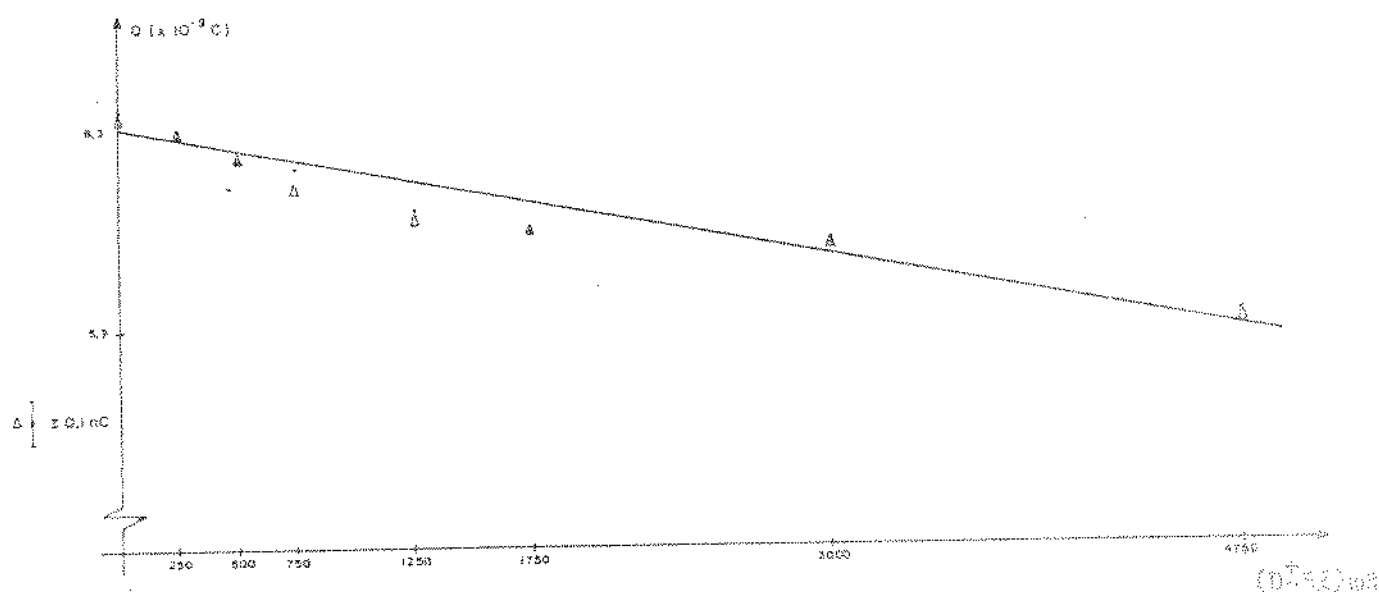


Figura (6.15) - Resultado com raio γ - Dosímetro Nº 70

$$Q = -490,8 \times 10^{-6} D + 8,3; r^2 = 0,93$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3.6 - DOSÍMETRO Nº 200

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	3,7	3,6	3,4	3,2	2,9	2,7	2,4	2,0
Carga (nC) - Keithley	3,8	3,7	3,5	3,3	3,0	2,7	2,4	2,0

