


UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por JOAQUIM MIGUEL
MAIA e aprovada pela Comissão
Julgadora em 23.02.95.

Orientador

SPEM

SISTEMA PULSO-ECO MICROCONTROLADO PARA GERAÇÃO E
MEDIÇÃO DE CAMPOS ULTRA-SÔNICOS

JOAQUIM MIGUEL MAIA

CAMPINAS

1995

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

M28s

Maia, Joaquim Miguel

SPEM Sistema pulso-eco microcontrolado para geração e medição de campos ultra-sônicos / Joaquim Miguel Maia.--Campinas, SP: [s.n.], 1995.

Orientador: Eduardo Tavares Costa.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica.

1. Ultra-som. 2. Ultra-som na medicina. 3. Controle automático. 4. *Pulso-eco. I. Costa, Eduardo Tavares. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica. III. Título.

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

SPEM

SISTEMA PULSO-ECO MICROCONTROLADO PARA GERAÇÃO E MEDIÇÃO
DE CAMPOS ULTRA-SÔNICOS

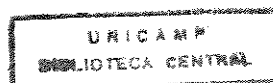
JOAQUIM MIGUEL MAIA

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa

Dissertação apresentada como exigência parcial para a obtenção
do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, na área de
concentração AUTOMAÇÃO, à comissão julgadora da Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas.

CAMPINAS

1995



SPEM

SISTEMA PULSO-ECO MICROCONTROLADO PARA GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE
CAMPOS ULTRA-SÔNICOS

JOAQUIM MIGUEL MAIA

Dissertação de Mestrado defendida e aprovada, em 23 de Fevereiro de 1995,
pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

Prof. Dr. Eduardo Tavares Costa

(FEE/UNICAMP/Orientador)

Prof. Dr. João Carlos Machado

(COPPE/Rio de Janeiro)

Prof. Dr. Aparecido Augusto de Carvalho

(UNESP/Ilha Solteira)

À minha esposa Ozana M. A. Maia por ter me acompanhado em mais esta caminhada com paciência e dedicação e a meus pais Miguel Maia e Maria Expedita de Jesus a quem devo tudo que sou.

AGRADECIMENTO

Ao Prof. Eduardo Tavares Costa pela sugestão do tema, pela amizade e esforço em oferecer as melhores condições de trabalho dentro do laboratório de Ultra-Som do Centro de Engenharia Biomédica da Unicamp.

Ao amigo Francisco José Arnold pelo auxílio e sugestões apresentadas para a descrição da parte teórica do trabalho.

Aos professores Aparecido Augusto de Carvalho da UNESP/Ilha Solteira, João Carlos Machado da COPPE/Rio de Janeiro e Sérgio Santos Mühlen da UNICAMP/Campinas por terem aceitado o convite para participar como membros da comissão julgadora.

Aos colegas da pós-graduação com quem compartilhei alegrias e tristezas, preocupações e soluções: Antônio Augusto Fasolo Quevedo, Antônio de Assis Bento Ribeiro, Cláudia M. Cabral Moro, Cristiane Maria Menezes Moreira, Daniel Borges de Lazare, Daniele Vasconcellos Fonseca, Derlis Rafael Farina Quesnel, Francisco Antonio Sepúlveda Inostroza, François Xavier Sovi, Jorge Manrique, Josué Bruginski de Paula, Juliana de Andrade Janene, Marcelo Hein, Marcelo Yuji Sakamoto, Márcio Nagae, Maria Cláudia Ferrari de Castro, Paula Amaral P. P. Novello, Pedro Mikahil Neto, Percy Nohama, Rafael Antonio Guido Peregrino da Silva, Sônia Maria Malmonge, Wilson Picler.

Aos colegas do Centro de Engenharia Biomédica pela boa vontade, paciência e prontidão em atender os nossos muitos pedidos: Ademir Luis Xavier, Alexandre Henrique Hermeni, Alice Adelaide de Andrade Garcia, Carlos Marcelo G. de Godoy, Cássia Rabello

Rande, Danilo Zanatta Filho, Edmilson Ricardo Modesto, Elaine Mauri, Eloisa da Silva Quitério, Érica Wall, Eugênio Carlos Carrara, Flávio Vieira dos Santos, Gilson Barbosa Maia Jr., Henry S. Roggio Santos, Ícaro Frederico Bellentani, Marcelo Borges, Marcelo Nishida, Márcia Sundfeld Iaderozza Camargo, Márcio Savi, Márcio Toshiharu Watoniki, Marcos Jesus dos Santos, Marco César Cerveira, Marli da Silva Zanca, Marta Susana Daniele, Mauro Sérgio Martinazo, Nirlei A. Vitareli Souza, Pedro Pereira Caldas, Rafael Ferrari, Regina Célia Corrêa, Rejane Aparecida Ribeiro, Rita Elaine Franciscato Corte, Rogério do Carmo Toledo, Rogério Marcon, Rosângela Franco Coelho, Sérgio Paulo Moura, Susana de Oliveira Castro, Valdinéa Sonia Petinari.

Aos professores vinculados ao Departamento de Engenharia Biomédica da Unicamp: Alberto Cliquet Jr., José Wilson Magalhães Bassani, Renato M. E. Sabatini, Saide Jorge Calil, Vera Lúcia da Silveira Nantes Button, Vera Maura Fernandes de Lima.

Aos funcionários da secretaria da Pós Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Unicamp: Betty Balestemos Bueno, Êmerson Teodorico Lopes, Isabel Cristina M. Juliani, Maria José dos Santos Waldman.

Aos estagiários André de Oliveira Fernandes e Daniel de Almeida Camargo pelo desenvolvimento dos softwares para controle do osciloscópio digital e do gerador de funções programável, respectivamente.

Ao Prof. Júlio Cezar Adamowski da Universidade de São Paulo (POLI/USP) pelas sugestões apresentadas.

Ao CEB e às agências CNPq e FINEP pelo apoio financeiro.

A DEUS, princípio e fim de todas as coisas.

RESUMO

Para uma melhor compreensão e confiabilidade no processamento das informações obtidas pela radiação ultra-sônica, torna-se muito importante o entendimento dos princípios básicos da geração de ondas ultra-sônicas bem como sua interação e propagação através dos mais diversos meios. Isto pode ser parcialmente alcançado através da utilização de equipamentos adequados e um amplo conhecimento das suas características de operação.

Tendo como objetivo a medição e o estudo de características ultra-sônicas de diferentes materiais, foi desenvolvido um Sistema Pulso-Eco Microcontrolado (SPEM) para geração e recepção de sinais de radiofrequência (RF) na faixa do ultra-som para diagnóstico médico. O "hardware" do sistema desenvolvido é formado por circuitos de transmissão, circuitos de recepção, circuitos de controle e de interfaceamento. Os circuitos de interfaceamento e controle foram desenvolvidos utilizando-se o microcontrolador MC68HC11-A1 da Motorola, "drivers" e circuitos de apoio para implementar a Interface Padrão IEEE-488 ("General Purpose Interface Bus" - GPIB). O SPEM pode ser operado tanto por controle remoto, via interface GPIB, como por controle local via teclado e chaves no painel frontal do mesmo. O "software" para controle local foi escrito na linguagem Assembly do MC68HC11 e o "software" para controle remoto via interface GPIB foi desenvolvido utilizando-se a linguagem de programação C e é executado em um computador compatível com o IBM PC, equipado com uma interface da Hewlett-Packard modelo HPIB

82335A. O microcomputador opera como controlador do barramento GPIB.

Os circuitos de transmissão são capazes de gerar pulsos com largura de 330 ns e amplitude controlada entre 15 V e 200 V ou pulsos de 200 ns, 300 ns, 400 ns, 500 ns, 600 ns e 700 ns com amplitude controlada entre 2 V e 28.4 V. Os circuitos de recepção podem amplificar sinais de RF com frequências entre 10 kHz e 10 MHz em 25 ganhos distribuídos na faixa entre 0.6 V/V e 3730 V/V (-4.4 dB a 71.5 dB).

Os testes para avaliação de desempenho do sistema foram realizados no Laboratório de Ultra-som do Centro de Engenharia Biomédica da Unicamp (LUS-CEB) com a geração e recepção de ondas ultra-sônicas em meio líquido, utilizando-se um transdutor circular de 1 MHz colocado em contato com um cilindro de alumínio. Estes testes mostraram que o equipamento pode ser utilizado para fins de pesquisa em laboratório.

ABSTRACT

In order to obtain more reliability in the processing of information obtained by ultrasound radiation, it is very important to understand the basic principles of ultrasound wave generation, interaction with and propagation through different media. This can be partially achieved with suitable equipments and a good knowledge of its working conditions.

In an effort to measure and study ultrasonic features of different materials, we have developed a Pulse-Echo Microcontrolled System (SPEM) for generation and reception of RF signals in the range of ultrasound medical diagnosis. The hardware consists of transmission, reception, control and interfacing circuits. The control and interfacing circuits were developed with a Motorola MC68HC11-A1 microcontroller and proper circuitry to implement the IEEE Standard 488 (General Purpose Interface Bus - GPIB). The SPEM is fully controlled via remote mode through the GPIB interface, and permits local control with proper keys in the front panel. Special software has been developed in C-language to run in an IBM-PC compatible microcomputer, working as GPIB controller and equipped with a HPIB 82335A interface model of Hewlet-Packard. The SPEM control software has been written in MC68HC11 assembly language.

The transmitting circuit emits pulses 330 ns wide with an amplitude that may be controlled from 15 V to 200 V or pulses 200 ns, 300 ns, 400 ns, 500 ns, 600 ns and 700 ns wide with an amplitude controlled from 2 V to 28.4 V. The receiving circuit amplifies

RF signals in the range of 10 kHz to 10 MHz from 0.6 V/V to 3730 V/V (-4.4 dB to 71.5 dB) in 25 steps.

The system was tested with a 1 MHz transducer facing an aluminum rod, both immersed in water. Ultrasound waves have been generated and received by the system which has presented good performance. The results have shown that the equipment may be used for research purposes in the Ultrasound Laboratory of the Centre for Biomedical Engineering at Unicamp.

SUMÁRIO

Resumo	i
Abstract	iii
Sumário	v
Capítulo 1 - Introdução	1
Capítulo 2 - Fundamentos Teóricos	6
2.1 A Equação Geral de Ondas	6
2.2 Solução da Equação de Ondas	12
2.3 Reflexão e Refração de Ondas em Superfícies Planas	20
2.4 Atenuação	23
2.5 O Campo Acústico	27
2.5.1 Integral de Superfície de Rayleigh	29
2.5.2 Método da Convolução	31
Capítulo 3 - Materiais e Métodos	40
3.1 Unidade de Controle	41
3.1.1 Microcontrolador MC68HC11-A1	42

3.1.2	Lógica de Apoio e Controle	48
3.1.3	Memórias RAM e EPROM	52
3.1.4	Portas de Entrada e Saída	53
3.1.5	"Display" e Teclado	56
3.1.6	Interface GPIB	58
3.2	Unidade de Transmissão	64
3.2.1	Circuitos de Isolação	67
3.2.2	Circuito de Geração de Pulsos Elétricos de Alta Amplitude (TAPT)	69
3.2.2.1	Multivibrador Astável/Monoestável	69
3.2.2.2	"Driver" de Corrente	71
3.2.2.3	Circuitos de Potência	72
3.2.3	Circuito de Geração de Pulsos Elétricos de Baixa Amplitude (TBPT)	76
3.3	Unidade de Recepção	79
3.3.1	Circuito de Entrada da Unidade de Recepção	80
3.3.2	Estágios de Amplificação da Unidade de Recepção	83
3.3.3	Estágio de Saída da Unidade de Recepção	85
3.3.4	Pré-amplificadores Externos	87
3.4	Fontes de Alimentação	90
3.5	"Software" de Controle	92
3.5.1	Sub-rotina para Controle da GPIB	98

Sumário	vii
<hr/> <hr/>	
3.5.1.1 Comandos Falar/Ouvir ("Talk"/"Listen")	98
3.5.1.2 Comandos Universais ("Universal")	99
3.5.1.3 Comandos Endereçados ("Addressed")	100
3.6 Descrição dos Painéis Frontal e Traseiro do SPEM	111
Capítulo 4 - Testes e Resultados	114
Capítulo 5 - Discussão e Conclusões	124
Referências Bibliográficas	128
<hr/> <hr/>	

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Atualmente várias técnicas baseadas em radiação têm sido utilizadas em medicina, tais como a tomografia por raio-x, tomografia axial computadorizada (TAC), tomografia por emissão de pósitron (TEP), ressonância nuclear magnética (RNM), tomografia ultra-sônica computadorizada (TUC), entre outras (WEBB, 1988). A utilização do ultra-som tem crescido continuamente devido ao seu baixo custo, à possibilidade de se conseguir imagens em tempo real e prover informações das propriedades elásticas dos tecidos, ser um método não invasivo e principalmente devido à sua característica não ionizante. Tem sido largamente empregado como auxiliar ao diagnóstico médico dentro da obstetrícia e ginecologia, oftalmologia, neurologia e cardiologia além de sua utilização como ferramenta comum em procedimentos terapêuticos (AL-KARMI *et al*, 1994).

O ultra-som utilizado na área médica para obtenção de imagens e caracterização de tecidos situa-se na faixa de 1 MHz a 20 MHz e tem normalmente baixa intensidade, entre 10 mW/cm² e 1 W/cm², podendo chegar a 10 W/cm² para curtos períodos de exposição da ordem de milésimos de segundo (McDICKEN, 1981). Na fisioterapia, são utilizadas frequências na faixa entre 1 MHz e 3 MHz, com intensidades entre 250 mW/cm² e 3 W/cm² (WELLS, 1977). O ultra-som de alta intensidade, na faixa entre 10 W/cm² e 50 W/cm², com frequências entre 20 kHz e 50 kHz é utilizado em procedimentos terapêuticos como

raspagem, corte, fragmentação e emulsificação, etc. O mecanismo pelo qual o ultra-som é efetivo nestes procedimentos ainda não está totalmente esclarecido (HADJICOSTIS *et al*, 1984; HEKKENBERG, REIBOLD, ZEQIRI, 1994).

O tipo de análise e processamento a serem efetuado nos sinais enviados e recebidos pelos transdutores depende das informações requeridas pelo médico, que podem ser a apresentação da imagem de um órgão interno, a atenuação da onda ultra-sônica em um determinado órgão, a estimativa do fluxo sanguíneo ou o deslocamento de determinadas estruturas em relação às suas posições normais (WEBSTER, 1992; WELLS, 1977).

A compreensão dos princípios básicos da geração de ondas ultra-sônicas, assim como de sua interação e propagação em diferentes meios é de grande importância para uma maior confiabilidade no processamento das informações obtidas por este tipo de radiação. A precisão com que se procura medir estes parâmetros depende do entendimento dos processos físicos da propagação e espalhamento das ondas ultra-sônicas nos diferentes meios, bem como dos métodos e da instrumentação utilizados para realizar estas medidas, como por exemplo: transdutores, capacidade dos equipamentos em fornecer a informação desejada, o tipo de campo ultra-sônico, etc. (COSTA, 1989; WAAG, 1984; MACHADO, ISHIMARU, SIGELMANN, 1984; TARANTAL & CANFIELD, 1994; FOSTER & HUNT, 1979; FRIZZELL, CHEN, LEE, 1994; HUNT, ARDITI, FOSTER, 1983; PROAÑO *et al*, 1987; GREENLEAF, CHANDRASEKARAN, McCANN, 1987).

Quanto mais conhecermos estes processos, mais poderemos criar e empregar

modelos físicos para análise dos campos ultra-sônicos transmitidos, refletidos e espalhados nos mais diversos meios. Além disso, o desenvolvimento de transdutores que produzam campos ultra-sônicos com características específicas a um determinado tipo de procedimento para obtenção da informação desejada, bem como de métodos que evitem os efeitos difrativos destes campos quando da medição de características ultra-sônicas, contribuirá significativamente para melhoria da qualidade da informação clínica obtida (COSTA, 1989; HUNT *et al*, 1983; PAPADAKIS & FOWLER, 1969; ROBINSON *et al*, 1991; HAYMAN & WEIGHT, 1979).

Este trabalho visa equipar o Laboratório de Ultra-som do Centro de Engenharia Biomédica (LUS-CEB) da Unicamp com instrumentação adequada para o estudo da geração, propagação e detecção de ondas ultra-sônicas em diferentes materiais. A estrutura a ser montada no LUS-CEB consta basicamente da instrumentação mostrada na figura 1.1. O procedimento para geração e detecção de campos ultra-sônicos tem os seguintes passos básicos: um gerador de sinais (I) emite um sinal elétrico senoidal, podendo conter um ou mais ciclos de senóide a uma frequência pré-estabelecida, que alimenta um amplificador de potência (II), cuja saída é aplicada a um transdutor geralmente cerâmico (III), que pode agir tanto como transmissor como receptor. A cerâmica piezo-elétrica, ao ser excitada pelo sinal a ela aplicado, vibra e gera um campo ultra-sônico que é transmitido ao meio imediatamente adjacente ao transdutor. Ao encontrar algum obstáculo, as ondas ultra-sônicas são refletidas e podem ser detectadas pelo mesmo transdutor que agora age como receptor. O campo

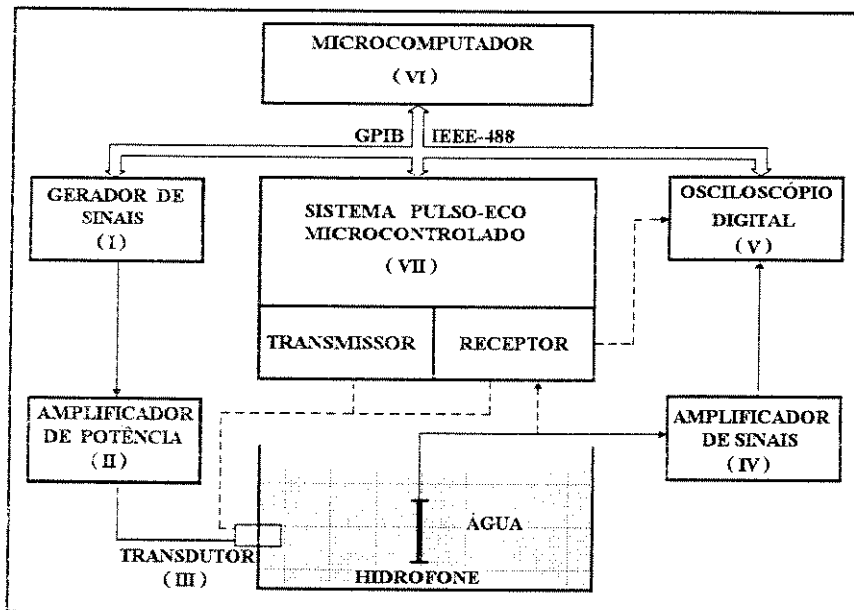


Figura 1.1 - Diagrama em blocos da interligação a ser montada no Laboratório de Ultra-Som do CEB.

ultra-sônico pode também ser detectado por um hidrofone. O sinal recebido pelo hidrofone ou pelo transmissor/receptor deve ser amplificado por um amplificador de sinais (IV) de modo a permitir sua visualização num osciloscópio (V). Se o osciloscópio for digital, a forma de onda detectada pode ser transferida para um microcomputador (VI) via interface GPIB padrão IEEE-488 e posteriormente processada para extrair informações sobre o meio em que o ultra-som se propagou. O conjunto formado pelo gerador de sinais, amplificador de potência e amplificador de sinais pode, para estudo de campos ultra-sônicos pulsados, ser substituído por um sistema pulso-eco independente (VII), permitindo maior flexibilidade de produção e detecção de campos ultra-sônicos, o que não é geralmente encontrada nos equipamentos de diagnóstico médico por ultra-som disponíveis no mercado.

O objetivo básico deste trabalho é o desenvolvimento do sistema pulso-eco

microcontrolado (VII) para geração e recepção de sinais de RF na faixa de diagnóstico médico por ultra-som.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Neste capítulo descreveremos alguns dos conceitos básicos sobre o ultra-som, onde apresentaremos aspectos relacionados à teoria de ondas e o equacionamento utilizado na determinação do campo acústico. Estes conceitos são de fundamental importância para uma melhor compreensão do princípio de funcionamento e das características necessárias a um equipamento de ultra-som para ser utilizado em um laboratório de pesquisa.

2.1 A Equação Geral de Ondas

Uma onda acústica consiste em um distúrbio mecânico de um meio (gás, líquido ou sólido), distúrbio este que se propaga de molécula a molécula a uma determinada velocidade. O número de oscilações das moléculas por unidade de tempo é a frequência do som no meio e para frequências acima de 20 kHz o som é inaudível aos ouvidos humanos e os distúrbios são conhecidos como ultra-som.

Existem basicamente dois tipos de movimento de onda: transversal e longitudinal. As ondas longitudinais são aquelas nas quais a vibração das partículas está na mesma direção de propagação da onda e ondas transversais são aquelas em que as vibrações são no sentido perpendicular à direção de propagação da mesma. Um exemplo de ondas transversais são aquelas que se propagam na superfície da água. As ondas de ultra-som para diagnóstico

médico são geralmente longitudinais.

Para desenvolver a equação geral de ondas, vamos considerar o elemento de volume da figura 2.1, onde assumiremos que o mesmo é pequeno quando comparado ao comprimento de onda, mas grande o suficiente para que possamos considerá-lo homogêneo, isotrópico e perfeitamente elástico, de tal forma que as variáveis acústicas como pressão e velocidade podem ser consideradas constantes através do mesmo (KINSLER & FREY, 1950). Assumiremos ainda que as ondas são de pequena amplitude e propagam-se em um meio sem descontinuidades.

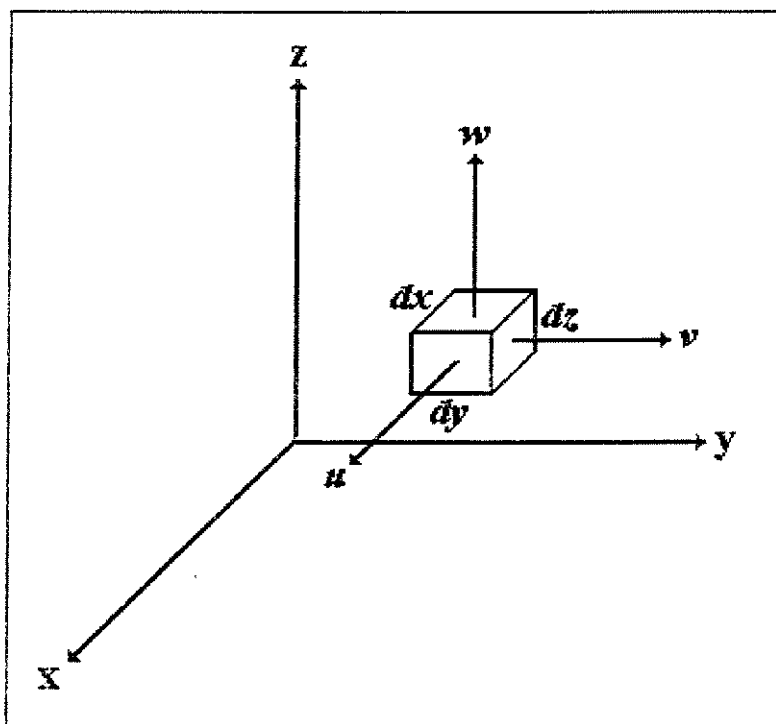


Figura 2.1 - Elemento de volume para determinar a equação de ondas.

Os símbolos e abreviações abaixo serão utilizados no desenvolvimento da equação geral de ondas:

x, y, z coordenadas da partícula no meio

ξ, η, ζ componentes de deslocamento da partícula ao longo dos eixos x, y e z ,
respectivamente

u, v, w componentes de velocidade da partícula:

$$u = \frac{\partial \xi}{\partial t}, \quad v = \frac{\partial \eta}{\partial t}, \quad w = \frac{\partial \zeta}{\partial t} \quad (2.1)$$

ρ' densidade instantânea em qualquer ponto

ρ densidade média em qualquer ponto

s condensação em qualquer ponto, definida por:

$$s = \frac{\rho' - \rho}{\rho} \quad (2.2)$$

p' pressão instantânea em qualquer ponto

p_0 pressão média em qualquer ponto

p pressão acústica em qualquer ponto, definida por:

$$p = p' - p_0$$

ϕ potencial velocidade

c velocidade de propagação da onda

Pelo princípio da continuidade, a quantidade de fluido que entra no elemento de volume é igual à que sai do mesmo. Pela figura 2.1 pode-se notar que o influxo líquido de

massa dentro do elemento de volume, resultante de um fluxo na direção x é:

$$\left[\rho'u - \left(\rho'u + \frac{\partial(\rho'u)}{\partial x} \right) \right] dydz = -\frac{\partial(\rho'u)}{\partial x} dx dy dz$$

Da mesma forma, podemos obter expressões similares para o influxo líquido nas direções y e z , de forma que o influxo resultante em todas direções é dado por:

$$- \left[\frac{\partial(\rho'u)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho'v)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho'w)}{\partial z} \right] dx dy dz$$

Além disso, a razão na qual a massa aumenta no elemento de volume é:

$$\frac{\partial \rho'}{\partial t} dx dy dz$$

e igualando estas duas expressões obtemos a *equação da continuidade*:

$$\frac{\partial \rho'}{\partial t} + \frac{\partial(\rho'u)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho'v)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho'w)}{\partial z} = 0 \quad (2.3)$$

Da equação 2.2, temos que $\rho' = \rho(1 + s)$ e substituindo em 2.3, temos

$$\rho \frac{\partial s}{\partial t} + \rho(1 + s) \left(\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} + \frac{\partial w}{\partial z} \right) + \rho \left(u \frac{\partial s}{\partial x} + v \frac{\partial s}{\partial y} + w \frac{\partial s}{\partial z} \right) = 0 \quad (2.4)$$

Considerando que a condensação é muito pequena quando comparada à unidade (na fala normal s tem magnitudes da ordem de 10^{-7} e para sons inaudíveis este valor é ainda menor) e que u , v , w e s variam muito pouco com x , y e z , conseqüentemente os termos $\partial u/\partial x$, $\partial s/\partial x$, etc, são de pequena grandeza e os termos $s(\partial u/\partial x)$, $u(\partial s/\partial x)$, etc. são ainda menores porque representam o produto de duas grandezas pequenas, podendo ser desprezados. Desta forma, a equação da continuidade pode ser reescrita de forma a obter a equação 2.5.

$$\frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} + \frac{\partial w}{\partial z} = 0 \quad (2.5)$$

No tipo de movimento correspondente à transmissão de ondas acústicas não há movimento rotacional das partículas, de forma que o *vetor velocidade é irrotacional* e pode ser representado como o gradiente de alguma função potencial escalar ϕ , isto é,

$$\vec{V} = \nabla\phi$$

ou na forma de componentes:

$$u = \frac{\partial\phi}{\partial x}, \quad v = \frac{\partial\phi}{\partial y}, \quad w = \frac{\partial\phi}{\partial z}$$

onde $\phi = \phi(x, y, z, t)$ é conhecido como *potencial velocidade*.

Substituindo em 2.5, temos

$$\frac{\partial s}{\partial t} + \nabla^2\phi = 0 \quad (2.6)$$

Sabemos que (KINSLER & FREY, 1950),

$$p = -\rho \frac{\partial\phi}{\partial t} \quad (2.7)$$

e que o módulo de elasticidade volumétrica, B , definido pela lei de Hooke como a razão negativa entre a variação de pressão P e a deformação do volume, dV/V , é dado por:

$$B = -\frac{dP}{dV/V} \quad (2.8)$$

A deformação de volume corresponde à condensação $-s$ e é dada por 2.9:

$$\frac{dV}{V} = -\frac{d\rho'}{\rho} = -\frac{(\rho' - \rho)}{\rho} = -s \quad (2.9)$$

A definição de pressão incremental dP é idêntica à definição de *pressão acústica* p , de tal forma que:

$$p = sB \quad (2.10)$$

e fazendo

$$c^2 = \frac{B}{\rho} \quad (2.11)$$

obtemos:

$$p = \rho c^2 s \quad (2.12)$$

As equações 2.12, 2.7 e 2.6 podem ser combinadas para eliminar p e s , dando

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = c^2 \nabla^2 \phi \quad (2.13)$$

que é a forma geral tridimensional da equação de onda acústica. Nesta forma, esta equação é aplicável tanto para gases quanto para líquidos, e a sua solução representa a propagação do potencial velocidade ϕ , a uma velocidade de propagação c . Resolvendo-se a equação 2.13 para ϕ como uma função de x , y , z e t , todas as outras variáveis acústicas podem ser obtidas utilizando-se relações como:

$$p = -\rho \frac{\partial \phi}{\partial t}, \quad s = \frac{p}{\rho c^2}, \quad u = \frac{\partial \phi}{\partial x}$$

2.2 Solução da Equação de Ondas

A solução da equação de ondas será feita de forma análoga à apresentada por ARNOLD (1990), que se baseou no trabalho de MORSE & FESHBACH (1953), onde os autores utilizaram funções de Green para resolver a equação geral de ondas e a partir dela obter a integral de superfície de Rayleigh (ver item 2.5.1). TUPHOLME (1969) também resolveu o problema de forma semelhante.