$\epsilon_p = 8,4\%$

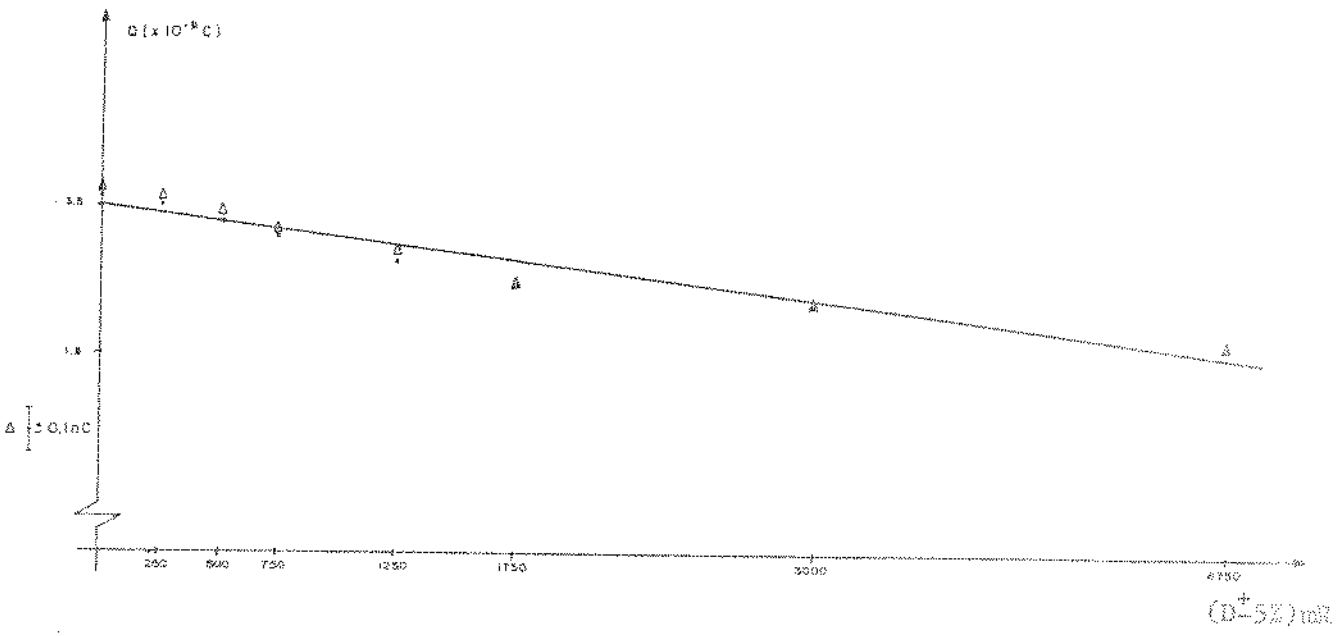


Figura (6.16) - Resultado com raio γ - Dosímetro Nº 200

$Q = 357,6 \times 10^{-6} D + 3,5; r^2 = 0,93$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3.7 - DOSÍMETRO Nº 300

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	6,9	6,5	6,2	6,0	5,7	5,4	5,2	4,6
Carga (nC) - Keithley	6,9	6,6	6,2	6,0	5,8	5,4	5,2	4,6

$$e_p = 5,3\%$$

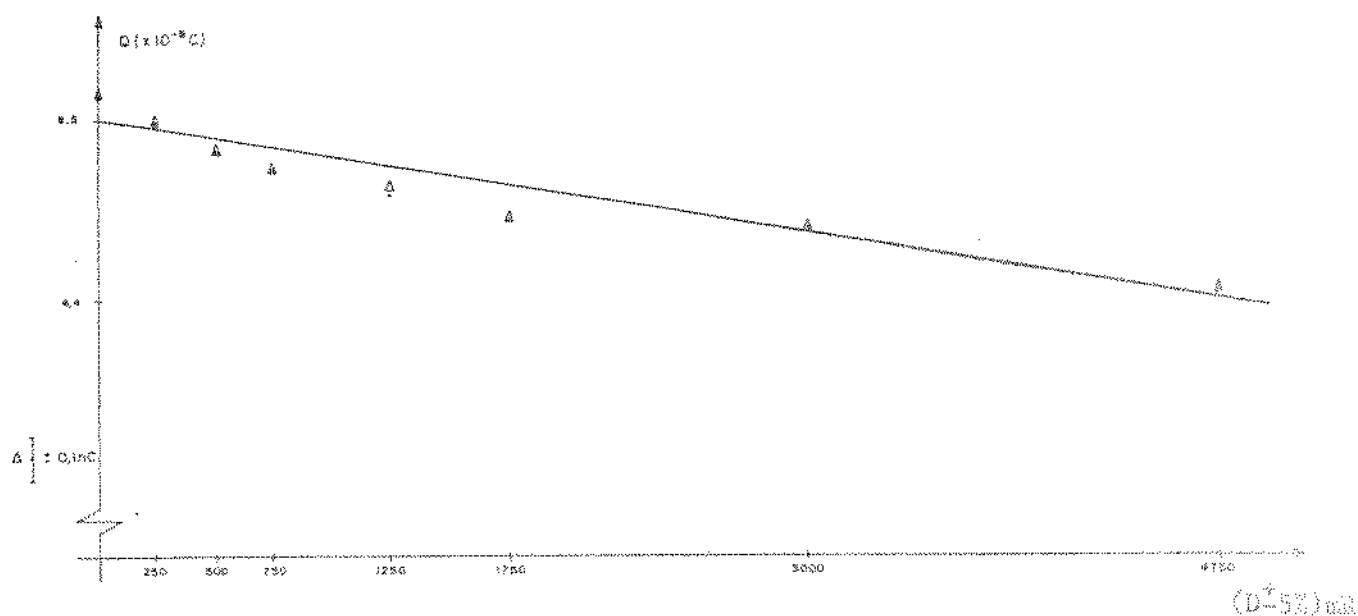


Figura (6.17) - Resultado com raio γ - Dosímetro Nº 300

$$Q = -434,4 \times 10^{-6} D + 6,5; r^2 = 0,89$$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.5.3.8 - DOSÍMETRO Nº 1000

Dose (mR)	0	250	500	750	1250	1750	3000	4750
Carga (nC) - SEDDE	5,0	3,8	3,6	3,3	3,2	3,0	2,7	2,1
Carga (nC) - Keithley	5,1	3,8	3,6	3,5	3,2	3,0	2,7	2,1