A solução da equação geral de ondas pode ser feita através do método de separação de variáveis visto que a equação 2.13 possui variações independentes em $\vec{r}(x,y,z)$ e t . Desta forma, a solução pode ser o resultado do produto de uma função dependente da posição e outra dependente do tempo:

$$\phi(\vec{r},t) = R(\vec{r})T(t) \quad (2.14)$$

Com o objetivo de facilitar o desenvolvimento, vamos substituir a equação 2.14 na sua forma unidimensional na equação 2.13.

$$\frac{1}{c^2} \frac{d^2 X(x)T(t)}{dt^2} = \frac{d^2 X(x)T(t)}{dx^2} \quad (2.15)$$

Fazendo a separação dos termos constantes e dividindo ambos os lados da equação 2.15 por $X(x)T(t)$, obtemos:

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} = \frac{1}{c^2} \frac{1}{T} \frac{d^2 T}{dt^2} \quad (2.16)$$

O lado esquerdo da equação 2.16 depende somente de X e o lado direito somente de T , desta forma podemos concluir que ambos devem ser iguais a uma mesma constante

b e assim escrever duas equações diferenciais ordinárias derivadas da equação 2.16:

$$\frac{d^2X}{dx^2} = bX \quad (2.17)$$

$$\frac{d^2T}{dt^2} = bc^2T \quad (2.18)$$

Agora será preciso verificar qual valor de b possui interesse físico, o que será feito começando a análise pela equação 2.18. Se $b > 0$ obteremos funções exponenciais como solução e se isto ocorrer, no caso de uma fonte estar emitindo uma onda de amplitude constante, a variável que representa o campo estaria constantemente aumentando ou diminuindo com o tempo em todos os pontos, o que contraria o princípio da conservação de energia. Se $b = 0$, teremos $T(t) = at$ (onde a é uma constante) e a função aumentaria ou diminuiria constantemente da mesma forma que o caso anterior ou $T(t) = a$, o que levaria uma função com variação nula no tempo. Portanto, a única possibilidade é $b < 0$, o que leva a uma solução do tipo senoidal.

Fazendo $b = -k^2$ para garantir que b seja sempre negativo, temos:

$$T(t) = e^{\pm i\omega t} \quad (2.19)$$

onde,

$$\omega = kc \quad (2.20)$$

sendo ω a frequência angular, c a velocidade de propagação do som e k o número de onda.

Algumas relações conhecidas podem ser derivadas da equação 2.20, como por exemplo:

$$\lambda = \frac{2\pi}{k}, \quad f = \frac{\omega}{2\pi}, \quad \lambda = \frac{c}{f},$$

onde λ é o comprimento de onda e f a frequência.

Resta-nos agora encontrar a solução espacial da equação abaixo,

$$\frac{d^2X}{dx^2} + k^2X = 0$$

conhecida como equação de Helmholtz, que pode ser escrita na forma tridimensional:

$$\nabla^2 R(\vec{r}) + k^2 R(\vec{r}) = 0 \quad (2.21)$$

As funções de Green para a equação de Helmholtz são úteis na solução de problemas não homogêneos, isto é, problemas que aparecem sempre que fontes estão presentes dentro de um volume ou próximas ao plano. As funções de Green para a equação de onda desempenham papel semelhante, o que torna possível a solução da equação 2.21 utilizando-as (MORSE & FESHBACH, 1953).

A função de Green g é solução da equação 2.22 abaixo, onde o índice "0" em algumas variáveis indica que as mesmas são coordenadas contidas no plano da fonte $z = 0$ e são chamadas coordenadas de fonte. As variáveis que não contém o índice são as coordenadas de campo e não estão no plano da fonte.

$$\nabla^2 g(\vec{r}|\vec{r}_0) + k^2 g(\vec{r}|\vec{r}_0) = \delta(\vec{r} - \vec{r}_0) \quad (2.22)$$

Multiplicando-se a equação 2.21 por $g(\vec{r}|\vec{r}_0)$ e a equação 2.22 por R , temos:

$$g(\vec{r}|\vec{r}_0)\nabla^2 R(\vec{r}) + g(\vec{r}|\vec{r}_0)k^2 R(\vec{r}) = 0 \quad (2.23)$$

$$R(\vec{r})\nabla^2 g(\vec{r}|\vec{r}_0) + R(\vec{r})k^2 g(\vec{r}|\vec{r}_0) = R(\vec{r}_0) \quad (2.24)$$

Subtraindo-se 2.23 de 2.24 e integrando no volume obtemos

$$\iiint (g(\vec{r}|\vec{r}_0)\nabla^2 R(\vec{r}) - R(\vec{r})\nabla^2 g(\vec{r}|\vec{r}_0)) dV = -R(\vec{r}_0) \quad (2.25)$$

Aplicando o teorema de Green,

$$\iint (\vec{U}\nabla V - \vec{V}\nabla U) d\vec{S} = \iiint (U\nabla^2 V - V\nabla^2 U) dV \quad (2.26)$$

na equação 2.25 temos:

$$R(\vec{r}_0) = \iint (g(\vec{r}|\vec{r}_0)\nabla R(\vec{r}) - R(\vec{r})\nabla g(\vec{r}|\vec{r}_0)) d\vec{S} \quad (2.27)$$

Utilizando-se a propriedade da simetria das funções de Green podemos trocar as coordenadas de fonte pelas coordenadas de campo e vice-versa para obter

$$R(\vec{r}) = \iint (g(\vec{r}_0|\vec{r})\nabla_0 R(\vec{r}_0) - R(\vec{r}_0)\nabla_0 g(\vec{r}|\vec{r}_0)) d\vec{S}_0 \quad (2.28)$$

Estamos considerando um modelo de transdutor perfeitamente rígido fixado a uma superfície rígida que não vibra. A condição de contorno empregada para este tipo de problema impõe que o gradiente da função de Green se anule sobre o contorno do transdutor, de tal forma que:

$$R(\vec{r}) = \iint (g(\vec{r}_0|\vec{r})\nabla_0 R(\vec{r}_0)) d\vec{S}_0 \quad (2.29)$$

Peça equação 2.29 pode-se observar que para obter os valores de alguma variável de campo são necessárias informações apenas da geometria do transdutor e do gradiente dessa variável na superfície do mesmo.

Podemos multiplicar a solução temporal à solução da parte espacial para obter uma função de espaço e tempo. Fazendo-se esta multiplicação e calculando a função de Green da maneira mostrada por MORSE & FESHBACK (1953), obtemos:

$$u(\vec{r}, t) = \int_c^t \int_\sigma \nabla(\vec{r}_0, t_0) \frac{\delta\left(t - t_0 - \frac{R}{c}\right)}{2\pi R} dt_0 d\vec{S}_0 \quad (2.30)$$

Além disso, se chamarmos a função do campo u de potencial velocidade e, conseqüentemente, o gradiente de u de velocidade de excitação v , obtemos a equação 2.31.

$$\phi(\vec{r}, t) = \int_c^t \int_\sigma v(\vec{r}_0, t_0) \frac{\delta\left(t - t_0 - \frac{R}{c}\right)}{2\pi R} dt_0 d\vec{S}_0 \quad (2.31)$$

Integrando 2.31 em relação a t_0 obteremos a integral de superfície de Rayleigh, que será discutida e resolvida na parte referente ao campo acústico:

$$\phi(\vec{r}, t) = \int_\sigma \frac{v\left(\vec{r}_0, t - \frac{R}{c}\right)}{2\pi R} d\vec{S}_0 \quad (2.32)$$

A equação de onda para uma propagação no sentido longitudinal é mostrada em 2.33, e a solução da mesma leva a resultados da forma mostrada em 2.34, onde u é um deslocamento harmônico simples (WELLS, 1977).

$$\frac{\partial^2 u}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \quad (2.33)$$

$$u = u_0 \sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} (ct - z) \right] \quad (2.34)$$

O significado físico da equação 2.34 é que a onda gerada por um oscilador harmônico simples é senoidal e c é a velocidade em que a onda propaga-se na direção z , dada por:

$$c = \sqrt{\frac{K}{\rho}} \quad (2.35)$$

onde K é o fator de compressibilidade dos líquidos (módulo de Bulk para líquidos) (WELLS, 1977).

Se fizermos $\omega = 2\pi f$, $\psi = kz$, $k = 2\pi/\lambda = \text{número de onda}$ na equação 2.34, obtemos a equação 2.36.

$$u = u_0 \sin(\omega t - \psi) \quad (2.36)$$

A velocidade (v) e a aceleração da partícula (a) são determinadas por 2.37 e 2.38:

$$v = \frac{du}{dt} = u_0 \omega \cos(\omega t - \psi) \quad (2.37)$$

$$a = \frac{dv}{dt} = -u_0 \omega^2 \sin(\omega t - \psi) \quad (2.38)$$

A pressão acústica provocada pela vibração das partículas no meio pode ser determinada a partir da Lei de Hooke (equação 2.39) onde $(-\partial u/\partial z)$ representa a deformação aplicada ao meio.

$$F = KS \frac{\partial u}{\partial z} \quad (2.39)$$

Para uma área seccional $S = 1$, a pressão da partícula (p) que causa esta deformação

é dada por 2.40.

$$p = -K \frac{\partial u}{\partial z} \quad (2.40)$$

De 2.35, temos que $K = \rho c^2$ e assim:

$$p = -\rho c^2 \frac{\partial u}{\partial z} \quad (2.41)$$

Derivando-se 2.34 em relação a z e utilizando a equação 2.37, obtemos:

$$\frac{\partial u}{\partial z} = -\frac{1}{c} v \quad (2.42)$$

Substituindo-se o resultado de 2.42 em 2.40, obtemos:

$$p = \rho c v \quad (2.43)$$

onde $\rho c = Z$ é a impedância característica do meio.

A energia total (e) de uma partícula oscilando em movimento harmônico simples é igual à soma de suas energias potencial e cinética. Em um meio sem perdas, e não varia com o tempo e a energia total armazenada em um determinado instante pode ser dada por:

$$e = \frac{1}{2} m v_0^2 \quad (2.44)$$

A massa total das partículas por unidade de volume é a densidade média ρ do meio.

A energia total E , correspondente a todas as partículas na unidade de volume, é a densidade de energia. Assim,

$$E = \frac{1}{2} \rho v_0^2 \quad (2.45)$$

A energia propaga-se através do meio com velocidade c , sendo que a energia por

unidade de área em uma unidade de tempo (intensidade I da onda [$\text{kg s}^{-3} = \text{W cm}^{-2}$]) é igual à energia total em uma coluna de área unitária e comprimento c . Assim temos 2.46 e 2.47:

$$I = cE \quad (2.46)$$

$$I = \frac{1}{2} \rho c v_0^2 \quad (2.47)$$

A tabela 2.1 mostra algumas relações entre a intensidade e outros parâmetros de ondas planas¹ propagando-se na água com intensidade de 1 W/cm^2 e frequência 1MHz.

Tabela 2.1 - Parâmetros para ondas planas propagando-se na água com intensidade 1 W/cm^2 e frequência 1MHz. - Modificado de WELLS (1977)

PARÂMETRO	VALOR	DEPENDÊNCIA
Calor específico	$0.24 \text{ cal s}^{-1} \text{ cm}^{-2}$	I
Aceleração de pico, a_0	71000 gravidade	$I^{1/2}, f$
Deslocamento de pico, u_0	$0.018 \mu\text{m}$	$I^{1/2}, f^{-1}$
Pressão de pico, p_0	1.8 atm	$I^{1/2}$
Velocidade de pico, v_0	12 cm s^{-1}	$I^{1/2}$
Radiação de pressão, F^*	0.069 g cm^{-2}	I
Velocidade, c	1500 m s^{-1}	
Comprimento de onda, λ	1.5 mm	f^{-1}

* Para absorção completa

¹ Onda plana é o tipo mais simples de movimento de onda que se propaga em um meio líquido, e sua principal característica está no fato que a pressão acústica, movimento das partículas, etc., têm fase e amplitude comuns em qualquer plano perpendicular à direção de propagação da onda.

2.3 Reflexão e Refração de Ondas em Superfícies Planas

Quando uma onda encontra uma interface entre dois meios diferentes, ela pode ser parcialmente refletida. A onda refletida retorna na direção oposta e com velocidade igual à da onda incidente. A onda transmitida continua no mesmo sentido da onda incidente, mas com velocidade correspondente à velocidade de propagação do som no meio. Da mesma forma que na óptica, as leis geométricas da reflexão se aplicam. Os ângulos de incidência e de reflexão são iguais no mesmo plano para ondas longitudinais desde que o comprimento de onda da onda ultra-sônica não seja comparável ou maior que as dimensões do objeto refletor (WELLS, 1977). Assumindo que o comprimento de onda seja pequeno quando comparado às dimensões da interface e que os sufixos i , r e t da figura 2.2 referem-se respectivamente às ondas incidente, refletida e transmitida, temos:

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.48)$$

e,

$$\frac{(\sin \theta_i)}{(\sin \theta_t)} = \frac{c_1}{c_2} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2} \quad (2.49)$$

onde:

c_1 = velocidade de propagação do som no meio 1;

λ_1 = comprimento de onda das ondas que se propagam no meio 1 (incidente e refletida);

c_2 = velocidade de propagação do som no meio 2;

λ_2 = comprimento de onda da onda que se propaga no meio 2 (transmitida).

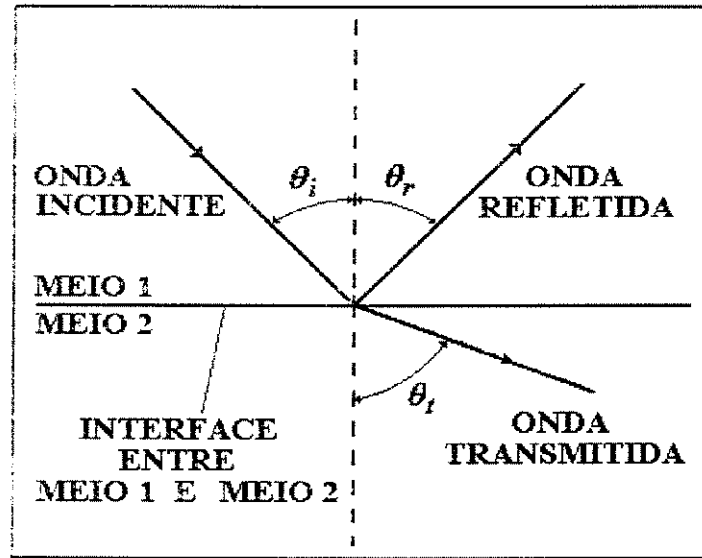


Figura 2.2 - Comportamento da onda incidente na fronteira entre dois meios.

Para qualquer valor particular de c_1/c_2 , θ_t aumenta à medida que θ_i aumenta. Se $c_2 > c_1$, θ_t atinge $\pi/2$ radianos antes que θ_i seja igual a $\pi/2$, e neste caso teremos reflexão total. Quando $\theta_t = \pi/2$, $\sin \theta_t = 1$, de tal forma que o ângulo crítico para ocorrer reflexão total é $\sin^{-1}(c_1/c_2)$.

Quando uma onda se propaga através de um meio homogêneo onde não haja descontinuidade na pressão ou velocidade das partículas e esta atinge a interface entre dois meios, tanto a componente normal da velocidade quanto a pressão são contínuas através da interface. Em termos físicos, isto assegura que os dois meios permanecem em contato um com o outro. Estas condições são satisfeitas quando:

$$v_i \cos \theta_i + v_r \cos \theta_r = v_t \cos \theta_t \quad (2.50)$$

e

$$p_i + p_r = p_t \quad (2.51)$$

A onda refletida propaga-se no mesmo meio da onda incidente com sentido oposto ao de propagação da mesma e direção que depende do ângulo de incidência. Como $p = \rho cv = Zv$, a equação 2.50 pode ser reescrita e obteremos a equação 2.52.

$$\left(\frac{p_i}{Z_1}\right)\cos\theta_i - \left(\frac{p_r}{Z_1}\right)\cos\theta_i = \left(\frac{p_t}{Z_2}\right)\cos\theta_t \quad (2.52)$$

Resolvendo-se simultaneamente as equações 2.51 e 2.52 obteremos as equações 2.53 e 2.54.

$$\frac{p_r}{p_i} = \frac{Z_2\cos\theta_i - Z_1\cos\theta_t}{Z_2\cos\theta_i + Z_1\cos\theta_t} \quad (2.53)$$

$$\frac{p_t}{p_i} = \frac{2Z_2\cos\theta_i}{Z_2\cos\theta_i + Z_1\cos\theta_t} \quad (2.54)$$

As relações (p_r/p_i) e (p_t/p_i) são, respectivamente, a refletividade e a transmissividade da pressão da interface.

Quando ocorre incidência normal, $\theta_i = \theta_t = 0$, as equações 2.53 e 2.54 tornam-se:

$$\frac{p_r}{p_i} = \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_2 + Z_1)} \quad (2.55)$$

e

$$\frac{p_t}{p_i} = \frac{2Z_2}{(Z_2 + Z_1)} \quad (2.56)$$

Se $Z_1 = Z_2$, $p_r/p_i = 0$ não há onda refletida.

Se $Z_2 > Z_1$, a onda de pressão refletida está em fase com a onda incidente, mas se $Z_2 < Z_1$, a onda refletida estará 180° defasada em relação à onda incidente.

Da equação 2.43, $p_0 = \rho c v_0$ e substituindo na equação 2.47 teremos $I = p_0^2 / 2\rho c$.

Reescrevendo as equações 2.53 e 2.54:

$$\frac{I_r}{I_i} = \left(\frac{Z_2 \cos \theta_i - Z_1 \cos \theta_t}{Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t} \right)^2 \quad (2.57)$$

e

$$\frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_2 Z_1 \cos \theta_i \cos \theta_t}{(Z_2 \cos \theta_i + Z_1 \cos \theta_t)^2} \quad (2.58)$$

As relações (I_r/I_i) e (I_t/I_i) são, respectivamente, os coeficientes de reflexão e transmissão da intensidade.

Quando ocorre incidência normal, $\theta_i = \theta_t = 0$, as equações 2.57 e 2.58 tornam-se:

$$\frac{I_r}{I_i} = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad (2.59)$$

e

$$\frac{I_t}{I_i} = \frac{4Z_2 Z_1}{(Z_2 + Z_1)^2} \quad (2.60)$$

Se $Z_2 \gg Z_1$, ou $Z_2 \ll Z_1$, $I_r/I_i = 1$ ocorrerá reflexão total na interface.

2.4 Atenuação

Quando uma onda se propaga num meio real, sua intensidade decai com a distância percorrida em função de vários fatores, tais como:

- divergência do feixe em relação ao eixo central (o que provoca uma diminuição da energia

por unidade de área);

- espalhamento devido à não homogeneidade do meio (uma parcela da energia se desvia da direção de propagação inicial);

- conversão em outros modos de vibração resultando no compartilhamento da energia com duas ou mais ondas propagando-se com velocidades e sentidos diferentes;

- absorção pelo meio, onde parte da energia é convertida em calor;

A amplitude da onda plana propagando-se na direção do eixo z pode ser dada por:

$$A_z = A_0 e^{-\mu_a z} \quad (2.61)$$

onde:

A_0 é o valor de pico da amplitude em $z = 0$;

A_z é o valor de pico em determinado ponto z ;

μ_a é o coeficiente de atenuação (dimensão L^{-1} , geralmente expresso em nepers/cm) dado pela equação,

$$\mu_a = -\frac{1}{z} \ln \left(\frac{A_0}{A_z} \right) \quad (2.62)$$

ou em decibéis/cm,

$$\alpha = 20(\log_{10} e) \mu_a = 8.686 \mu_a \quad (2.63)$$

A atenuação do ultra-som em fluidos é causada principalmente devido às forças de atrito que agem em oposição ao movimento harmônico das partículas no meio. Esta situação ocorre devido ao fato que em fluidos reais, a viscosidade torna-os aptos a transmitir ondas

de superfície. Desta forma:

$$\mu_a = \frac{2\eta\omega^2}{3\rho c^2} \quad (2.64)$$

onde η é a viscosidade do fluido. Além deste mecanismo clássico de atenuação em fluidos, outros mecanismos podem contribuir para a atenuação, dependendo do meio de propagação e da frequência, entre eles:

- Relaxação: O processo de relaxação está relacionado com a energia interna da molécula, nas formas de energia cinética rotacional, translacional, etc. Desta forma, quando uma onda ultra-sônica passa através desta molécula ocorre um aumento de uma ou mais destas formas de energia. Durante o semi-ciclo de compressão da onda ocorre um armazenamento de energia na molécula e durante o semi-ciclo de decompressão, esta energia deverá ser totalmente liberada; no entanto, como este processo não é instantâneo, se houver uma mudança da energia de um modo para outro, nem toda energia retornará ao modo de vibração principal, sendo que parte da energia retornará fora de fase com relação à onda que se propaga, causando interferência destrutiva no semi-ciclo de decompressão e provocando atenuação.
- Movimento relativo: O movimento relativo produzido por um campo ultra-sônico entre elementos estruturados (como as células biológicas) e seus arredores resulta em absorção de energia. Em geral, o movimento relativo é devido à radiação de pressão agindo em uma interface onde há mudança de impedância.
- Bolhas de gás: A presença de bolhas de gás no meio de propagação da onda pode exercer

influências marcantes no material biológico e contribuir para a atenuação, isto porque, como pode ser visto na tabela 2.2, na interface líquido-ar há uma mudança brusca na impedância e como foi visto na seção 2.3 a reflexão será praticamente total, espalhando a radiação ultra-sônica em todas as direções.

- Histerese: Em meios muito viscosos e para frequências maiores que as da relaxação viscosa, pode haver um excesso de absorção correspondendo a uma perda de energia constante por ciclo. Este mecanismo de perda é conhecido como histerese.

A tabela 2.2 mostra valores típicos de α para alguns materiais. KINSLER & FREY (1950) apresenta uma tabela mais completa, contendo outros parâmetros.

Tabela 2.2 - Características ultra-sônicas de alguns materiais. - Modificado de BRONZINO (1986)

Material	Velocidade c (m/s)	Densidade ρ (g mL ⁻¹)	Impedância Z (kg m ⁻² s ⁻¹)	Atenuação α - 1MHz (dB/cm)	Dependência de α com f
Ar	330	0.0012	0.0004	1.2	f^2
Alumínio	6300	2.7	17	0.018	f
Sangue	1530	1.06	1.6	0.1	$f^{1.3}$
Osso	2700-4100	1.38-1.81	3.7-7.4	10	$f^{1.5}$
Gordura	1460-1470	0.92	1.4	0.6	f
Pulmão	650	0.40	0.26	40	$f^{0.6}$
Músculo	1540-1630	1.07	1.7	1.5-2.5	f
Polietileno	2000	0.92	1.8		-
Água	1520	1.0	1.5	0.002	f^2

2.5 O Campo Acústico

A descrição do campo acústico produzido por um pistão difusor é geralmente dividida em duas partes, uma limitada às vizinhanças do transdutor denominada região de campo próximo ("nearfield region") ou região de difração de Fresnel, e outra logo a seguir que é conhecida como região de campo distante ("farfield region") ou região de Fraunhofer. A região de campo próximo caracteriza-se pela ocorrência de superposição entre as ondas de borda e a onda plana geradas pela fonte. Como estas ondas podem ter amplitude e fase diferentes, as mesmas interferem-se construtivamente e destrutivamente provocando máximos e mínimos na intensidade do campo acústico. Nesta região concentra-se a maior parte da energia e não há divergência do feixe ultra-sônico. Na região de campo distante, a diferença de fase entre as ondas de borda e a plana não são tão evidentes e elas interferem-se construtivamente de maneira a formar uma frente de onda quase plana que atenua à medida que se propaga no meio, distanciando-se da fonte. Nesta região o campo é divergente (HAYMAN & WEIGHT, 1979; WEIGHT & HAYMAN, 1978; FISH, 1990). A figura 2.3 mostra a separação entre as regiões de campo próximo e campo distante ao longo do eixo axial de um transdutor circular de raio a , onde o ângulo de divergência do feixe na região de campo distante é dado aproximadamente por: $\theta = \sin^{-1}(0,61 \lambda/a)$. A maioria dos autores considera o ponto de separação entre as duas regiões (último máximo na intensidade da pressão) como sendo a uma distância axial $z = a^2/\lambda$, porém ZEMANEK (1970) mostrou que esta transição ocorre a uma distância menor ($z = 0.75a^2/\lambda$).

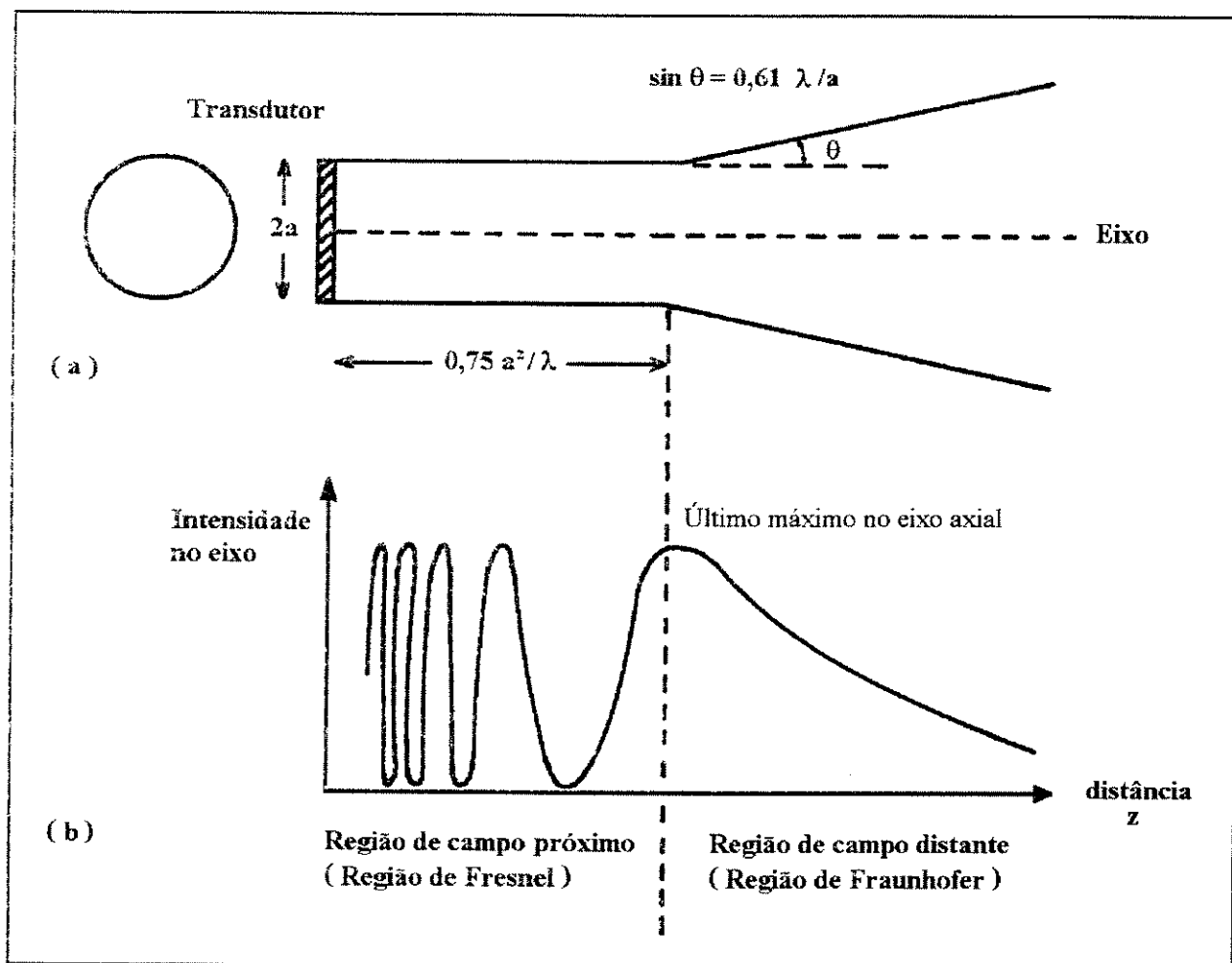


Figura 2.3 - (a) Seção longitudinal através do feixe ultra-sônico gerado por um transdutor circular de raio a . (b) Variação da intensidade de pressão ao longo do eixo axial do transdutor.

Existem vários métodos matemáticos para determinação do campo acústico nestas regiões, entre eles: a Integral de Superfície de Rayleigh (RAYLEIGH, 1945), a Integral de King (GREENSPAN, 1979; OBERHETTINGER, 1961), a Solução de Schoch (HARRIS, 1981) e o Método da Convolução (STEPANISHEN, 1971a, 1971b, 1971c, 1981; LOCKWOOD & WILLETTE, 1973; HUTCHINS, 1987). Entre estes métodos, a Integral de King é o único que fica restrito a fontes com geometria circular, sendo que os demais

podem ser utilizados para qualquer geometria fazendo-se as considerações adequadas. Todos os métodos derivam-se da equação de onda submetida a condições iniciais e de contorno relevantes. O método de Schoch apresenta uma solução alternativa pela decomposição do campo acústico em ondas de difração geométricas e de fronteira (HARRIS, 1981). No método da convolução é introduzida a noção espacial de uma resposta impulso e o campo para uma velocidade impulsiva é determinado. Além disso, utilizando-se conceitos da teoria de sistemas lineares, pode-se determinar o campo tanto para excitação contínua quanto para excitação pulsátil do transdutor. Apresentaremos a seguir uma discussão sobre a Integral de Rayleigh e na seção 2.5.2, o Método da Convolução.

2.5.1 Integral de Superfície de Rayleigh

Os primeiros estudos do problema do pistão difusor fazem uso da solução da integral de superfície de Rayleigh desenvolvida e publicada inicialmente pelo autor em 1877 (RAYLEIGH, 1945). As formas desta integral no domínio da frequência e no domínio do tempo são mostradas nas equações 2.65 e 2.66.

$$\Phi(\vec{r},s) = \int_S \frac{V_n(\vec{r}_o,s)e^{-sR/c}}{2\pi R} dS \quad (2.65)$$

$$\Phi(\vec{r},t) = \int_S \frac{V_n(\vec{r}_o,t-R/c)}{2\pi R} dS \quad (2.66)$$

Estas equações representam o potencial velocidade no ponto P da figura 2.4, devido

ao movimento do pistão S localizado no plano rígido $(x, y, 0)$ e radiando num meio isotrópico, homogêneo e não dissipativo, sendo c a velocidade do som no meio. A velocidade do pistão está numa direção normal ao plano da fonte e é descrita pela função $V_n(\vec{r}, t)$ no instante de tempo $(t-R/c)$ ou por sua transformada de Laplace $V_n(\vec{r}, s)$.

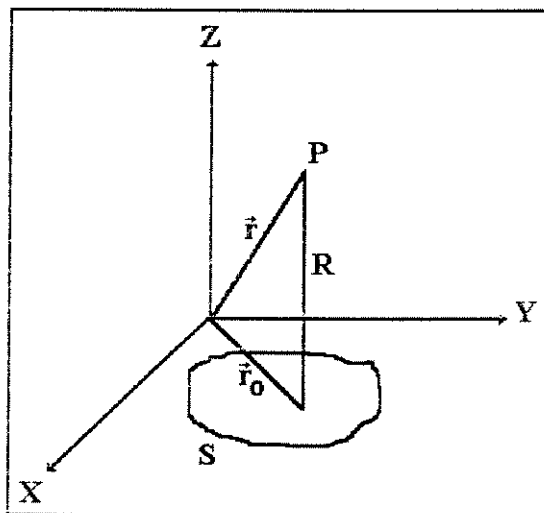


Figura 2.4 - Geometria para cálculo do campo acústico de um pistão planar de forma arbitrária situado no plano $(x, y, 0)$.

Fisicamente, a integral de Rayleigh é uma abordagem do princípio de Huygens como exposto por Fresnel, o qual, para uma superfície plana vibrante, diz que todo ponto pode ser considerado como uma fonte esférica emissora de ondas e que o campo, em um ponto arbitrário, pode ser calculado pela superposição destas ondas. O conceito de Huygens-Fresnel foi formulado analiticamente por Helmholtz e Kirchhoff, e a integral de Rayleigh é um caso especial da solução de Helmholtz-Kirchhoff na qual a fonte emissora está no plano.

2.5.2 Método da Convolução

Assumindo que a função velocidade do pistão da equação 2.65 esteja na forma separável,

$$V_n(\vec{r}_o, s) = v_o V(s) \quad (2.67)$$

onde v_o representa a distribuição espacial de velocidade da fonte e $V(s)$ a transformada de Laplace da forma de onda de velocidade do pistão, a integral de Rayleigh para uma fonte com uma forma de onda de velocidade arbitrária $v(t)$ e uma distribuição de amplitude uniforme normalizada para a unidade é:

$$\phi(\vec{r}, t) = \int_s \frac{v(t - \frac{R}{c})}{2\pi R} dS \quad (2.68)$$

onde R é a distância do elemento de área do pistão, dS , ao ponto do campo especificado por \vec{r} . A função velocidade $v(t - R/c)$ pode ser escrita na forma,

$$v(t - \frac{R}{c}) = \int v(\tau) \delta(t - \frac{R}{c} - \tau) d\tau$$

Inserindo-se esta integral na equação 2.67 e trocando-se a ordem de integração, temos:

$$\phi(\vec{r}, t) = \int v(\tau) \int_s \frac{\delta(t - \frac{R}{c} - \tau)}{2\pi R} dS d\tau$$

Definindo a função $h(\vec{r}, t)$,

$$h(\vec{r}, t) = \int_s \frac{\delta(t - \frac{R}{c})}{2\pi R} dS, \quad (2.69)$$

o potencial velocidade pode ser expresso pela convolução entre $h(\vec{r}, t)$ e a velocidade do

pistão $v(t)$ (STEPANISHEN, 1971a, 1971b, 1971c, 1981). O caracter "*" é utilizado como símbolo matemático para a operação de convolução:

$$\phi(\vec{r}, t) = v(t) * h(\vec{r}, t) \quad (2.70)$$

A função $h(\vec{r}, t)$ é o potencial velocidade no ponto P resultante de uma excitação impulso da fonte. Ela representa o campo acústico da fonte emissora e é chamada de função resposta impulso.

Para determinar a função resposta impulso, pode-se notar pela equação 2.68 que se a fonte for excitada com um impulso em $t = 0$, então no tempo $t = R/c$ somente os pontos na fonte localizados a uma distância R do ponto P contribuirão para o campo no mesmo. Estes pontos na superfície do pistão, equidistantes de P, estão em um círculo centrado na projeção do ponto P no plano da fonte $(x, y, 0)$. Esta situação pode ser observada na figura 2.5, onde ρ_1 e ρ_2 são os raios dos círculos centrados em O e θ_1 é o ângulo com vértice no ponto O, compreendido pelo segmento do círculo de raio r dentro do perímetro da fonte. Assim, θ_1 varia à medida que ρ ou R variam e é zero para $\rho < \rho_1$ ou $\rho > \rho_2$.

Realizando-se um deslocamento da origem do sistema de coordenadas para o ponto O, a equação 2.68 pode ser resolvida. Com $ds = \rho d\rho d\theta$ e $R^2 = r^2 + z^2$, temos:

$$h(\vec{r}, t) = \int_{\rho_1}^{\rho_2} \int_0^{\theta_1(R)} \frac{\delta(t - \frac{R}{c})}{2\pi R} d\theta \rho d\rho$$

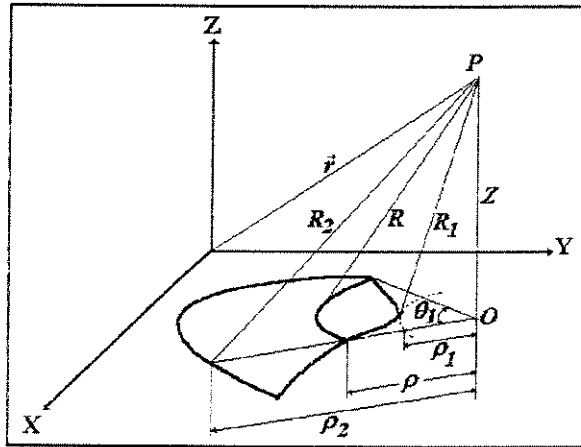


Figura 2.5 - Geometria da fonte para determinar a função resposta impulso

Fazendo-se a mudança da variável ρ para R :

$$h(\vec{r}, t) = \int_{R_1}^{R_2} \int_0^{\theta_1(R)} \frac{\delta(t - \frac{R}{c})}{2\pi} d\theta dR$$

Com $R = ct$, $h(\vec{r}, t)$ reduz-se a:

$$h(\vec{r}, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{R_1}^{R_2} \int_0^{\theta_1(ct)} \delta(0) d\theta c dt$$

$$h(\vec{r}, t) = \frac{c}{2\pi} \theta_1(ct) \int_{R_1}^{R_2} \delta(0) dt$$

$$h(\vec{r}, t) = \frac{c}{2\pi} \theta_1(ct) \int_{R_1}^{R_2} \delta(0) dt$$

$$h(\vec{r}, t) = \frac{c}{2\pi} \theta_1(ct) H(ct - R_1) H(R_2 - ct) \tag{2.71}$$

A função de Heaviside assume os seguintes valores:

$$H(ct - R_1) = 1, \quad ct > R_1$$

$$H(ct - R_1) = 0, \quad ct < R_1$$

$$H(R_2 - ct) = 1, \quad R_2 > ct$$

$$H(R_2 - ct) = 0, \quad R_2 < ct$$

Desta forma, a função resposta impulso no instante de tempo t é o arco circular formado pela intersecção da fonte planar e a superfície esférica centrada em P com raio ct . Quando a origem O está dentro das fronteiras da fonte, $\rho_1 = 0$ e $R_1 = z$ e para este caso $\rho_1(ct) = 2\pi$ até ρ atingir a fronteira.

Para um pistão circular, a função resposta impulso pode ser determinada da seguinte forma: fazendo com que um pistão circular fique centrado na origem do sistema de coordenadas da figura 2.5, devido à simetria cilíndrica, o campo torna-se função apenas de r e z . Assim, podemos descrever $h(\bar{r}, t)$ em termos da metade angular $\Omega(ct) = \theta_1(ct)/2$:

$$h(r, z, t) = \frac{c}{\pi} \Omega(ct) H(ct - R_1) H(R_2 - ct) \quad (2.72)$$

A figura 2.6 mostra as situações a serem consideradas, ou seja, quando a projeção do ponto P no plano está fora da fonte (Região I, $r > a$, Figura 2.6a) e quando a mesma localiza-se dentro da fonte (Região II, $r \leq a$, Figura 2.6b).

Pelas figuras, podemos notar que tanto na região I quanto na região II, temos:

$$\rho_2 = r + a \quad R_2 = [z^2 + (r + a)^2]^{1/2}$$

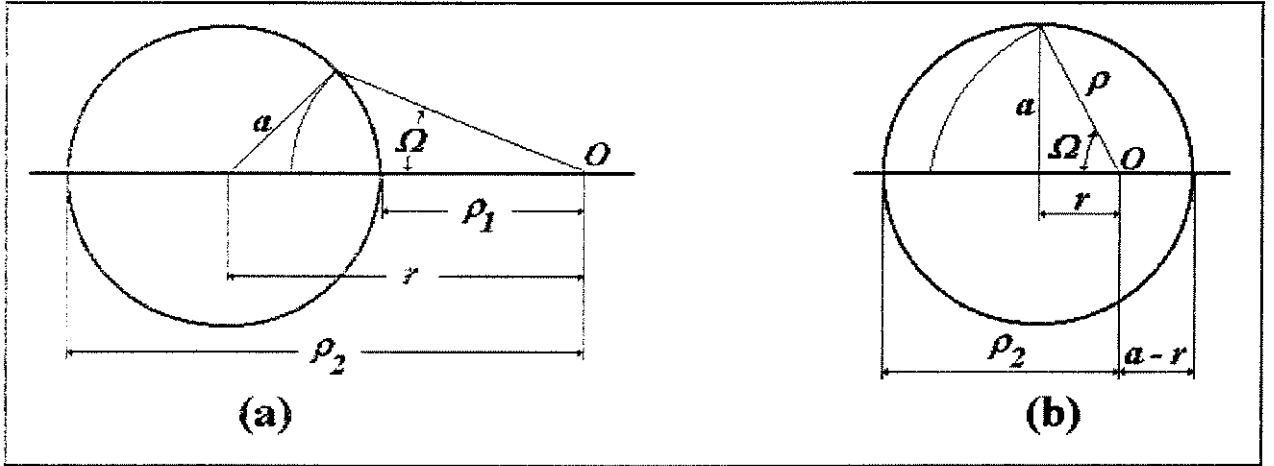


Figura 2.6 - Geometria para determinar a função resposta impulso. (a) região I: projeção do ponto de observação localiza-se fora da fonte. (b) região II: projeção do ponto fica dentro da fonte.

Para a região I, temos:

$$\rho_1 = r - a \qquad R_1 = [z^2 + (r - a)^2]^{1/2}$$

Para a região II, temos

$$\rho_1 = 0 \qquad R_1 = z$$

O valor de $\Omega(ct)$ na região I, figura 2.6a, pode ser calculado pela lei dos cossenos:

$$a^2 = \rho^2 + r^2 - 2\rho r \cos \Omega(ct)$$

$$\Omega(ct) = \cos^{-1} \left[\frac{r^2 - a^2 + \rho^2}{2r\rho} \right],$$

$$\rho^2 + z^2 = R^2,$$

$$\rho = \sqrt{R^2 - z^2} = \sqrt{c^2 t^2 - z^2},$$

$$\Omega(ct) = \cos^{-1} \left[\frac{r^2 - a^2 + c^2 t^2 - z^2}{2r\sqrt{c^2 t^2 - z^2}} \right] \qquad (2.73)$$

Para a região II, figura 2.6b, temos que $\Omega(ct) = \pi$ quando $\rho \leq a - r$ e quando

$\rho > a - r$, $\Omega(ct)$ pode ser determinado pela equação 2.73.

De forma resumida, temos:

Região I: $r > a$;

$$\begin{aligned}
 h(r,z,t) &= 0 & ct < k_2 \\
 h(r,z,t) &= \cos^{-1} \left[\frac{r^2 - a^2 + c^2 t^2 - z^2}{2r\sqrt{c^2 t^2 - z^2}} \right] & k_2 < ct < k_3 \\
 h(r,z,t) &= 0 & ct > k_3
 \end{aligned} \tag{2.74a}$$

Região II: $r \leq a$;

$$\begin{aligned}
 h(r,z,t) &= 0 & ct < k_1 \\
 h(r,z,t) &= c & k_1 < ct < k_2 \\
 h(r,z,t) &= \cos^{-1} \left[\frac{r^2 - a^2 + c^2 t^2 - z^2}{2r\sqrt{c^2 t^2 - z^2}} \right] & k_2 < ct < k_3 \\
 h(r,z,t) &= 0 & ct > k_3
 \end{aligned} \tag{2.74b}$$

onde,

$$\begin{aligned}
 k_1 &= z \\
 k_2 &= \sqrt{z^2 + (r-a)^2} \\
 k_3 &= \sqrt{z^2 + (r+a)^2}
 \end{aligned} \tag{2.74c}$$

A figura 2.7 mostra os gráficos da função resposta impulso para um transdutor circular de raio $a = 1\text{cm}$, frequência 1MHz , ponto de observação no eixo axial do transdutor $z = 0,2\text{cm}$ e velocidade de propagação do som no meio 154000cm/s . A figura

2.7a é a resposta impulso quando a projeção do ponto de observação no plano da fonte está no centro da mesma ($r/a = 0$), as figuras 2.7b, 2.7c e 2.7d representam a resposta impulso quando a projeção está dentro do transdutor, mas não no centro ($r/a = 0,1$; $r/a = 0,5$ e $r/a = 0,9$), a figura 2.7e representa a resposta quando a projeção está na borda do transdutor ($r/a = 1,0$) e a figura 2.7f quando a mesma está fora do transdutor.

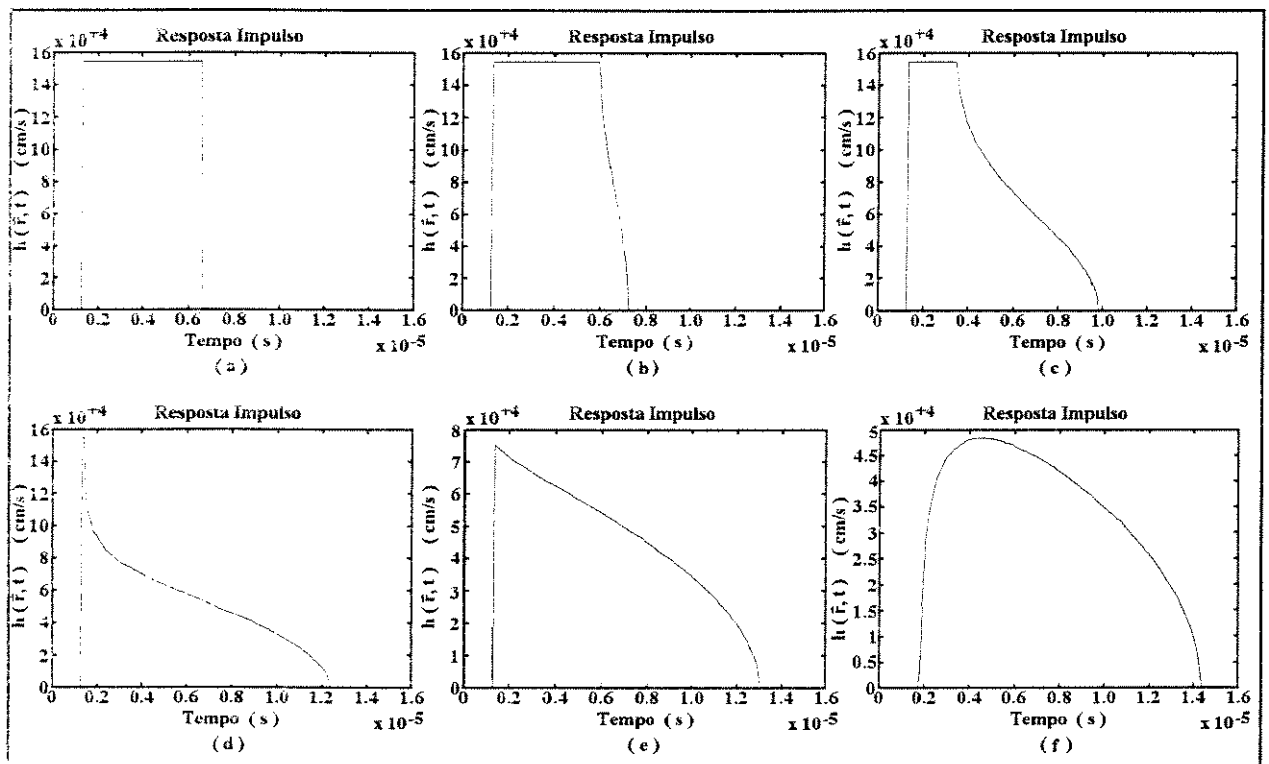


Figura 2.7 - Gráficos da função resposta impulso para um transdutor circular de raio $a = 1\text{cm}$, $f = 1\text{MHz}$ e ponto de observação $z = 0,2\text{cm}$. (a) $r/a = 0$; (b) $r/a = 0,1$; (c) $r/a = 0,5$; (d) $r/a = 0,9$; (e) $r/a = 1,0$; (f) $r/a = 1,2$.

A pressão acústica e o potencial velocidade são relacionados pelas equações 2.75 e 2.76 no domínio do tempo e da frequência, respectivamente:

$$p(\vec{r},t) = \rho_o \frac{\partial \phi}{\partial t}(\vec{r},t) \quad (2.75)$$

$$P(\vec{r},s) = \rho_o s \phi(\vec{r},s) \quad (2.76)$$

onde ρ_o é a densidade do meio de propagação. A pressão também pode ser obtida em termos da função resposta impulso combinando-se as equações 2.70 e 2.75:

$$p(\vec{r},t) = \rho_o \frac{\partial}{\partial t} [v(t) * h(\vec{r},t)] \quad (2.79a)$$

$$p(\vec{r},t) = \rho_o \frac{\partial}{\partial t} \int v(t) h(\vec{r},t-\tau) d\tau$$

$$p(\vec{r},t) = \rho_o v(t) * \frac{\partial}{\partial t} h(\vec{r},t) \quad (2.77b)$$

Equivalentemente:

$$p(\vec{r},t) = \rho_o h(\vec{r},t) * \frac{d}{dt} v(t) \quad (2.78)$$

A figura 2.8 mostra os gráficos da pressão acústica, determinada a partir da equação 2.78 para uma velocidade de excitação senoidal $v(t) = v_o \sin(\omega_o t)$. A geometria do transdutor é a mesma utilizada nos cálculos das funções resposta impulso apresentadas na figura 2.7. Pode-se verificar que estas formas de onda são semelhantes àquelas detectadas pelo nosso sistema e apresentadas no capítulo de resultados (Capítulo 4). Isto mostra a importância de um completo conhecimento do equipamento e da teoria de geração e propagação de ondas ultra-sônicas.

Este é um dos métodos matemáticos mais simples para cálculo do campo acústico, isto porque a solução do mesmo está diretamente ligada à determinação da função resposta

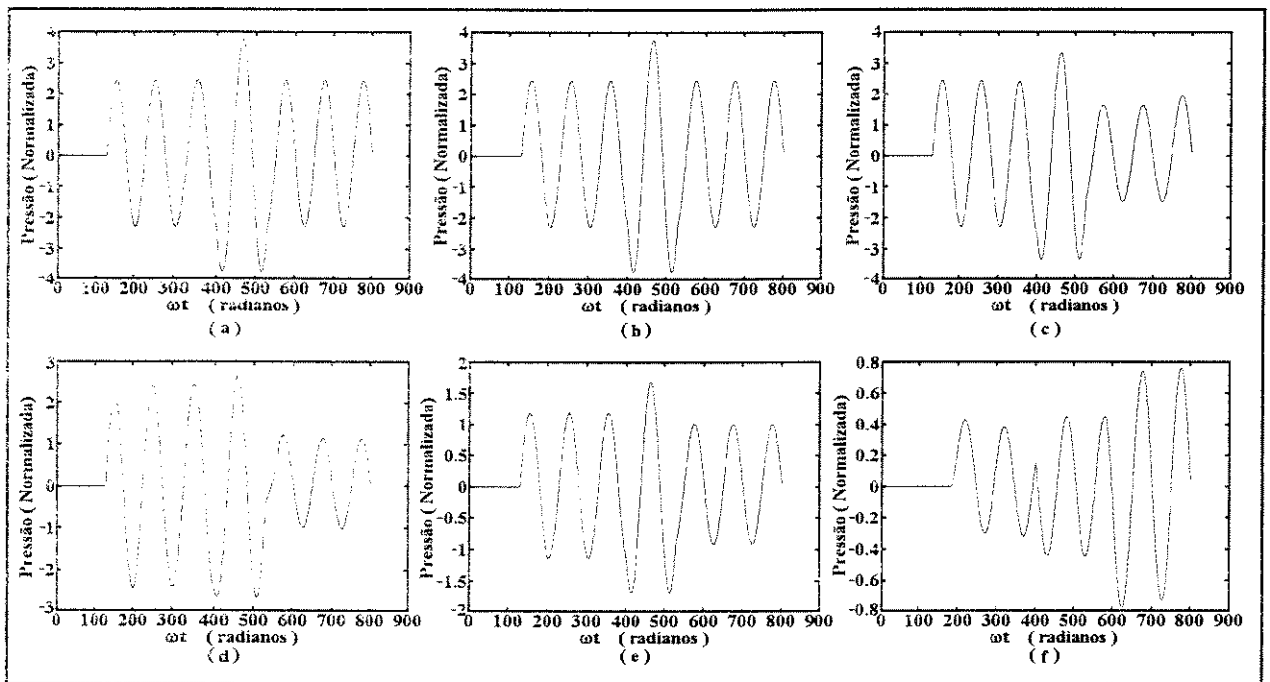


Figura 2.8 - Gráficos da pressão acústica para um transdutor circular de raio $a = 1\text{cm}$, $f = 1\text{MHz}$ e ponto de observação $z = 0,2\text{cm}$. (a) $r/a = 0$; (b) $r/a = 0,1$; (c) $r/a = 0,5$; (d) $r/a = 0,9$; (e) $r/a = 1,0$; (f) $r/a = 1,2$.

impulso, o que envolve apenas a geometria do transdutor e a determinação da pressão acústica envolve um trabalho computacional bem menor quando comparado aos demais métodos.

LOCKWOOD & WILLETTE (1973a, 1973b), determinaram expressões equivalentes às apresentadas por STEPANISHEN (1971a, 1971b, 1971c, 1981) para um transdutor de geometria circular, e de forma semelhante à apresentada acima, desenvolveram expressões para determinação do campo acústico de um transdutor de geometria retangular.

CAPÍTULO 3

MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo apresentaremos a descrição completa do sistema desenvolvido. Esta descrição será feita em duas partes, uma destinada ao "hardware" do sistema e a outra ao "software" de controle.

O diagrama em blocos do sistema pulso-eco desenvolvido é apresentado na figura 3.1. É um equipamento funcionando em **Modo A²**, composto basicamente por uma unidade de geração e transmissão dos pulsos elétricos para excitação do transdutor ultra-sônico, uma unidade de recepção e amplificação de sinais, uma unidade de controle, circuitos de lógica de apoio e controle, uma interface GPIB (padrão IEEE-488) para permitir a comunicação com um microcomputador, um "display" e um teclado para apresentação e entrada dos dados, e memórias (RAM e EPROM) para armazenar o "software" de controle. Foram montadas fontes de alimentação separadas e utilizados circuitos de isolamento entre os circuitos de controle (parte digital - unidade de controle) e os circuitos analógicos (unidades de transmissão e recepção).

² O modo A também é conhecido como Modo Amplitude, e os equipamentos funcionando neste modo têm como base a técnica pulso-eco, onde um pulso ultra-sônico de curta duração é transmitido por um transdutor, propaga-se através do meio que está sendo investigado e toda vez que há uma mudança da impedância acústica, ocorrem reflexões e estas podem ser captadas pelo mesmo transdutor, agora operando como receptor. O tempo gasto entre a transmissão do pulso e a recepção do eco é proporcional à profundidade de penetração no meio, o que possibilita o mapeamento unidimensional das interfaces na linha de propagação do campo acústico.

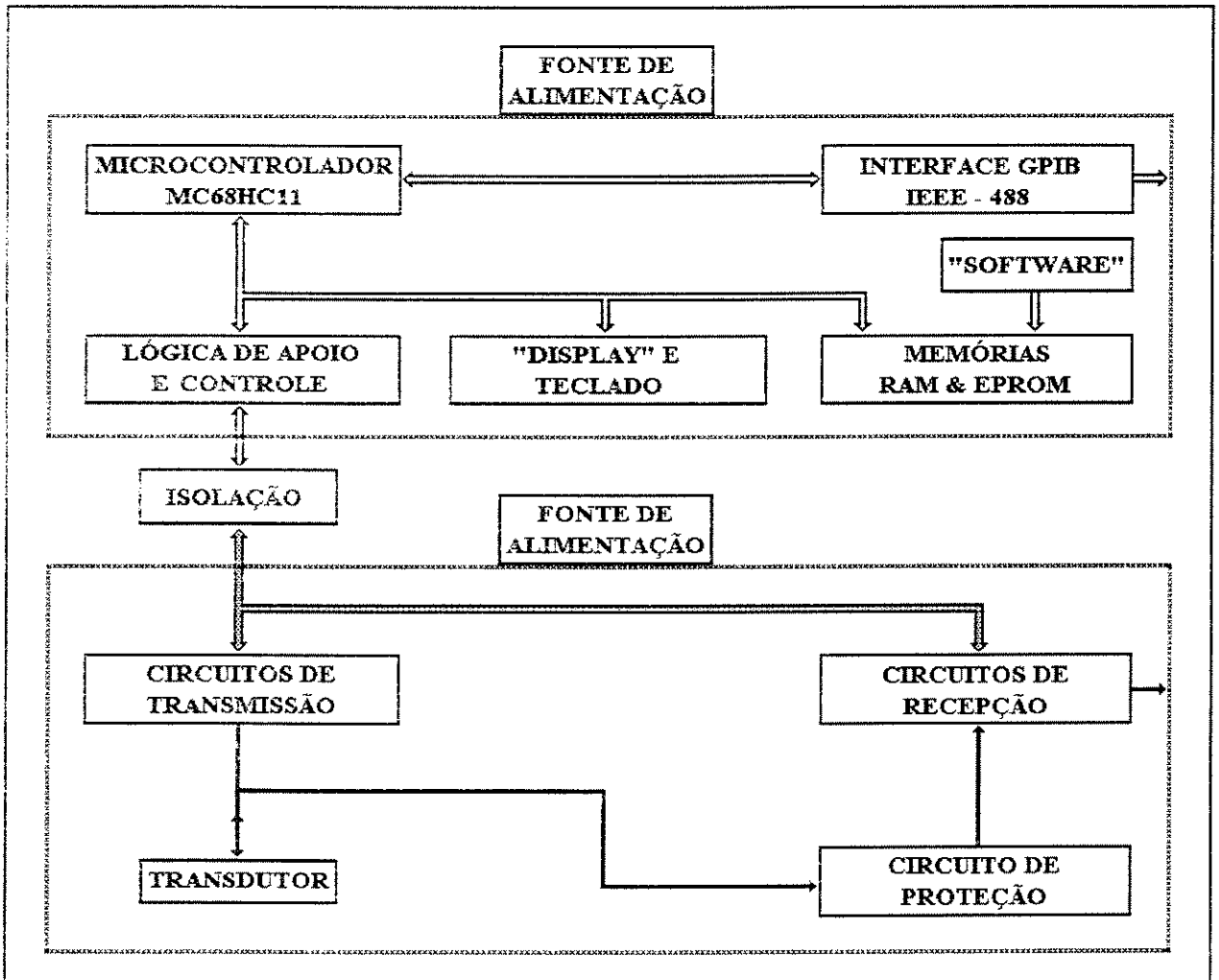


Figura 3.1 - Diagrama em blocos do Sistema Pulso-Eco Microcontrolado (SPEM).

A seguir faremos a descrição de cada uma das unidades que compõem o sistema, onde apresentaremos e discutiremos os circuitos das mesmas.

3.1 Unidade de controle

A unidade de controle é responsável pelas tarefas de controle dos circuitos de

transmissão e de recepção e pelo gerenciamento da entrada e apresentação de dados a nível local, por meio de chaves, teclado e "display" ou por computador via interface GPIB. A figura 3.2 mostra o diagrama em blocos da unidade de controle do SPEM e a figura 3.3 o esquemático completo do circuito implementado.