$\epsilon_p = 8,4\%$

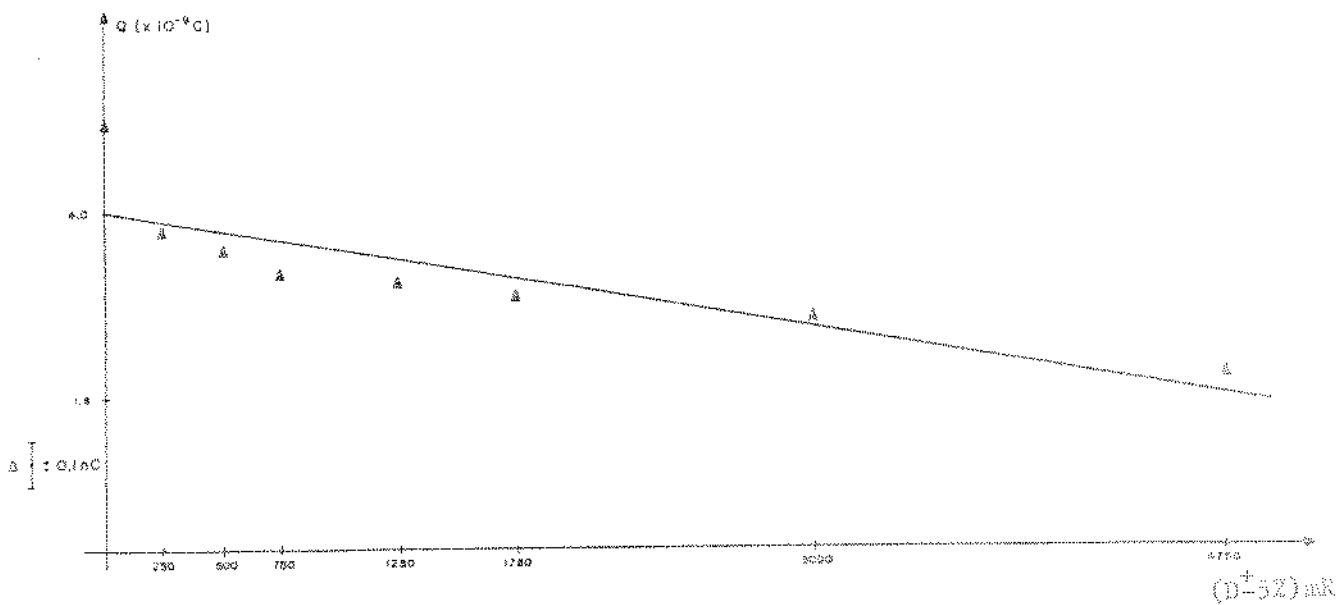


Figura (6.18) - Resultado com raio γ - Dosímetro Nº 1000

$Q = -455,3 \times 10^{-6} D + 4,0; r^2 = 0,74$

. - medida com o SEDDE

Δ - medida com o Keithley

6.6 - SIMULAÇÃO PARA ESTUDO DE ESTABILIDADE DA CARGA DO ELETRETO COM E SEM TRATAMENTO TÉRMICO

A simulação para o estudo de estabilidade da carga do eletreto foi feita em um período de 30 dias, com leituras diárias da carga em dosímetros com tratamento térmico a 160°C e sem este tratamento. O tratamento térmico foi feito em um tempo de 15 minutos.

Foram utilizados quatro dosímetros, sendo que dois deles estavam com tratamento térmico.

O Teflon carregado com corona negativa possui uma estabilidade alta e este é um dos pontos fundamentais no projeto do dosímetro de eletreto.

Um tratamento térmico logo após a carga em um forno com temperatura controlada, melhora a estabilidade (52).

O decaimento é um fator dependente das cargas superficiais e estas podem durar vários dias após a carga.

Nas figuras (6.19a) e (6.19b) temos as curvas representativas da simulação realizada.