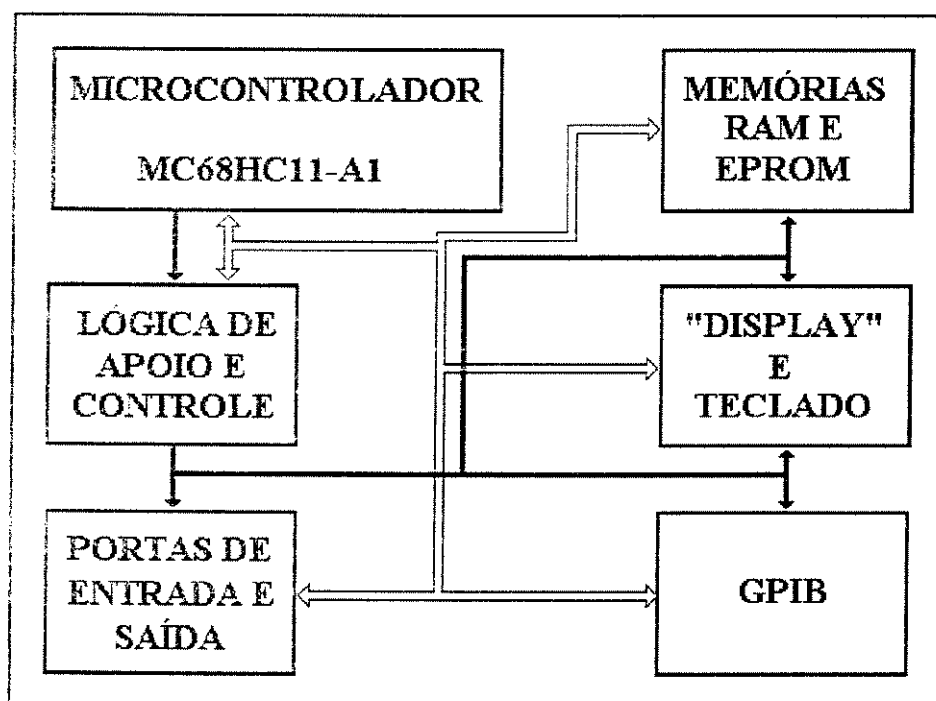


Figura 3.2 - Diagrama em blocos dos circuitos da unidade de controle do SPEM.

3.1.1 Microcontrolador MC68HC11-A1

O microcontrolador MC68HC11-A1 da Motorola, apresentado no diagrama em blocos da figura 3.4, é o elemento base da unidade de controle. Este microcontrolador possui um barramento de dados de 8 "bits" que opera a uma frequência nominal de 2 MHz (saída E do oscilador) obtida a partir de um circuito de "clock" externo de 8 MHz,

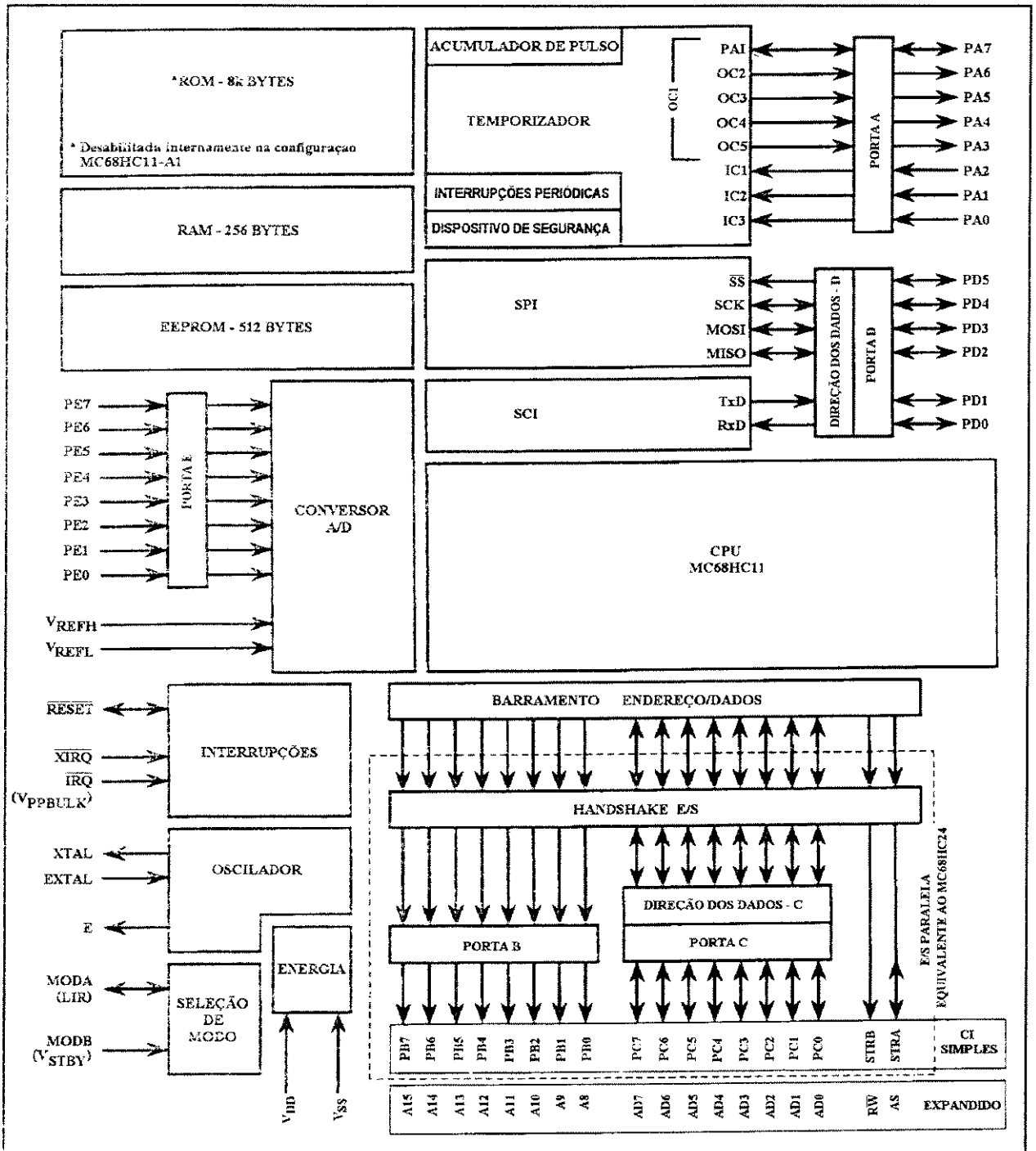


Figura 3.4 - Diagrama em blocos do microcontrolador MC68HC11-A1. Modificado de: MOTOROLA INC. - M68HC11 Reference manual - Phoenix, Arizona, U.S.A., 1991.

conectado aos pinos XTAL e EXTAL, apresenta internamente 256 "bytes" de memória RAM, 512 "bytes" de EEPROM, oito canais de conversão A/D com 8 "bits" de resolução que também podem ser utilizados como uma porta de entrada digital de 8 "bits" (porta E), uma interface serial assíncrona (SCI) e uma interface serial síncrona (SPI) implementadas na porta D, a qual também pode ser programada para operar como uma porta de entrada ou saída digital de 6 "bits", um sistema contador de 16 "bits" composto por três linhas de entrada (IC1 a IC3) e 4 linhas de saída (OC2 a OC5) que permite interrupções em tempo real e possui dispositivos internos de segurança contra erros. O sistema contador está presente na porta A do microcontrolador e esta porta pode ser utilizada também como uma porta de entrada e saída digital de dados, com 3 linhas de entrada (PA0-PA2), 4 linhas de saída (PA3-PA6) e uma linha que pode ser programada para entrada ou saída (PA7).

O microcontrolador pode operar em quatro modos básicos, setados por "hardware":

- 1) O modo CI Simples, onde está presente uma porta de saída digital de 8 "bits" (porta B), uma porta de 8 "bits" que pode ser programada tanto para entrada como para saída digital (porta C), a porta D, a porta E e a porta A. A operação neste modo não permite expansão de memória, sendo que os programas aplicativos devem ser executados nos 512 "bytes" de memória EEPROM e nos 256 "bytes" de memória RAM disponíveis internamente.
 - 2) O modo Expandido Multiplexado, onde a porta B é utilizada como barramento de endereços (oito linhas mais significativas: A8 a A15), a porta C é multiplexada para fornecer as oito linhas menos significativas do barramento de endereços (A0 a A7) e as oito
-

linhas do barramento de dados (D0 a D7). As demais portas operam da mesma forma que no modo CI Simples. Quando operando neste modo, o microcontrolador pode endereçar até 65536 posições de memória.

3) O modo Bootstrap Especial, utilizado para carregar programas nos 256 "bytes" de memória RAM interna via interface serial assíncrona (SCI) e executá-los a partir do endereço inicial.

4) O modo Teste Especial que, a princípio, só é utilizado pelo fabricante para testes do circuito, mas também pode ser utilizado pelo usuário para programar o registrador de configuração do microcontrolador (CONFIG), permite programar a EEPROM interna e desenvolver situações como emulação ou depuração de programas.

A utilização dos modos Teste Especial e Bootstrap Especial é desaconselhada pelo fabricante, visto que os mesmos foram implementados para testes dos circuitos durante o processo de fabricação e não possuem alguns sistemas de segurança contra falhas normalmente presentes nos modos CI Simples ou Expandido Multiplexado e, desta forma, quando utilizados de maneira inadequada poderão danificar o componente.

A tabela 3.1 é a tabela verdade de seleção dos modos de operação do microcontrolador em função dos níveis lógicos aplicados às entradas MODA e MODB.

Para ser utilizado na unidade de controle do SPEM, o microcontrolador, mostrado isoladamente na figura 3.5, foi configurado por "hardware" para operar no modo Expandido Multiplexado (MODA = 1, MODB = 1), de maneira a permitir o endereçamento de

Tabela 3.1 - Tabela verdade para seleção do modo de operação do microcontrolador MC68HC11.

MODB	MODA	MODO SELECIONADO
1	0	CI Simples (Modo 0)
1	1	Expandido Multiplexado (Modo 1)
0	0	Bootstrap Especial
0	1	Teste Especial

memórias e periféricos externos ao mesmo. Conectado ao mesmo está um circuito de "clock" externo de 8 MHz (entradas XTAL e EXTAL) formado pelo cristal Y1, o resistor R3 e os capacitores C1 e C2, um circuito de "reset" externo, formado pela chave "push button" SW1, o diodo D1, o capacitor C4 e os resistores R5 e R6. Ao ser acionado, este circuito coloca a entrada $\overline{\text{RESET}}$ em nível lógico 0, provocando a reinicialização do microcontrolador, bem como dos periféricos conectados ao mesmo. Aos pinos de entrada de tensão de referência do conversor A/D (VRH e VRL) foi conectado um "trimpot" (POT4) para que se possa ajustar a tensão de referência em 5,12 V. As demais entradas e saídas do microcontrolador são as portas de entrada e saída internas (porta A, porta D e porta E), o barramento de dados multiplexado com as oito linhas menos significativas do barramento de endereços (D0/A0 - D7/A7), as oito linhas mais significativas do barramento de endereços (A8-A15), as linhas de entrada de pedido de interrupções por "hardware" ($\overline{\text{XIRQ}}$ e $\overline{\text{IRQ}}$) e as linhas de controle (AS = "Address Strobe", $\text{R}/\overline{\text{W}}$ = "Read/Write", E = "clock" do barramento = 1/4 do "clock" externo = 2 MHz). Estes sinais serão utilizados

em circuitos descritos nas seções subsequentes.

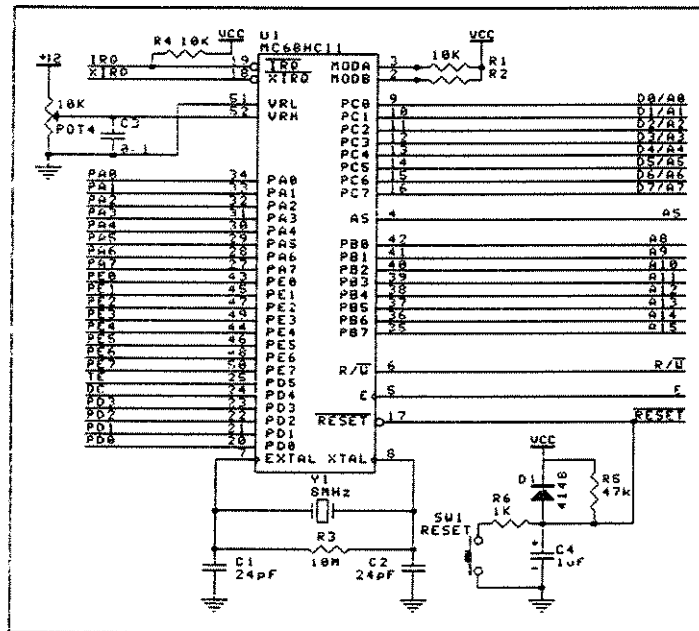


Figura 3.5 - Circuito do microcontrolador MC68HC11-A1 (isolado da figura 3.3).

3.1.2 Lógica de Apoio e Controle

Os circuitos de lógica de apoio e controle (figura 3.6) incluem dois decodificadores 74LS138 (U5 e U10), duas portas lógicas NAND (U20:A e U20:B), três inversores (U6:A, U6:B e U6:C) e um "latch" 74LS373 (U2) que é utilizado para realizar a demultiplexação entre o barramento de dados (D0 - D7) e as oito linhas menos significativas do barramento de endereços (A0 - A7). A linha de controle AS ("Address Strobe", conectada à entrada de habilitação de U2) sinaliza, em sincronismo com o sinal de "clock" do barramento (E), se os sinais presentes nas linhas PC0 a PC7 são endereços (AS = 1) ou dados (AS = 0) como indicado no diagrama de tempos da figura 3.7. A linha de controle $\overline{R/W}$ (escrita/leitura)

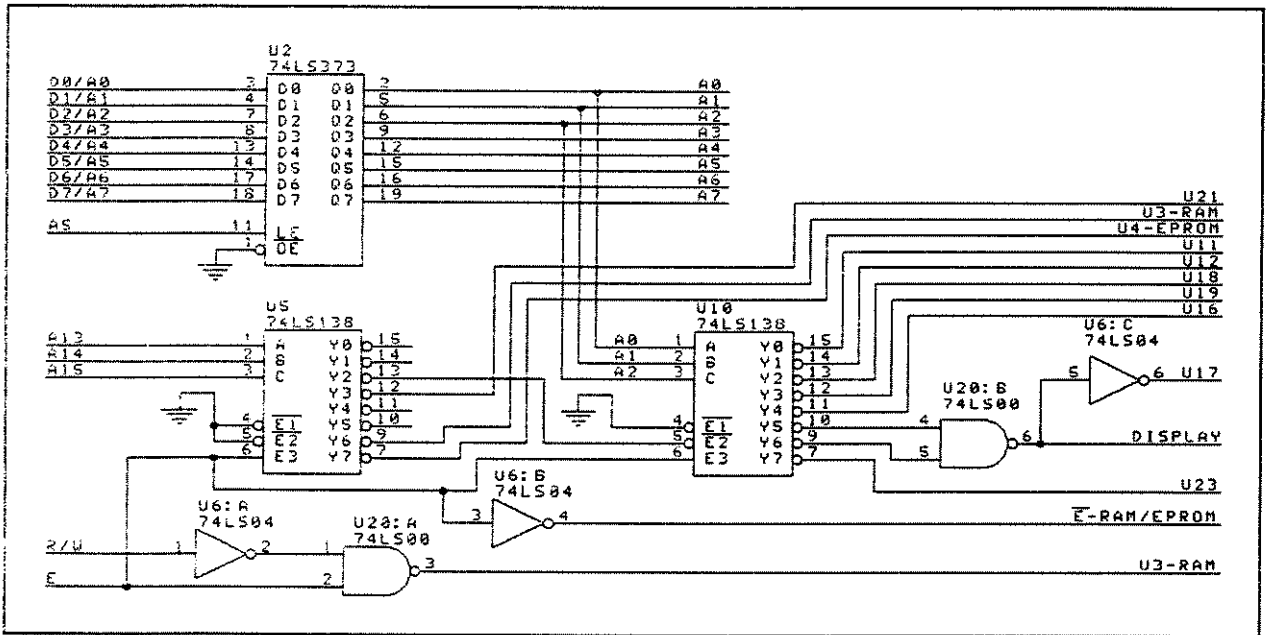


Figura 3.6 - Circuitos de lógica de apoio e controle (isolado da figura 3.3).

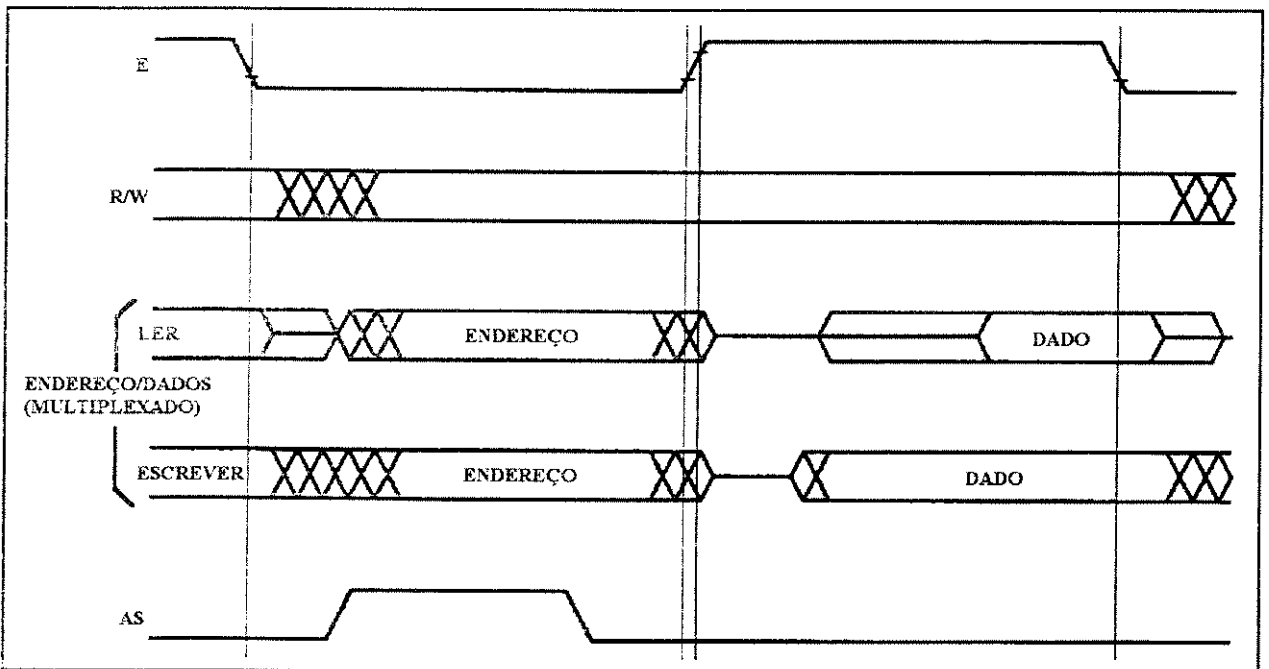


Figura 3.7 - Diagrama de tempos do barramento do MC68HC11 no modo Expandido Multiplexado. Modificado de: MOTOROLA INC. - MC68HC11A8 Technical data - Phoenix, Arizona, U.S.A., 1991.

sinaliza se o microcontrolador está escrevendo ($R/\bar{W} = 0$) ou lendo ($R/\bar{W} = 1$) dados dos periféricos.

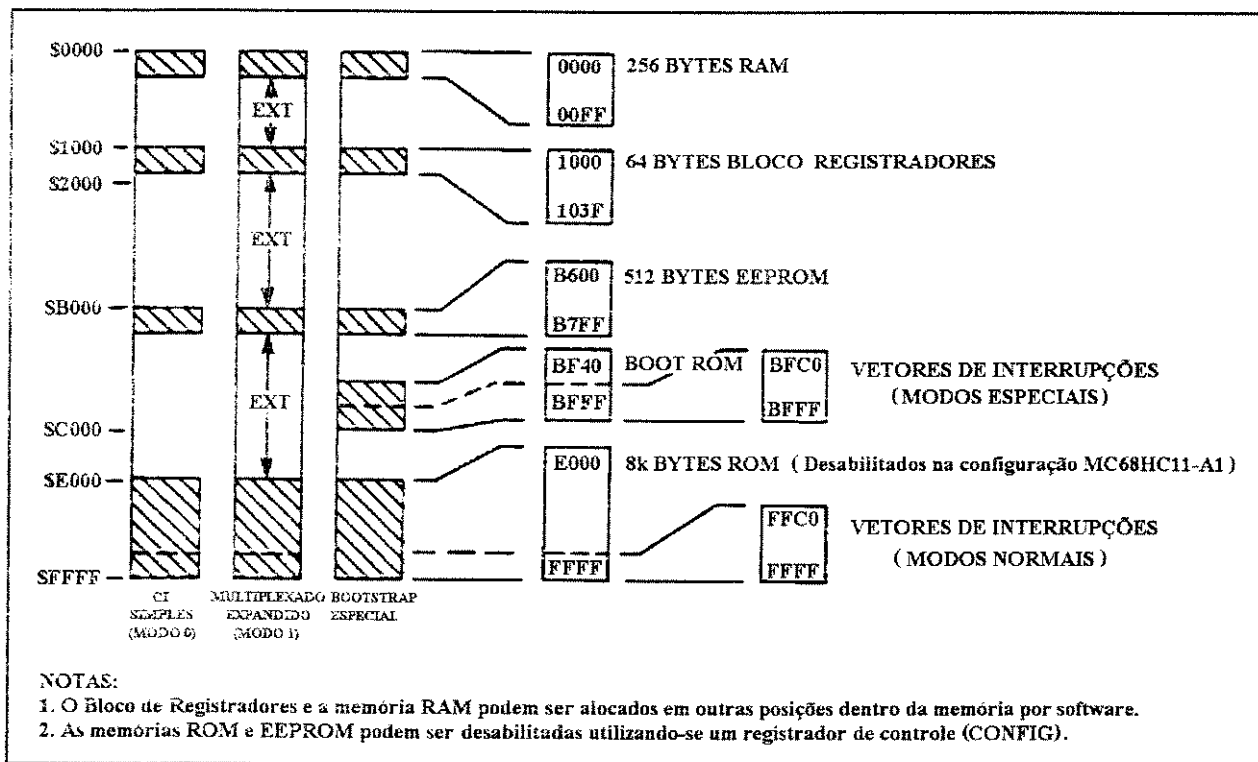


Figura 3.8 - Mapa da memória do microcontrolador MC68HC11-A1. Modificado de: MOTOROLA INC. - MC68HC11A8 Technical Data - Phoenix, Arizona, U.S.A., 1991.

A figura 3.8 mostra o mapa de utilização da memória pelo MC68HC11-A1. No modo expandido multiplexado, os 256 "bytes" de memória RAM e o bloco de 64 "bytes" de registradores são alocados nas faixas de endereços ³\$0000-\$00FF e \$1000-\$103F, respectivamente. Os 512 "bytes" de memória EEPROM, são alocados na faixa \$BFC0-

³O caractere "S" é utilizado nos manuais do MC68HC11 para indicar um número em notação hexadecimal e, por conveniência, a mesma simbologia será adotada neste trabalho.

SBFFF. A memória RAM e o bloco de registradores podem ser remapeados, por "software", para o início de qualquer bloco de 4 k "bytes" disponível, mas optou-se por manter os endereços configurados inicialmente pelo fabricante.

A decodificação dos endereços dos periféricos presentes na placa de controle foi feita nos endereços disponíveis no mapa da memória e os endereços selecionados são mostrados na tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Endereços dos periféricos internos ao microcontrolador MC68HC11-A1 e dos periféricos presentes nas unidades de controle, transmissão e recepção do SPEM.

Periféricos	Endereço (hexa)	A15	A14	A13	A12	A11	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
Memória RAM	\$0000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Interna - 256 "bytes"	\$00FF	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
Porta A - Teclado	\$1000	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Bloco de registradores internos	\$1001	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
	\$103F	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
Saída dados GPIB (U11)	\$4000	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Entrada dados GPIB (U12)	\$4001	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
Saída controle GPIB (U18)	\$4002	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
Entrada controle GPIB (U19)	\$4003	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
Dip-Switch GPIB (U16/SW2)	\$4004	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
E/S instruções "Display" (U17)	\$4005	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
E/S dados "Display" (U17)	\$4006	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0

Periféricos	Endereço (hexa)	A15 A14 A13 A12	A11 A10 A9 A8	A7 A6 A5 A4	A3 A2 A1 A0
Conversor D/A (U22)	\$4007	0 1 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 1 1 1
Porta Saída Controle Ganho (U21)	\$6000	0 1 1 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
Memória EEPROM Interna - 512 "bytes"	\$B600	1 0 1 1	0 1 1 0	0 0 0 0	0 0 0 0
	\$B7FF	1 0 1 1	0 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1
Memória RAM 8k "bytes" (U3)	\$C000	1 1 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
	\$DFFF	1 1 0 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1
Memória EPROM 8k "bytes" (U4)	\$E000	1 1 1 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
	\$FFFF	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1

3.1.3 Memórias RAM e EPROM

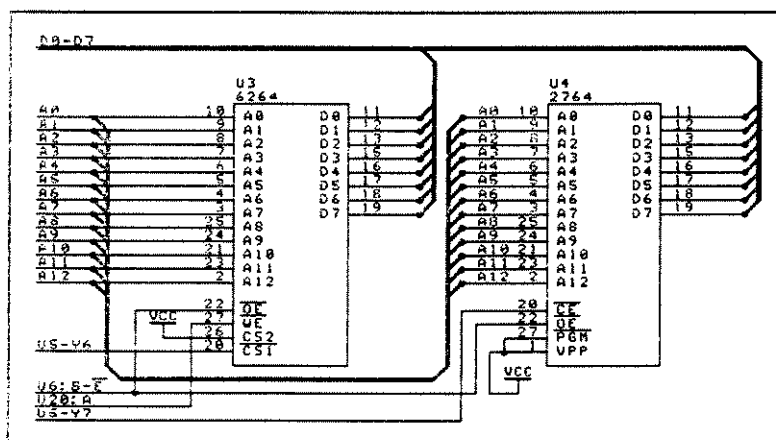


Figura 3.9 - Conexão dos sinais de controle, do barramento de dados e do barramento de endereços aos circuitos de memória RAM (U3) e EPROM (U4).

A placa de controle possui 8 k "bytes" de memória RAM (CI 6264) habilitadas para escrita ou leitura de dados temporários nos endereços \$C000 a \$DFFF pelo decodificador 74LS138 (U5 na figura 3.6) e pela saída da porta NAND (U20:A da figura 3.6). Esta placa

também possui 8 k "bytes" de memória EPROM (CI 2764) habilitadas pela saída Y7 do mesmo decodificador entre os endereços \$E000 e \$FFFF, inclusive. A memória EPROM foi utilizada para gravar o "software" de controle do SPEM. A figura 3.9 mostra a conexão dos sinais de controle, do barramento de dados e do barramento de endereços nos circuitos de memória.

3.1.4 Portas de entrada e saída

Além das portas de entrada e saída (E/S) disponíveis no microcontrolador (Porta A, Porta D e Porta E), foram implementadas mais duas portas de Entrada/Saída e duas somente para saída, utilizando-se "latches" 74LS273, "buffers" ("line drivers") 74LS244, o circuito de "reset" e as linhas de habilitação de endereços dos decodificadores (figura 3.10). A porta de saída montada com o "latch" U21 foi implementada para realizar a tarefa de controle de ganho do circuito de recepção (ver item 3.3.2). A outra porta de saída (U23) foi utilizada para conexão do conversor D/A MC1408 da Motorola (U22). Este conversor fornece um nível de tensão entre 1,5 V e 2,9 V (ajustado pelos "trim pots" POT2 e POT3) para controle da amplitude dos pulsos elétricos dos circuitos de transmissão (ver item 3.2). As duas portas de Entrada/Saída foram utilizadas nos circuitos da interface GPIB e serão explicadas no item 3.1.6. Os endereços das portas de E/S são os apresentados na tabela 3.2. A tabela 3.3 mostra, de maneira resumida, a utilização de cada "bit" das portas de entrada/saída internas ao microcontrolador.

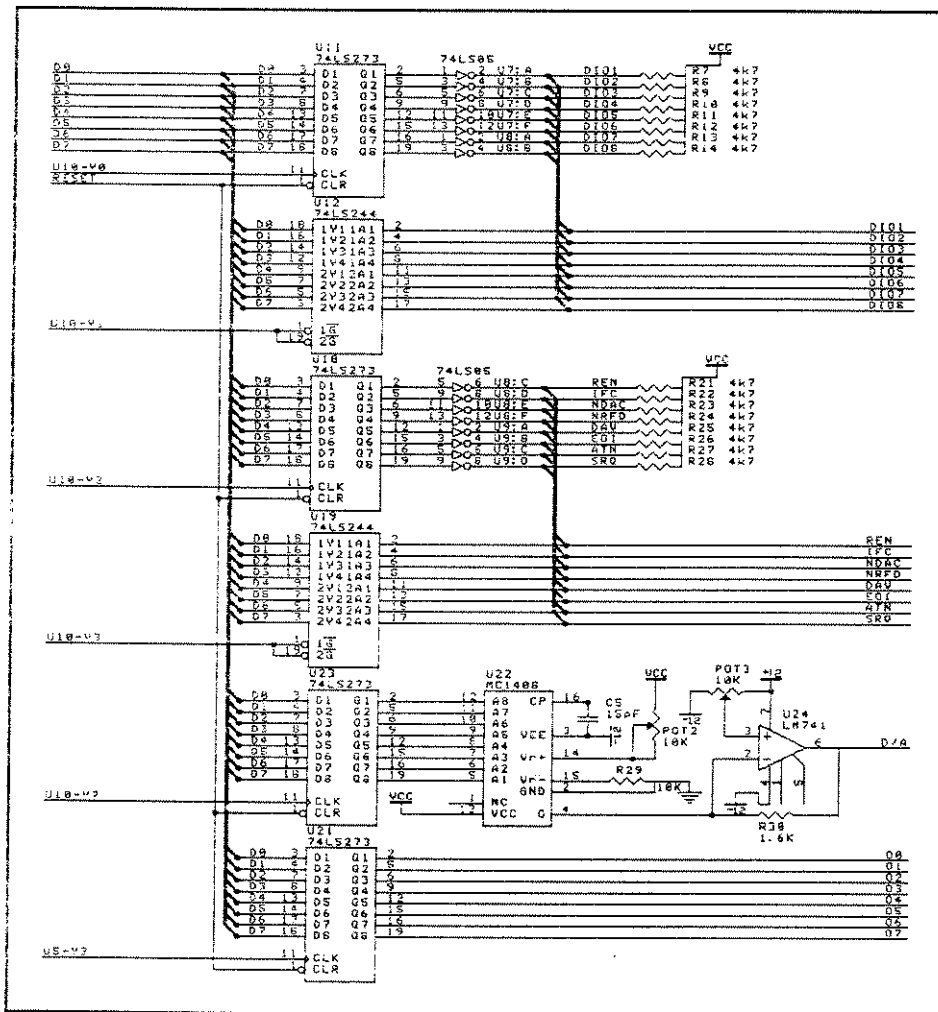


Figura 3.10 - Portas de entrada e saída de dados externas ao microcontrolador montadas na unidade de controle do SPEM.