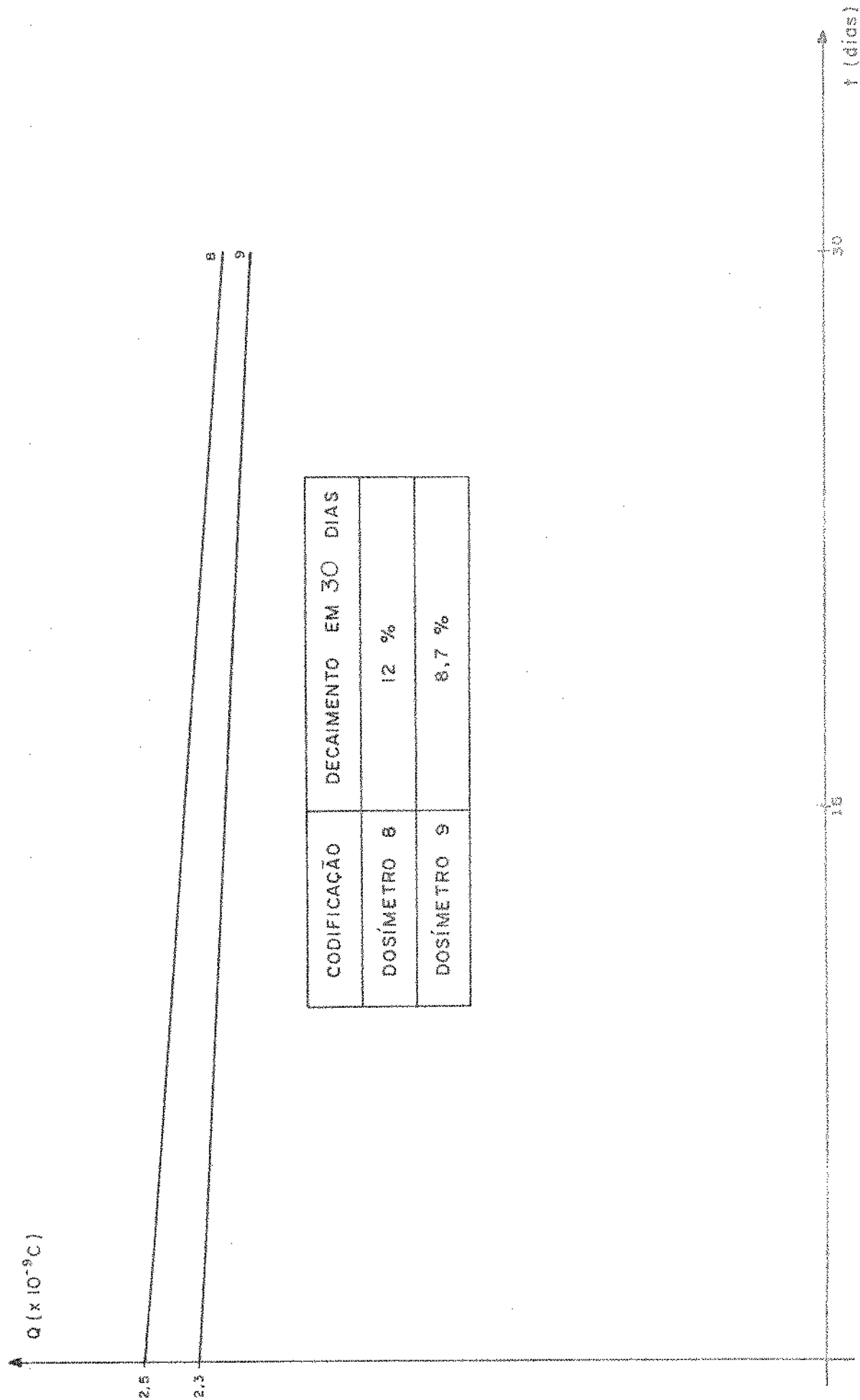


Figura (6.19a.) - Resultados sem tratamento técnico.