Tabela 3.3 - Descrição resumida da utilização de cada um dos "bits" das portas de entrada e saída internas ao microcontrolador MC68HC11.

Sinais	Conectado com:	Função
PA0-PA6	Teclado	Realizar a leitura de dados do teclado

Sinais	Conectado com:	Função
PA7	LED3 GPIB-REMOTO	Sinalizar controle remoto ou local 1 = "Led" aceso = remoto 0 = "Led" apagado = local
PD0	Monoestável CD4098	Habilitar monoestável 1 = Habilita 0 = Desabilita
PD1	LED1-LOCAL	Sinalizar controle painei ou microcontrolador 1 = "Led" aceso = painel 0 = "Led" apagado = microcontrolador
PD2	"Multiplex" CD4052-U11	Selecionar sinal do "multiplex" 1 = Sinal de sincronismo 0 = Detector de pico
PD3	Monoestável CD4528	Habilitar monoestável 1 = Habilita 0 = Desabilita
PD4	"Driver" GPIB SN75161	Controlar a direção do barramento de comandos GPIB
PD5	"Drivers" GPIB SN75160 e SN75161	Controlar a direção do barramento de dados GPIB
PE0	SW7-Recepção (A/D)	Receber sinal da chave de seleção de ganho dos circuitos de recepção
PE1	Detector de pico	Receber sinal do circuito detector de pico
PE2	SW3-INT/PAINEL	Receber pedido de interrupção (chave PAINEL) 1 = Não há pedido de interrupção 0 = Há pedido de interrupção
PE3	CON4-DIM8	Detectar presença amplificador externo no conector DIM8 e identificá-lo
PE4	SQ6/SW4	Identificar posição selecionada na chave SW4 1 = Transmissor IRF840 - TAPT 0 = Transmissor D80A - TBPT
PE5	SQ6/SW5	Identifica posição selecionada na chave SW5 1 = "Trigger" externo 0 = "Trigger" interno do monoestável CD4528
PE6	SQ6/SW6	Identificar posição selecionada na chave SW6 1 = Conector TRANSD.2 e DIM8: Pulso 0 = Conector TRANSD.1: Pulso-eco
PE7	POT3	Receber sinal da chave de seleção de largura de pulso do circuito de geração de pulsos de baixa amplitude (TBPT)

3.1.5 "Display" e Teclado

Foi utilizado um teclado de telefone (sem a parte de controle) com doze teclas distribuídas em uma matriz 4 X 3 conectado diretamente à porta A da maneira mostrada na figura 3.11.

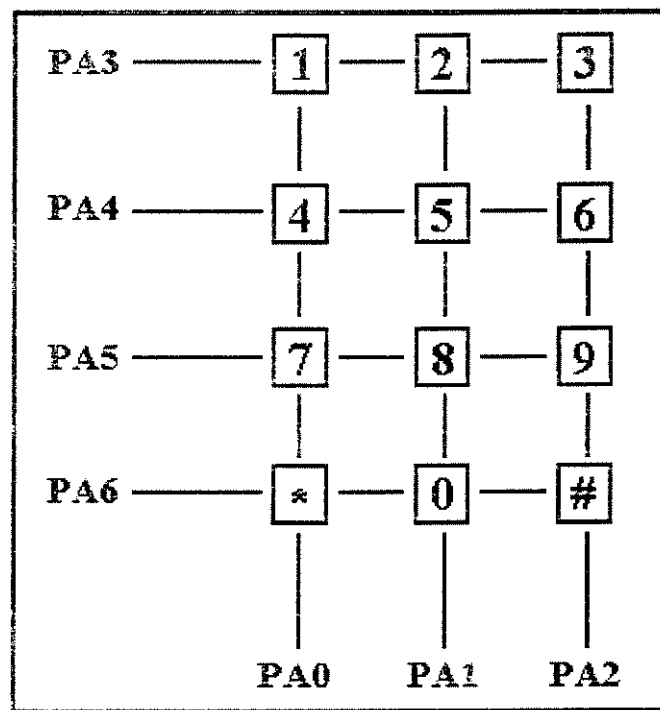


Figura 3.11 - Conexão do teclado à porta A.

Os "bits" PA3, PA4, PA5 e PA6 são de saída e os "bits" PA0, PA1 e PA2 são de entrada e estes ficam, normalmente, em estado lógico 0. Desta forma, pode-se colocar os "bits" de saída em nível lógico 1 e quando uma das teclas for acionada, o "bit" de entrada correspondente à coluna da tecla acionada muda do estado lógico 0 para 1. Para determinar a linha da tecla acionada, faz-se uma varredura dos "bits" de saída colocando-se, sequencialmente, cada um deles em estado lógico 1 e mantendo os demais em 0 até que o

"bit" de entrada correspondente à coluna da tecla acionada, já determinado anteriormente, mude novamente de estado lógico 0 para 1. No instante em que isto ocorrer, o "bit" de saída que estiver em estado lógico 1 fornece a informação sobre qual é a linha da tecla acionada e, com estas duas informações (linha e coluna), determina-se a tecla acionada.

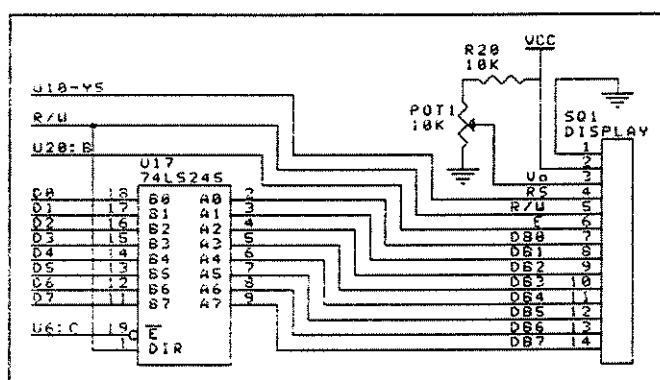


Figura 3.12 - Circuito de conexão do "display" de cristal líquido ALFACOM LCM 1602-0555 à unidade de controle do SPEM.

Foi utilizado um "display" de cristal líquido da ALFACOM de 16 colunas e duas linhas, matriz de pontos 8 X 5 e altura dos caracteres 5,55mm (LCM 1602-0555). Este "display" foi conectado ao microcontrolador (figura 3.12) através de um "buffer" bidirecional de dados 74LS245 (U17) habilitado em dois endereços: um endereço para leitura e escrita de instruções, \$4005, e outro para leitura e escrita de dados na memória RAM interna do do mesmo, \$4006. A direção do fluxo dos sinais no barramento de dados/instruções do "display" é controlada pelo sinal $\overline{R/W}$. O "trimpot" POT1, presente na placa da unidade de controle, é utilizado para ajustar o ângulo de visão no "display". A tabela 3.4 mostra a descrição da pinagem do mesmo.

Tabela 3.4 - Descrição da pinagem do "display" de cristal líquido ALFACOM LCM1602-0555.

Pino	Símbolo	E/S	Função
1	V _{SS}	-	0 V (Terra)
2	V _{DD}	-	+5 V Tensão positiva de alimentação
3	V _O	-	Tensão para controle do ângulo de visão
4	RS	E	E/S Dados - Estado lógico 1 E/S Instruções - Estado lógico 0
5	R/W	E	Escrita (CPU p/ "Display") - Estado lógico 0 Leitura ("Display" p/ CPU) - Estado lógico 1
6	E	E	Habilitação - Estado lógico 1
7	DB0	E/S	Via de dados 0
8	DB1	E/S	Via de dados 1
9	DB2	E/S	Via de dados 2
10	DB3	E/S	Via de dados 3
11	DB4	E/S	Via de dados 4
12	DB5	E/S	Via de dados 5
13	DB6	E/S	Via de dados 6
14	DB7	E/S	Via de dados 7 ("Busy Flag") BF = 1 O sistema não pode receber dados BF = 0 O sistema pode receber dados

3.1.6 Interface GPIB

Uma forma muito utilizada de interfaceamento paralelo em instrumentação e controle é a interface padrão IEEE-488 ou GPIB ("General Purpose Interface Bus"). Uma das vantagens desta interface é que ela permite a conexão de até 15 equipamentos em um mesmo

barramento utilizando um mesmo protocolo de comunicações. Cada equipamento possui um único endereço e as informações são transmitidas no formato "byte"-serial/"bit"-paralelo e podem ser dados ou comandos da interface. Os dados podem ser enviados por um equipamento que atua como locutor ("Talker") e recebidos por um ou mais equipamentos que atuam como ouvintes ("Listeners"). Um dos equipamentos do barramento atua como controlador ("Controller") e pode enviar as mensagens de controle da interface. O controlador pode configurar um equipamento no barramento para operar como locutor, ouvinte, com controle remoto ou com controle local.

O barramento GPIB consiste de 24 linhas: oito linhas de dados e oito linhas de controle alimentadas por circuitos de coletor aberto ("open collector"), com nível de tensão igual ao de circuitos TTL mas operando com lógica invertida (0 V = estado lógico 1 = verdadeiro, 5 V = estado lógico 0 = falso) e oito linhas de terra. A figura 3.13 mostra o diagrama em blocos da estrutura geral de um barramento GPIB. As 16 linhas mostradas na figura são distribuídas da seguinte forma:

1) *Barramento de dados*: Oito linhas de entrada e saída de dados (DIO1 - DIO8) que são utilizadas para enviar ou receber dados dos instrumentos.

2) *Controle de transferência de dados*: Três linhas que controlam a transferência dos dados entre os equipamentos:

* DAV ("Data Valid") - Linha de controle acionada pelo locutor para indicar que há dados válidos no barramento de dados (Estado lógico 1 = 0 V).

* NRFD ("Not Ready for Data") - Linha de controle utilizada para indicar que um ou mais ouvintes não estão prontos para aceitar dados e o locutor deve esperar antes de colocar os dados no barramento (Estado lógico 1 = 0 V).

* NDAC ("Not Data Accepted") - Linha de controle que indica se um ou mais ouvintes ainda não aceitaram o dado presente no barramento e o locutor deve mantê-lo até que todos aceitem o dado (Estado lógico 1 = 0 V).

3) *Controle geral do barramento*: Cinco linhas responsáveis pela tarefa de controle geral do barramento GPIB:

* IFC ("Interface Clear") - Quando for enviado um pulso com estado lógico 1 nesta linha, todos os equipamentos devem voltar ao seu estado de espera e os dados são removidos do barramento (somente o controlador do barramento GPIB pode acionar esta linha).

* ATN ("Attention") - Linha acionada para indicar se os sinais no barramento de dados são comandos (ATN = 1 = 0 V) ou dados (ATN = 0 = 5 V).

* SRQ ("Service Request") - Linha acionada por um equipamento (Estado lógico 1 = 0 V) para indicar que o mesmo necessita de serviço, por exemplo, indicar que houve algum erro durante a sua operação ou indicar que o mesmo quer ser o controlador do barramento GPIB a partir daquele instante.

* REN ("Remote Enable") - Esta linha pode ser ativada (REN = 1 = 0 V) pelo controlador para indicar que os equipamentos devem ser operados por controle remoto via GPIB e não pelo painel frontal dos mesmos.

* EOI ("End Or Identify") - É acionada (EOI = 1 = 0 V) quando o último "byte" estiver sendo transmitido, para indicar aos equipamentos ouvintes o final da transmissão ou pode ser utilizada junto com o ATN (ATN = 1 e EOI = 1) quando o controlador deseja realizar uma varredura em todos equipamentos para verificar se os mesmos estão em condições de transmitir ou receber dados ("parallel poll").

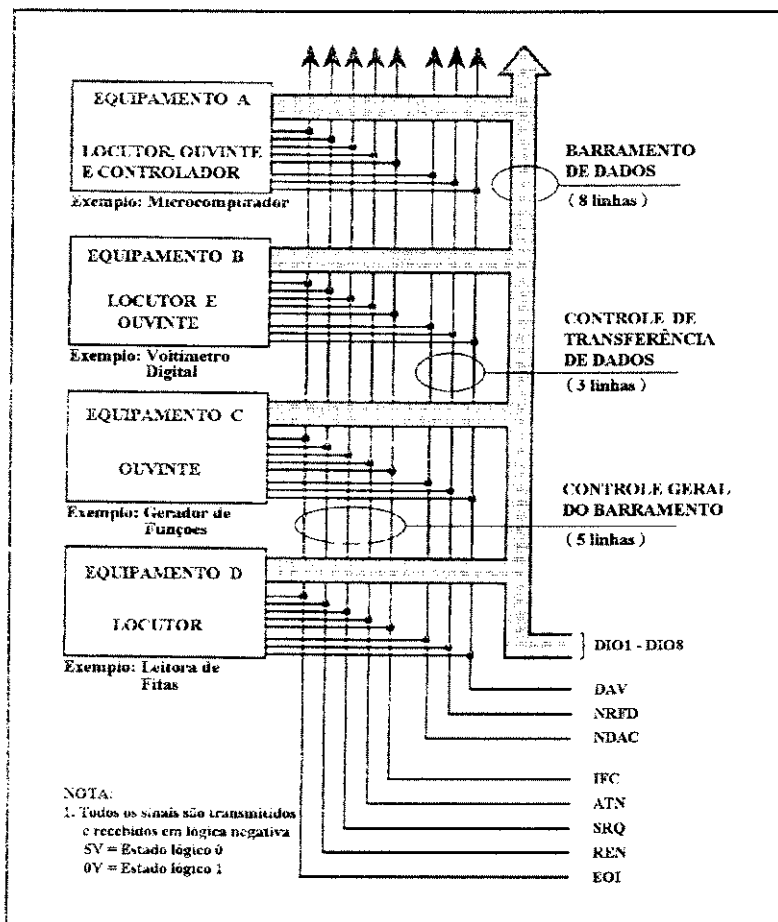


Figura 3.13 - Diagrama em blocos da estrutura geral de um barramento GPIB.

Para implementar a interface GPIB da unidade de controle (figura 3.14) foram utilizados dois "latches" 74LS273 (U11 e U18) com inversores "open collector" na saída

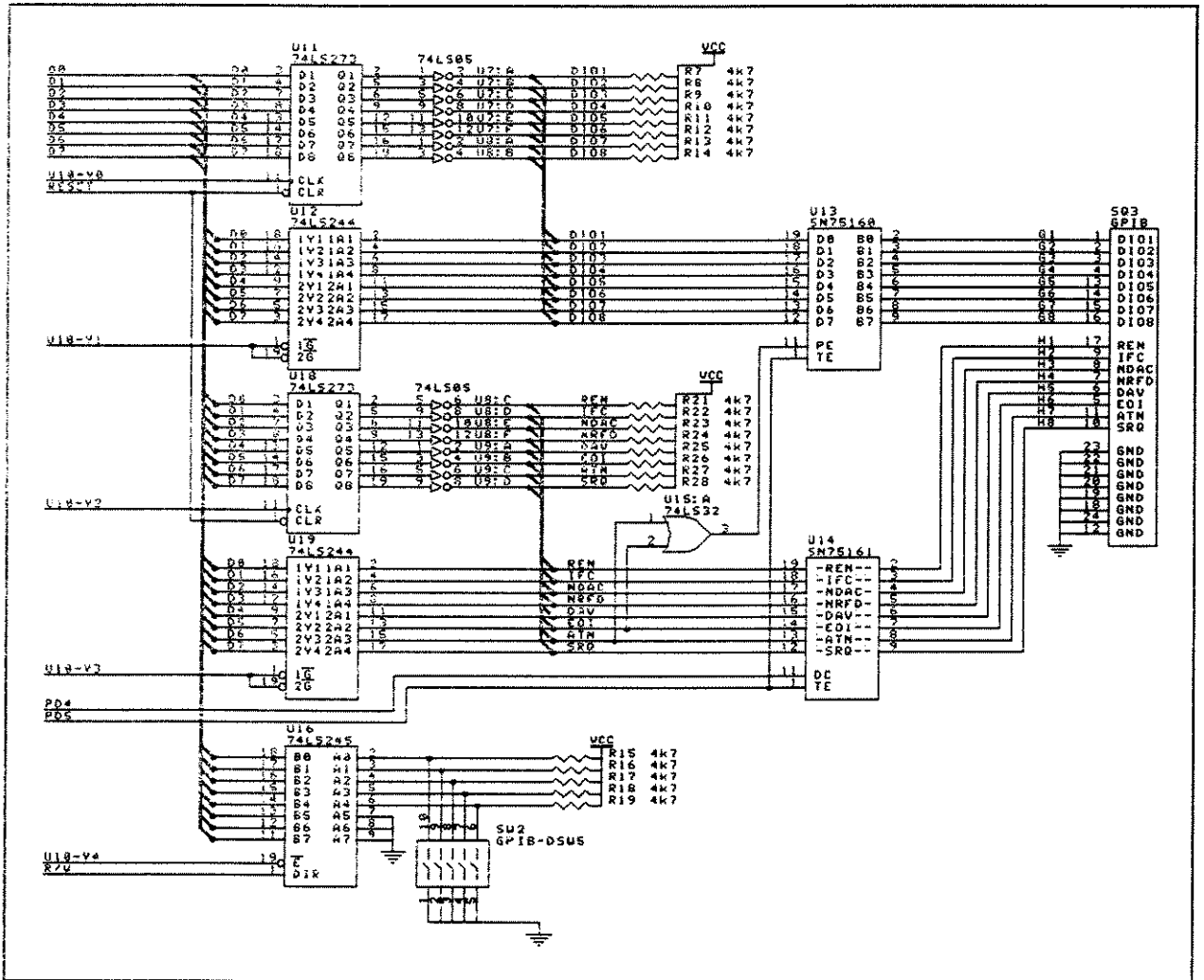


Figura 3.14 - Circuitos da interface GPIB implementada na unidade de controle do SPEM.

(U7, U8 e U9) como portas de saída e dois "buffers" octais 74LS244 (U12 e U19) como portas de entrada. O "latch" U11 juntamente com os inversores conectados a ele e o "buffer" U12 formam uma porta paralela de entrada e saída de dados de oito "bits" para o barramento de dados da GPIB e o outro conjunto formado pelo "latch" U18, "buffer" U19 e inversores formam outra porta de entrada e saída para o barramento de controle. O condicionamento dos sinais de acordo com requisitos da interface GPIB foi feito com o

auxílio de um transmissor ("driver") bidirecional de 8 canais para o barramento de dados (SN75160 - U13) e um transmissor de oito canais para o barramento de controle (SN75161 - U14). A habilitação das portas de E/S foi feita de acordo com os endereços constantes da tabela 3.1 e a habilitação dos "drivers" GPIB foi feita em função das tabelas-verdade dos mesmos apresentadas na figura 3.15. A saída da porta lógica OU de duas entradas (74LS32 - U15) e os "bits" PD4 e PD5 da porta D do microcontrolador são utilizados para controle da direção dos sinais do barramento de controle e do barramento de dados.

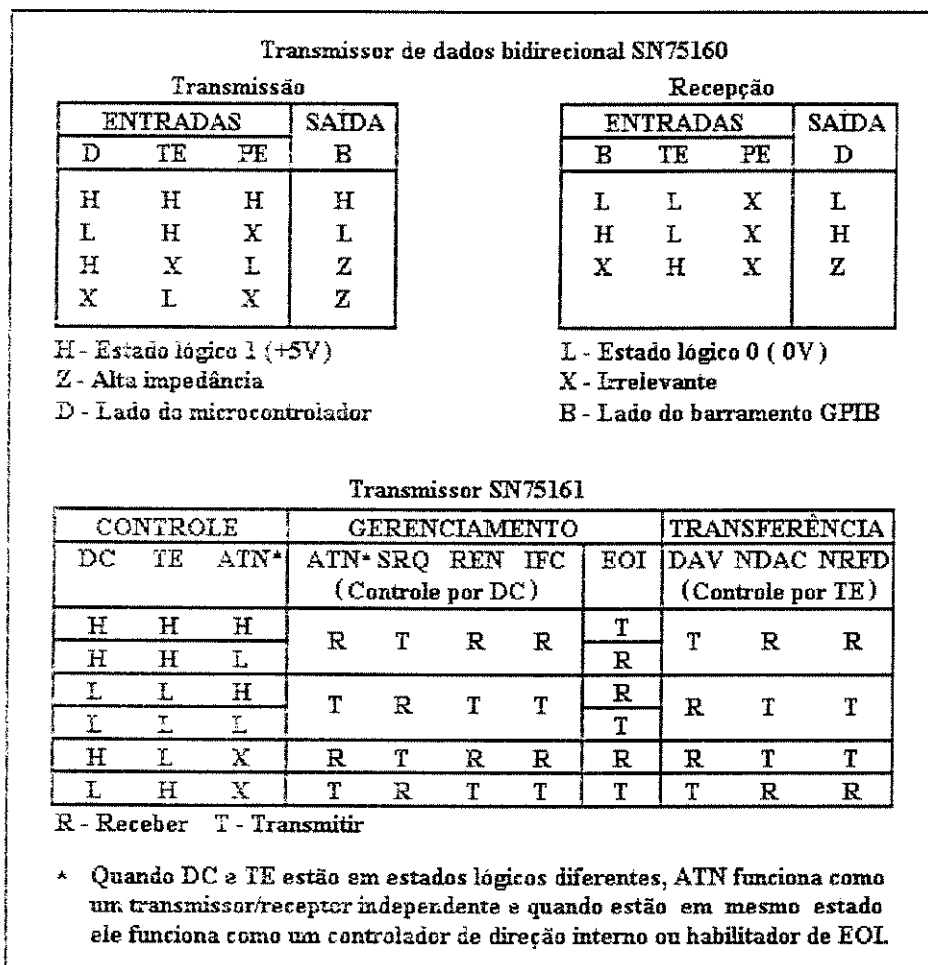


Figura 3.15 - Tabelas-verdade dos transmissores/receptores GPIB SN75160 e SN75161.

O endereço para comunicação via GPIB do SPEM pode ser selecionado pela chave SW2 de 5 canais, sendo que o acesso à mesma pelo microcontrolador é feito via um "buffer" bidirecional de dados 74LS245 (U16).

3.2 Unidade de transmissão

A unidade de transmissão foi projetada de modo a se conseguir pulsos de tensão com amplitude, largura e frequência de repetição variáveis, controladas tanto por controle remoto via interface GPIB como por controle local no painel frontal do equipamento. A figura 3.16 mostra o diagrama em blocos dos circuitos de transmissão e a figura 3.17 mostra o circuito implementado. Esta unidade é formada pelos circuitos de isolamento e por dois circuitos de geração de pulsos: um circuito de geração de pulsos de alta amplitude (TAPT) e outro de baixa amplitude (TBPT).

O circuito de geração de pulsos de alta amplitude é formado basicamente por um circuito multivibrador astável (oscilador) que gera um sinal de sincronismo ajustado na faixa entre 157 Hz e 1200 Hz. Este sinal controla a frequência de repetição dos pulsos e é aplicado à entrada do circuito de acionamento do transistor de potência, onde é feito o ajuste da largura do pulso e condicionamento do sinal para disparar o elemento de potência (IRF840 alimentado por uma fonte DC de 200 V). A amplitude do pulso gerado no elemento de potência é controlada por um atenuador e depois o sinal é aplicado à carga, selecionada através de uma chave no painel, que pode ser um transdutor colocado no conector PULSO-

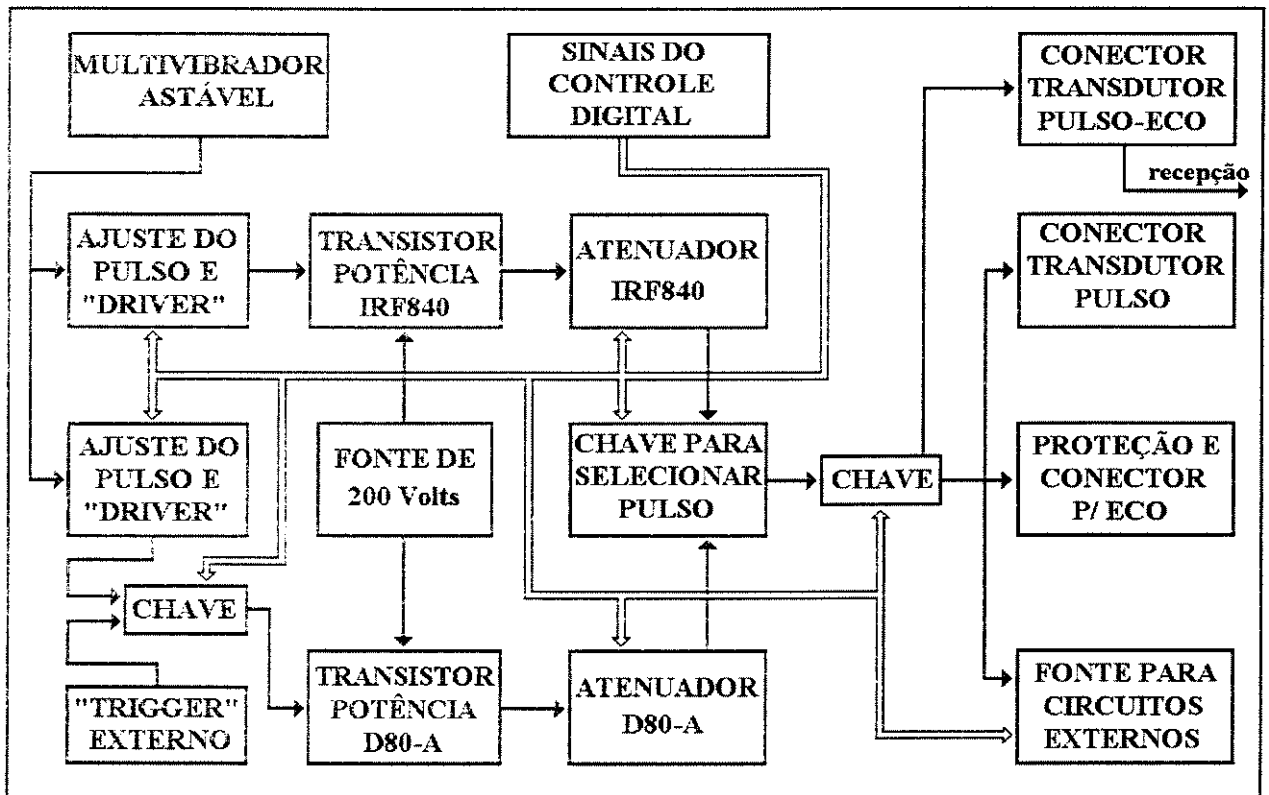


Figura 3.16 - Diagrama em blocos dos circuitos de transmissão do SPEM.

ECO, ligado também ao circuito de recepção para que o equipamento possa operar no modo pulso-eco, ou a um transdutor colocado no conector PULSO. Isto foi feito com o objetivo de permitir a utilização de dois transdutores, um para transmissão no conector PULSO e outro para recepção conectado aos circuitos de recepção e amplificação no conector PULSO-ECO (quando a chave é posicionada para o conector PULSO, os circuitos de transmissão ficam desacoplados dos circuitos de recepção ligados ao conector pulso-eco). O conector PULSO não está ligado aos circuitos de recepção, mas está ligado a um circuito de proteção juntamente com um conector onde os ecos recebidos pelo transdutor podem ser monitorados. O usuário também tem acesso ao pulso elétrico gerado pelos circuitos de transmissão em um

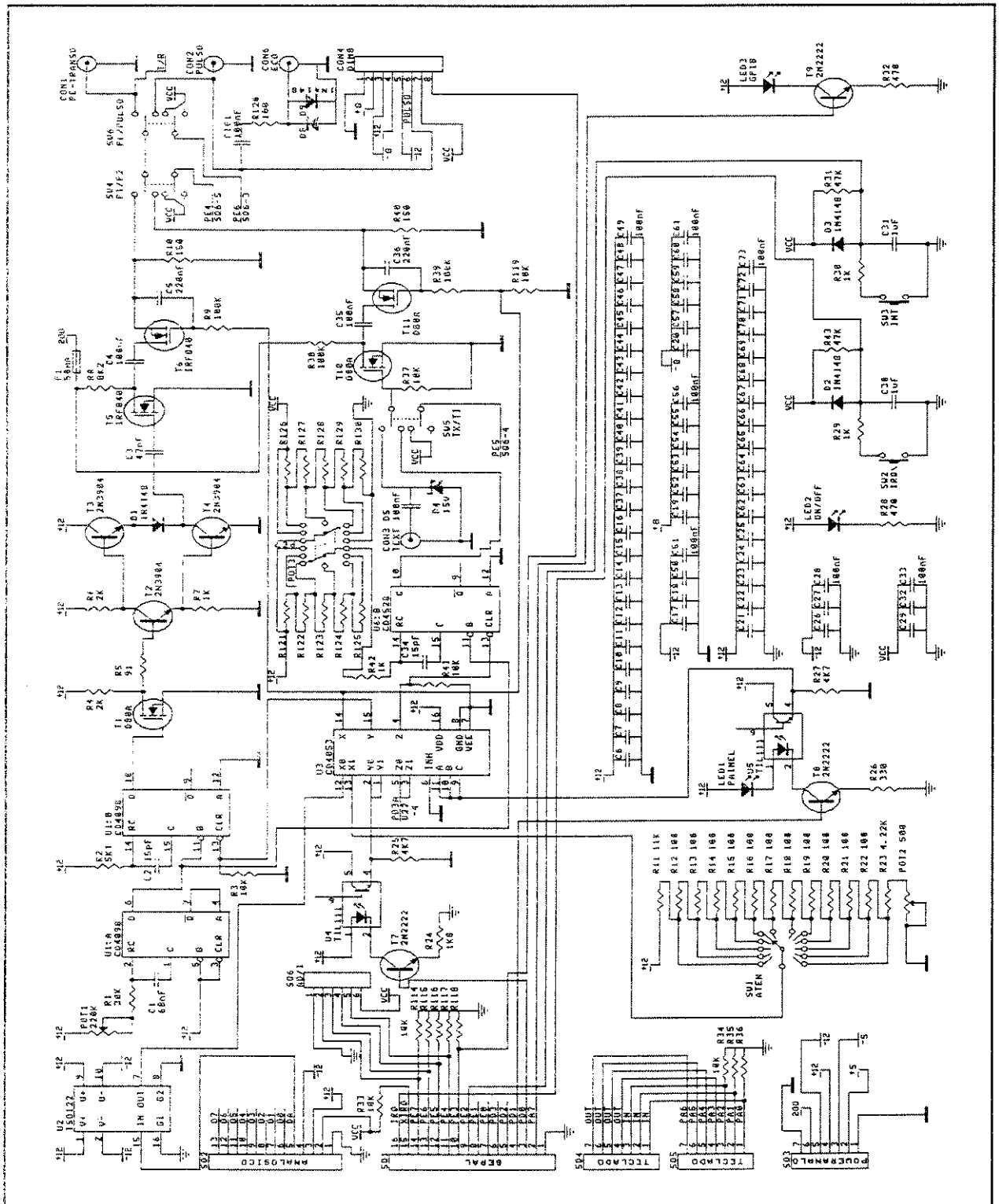


Figura 3.17 - Circuitos de transmissão do SPEM.

conector com as tensões de alimentação para circuitos externos.

O circuito de geração de pulsos elétricos de baixa amplitude opera de maneira semelhante ao circuito de alta amplitude e a diferença entre ambos está no fato que o circuito de baixa amplitude permite sincronismo interno, do multivibrador astável, ou sincronismo externo. O sinal de sincronismo é selecionado por meio de uma chave no painel.

A seguir faremos a descrição dos elementos que constituem esta unidade.

3.2.1 Circuitos de isolamento

Como já mencionado anteriormente, os circuitos de controle foram isolados dos circuitos analógicos por optoacopladores TIL111 e amplificadores isoladores de ganho unitário ISO122 alimentados por fontes separadas. Isto foi feito com a finalidade de proteger os circuitos de controle de quaisquer problemas que venham a ocorrer na parte analógica bem como para evitar interferência entre os mesmos. Assim, como pode ser visto pela figura 3.18 há dois terras distintos, um para os circuitos de controle (pino 16 do componente U2) e outro para os circuitos analógicos (pino 8 do mesmo componente). Os elementos de isolamento utilizados na unidade de transmissão foram um amplificador isolador de ganho unitário ISO122 (U2) para isolamento do sinal do conversor D/A, utilizado para controlar a amplitude dos pulsos elétricos de saída e dois optoacopladores TIL111 (U4 e U5) utilizados para isolar os "bits" PD0 e PD1 da porta D, respectivamente. Os optoacopladores são acionados por meio de transistores bipolares npn (T7 e T8) que operam no corte ou na

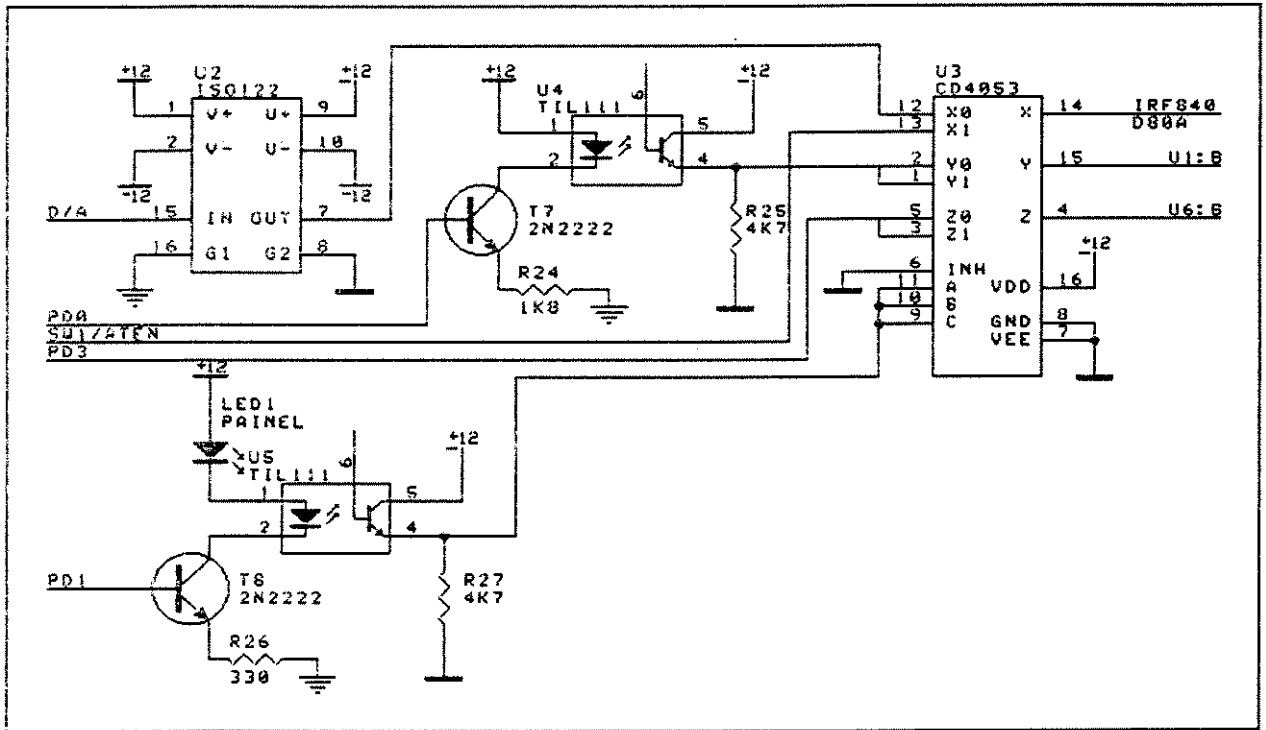


Figura 3.18 - Circuitos de isolamento entre a unidade de controle e a unidade de transmissão do SPEM.

saturação, em função do sinal aplicado à base dos mesmos. Os sinais de saída dos optoacopladores, obtidos sobre os resistores R25 e R27, possuem a mesma polaridade do sinal de entrada e sua amplitude está relacionada com a intensidade da corrente que circula no "led" interno e, portanto, função dos valores dos resistores R24 e R26. Os valores destes resistores foram determinados experimentalmente para adequar os níveis de tensão para acionamento de circuitos TTL (0 ou 5 V) ou circuitos CMOS com alimentação positiva +12 V (0 V ou aproximadamente 12 V). O circuito "multiplex" CD4053 (U3) é utilizado para selecionar os sinais de controle dos elementos da unidade de transmissão. Ele é formado por três canais de saída (x, y e z) com duas entradas para cada um deles ($x_0, x_1; y_0, y_1; z_0, z_1$),

selecionadas a partir do "bit" PD1 da porta D (PD1 = 0, seleciona x_0 , y_0 , z_0 ; PD1 = 1, seleciona x_1 , y_1 , z_1) que, ao mesmo tempo, sinaliza através do LED1 (PAINEL) se os sinais de controle são do microcontrolador ("led" apagado) ou de chaves no painel do equipamento ("led" aceso). A saída x é conectada às entradas dos circuitos de controle de amplitude dos pulsos elétricos e o sinal selecionado para esta saída pode ser o do conversor D/A (entrada x_0) ou o da chave rotativa SW1 (ver item 3.2.2.3). A saída y contém o "bit" PD0, após isolamento, e é utilizada para habilitação do multivibrador monoestável 4098 (ver item 3.2.2.1) e a saída z contém o "bit" PD3, utilizado para habilitar o monoestável 4528 (ver item 3.2.3). O "bit" PD3 também é utilizado na unidade de recepção e o acoplador óptico de isolamento do mesmo está na figura 3.27 do item 3.3.

3.2.2 Circuito de geração de pulsos elétricos de alta amplitude (TAPT)

A descrição dos circuitos de geração de pulsos elétricos de alta amplitude será feita em três etapas: descrição dos circuitos de sincronismo (multivibrador astável/monoestável), descrição dos circuitos de condicionamento do sinal para disparar o elemento de potência ("driver" de corrente) e os circuitos de potência.

3.2.2.1 Multivibrador astável/monoestável

A função do multivibrador é gerar pulsos positivos com reduzida largura (em torno de 500ns) e amplitude 12 V para chaveamento do circuito de potência. Por ser capaz de

atender a estas especificações, foi utilizado o multivibrador tecnologia COS/MOS CD4098.

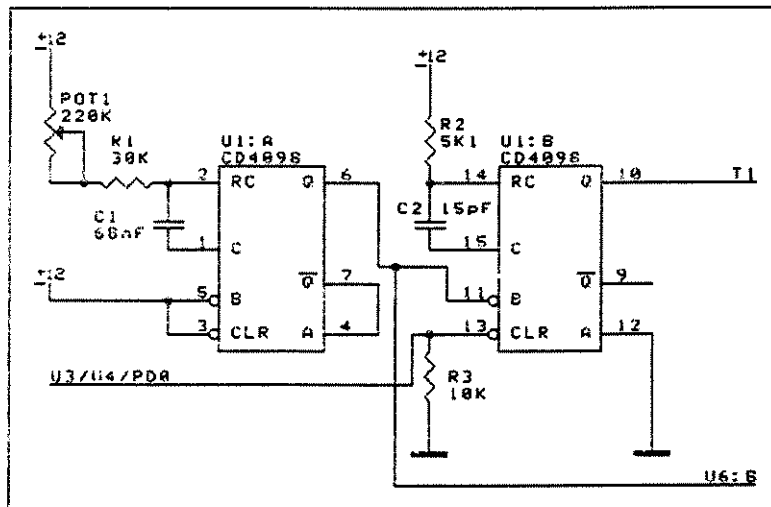


Figura 3.19 - Circuito dos multivibradores astável (U1:A) e monoestável (U1:B) utilizados na unidade de transmissão do SPEM.

O multivibrador CD4098 (U1:A), figura 3.19, opera no modo astável (oscilador) e gera pulsos com frequência de repetição ajustável pelo POT1 no painel do equipamento entre 157Hz (POT1 = 0, período de 6,38 ms) e 1200 Hz (POT1 = 220 k Ω , período de 0,8 ms) com amplitude de +12 V. Estes pulsos são utilizados para disparar outro circuito CD4098 (U1:B) que opera no modo monoestável, e gera um pulso com largura de aproximadamente 500 ns, obtida em função do resistor R2 e do capacitor C2 (os valores R2 = 5100 Ω e C2 = 15 pF foram determinados em função de gráficos apresentados no manual do fabricante: RCA COS/MOS INTEGRATED CIRCUITS DATABOOK, 1978). A habilitação do multivibrador monoestável é feita pelo "bit" PD0 da porta D após passar pelos circuitos de isolamento descritos na seção anterior.

3.2.2.2 "Driver" de corrente

O multivibrador utilizado (CD4098) tem capacidade relativamente pequena de absorver e injetar corrente sendo, desta forma, incapaz de acionar diretamente o circuito de potência. Devido a este fato, foi necessária a utilização de um "driver" para aumentar a corrente de acionamento.

O "driver", figura 3.20, foi montado com componentes discretos de chaveamento rápido. O elemento do circuito é um transistor "mosfet" D80 (T1), que garante uma alta impedância de entrada com baixo consumo de corrente, adequado ao acionamento pelo multivibrador CMOS. O circuito de saída é composto por três transistores bipolares dispostos em uma configuração denominada "pull-up" ativo (TAUB & SCHILLING, 1982), geralmente utilizada em circuitos TTL para aumentar a capacidade de corrente dos mesmos.

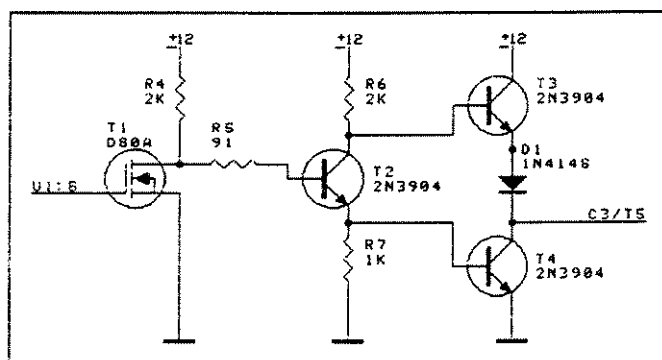


Figura 3.20 - "Driver" de corrente para acionamento do circuito de potência do transmissor TAPT.

Na ausência de pulso, a tensão na porta de T1 é zero e o mesmo está cortado, polarizando T2 através dos resistores R4 e R5. Com T2 conduzindo, T4 está saturado e T3

está cortado, levando a saída para 0 V. Quando há um pulso na porta de T1, o mesmo satura fazendo com que T2 e T4 fiquem na região de corte enquanto T3 satura levando a tensão de saída para aproximadamente 10 V.

3.2.2.3 Circuitos de potência

Os elementos principais do estágio de potência dos circuitos de geração de pulsos de alta amplitude (TAPT), figura 3.21, são os transistores "mosfet" de potência IRF840 (T5 e T6). O transistor T5, ao ser chaveado pelo sinal de saída do "driver" de corrente, juntamente com o capacitor C4, é o responsável pela geração dos pulsos elétricos de alta amplitude e o transistor T6, que opera como um resistor controlado a tensão, é utilizado para controlar a amplitude do pulso a ser aplicado ao transdutor.

Na ausência de pulsos na porta do transistor T5, este opera na região de corte e permite que o capacitor C4 carregue-se, através de R7, com a tensão de alimentação do circuito (+200 V). Quando a porta de T5 é acionada com um pulso, este satura e aterriza o terminal positivo do capacitor C4, levando a tensão no dreno de T6 instantaneamente para aproximadamente -200 V. Como T6 opera como um resistor controlado a tensão, acionado pelo sinal da saída do conversor D/A dos circuitos de controle ou pela chave rotativa SW1 no painel do equipamento, pode-se controlar a amplitude do pulso a ser aplicado ao transdutor em uma faixa entre 15 V e 190 V, com polaridade negativa, e largura de 330 ns, aproximadamente.

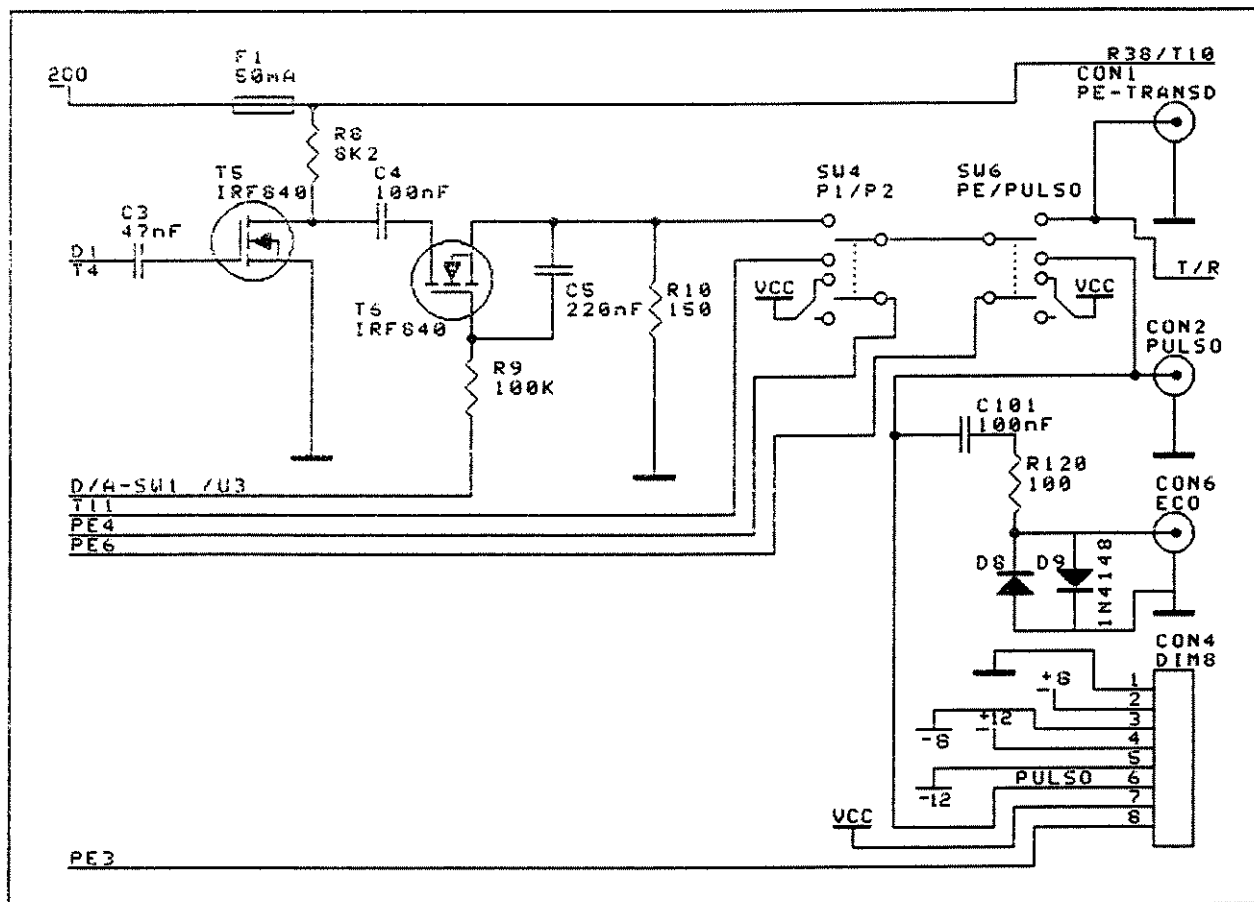


Figura 3.21 - Estágio de potência dos circuitos de geração de pulsos elétricos de alta amplitude (TAPT).

A figura 3.22 mostra a curva de tensão de saída do circuito de transmissão em função do número decimal (inteiro) enviado ao conversor D/A pelo microcontrolador. A tensão de saída do conversor D/A é aplicada à porta do transistor T6 e situa-se na faixa entre 2,1 V (número decimal do D/A = 170) e 2,9 V (número decimal do D/A = 255), com 85 níveis possíveis de seleção (pontos na figura 3.22). O valor da tensão aplicada à porta do transistor é dada por $V = N \cdot (2,9 - 1,5) / 255 + 1,5$, onde N é o número decimal enviado ao conversor D/A.

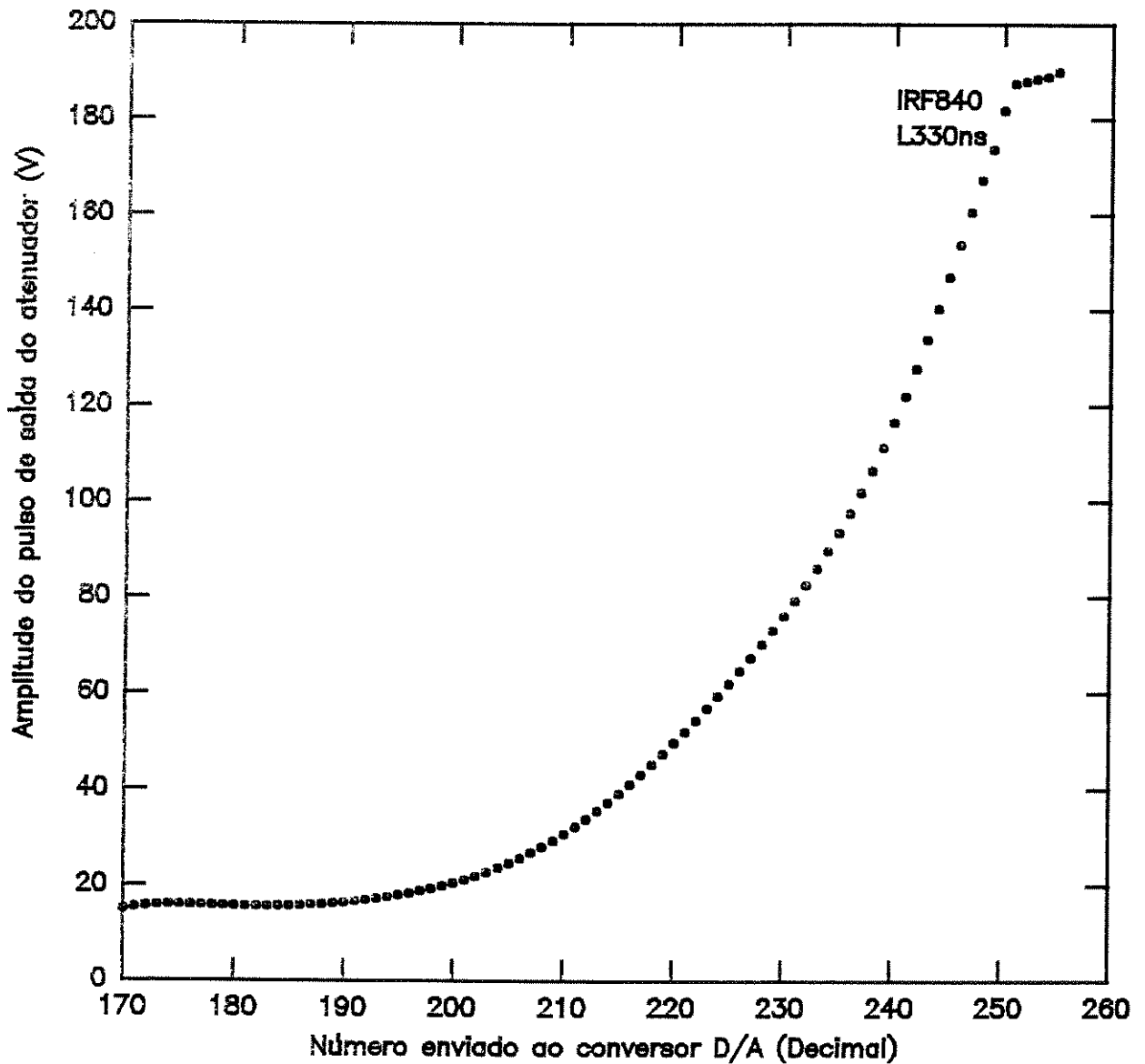


Figura 3.22 - Amplitude do pulso elétrico de saída do circuito de transmissão (TAPT) em função do número decimal (inteiro) enviado ao conversor D/A (largura do pulso 330 ns, utilizando o transistor IRF840).

A chave rotativa SW1, figura 3.23, seleciona um dos 12 níveis de tensão do divisor resistivo formado pelos resistores R11 a R23 e pelo "trimpot" POT2 (este "trimpot" é

utilizado para calibração do divisor resistivo e o mesmo está localizado na placa do equipamento). A faixa de tensões aplicadas ao transistor de controle de amplitude é igual à aplicada pelo conversor D/A, mas com apenas 11 níveis de saída (15 V, 16 V, 17 V, 19 V, 27 V, 40 V, 57 V, 82 V, 118 V, 170 V e 190 V de polaridade negativa).

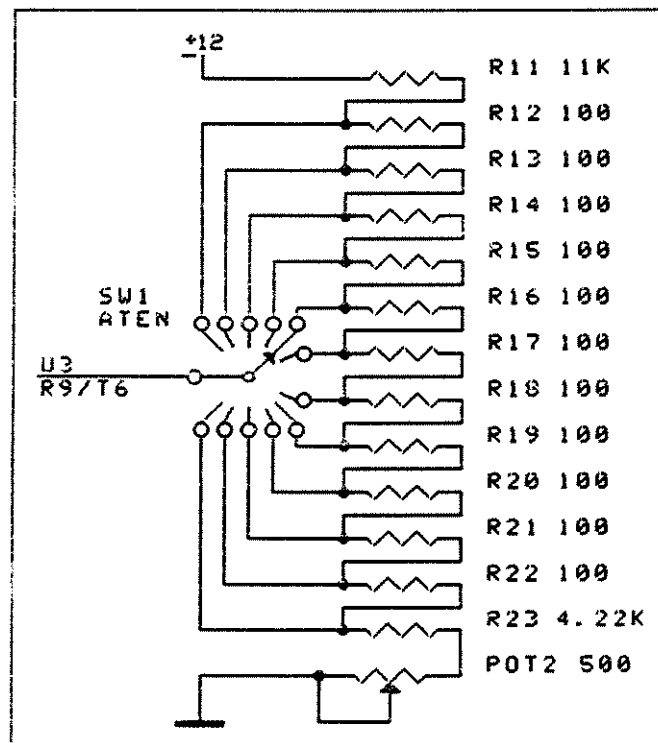


Figura 3.23 - Chave rotativa para controle da amplitude dos pulsos elétricos de saída do circuito TAPT.

Após o pulso elétrico ter sido gerado e condicionado no circuito de potência, ele passa pela chave SW4 (utilizada para selecionar o sinal do circuito TAPT ou do TBPT, ver item 3.2.3) e depois, em função da posição da chave SW6 (PULSO-ECO/PULSO), pode ser aplicado ao transdutor presente no conector CON1 (denominado PULSO-ECO no painel

do equipamento) que é interligado com a unidade de recepção para operar no modo pulso-eco, ou aos conectores CON2 (PULSO) e CON4 (PRÉ-AMPLIF.). O conector CON2 não está ligado diretamente à unidade de recepção e, através dele, o usuário pode aplicar pulsos isolados ao transdutor e receber os ecos, sem nenhum tipo de amplificação, no conector CON6. O conector CON6 possui um circuito de proteção contra sobretensões igual ao utilizado para proteção da unidade de controle (ver item 3.3.1). O conector CON4 é do tipo DIM de 8 pinos com sinais para alimentação de pré-amplificadores externos.

3.2.3 Circuito de geração de pulsos elétricos de baixa amplitude (TBPT)

O funcionamento do circuito de geração de pulsos de baixa amplitude é semelhante ao de alta amplitude. Este circuito foi implementado com o objetivo de obter uma maior flexibilidade no controle da largura e no número de pulsos elétricos a ser aplicado aos transdutores via "trigger" externo.

A geração de pulsos para chaveamento do circuito de potência é feita com o multivibrador astável U1:A (CD4098), já descrito no item 3.2.2.1, e um multivibrador monoestável CD4528 (U6), figura 3.24, que gera pulsos com largura mais estreita que o monoestável 4098. O controle da largura do pulso é feito pela chave rotativa de dois polos por seis posições POT3, onde um dos polos da mesma é conectado ao "bit" PE7 do microcontrolador para identificação da largura de pulso selecionada. O sinal de saída do monoestável aciona a porta do transistor "mosfet" D80A (T10) sem a necessidade do

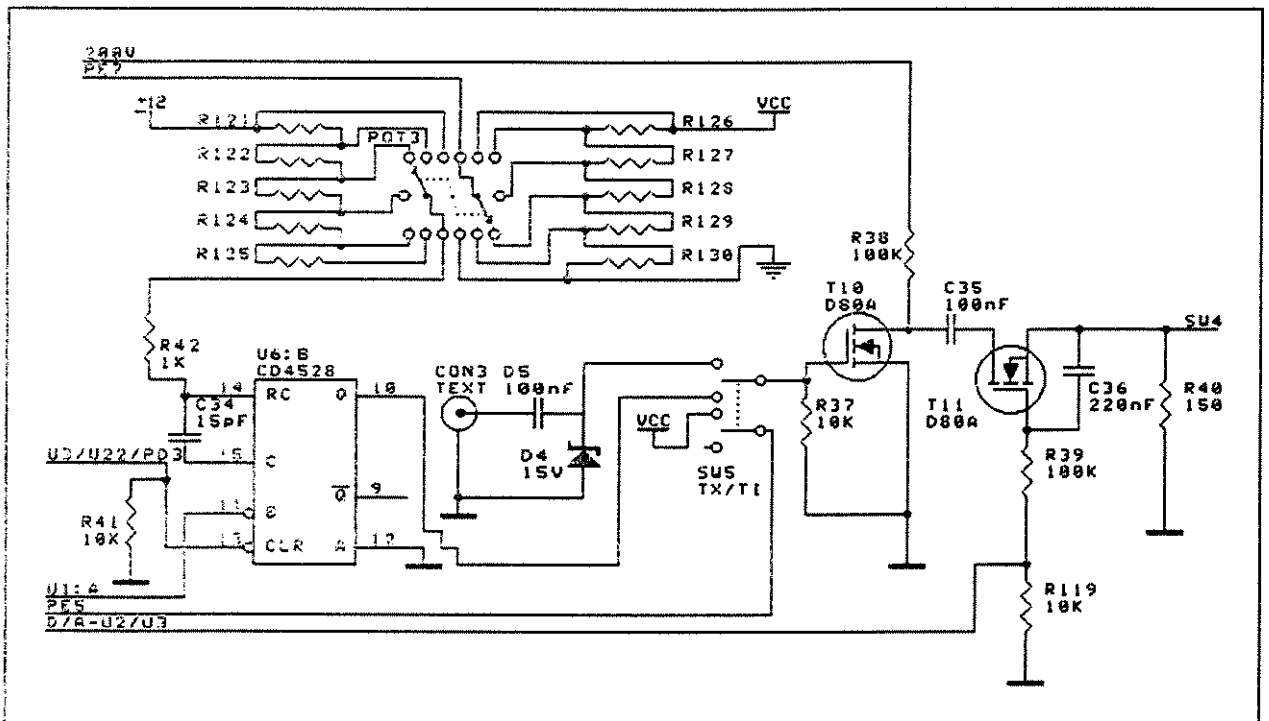


Figura 3.24 - Circuito de geração de pulsos elétricos de baixa amplitude da unidade de transmissão (TBPT).