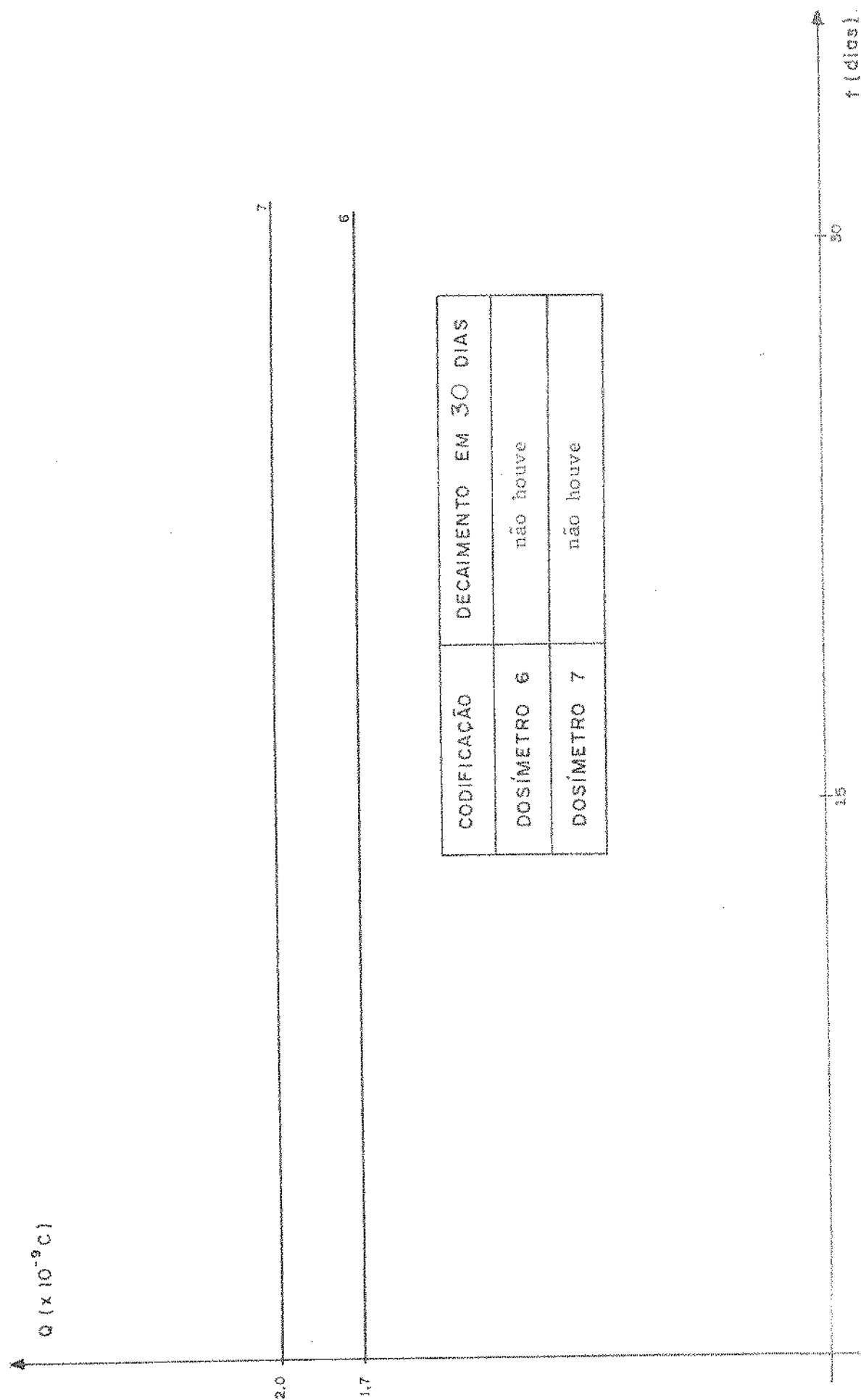


Figura 6.19b.) - Resultados com tratamento térmico a 200°C.

6.7 - POSSIBILIDADES OPERACIONAIS

6.7.1 - ASPECTOS GERAIS

O Sistema Eletrométrico Digital Computerizado para dosímetros de eletreto apresenta-se com as possibilidades de ser utilizado de modo automatizado ou de modo manual.

No modo automatizado apresenta as seguintes possibilidades para uso:

- operação convencional;
- listagem de vários usuários ou dosímetros via vídeo ou impressora;
- listagem para um determinado usuário do dosímetro;
- leitura contínua de carga
- operação via impressora.

Estas possibilidades são obtidas por digitação de caracteres específicos, os quais definem qual subrotina deverá ser executada.

Ao digitar a tecla S, o operador terá no vídeo do microcomputador a relação dos dígitos correspondentes às possibilidades do SEDDE.

No modo manual, apresenta a possibilidade de leitura de carga, bem como a identificação do dosímetro.

6.7.2 - COLOCANDO O SEDDE EM OPERAÇÃO

COM O MICROCOMPUTADOR

Equipamento utilizado:

- Microcomputador D-8000 Dismac
- Impressora Centronics 779
- Gravador National

Após interligados, através de seus barramentos de sinais de controle, dados e endereços, o operador deverá seguir os seguintes passos:

- 1- Digitar CLOAD "SEDDE" , armazenando o programa operacional presente na fita magnética, no microcomputador.
- 2- Digitar RUN, dando entrada às constantes C_T e V_M (analisadas na seção (6.8)) seguidas de horário e data.

Uma vez realizados estes passos, o sistema está pronto para operar em forma convencional automatizada.

6.7.3 - OPERAÇÃO CONVENCIONAL

A operação convencional possibilita leitura da carga superficial equivalente do eletreto no Display de 3 1/2 dígitos e a leitura da dose absorvida no vídeo do microcomputador. Possibilita também a leitura do número do dosímetro ou usuário simultaneamente no display de 4 dígitos e no vídeo do microcomputador.

Durante o tempo que o dosímetro estiver inserido no sistema de medida e identificação, tem-se as leituras mencionadas e a emissão de um "Beep" de sinalização. Com a retirada do dosímetro, em análise, o sistema retorna às condições iniciais, aguardando outro dosímetro.

Caso a tecla S houvesse sido digitada, para retornar a esta forma de operação digita-se a tecla 4.

6.7.4 - OPERAÇÃO PARA LISTAGEM DE VÁRIOS USUÁRIOS OU DOSÍMETROS VIA VÍDEO OU IMPRESSORA

Esta forma de operação, possibilita a listagem de vários usuários ou dosímetros via vídeo ou impressora.

Uma vez tendo sido digitado a tecla S, para esta forma de operação digita-se a tecla 1, em seguida V ou P segundo a opção via vídeo ou impressora respectivamente.

Os resultados apresentados na figura (6.20) ilustram esta forma operacional com a opção via impressora.