"driver" de corrente utilizado no circuito anterior, porque este transistor é de menor potência que o IRF840 e exige uma corrente de porta menor para ser chaveado. O chaveamento pode ser feito externamente por uma mudança de posição na chave de dois polos e duas posições SW5 (um dos polos é conectado ao "bit" PE5 da porta E para informar a posição selecionada: "trigger" interno ou externo).

O controle da amplitude dos pulsos é feito utilizando-se o transistor D80A (T11) e o sinal do conversor D/A, da mesma maneira realizada anteriormente para o circuito TAPT. A figura 3.25 mostra a amplitude do pulso de saída em função do número decimal (inteiro) enviado ao conversor D/A para larguras de pulso de 200 ns, 300 ns, 400 ns, 500 ns, 600 ns e 700 ns selecionadas pela chave rotativa. A tensão aplicada à porta do transistor D80A

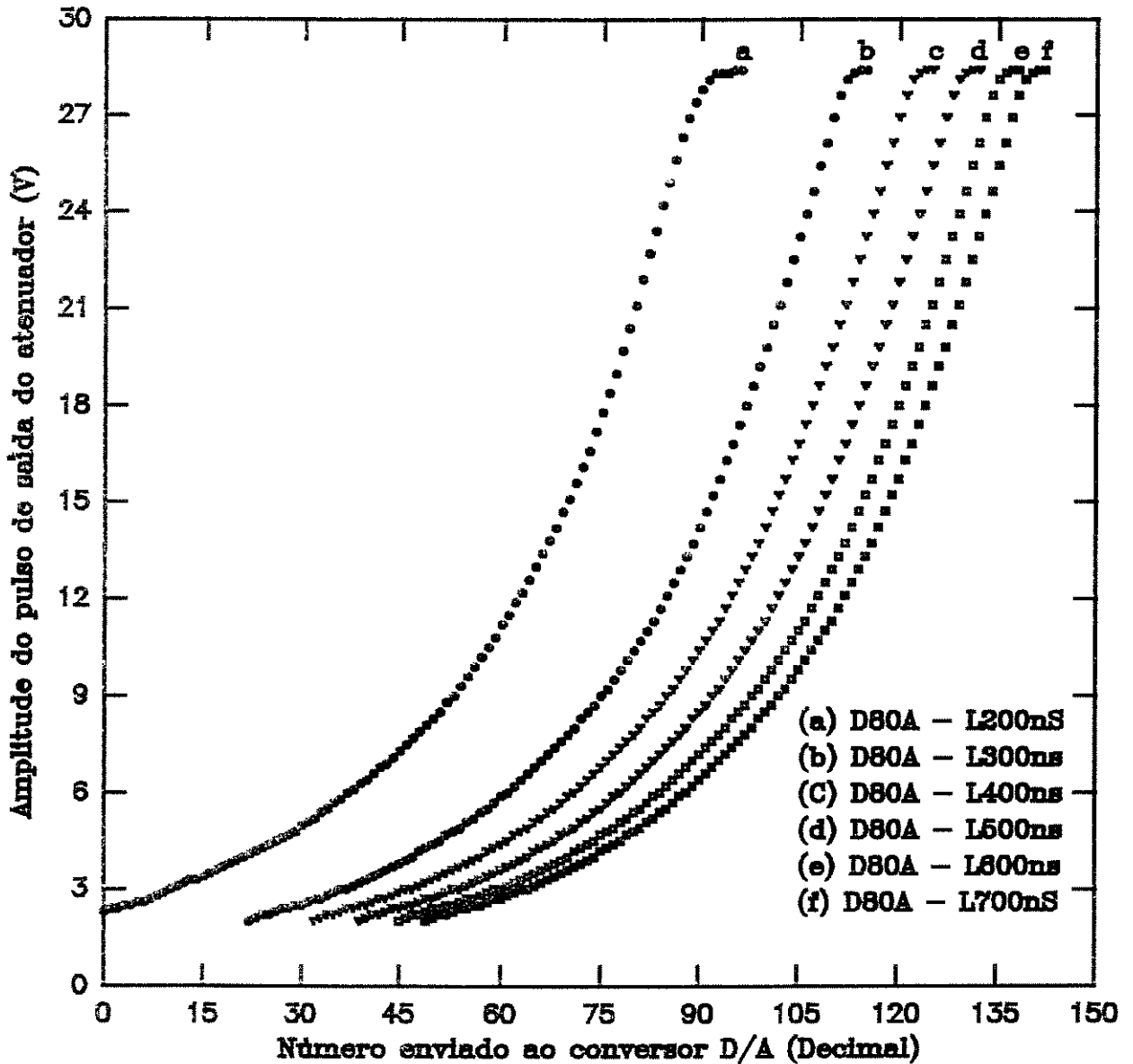


Figura 3.25 - Amplitude do pulso elétrico de saída do circuito de transmissão (TBPT) em função do número decimal (inteiro) enviado ao conversor D/A para larguras de 200 ns, 300 ns, 400 ns, 500 ns, 600 ns ou 700 ns.

(T11) para controle da amplitude é dada por $V = N \cdot (2,9 - 1,5) / 255 + 1,5$, onde N é o número decimal (inteiro) enviado ao conversor D/A (este número está na faixa entre 0 e

140, ver figura 3.25). Quando o chaveamento é feito externamente, o microcontrolador configura o circuito de controle de amplitude para atenuação mínima e não há controle da amplitude e da largura do pulso de saída via microcontrolador sendo que, para um pulso quadrado de polaridade positiva entre 10 V e 15 V, a tensão de saída é de aproximadamente 28 V, ficando a largura do pulso sujeita ao "trigger" externo.

3.3 Unidade de recepção

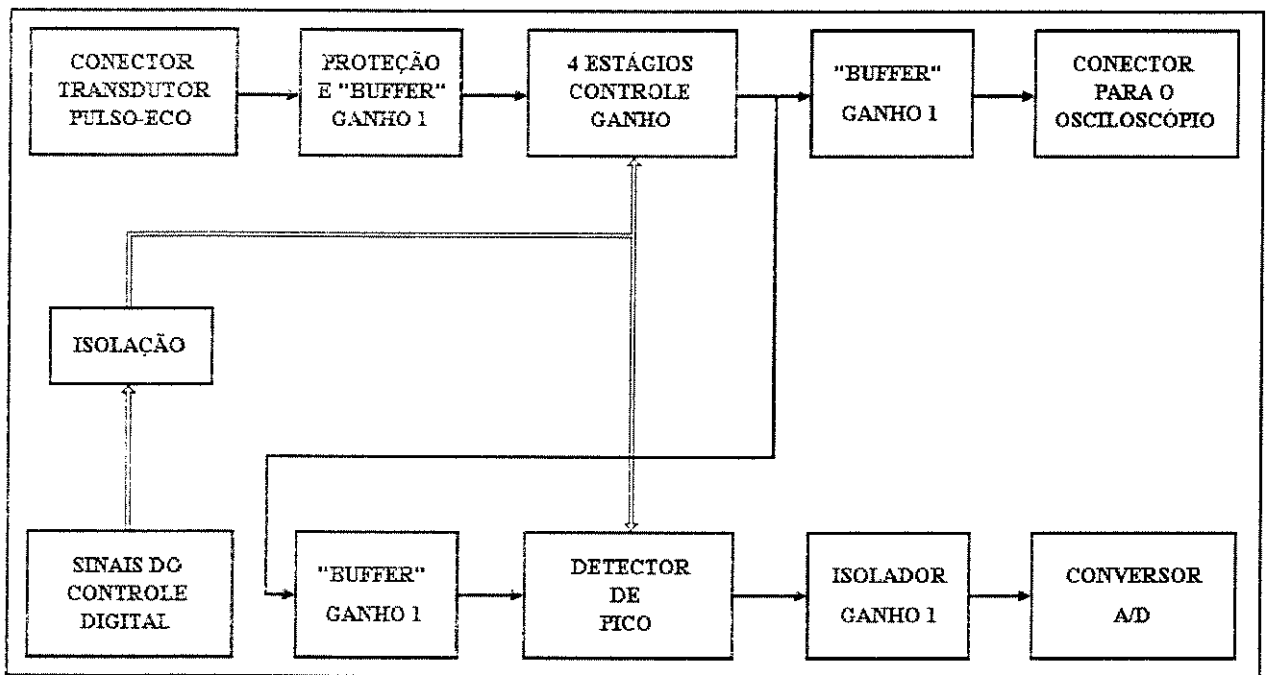


Figura 3.26 - Diagrama em blocos dos circuitos da unidade de recepção do SPEM.

A figura 3.26 mostra o diagrama em blocos da unidade de recepção do SPEM. Esta unidade possui, na entrada, um circuito de proteção contra sobre-tensão e um "buffer" de ganho unitário. Isto faz-se necessário porque, para poder operar no modo pulso-eco, ela fica conectada à saída do circuito de transmissão e este gera pulsos de alta amplitude que

danificariam os circuitos de amplificação se aplicados diretamente aos mesmos. Após o sinal recebido passar pelos circuitos de proteção, ele é condicionado em quatro estágios de amplificação com ganho controlado digitalmente pela unidade de controle e, depois, este passa por dois "buffers" colocados em paralelo: um "buffer" de saída para permitir monitoração por meio de um osciloscópio digital, por exemplo, e o outro "buffer" para permitir ao microcontrolador, via conversor A/D, o acesso ao valor da amplitude do eco amplificado (obtido por meio de um detector de pico) e a implementação de um controle automático de ganho, se necessário.

A isolação entre os circuitos da unidade de controle e os da unidade de recepção foi feita com optoacopladores e amplificadores isoladores de ganho unitário, igual ao método de isolação implementado na unidade de transmissão. A figura 3.27 mostra o esquemático dos circuitos de recepção implementados. Além dos circuitos de recepção constantes na figura 3.27 foram implementados dois pré-amplificadores externos (ver item 3.3.4).

3.3.1 Circuito de entrada da unidade de recepção

Para operar no modo pulso-eco, a saída do circuito de transmissão é ligada à entrada do circuito de recepção e, para evitar danos ao mesmo, há necessidade de um circuito de proteção. Este é formado pelo resistor R113 e os diodos D6 e D7 colocados em sentido antiparalelo, figura 3.28. Desta forma, quando o pulso elétrico de alta amplitude é aplicado ao transdutor e, conseqüentemente, à entrada do circuito de transmissão, um ou os dois

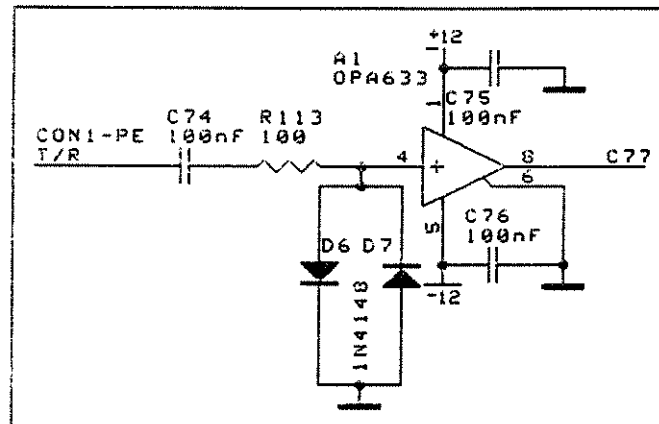


Figura 3.28 - Circuito de entrada da unidade de recepção.

diodos são polarizados diretamente e funcionam como um circuito fechado, limitando a tensão aplicada ao amplificador "buffer" de entrada (A1) em aproximadamente $-0,7\text{ V}$, para o pulso de polaridade negativa, ou em $1,4\text{ V}$ de pico a pico, caso haja alguma oscilação dos circuitos durante a aplicação do pulso. No entanto, esses diodos funcionam como um circuito aberto para os ecos recebidos, isto porque a amplitude dos mesmos é inferior a $1,4\text{ V}$ de pico a pico e não é suficiente para polarizá-los diretamente e o sinal é totalmente aplicado à entrada do "buffer". A utilização do resistor na entrada é necessária porque sem o mesmo não seria possível aplicar o pulso elétrico de alta amplitude ao transdutor, pois os diodos aterrariam o sinal, mas o mesmo não influencia na recepção dos ecos porque foi utilizado um "buffer" que propicia uma impedância de entrada alta (OPA633: impedância de entrada $1,5\text{ M}\Omega$, largura de banda 275 MHz , corrente de saída 100 mA e impedância de saída $5\ \Omega$) e desta forma a queda de tensão sobre o resistor R113 é relativamente baixa (por exemplo, para um eco de 200 mV a queda de tensão sobre R1 seria $13,3\ \mu\text{V}$). A saída do

"buffer" A1 é conectada ao primeiro estágio de amplificação.

3.3.2 Estágios de amplificação da unidade de recepção

A amplificação dos sinais recebidos pelo SPEM é feita em quatro estágios iguais ao da figura 3.29.

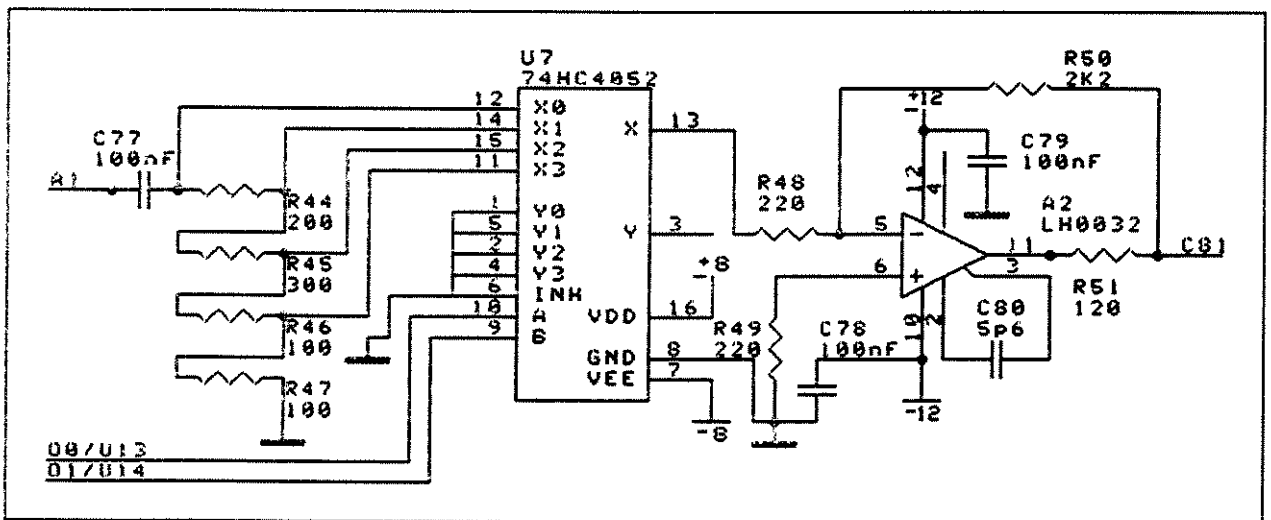


Figura 3.29 - Primeiro estágio de amplificação da unidade de recepção do SPEM.

O amplificador de saída do estágio mostrado na figura 3.29 é um LH0032 (A2), que possui uma largura de banda de frequências de 70 MHz e uma taxa de inclinação de $500V/\mu s$. Por meio de testes realizados em bancada e com base nas curvas de resposta em frequência apresentadas pelo fabricante, optou-se pela montagem do mesmo na configuração inversora. Como este amplificador operacional não possui circuitos internos de controle de ganho, foi montado um circuito externo que tem como base o multiplexador 74HC4052 (U7) de tecnologia CMOS de alta velocidade. Após o sinal recebido passar pelo circuito de entrada descrito na seção anterior, ele é aplicado ao divisor de tensão formado pelos

resistores R44, R45, R46 e R47 e um dos quatro níveis de tensão é selecionado digitalmente pelo multiplexador e depois aplicado à entrada inversora do amplificador. Os ganhos obtidos experimentalmente em cada estágio foram 0,89 V/V, 1,52 V/V, 3,77 V/V e 7,82 V/V, selecionados de acordo com a tabela 3.5.

Tabela 3.5 - Seleção digital de ganho por estágio através do multiplexador 74HC4052.

Entradas digitais do 74HC4052		Entrada analógica selecionada	Ganho final do estágio (V/V)
A	B		
0	0	X0	7,82
0	1	X1	3,77
1	0	X2	1,52
1	1	X3	0,89

O ganho final, após os quatro estágios de amplificação, está na faixa entre 0,6 V/V e 3730 V/V (-4,4dB a 71,5dB) dividido em 25 ganhos diferentes (0,6 V/V; 1,0 V/V; 1,8 V/V; 2,7 V/V; 3,2 V/V; 4,6 V/V; 5,4 V/V; 7,8 V/V; 11,4 V/V; 13,3 V/V; 19,4 V/V; 27,7 V/V; 33,0 V/V; 48,0 V/V; 68,0 V/V; 81,0 V/V; 140 V/V; 170 V/V; 200 V/V; 350 V/V; 420 V/V; 730 V/V; 870 V/V; 1800 V/V; 3730 V/V). A seleção do ganho final desejado pode ser feita, no painel do equipamento, pelo teclado, que permite a seleção de qualquer um dos 25 ganhos possíveis ou pela chave rotativa mostrada na figura 3.30 (SW7) que permite a seleção de 12 ganhos (1,0 V/V; 4,6 V/V; 11,4 V/V; 27,7 V/V; 48,0 V/V; 81,0 V/V; 140 V/V; 200 V/V; 350 V/V; 420 V/V; 730 V/V; 870 V/V). Esta chave foi

conectada ao canal PE0 do conversor A/D do microcontrolador e o ganho seleccionado por meio da mesma é uma função do nível de tensão do divisor de tensão formado pelos resistores R79 a R90 e o "trimpot" POT4 fixado na placa para ajustar o nível de tensão máximo em 5,12 V que corresponde à seleção do ganho 3730 V/V.

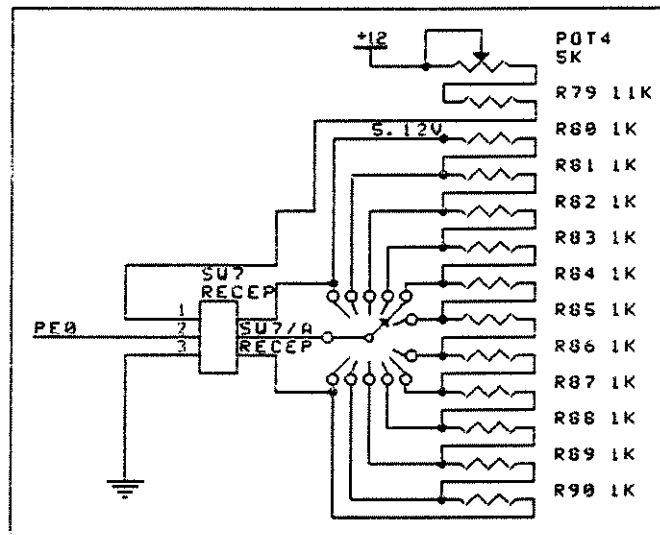


Figura 3.30 - Chave rotativa para seleção de ganho, conectada ao canal PE0 do conversor A/D na porta E.

3.3.3 Estágio de saída da unidade de recepção

O estágio de saída da unidade de recepção é mostrado na figura 3.31. O sinal recebido, após passar pelos quatro estágios de amplificação, é aplicado na entrada de dois "buffers", A6 e A7, sendo que a saída de um deles (A6) é colocada diretamente em um conector no painel do SPEM (CON5), onde o usuário tem acesso ao sinal amplificado com o ganho seleccionado. A saída do outro "buffer" (A7) é aplicada à entrada de dois circuitos de

retificação⁴.

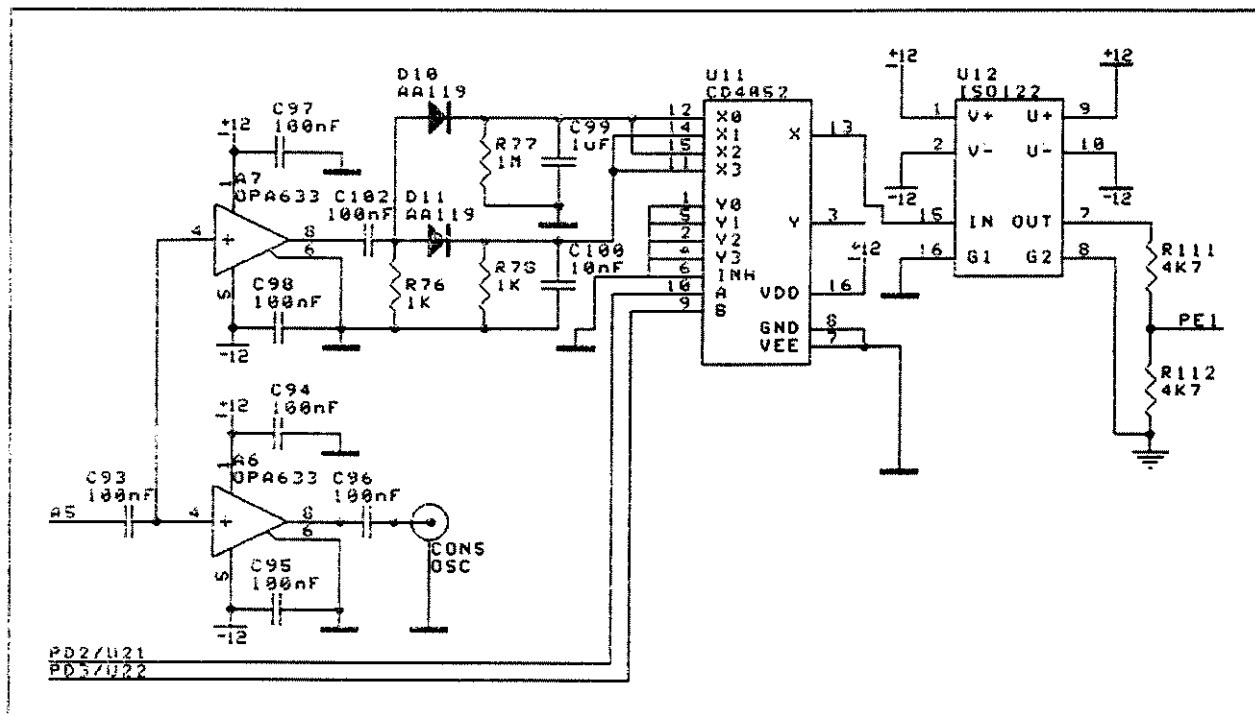


Figura 3.31 - Estágio de saída da unidade de recepção do SPEM.

Cada circuito de retificação é formado por um diodo, retificador de meia onda, conectado a um capacitor de filtro que fica em paralelo com uma resistência de carga. O conjunto formado pelo diodo de germânio AA119 (D10), o resistor de carga de $1\text{ M}\Omega$ (R77) e o capacitor de $1\ \mu\text{F}$ (C99) é utilizado para medir o valor de pico do sinal após a amplificação. A opção em utilizar um diodo de germânio e não um diodo de silício está no fato que o mesmo necessita de uma tensão mínima de polarização da ordem de $0,3\text{ V}$, menor que os $0,7$ volts necessários para polarizar o diodo de silício. Desta forma há

⁴ Os circuitos de retificação foram montados inicialmente na unidade de recepção com o intuito de permitir a realização de um controle automático de ganho, mas esta função não foi implementada no SPEM.

minimização da queda de tensão sobre o diodo e obtém-se uma tensão de saída maior na entrada do conversor A/D.

O outro conjunto formado pelo diodo D11, o capacitor de 10nF (C100) e o resistor de 1 k Ω (R78) é utilizado como circuito de sincronismo para detectar a presença de pulsos e informar ao microcontrolador o instante de realizar a aquisição do sinal do detector de pico. A seleção entre o sinal de sincronismo e o sinal do detector de pico é feita com um circuito "multiplex" CMOS 4052, controlado digitalmente pelo "bit" PD2 da porta D (PD2 = 0, seleciona o detector de pico; PD2 = 1, seleciona o circuito de sincronismo). O sinal selecionado no circuito "multiplex" passa pelo amplificador isolador ISO122 (U12), depois por um divisor de tensão para limitar a tensão a ser aplicada ao canal PE1 do conversor A/D a no máximo 6 V, de forma que o mesmo não sofra danos.

3.3.4 Pré-amplificadores externos

Além dos circuitos de recepção internos do SPEM, foram montados dois pré-amplificadores externos para permitir aplicações com um hidrofone ou aplicações com dois transdutores, um para emitir os pulsos ultra-sônicos e outro para recebê-los, sendo este conectado a um dos pré-amplificadores.

As figuras 3.32 e 3.33 mostram os circuitos dos pré-amplificadores montados. Eles foram montados em placas de circuito impresso, encapsulados com uma blindagem de alumínio, uma camada de silicone e outro encapsulamento acrílico de modo a torná-los

hermeticamente fechados e poderem ser colocados em um tanque conectados o mais próximo possível de um hidrofone.

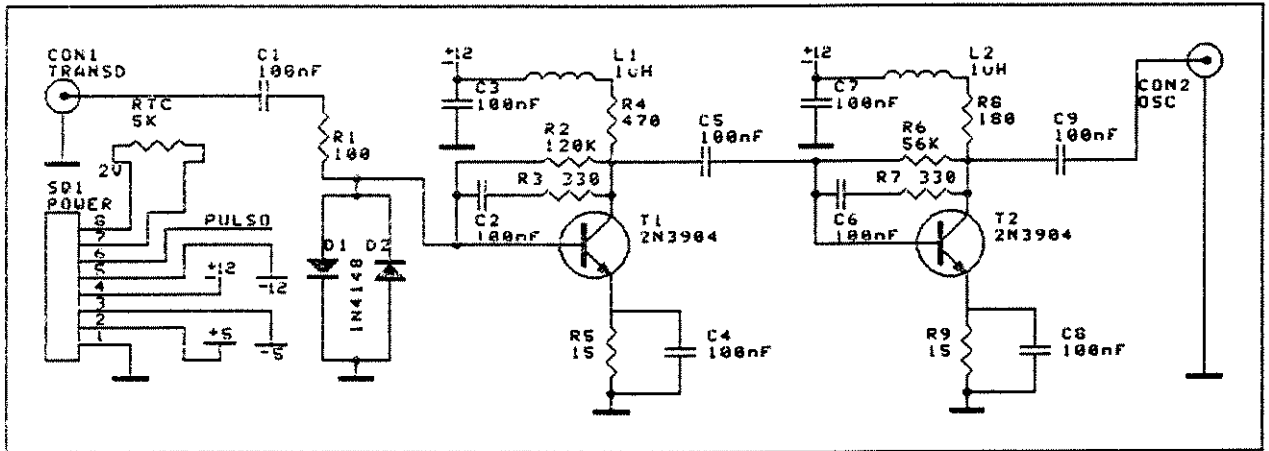


Figura 3.32 - Pré-amplificador a transistores 2N3904.

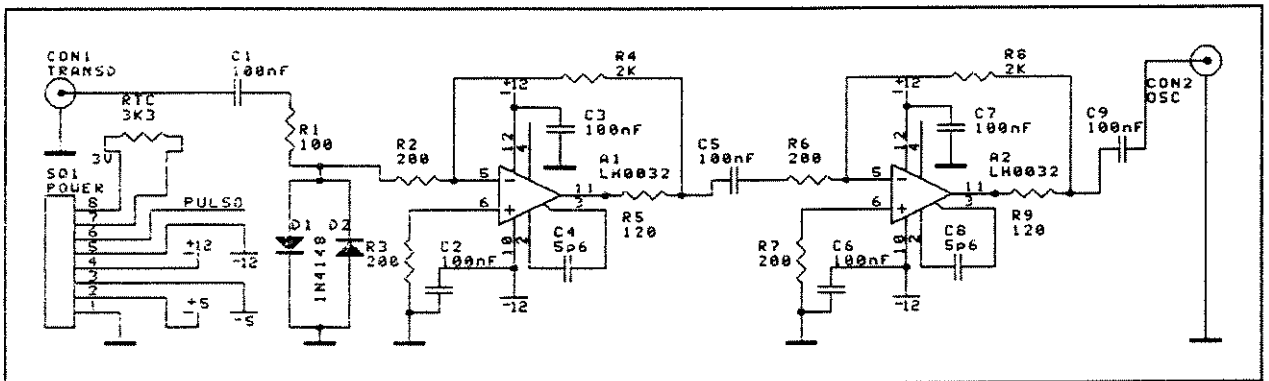


Figura 3.33 - Pré-amplificadores com amplificadores operacionais LH0032.