LISTAGEM DE VÁRIOS USUÁRIOS		
USUÁRIO	DATA	VALOR DO DOSÍMETRO
001	10/01/80	10
002	10/01/80	10
003	10/01/80	10
004	10/01/80	10
005	10/01/80	10
006	10/01/80	10
007	10/01/80	10
008	10/01/80	10
009	10/01/80	10
010	10/01/80	10
011	10/01/80	10
012	10/01/80	10
013	10/01/80	10
014	10/01/80	10
015	10/01/80	10
016	10/01/80	10
017	10/01/80	10
018	10/01/80	10
019	10/01/80	10
020	10/01/80	10
021	10/01/80	10
022	10/01/80	10
023	10/01/80	10
024	10/01/80	10
025	10/01/80	10
026	10/01/80	10
027	10/01/80	10
028	10/01/80	10
029	10/01/80	10
030	10/01/80	10

Figura (6.20) - Forma de operação: listagem de vários usuários ou dosímetros via impressora.

6.7.5 - OPERAÇÃO PARA LISTAGEM DE UM DETERMINADO USUÁRIO OU DOSÍMETRO

Nesta forma operacional, tem-se a listagem, via vídeo, da dose e tempo de trabalho de um determinado usuário ou dosímetro. Para chegar a esta forma de operação, uma vez tendo sido digitada a tecla S, deve-se digitar a tecla 2. Para retornar às possibilidades disponíveis no SEDDE pode-se digitar qualquer tecla do microcomputador.

6.7.6 - OPERAÇÃO PARA LEITURA CONTÍNUA DE CARGA

Esta forma operacional possibilita a leitura da carga equivalente da superfície do teflon, no vídeo do microcomputador, da mesma forma que a leitura do display de 3 1/2 dígitos. Nesta forma operacional, tem-se a constante emissão do "Beep" a cada leitura realizada, bem como possibilita a identificação do dosímetro no display de 4 dígitos.

6.7.7 - OPERAÇÃO VIA IMPRESSORA

A operação via impressora, possibilita leitura da carga superficial equivalente do eletreto no Display de 3 1/2 dígitos e a leitura da dose absorvida sob forma de "Print out" na impressora. Possibilita ainda a impressão da hora e data em tempo real bem como leitura e impressão do número do dosímetro ou usuário.

Os resultados apresentados na Figura (6.21) ilustram esta forma de operação.

Para chegar a esta forma de operação, uma vez tendo sido digitada a tecla S, deve-se digitar a tecla 5.

6.8 - AS CONSTANTES C_T E V_M UTILIZADAS NO PROGRAMA OPERACIONAL DO SEDDE

6.8.1. - A CONSTANTE C_T

A equação (III.32) mostra o valor da carga superficial do eletreto a partir dos valores C_{e1} e q_{e1} obtidos do eletrômetro.

Definimos como C_{T1} a expressão:

$$C_{T1} = \frac{\Delta [(C_3 + C_{e1}) (1 + \frac{C_1}{C_2}) + C_1]}{C_{e1}} \quad (VI-1)$$

onde C_1 , C_2 e C_3 dependem da geometria do dosímetro de eletreto utilizado, bem como da constante dielétrica do Teflon.

A dose medida depende das condições de temperatura e pressão (52), portanto há necessidade de fazer a correção para as condições reais de operação.

Definimos como C_{T2} a expressão

$$C_{T2} = \left(\frac{273,2 + t}{273,2} \right) \left(\frac{760}{P} \right) \quad (VI-2)$$

onde t = temperatura em $^{\circ}\text{C}$

P = pressão atmosférica em mm Hg

Definimos ainda, a constante C_{T3} devido à divisão por um fator de 100 do sinal analógico proveniente do eletrômetro, na entrada do conversor A/D 7107, e divisão por um fator de 10 devido à presença do ponto decimal no "display" de 3 1/2 dígitos.

$$C_{T3} \stackrel{\Delta}{=} 10 \quad (VI-3)$$

Como consequência para as doses medidas teremos a correção dada por

$$C_T = C_{T_1} \cdot C_{T_2} \cdot C_{T_3} \quad (\text{VI-4})$$

6.8.2 - A CONSTANTE V_M

No programa operacional do sistema foi definido que a dose observada é dada por

$$D = [(V_M - AD)] * CT$$

onde C_T foi definida na seção 6.8.1. AD é a leitura do eletrômetro, isto é, leitura da carga proporcional à do eletreto. V_M é o valor proporcional à carga dos dosímetros após o carregamento, sem dose recebida.

Portanto, para perfeita operação do sistema quanto à leitura de dose, deve-se carregar com o mesmo valor de carga todos os dosímetros a serem monitorados.

6.9 - POSSIBILIDADE DE USO DO SEDDE COMO LIVRO DE PONTO EM HOSPITAIS, LABORATÓRIOS E CENTROS NUCLEARES

Conforme a listagem via impressora, vista na seção 6.7.4, Figura 6.20, tem-se registro do tempo ao qual o dosímetro fica exposto à fonte de radiação, denominado tempo de trabalho. Portanto, é possível utilizar o SEDDE como livro de ponto.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES

7.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

O resumo apresentado nesta tese apresenta em vários aspectos contribuições no desenvolvimento de instrumentação eletrônica, bem como uma contribuição ao trabalho pioneiro do uso de eletreto em câmara de ionização que vem sendo realizado nos laboratórios do Instituto de Física e Química de São Carlos-USP.

A pesquisa assume aspectos amplos tanto na área de eletretos como na área de instrumentação eletrônica aplicada em dosimetria de radiação. O presente trabalho caracteriza possibilidades brasileiras em pesquisas no campo da instrumentação eletrônica bem como de uma independência tecnológica nesta área.

Abordaremos aqui, uma síntese das várias conclusões gerais tiradas durante o período de desenvolvimento do presente trabalho.

7.2 CONCLUSÕES GERAIS

a) Como analisado nas seções 6.2 e 6.3, vemos ser o SEDDE um equipamento de fácil ajuste e calibração, bem como ser um equipamento que apresenta características confiáveis quanto ao seu desempenho sob ponto de vista elétrico.

b) O sistema para a medida da carga superficial equivalente do eletreto apresenta uma compensação de "offset", evitando erros de medida e um autozeramento do integrador ativo.

c) A verificação do desempenho em tempo real em um período de 170 horas, mostrou a viabilidade do sistema em uso contínuo.

d) Concluimos também através das medidas realizadas na seção 6.5.2 e 6.5.3 as possibilidades de uso do SEDDE em dosimetria de radiação, em particular à dosimetria de monitoração pessoal.

e) Devido a grande flexibilidade do "software" operacional do sistema temos as possibilidades de uso analisadas nas seções 6.7.3, 6.7.4, 6.7.5, 6.7.6 e 6.7.7; bem como viabilidade para possíveis modificações conforme necessidades de uso.

f) O SEDDE apresenta possibilidades de operar na forma automática juntamente com um microcomputador bem como de forma manual, com medida de carga equivalente do eletreto e identificação do usuário.

g) Conforme analisado na seção 6.6, o SEDDE apresenta viabilidade para estudos de estabilidade da carga em dosímetros de eletreto.

h) Apresenta a possibilidade de ser usado como livro de ponto.

7.3 VANTAGENS DO SEDDE E DO DOSÍMETRO DE ELETRETO CILÍNDRICO

São inúmeras as vantagens observadas do SEDDE, conforme conclusões gerais da seção 7.2. Com relação ao DEC, talvez a maior vantagem sobre outros dosímetros é sua memória, a qual permite uma leitura contínua que não afeta suas características após a medida. Outra vantagem está relacionada com a possibilidade da remoção e troca da parede interna e com isto a possibilidade de ajustes de sensibilidade à radiações específicas.

Outro aspecto de grande relevância é de ser o DEC desenvolvimento brasileiro. Com relação à viabilidade do DEC para moni

toração pessoal, trabalhos foram realizados no sentido de mostrar resultados e comprovações desta viabilidade (55).

7.4 CONCLUSÃO FINAL

Com relação ao panorama de conclusões apresentadas, a presente tese representa um esforço dentro do contexto de pesquisas na área de instrumentação eletrônica aplicada a eletretos e dosimetria de radiações dentro dos trabalhos da Unicamp, Laboratório de Biofísica e Dosimetria de São Carlos-USP e do Laboratório de Instrumentação do projeto ASPAB-Barretos no intuito de consolidar as pesquisas nesta área.

Esperamos com este trabalho contribuir e auxiliar na implantação de uma tecnologia nacional no campo da instrumentação eletrônica aplicada ao campo da Dosimetria de radiação e física aplicada.

7.5 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

a) Pesquisar outros dosímetros principalmente com sensibilidade a nêutrons de baixa energia, para possíveis medidas de umidade de solo com o sistema eletrométrico Digital Computerizado para dosímetros de eletreto.

b) Desenvolver um sistema eletrônico para ser acoplado no SEDDE com a finalidade de corrigir a constante CT analisada na seção 6.8 no tocante às variações de temperatura e pressão e correções em tempo real.

c) Desenvolver um sistema eletrônico com finalidade de interfacear o SEDDE com uma impressora, quando em uso no modo manual.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. REITZ, J.R. & MILFORD, F.J. - Foundation of electromagnetic theory. Reading, Mass., Addison Wesley, 1973.
2. WILLIAMS, R. - Física dos isolantes. São Carlos, EESC, Dep. de Física, 1970.
3. TURNHOUT, J. - "Thermally stimulated discharge of electrets". In: Electrets. Edited by G.M.Sessler. New York, Springer Verlag, 1980. (Topics in Applied Physics, 33).
4. MASCARENHAS, S. - "Bioelectrets: in biomaterial and biopolymer". Electrets. Edited by G.M.Sessler. New York, Springer Verlag, 1980. (Topics in Applied Physics, 33).
5. SESSLER, G.M. - Introduction in electrets. New York, Springer Verlag, 1980. (Topics in Applied Physics, 33)
6. HEAVISIDE, O. - In ref. 5, p.3
7. JEFIMENKO, O.D. & WALKER, D. - "Electrets". In: The Physics Teacher, dec. 1980.
8. GRAY, S. - In ref. 7, p.651
9. SPARK, J. - "The works of Benjamin Franklin". In ref. 7, p.659
10. FARADAY, M. - "Experimental researchs in electricity". In ref. 7, p. 659
11. EGUCHI, M. - In ref. 5, p.10
12. SESSLER, G.M. & WEST, J.E. - "Applications". In: Electrets Edited by G.M. Sessler. New York, Springer Verlag, 1980. (Topics in Applied Physics, 33)
13. GROSS, B. Revista Ciência e Cultura, 1979.
14. SESSLER, G.M. - "Physical principles of electrets". In: Electrets. Edited by G.M.Sessler. New York, Springer Verlag, 1980. (Topics in Applied Physics, 33)

15. SEGGERN, H.V. - J. App. Phys. 50 (4): 2817-21, 1979.
16. KODERA, Y. TOYODA, T. In: Electrets - charge storage charge transport and electrostatics with their applications. Edited by Y. Wada, M.M. Perlman and H. Kobado. Amsterdam, Elsevier, 1979.
17. ANDERSON, E.W. et al. In: Electrets: Charge storage and transport in dielectrics. Edited by M.M. Perlman. The Electrochemical Society, 1973.
18. JOHNS, H.E. & LAUGHLIN, J.S. - "Interaction of radiation with matter". In: Radiation dosimetry. Edited by G.J. Hine and G.L. Brownell. New York, Academic Press, 1956. p.49.
19. KLEIN, O. & NISHINA, Y. - In ref. 42, p.40.
20. EVANS, R.D. - "X-Ray and γ -Ray interactions". In: Radiation dosimetry. 2.ed. Edited by Frank H. Attix and William C. Roesch. New York, Academic Press, 1968. cap. 3, p.94.
21. MORGAN, K.Z. & TURNER, J.E. - Principles of radiation protection. New York, John Wiley, 1967.
22. PERRIN, F. - In ref. 21, p.111
23. KNOLL, G.F. - Radiation detection and measurement. New York, John Wiley, 1979.
24. SALATI, E. - Tese de Livre Docência, Piracicaba-USP-(1960).
25. LITTLER, D.J. & RAFFLE, J.F. - Reactor Physics. New York, McGraw-Hill, 1955.
26. BECKERLEY, J.G. Neutron Physics (notes from a course by Enrico Fermi). United States Atomic Energy Commission. AECD - 2664, 1954.
27. GLASSTONE, S. Principles of nuclear reactor engineering. D. Van Nostrand Company., New York, 1956.

28. GOLDEMBERG, J. Uma investigação sobre a largura da ressonância das reações fotonucleares. Universidade de São Paulo, 1957.
29. WALLACE, P.R. 1949. Neutron distributions in elementary diffusion theory: I Nucleonics, 1949.
30. The Nuclear Handbook - George Neumes Limited. London, 1958.
31. MURRAY, R.L. Introduction to nuclear engineering. Bradford and Dickens. London, 1955.
32. BOAG, J.W. - "Ionization chambers". In: Radiation dosimetry. 2.ed. Edited by Frank H. Attix and William C. Roesch. New York, Academic Press, 1958. v.2. cap. 9, p.1.
33. In ref. 32, cap. 10, p.600, 1937.
34. In ref. 32, cap. 10, p.34, 1950.
35. In ref. 32, p.13, 1986.
36. In ref. 32, cap. 9, p. 14.
37. In ref. 32, cap. 9, p.15.
38. In ref. 32, cap. 9, p.19.
39. In ref. 32, cap. 9, p.20.
40. BEWLEY, D.K. The measurement of locally absorbed dose of megavoltage X-rays by means of a carbon calorimeter. But J. Radial, 1963.
41. MASCARENHAS, S. & ZIMMERMAN. R.L. A New Electret Dosimeter. "Associação Brasileira de Físicos em Medicina". Conferência do Décimo Aniversário, São Paulo, 1979.
42. PRICE, W.J. - Nuclear radiation detection. New York, McGraw-Hill, 1964.
43. MORENO, R.A. - Tese de Doutorado. São Carlos, IFQSC-USP, 1977.
44. Zilog. Data Book, First Edition.

45. Texas Instruments incorporated - The TTL Data Book - Second Edition.
46. National Semiconductor - Linear Applications Hand Book, 1982.
47. RCA Linear Data Book - Second Edition.
48. National Semiconductor - Linear Data Book, 1980.
49. Texas Instruments incorporated - The optoelectronics Data Book Fifth Edition.
50. General Instrument Catalog of optoelectronic products, 1980.
51. PEIXOTO, M.F. Programação estruturada. Revista Micro Sistemas, 1983.
52. GUERRINI, O. - Tese de mestrado - Investigações sobre dosimetria com eletretos - São Carlos IFQSC - USP, 1982.
53. KNIGHT, A.H., WRIGHT, T.W. 1954. Soil moisture determination by neutron scattering. Radioisotope Conference II:111-121.
54. PINHEIRO, J.M.V. - Programas para levantamento de gráficos - Laboratório Biofísica e Dosimetria USP - São Carlos, 1984.