O circuito da figura 3.32 foi montado à base de dois transistores 2N3904 (T1 e T2), polarizados com realimentação do coletor, divididos em dois estágios de amplificação. A entrada do mesmo apresenta um circuito de proteção contra sobretensões que limita a tensão de entrada a no máximo 1,4 V de pico a pico. O pré-amplificador é ligado ao SPEM por meio do conector DIM de 8 pinos no painel frontal do mesmo, figura 3.34. Este conector

possui as tensões de alimentação +5 V, -5 V, +12 V e -12 V, o pulso elétrico gerado pelos circuitos de transmissão e um resistor (RTC) conectado entre os pinos 7 e 8 que, juntamente com outro resistor de 10 k Ω presente no soquete SQ1 da unidade de recepção (figura 3.17, item 3.2), forma um divisor resistivo para permitir ao microcontrolador detectar a presença do pré-amplificador e identificá-lo em função do nível de tensão na entrada do canal PE3 do conversor A/D. Este pré-amplificador apresenta um ganho constante de aproximadamente 32 V/V para uma faixa de frequências entre 10 kHz e 17 MHz.

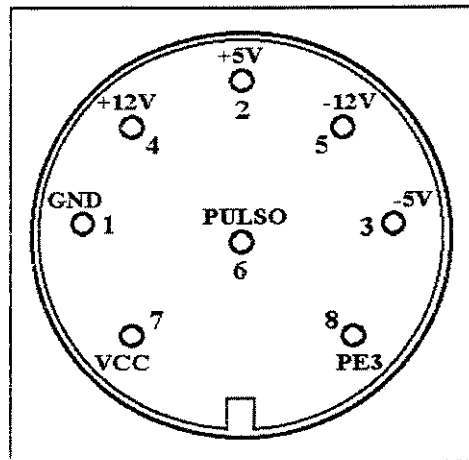


Figura 3.34 - Vista frontal do conector DIM8 do SPEM com pinagem.

O circuito da figura 3.33 foi montado com dois amplificadores operacionais de alta frequência LH0032, o mesmo tipo de componente utilizado na unidade de controle do SPEM, montados em dois estágios de amplificação. A conexão ao SPEM é feita de maneira semelhante à conexão do pré-amplificador a transistores. Ele apresenta um ganho de aproximadamente 63 V/V para uma faixa de frequências entre 10 kHz e 15 MHz.

3.4 Fontes de alimentação

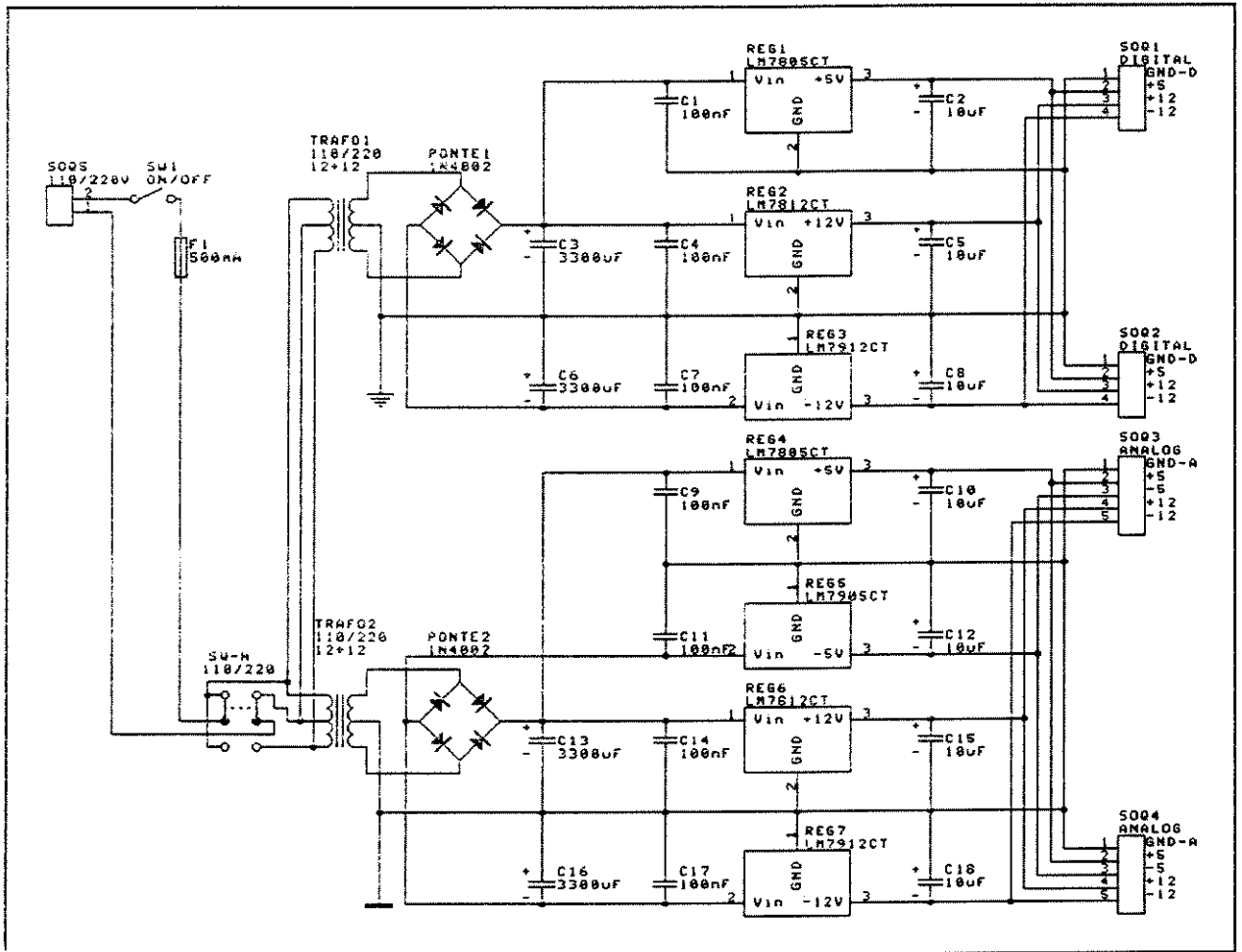


Figura 3.35 - Fontes de alimentação para os circuitos digitais (unidade de controle) e para os circuitos analógicos (unidades de transmissão e recepção) do SPEM.

Com o objetivo de manter os circuitos analógicos (unidades de recepção e transmissão) isolados dos circuitos digitais (unidade de controle) foram montadas fontes de alimentação independentes. A figura 3.35 mostra os circuitos das fontes para alimentar os componentes dos circuitos digitais com alimentações +5 V, +12 V e -12 V (conectores SQ1 e SQ2) e analógicos +5 V, -5 V, +12 V e -12 V (conectores SQ3 e SQ4). Estas

fontes foram montadas utilizando-se dois transformadores (TRAFO1 e TRAFO2) e reguladores lineares da linha LM78xx para alimentações positivas e LM79xx para alimentações negativas.

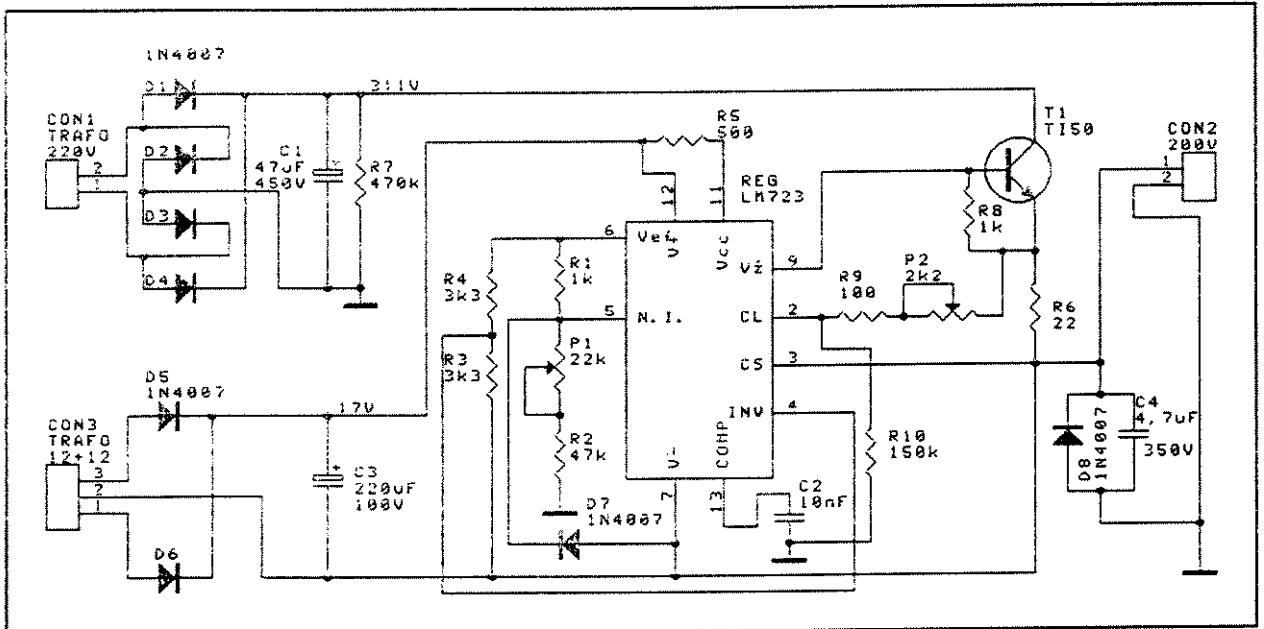


Figura 3.36 - Fonte de alimentação de +200 V para os circuitos de geração de pulsos de alta amplitude da unidade de transmissão do SPEM.

A figura 3.36 mostra o circuito da fonte de alimentação de +200 V montada para alimentar os circuitos de potência da unidade de transmissão (TAPT e TBPT). Esta fonte foi montada com o auxílio de um regulador de tensão LM723 da National (U1), utilizado para acionar a base do transistor de potência TIP50 (T1). A tensão aproximada de saída é dada pela equação 3.1, onde $V_{REF} = 7,15 \text{ V}$ (dado fornecido pelo fabricante).

$$V_{SAÍDA} = \left[\frac{V_{REF}}{2} * \frac{R2 - (R1 + P1)}{R1} \right]; R3 = R4 \quad (3.1)$$

3.5 "Software" de controle

O "software" de controle foi desenvolvido na linguagem Assembly do microcontrolador MC68HC11, com o auxílio de uma placa de emulação da Motorola Inc. Ele é o responsável pelo gerenciamento de todas as tarefas do SPEM tais como mostrar dados no "display", leitura de dados do teclado, controle da unidade de transmissão, controle da unidade de recepção e a comunicação com um microcomputador, via interface GPIB. Ele foi gravado na memória EPROM presente na unidade de controle e ocupa, aproximadamente, 6,8 k "bytes" dos 8 k disponíveis na mesma.

A figura 3.37 mostra o fluxograma geral do "software" de controle. Inicialmente são feitas as inicializações do sistema, tais como definição de variáveis, reserva de memória RAM para dados, endereço da pilha, definição do vetor de interrupções, inicialização das portas de entrada/saída, da interface GPIB, do "display" e das unidades de transmissão e recepção com amplitude de pulsos e ganho mínimos, respectivamente. Em seguida, verifica-se se há comandos do microcomputador, via interface GPIB. Se houver comandos, há o desvio para a rotina de atendimento à GPIB, caso contrário, é mostrado o estado do equipamento no "display", o que inclui as posições selecionadas nas chaves do painel, ganho nos circuitos de recepção, amplitude dos pulsos de saída e a presença ou não de pré-amplificadores externos conectados ao SPEM. Feito isto, verifica-se se há instruções via teclado. Se sim e as instruções forem válidas, são executadas e é mostrado o novo estado do equipamento no "display". Se o usuário digitar valores fora da faixa permitida, é mantido

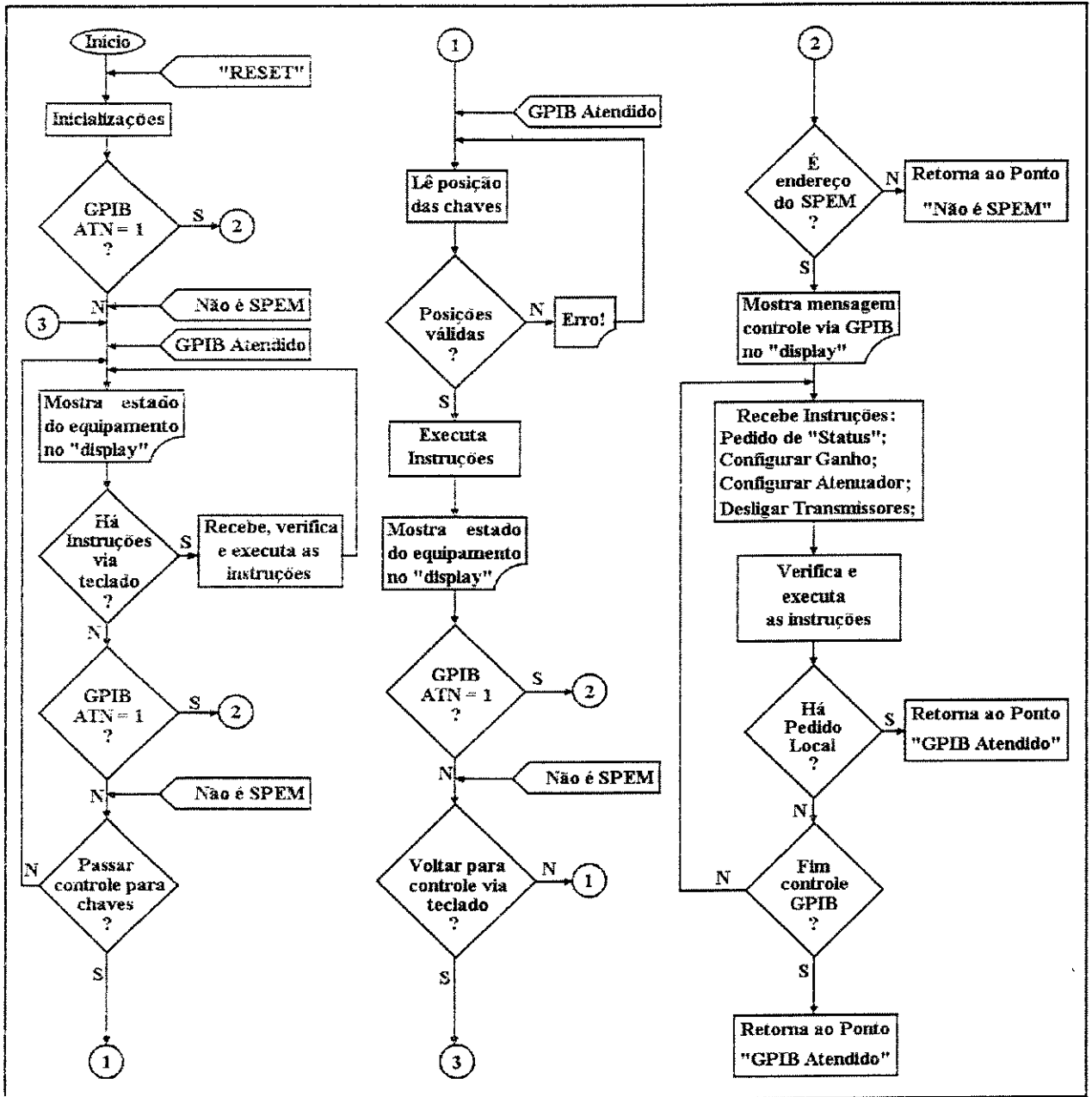


Figura 3.37 - Fluxograma do software para controle do SPEM.

o estado anterior ou, caso os mesmos estejam dentro da faixa permitida, mas não sejam valores possíveis, são selecionados os valores inferiores mais próximos dentro desta faixa. A partir deste ponto, verifica-se novamente a interface GPIB. Se o pedido de GPIB não for

endereçado ao SPEM, verifica-se se houve pedido, via chave "push button" no painel, para transferir o controle para as chaves. Em caso negativo repete-se o ciclo acima.

Na rotina para controle do equipamento via chaves (ramificação 1 da figura 3.37), são verificadas as portas de entrada, recebendo-se informações sobre as posições selecionadas nas chaves do painel. As informações são verificadas e mostra-se mensagem de erro no "display", caso algum tenha ocorrido, ou executadas as instruções selecionadas, mostrando-se, a seguir, o novo estado do equipamento. A seguir é verificado o estado da interface GPIB e, se não houver comandos para o SPEM, verifica-se se houve pedido para voltar a receber instruções pelo teclado (pedido feito por meio da mesma chave "push button"). Não havendo, este ciclo é repetido.

Na rotina de atendimento GPIB (ramificação 2 da figura 3.37), inicialmente é verificado se as instruções que estão no barramento foram endereçadas para o SPEM. Se não foram, retorna à posição "Não é SPEM", logo em seguida ao ponto de interrupção; caso contrário, sinaliza controle via GPIB no painel ("led" REMOTO) e "display", depois recebe, verifica e executa as instruções. Se o usuário, por meio da chave "push button" LOCAL no painel, solicitar o controle do SPEM localmente ou se não houver mais instruções, retorna-se ao ponto "GPIB Atendido" da rotina que sofreu a interrupção.

A qualquer instante em que a chave "push button" de "RESET", presente no painel do SPEM for acionada, o "software" será reiniciado.

O programa possui várias sub-rotinas de apoio, dedicadas a realizar tarefas

específicas no controle do equipamento. Não apresentaremos a descrição completa de todas as sub-rotinas porque as mesmas estão devidamente comentadas na listagem completa do "software" em relatório departamental (MAIA, 1995). A rotina de controle da interface GPIB será descrita na seção 3.5.1. e a descrição resumida das tarefas realizadas em cada uma das sub-rotinas do "software" de controle será feita a seguir:

- 1) *Sub-rotina GPIB*: Esta sub-rotina realiza as tarefas de leitura e escrita de dados no barramento GPIB segundo o protocolo IEEE-488. Ela engloba as funções GPLEIT, utilizada para leitura dos dados, a função CTTALK que habilita a GPIB do SPEM para operar como locutor, a função CTLIST que habilita a GPIB para operar como ouvinte e a sub-rotina FSTAT que é utilizada para formar a "string" com o estado do equipamento a ser enviada ao microcomputador via GPIB.
 - 2) *Sub-rotina DADOTC*: Esta sub-rotina controla a entrada de dados via teclado com o apoio das funções FUNC1 utilizada para receber os dados e a função FUNC2 utilizada para verificação do valor digitado.
 - 3) *Sub-rotina DECONV*: Sub-rotina para converter uma "string" com valores alfanuméricos para valores numéricos (decimais).
 - 4) *Sub-rotina PAINEL*: Sub-rotina para realizar o controle do SPEM via chaves no painel.
 - 5) *Sub-rotina EST_EQ*: Sub-rotina para mostrar o estado do equipamento no "display".
 - 6) *Sub-rotina CASCII*: Sub-rotina para converter um dado hexadecimal armazenado no registrador A em caractere ASCII e mostrá-lo no "display".
-

- 7) *Sub-rotina SGANP*: Sub-rotina para verificar o ganho desejado via chave rotativa no painel do SPEM.
 - 8) *Sub-rotina CAG*: Sub-rotina para efetuar controle automático de ganho (esta sub-rotina foi implementada no "software" de controle, mas o SPEM não permite controle automático de ganho).
 - 9) *Sub-rotina CMPSTR*: Sub-rotina para comparar "strings" de ganho, atenuação e estado ("status") recebidas do microcomputador via GPIB. Engloba as sub-rotinas SGAN para verificar a "string" do ganho desejado e obter o "byte" de controle do circuito de recepção, SATEN para verificar "string" de amplitude do sinal de saída do atenuador (circuito de controle de amplitude) e obter o "byte" de controle a ser enviado ao conversor D/A, DLMONO para verificar "strings" de pedido para desligar os multivibradores, LGMONO para verificar "strings" de pedido para ligar os multivibradores e STAT para verificar pedido de status via GPIB.
 - 10) *Sub-rotina TECLAD*: Sub-rotina para controle do teclado (engloba a sub-rotina LINHA para verificar em que linha da matriz do teclado a tecla foi acionada).
 - 11) *Sub-rotina DISPIN*: Sub-rotina para iniciar o "display" de cristal líquido.
 - 12) *Sub-rotina DISPDA*: Sub-rotina para mostrar um dado ASCII do registrador A no "display".
 - 13) *Sub-rotina READY*: Sub-rotina para verificar se o "display" pode receber dados.
 - 14) *Sub-rotina DLIMP*: Sub-rotina para limpar o "display" e retornar o cursor para a coluna
-

um da primeira linha do mesmo.

15) *Sub-rotina DDESAT*: Sub-rotina para desativar o "display".

16) *Sub-rotina DSTRG*: Sub-rotina para mostrar "strings" no "display".

17) *Sub-rotina DELAY*: Sub-rotina para gastar tempo (213 milissegundos).

18) *Sub-rotina SLEEP*: Sub-rotina para gastar tempo (1065 milissegundos = aproximadamente 1s).

19) *Sub-rotina ADCONV*: Sub-rotina para controle do conversor A/D da porta E.

20) *Sub-rotina PEIN*: Sub-rotina para controle da porta E (entrada digital).

21) *Sub-rotina AMPEXT*: Sub-rotina para detectar a presença de amplificador externo no conector DIM do painel do SPEM.

22) *Sub-rotina TD80A*: Sub-rotina para detectar largura de pulso selecionada via chave rotativa no painel para o circuito de geração de pulsos de baixa amplitude (TBPT).

23) *Sub-rotina IRQ*: Sub-rotina para atender interrupção por "hardware" IRQ, acionada pela chave LOCAL para mudança de controle REMOTO, via GPIB, para controle local.

24) *Sub-rotina XIRQ*: Sub-rotina para atender interrupção por "hardware" XIRQ, acionada quando há falha na alimentação do circuito.

25) *Sub-rotina ERRINT*: Sub-rotina para detectar erros de pedido de interrupção no microcontrolador (se alguma interrupção não implementada no programa for acionada por problemas na operação ela mostra mensagem de erro no "display" e o usuário deve reinicializar o sistema com "RESET").

3.5.1 Sub-rotina para controle da GPIB

A sub-rotina GPIB foi desenvolvida para que o SPEM possa comunicar-se com um microcomputador via GPIB. Ela foi escrita de tal forma que o equipamento possa operar como LOCUTOR ("talker") ou como OUVINTE ("listener"). O microcomputador, equipado com uma interface 82335-9001 da Hewlett-Packard, é o CONTROLADOR ("controller") do barramento GPIB. Esta subrotina é descrita aqui pois consideramos a mesma muito importante e também devido às suas particularidades quanto a temporizações.

Para comunicar-se via GPIB, o SPEM deve ser capaz de reconhecer os comandos do protocolo de comunicações IEEE-488. Segundo este protocolo, o controlador pode enviar quatro tipos de comandos aos equipamentos conectados no barramento: comando para falar ("talk"), para ouvir ("listen"), endereçados ("addressed") e universais ("universal"). Os comandos são enviados ao barramento GPIB, pelo controlador, na forma de caracteres ASCII e estes são diferenciados dos dados por meio da linha ATN ("attention") do barramento de controle. Quando ATN está em estado lógico 1, o controlador indica que o dado presente no barramento de dados deve ser interpretado como comando e quando em estado lógico 0, o mesmo deve ser interpretado como dado. A seguir faremos uma descrição dos comandos do protocolo GPIB.

3.5.1.1 Comandos falar/ouvir ("Talk"/"Listen")

Quando o controlador envia um comando falar ("talk") ele especifica quem é o

locutor no barramento e quando envia comandos ouvir ("listen") especifica quais equipamentos são ouvintes. Quando um equipamento, conectado ao barramento GPIB, detecta um comando ouvir com seu endereço ("My Listen Address", MLA), ele entra no modo ouvinte e quando o controlador ordená-lo para ouvir ("Listen Address", LAD), ele passa a ler todos os dados que forem enviados ao barramento pelo locutor. Quando o equipamento detecta um comando falar com seu endereço ("My Talk Address", TAD) ele prepara-se para falar e logo que o controlador ordenar ("Talk Address", TAD), ele entra no modo locutor e passa a enviar os dados ao barramento.

O controlador pode enviar ainda dois comandos: o comando não falar ("untalk", UNT = \$5F), onde todos os equipamentos no modo locutor devem retornar ao seu estado de espera e o comando não ouvir ("unlisten", UNL = \$3F) que indica aos equipamentos no modo ouvinte para deixar de ouvir.

3.5.1.2 Comandos universais ("Universal")

Os comandos universais afetam todos os equipamentos conectados ao barramento GPIB. Existem somente cinco comandos universais: "Local Lockout" (LLO), "Device Clear" (DCL), "Parallel Poll Unconfigure" (PPU), "Serial Poll Enable" (SPE) e "Serial Poll Disable" (SPD).

"Local Lockout" (LLO = \$11): Este comando é utilizado para desabilitar o controle pelo painel frontal de todos os equipamentos no barramento.

"Device Clear" (DCL = \$14): Este comando faz com que as interfaces GPIB de todos os equipamentos presentes no barramento sejam reinicializadas.

"Parallel Poll Unconfigure" (PPU = \$15): Este comando faz com que todos os equipamentos do barramento, configurados para responder a uma varredura paralela "parallel poll" não respondam ao comando a partir daquele instante. A varredura paralela é feita pelo controlador para identificar qual equipamento no barramento está solicitando atendimento para, por exemplo, enviar dados, comunicar erro na operação ou receber instruções. Na varredura paralela o controlador envia um comando prévio para configuração do equipamento (ver "Parallel Poll Configure", PPC) e depois, recebe as informações do barramento. A varredura paralela tem início quando as linhas ATN e EOI são colocadas em estado lógico 1 pelo controlador.

"Serial Poll Enable" (SPE = \$18): Habilita o modo de varredura serial. Quando o controlador realiza uma varredura serial para determinar qual equipamento está solicitando serviço, ele envia o comando SPE e depois todos equipamentos enviam sua palavra de status quando receberem seu comando para falar.

"Serial Poll Disable" (SPD = \$19): Desabilita o modo de varredura serial.

3.5.1.3 Comandos endereçados ("Addressed")

Os comandos endereçados afetam somente aqueles equipamentos que receberam anteriormente um comando ouvir ("Listen"), desta forma eles afetam somente os

equipamentos selecionados previamente. Existem cinco comandos endereçados: "Go To Local" (GTL), "Selected Device Clear" (SDC), "Parallel Poll Configure" (PPC), "Group Trigger" (GET) e "Take Control" (TCT).

"Go To Local" (GTL = \$01): O comando GTL é enviado pelo controlador para indicar a todos os equipamentos para voltarem ao controle local. Este comando cancela o comando universal LLO e permite que os equipamentos possam ser controlados manualmente.

"Selected Device Clear" (SDC = \$04): Este comando restabelece o estado original de todos os equipamentos que receberam anteriormente um comando ouvir ("Listen").

"Parallel Poll Configure" (PPC = \$05): O comando PPC é utilizado para preparar uma varredura paralela. Através dele o controlador indica ao equipamento ouvinte como ele deve responder afirmativamente a uma varredura paralela e em qual linha do barramento de dados ele deve responder.

"Group Trigger" (GET = \$08): Este comando é enviado para sincronizar a operação dos equipamentos previamente programados para realizar uma determinada tarefa quando forem disparados ("gatilhados").

"Take Control" (TCT = \$09): Este comando transfere o controle do barramento de um controlador para outro. O equipamento que recebe este comando deve ser capaz de operar como controlador.

As figuras 3.38 e 3.39 mostram os fluxogramas da sub-rotina principal e das rotinas de escrita e leitura que controlam a comunicação via GPIB segundo o protocolo de

comunicações IEEE-488. Estas sub-rotinas foram desenvolvidas com base no diagrama de tempos dos sinais de controle de transferência de dados no barramento GPIB mostrado na figura 3.40.

Como já mencionado no item 3.1.6, a comunicação via interface GPIB é feita em lógica negativa (0 V = estado lógico 1 = verdadeiro, +5 V = estado lógico 0 = falso).

O primeiro item realizado no "software" quando inicia a sub-rotina GPIB é a leitura da chave de seleção do endereço GPIB do SPEM (SW2 da figura 3.14). Esta chave é normalmente configurada para o endereço decimal 14, hexadecimal \$0E (bit5 = 0 = ON, bit4 = 1 = OFF, bit3 = 1 = OFF, bit2 = 1 = OFF, bit1 = 0 = ON). Há então a formação dos endereços de comunicação GPIB do SPEM. Em seguida os "drivers" GPIB são habilitados para que o SPEM possa atuar como ouvinte e fica-se monitorando a linha "attention" (ATN) durante 0,6s para verificar se o controlador está enviando comandos. Se não houver comandos durante este período retorna-se ao programa principal. Se ATN estiver em estado lógico 1, é verificado se a linha "remote enable" (REN) foi ativada (estado lógico 1). Caso negativo, retorna-se ao programa principal. Caso positivo, inicia-se o processo de comunicação fazendo NRFD = 1 e NDAC = 1, o que indica ao controlador que o equipamento não pode receber o dado naquele instante. Fazendo isto sinaliza-se controle remoto no "display" e no "led" REMOTO e o controle é transferido para a rotina de leitura do dado. Após receber o dado o "software" faz a análise do mesmo, testando as linhas ATN, IFC, SRQ e EOI. Se ATN não estiver em estado lógico 1, indicando que o

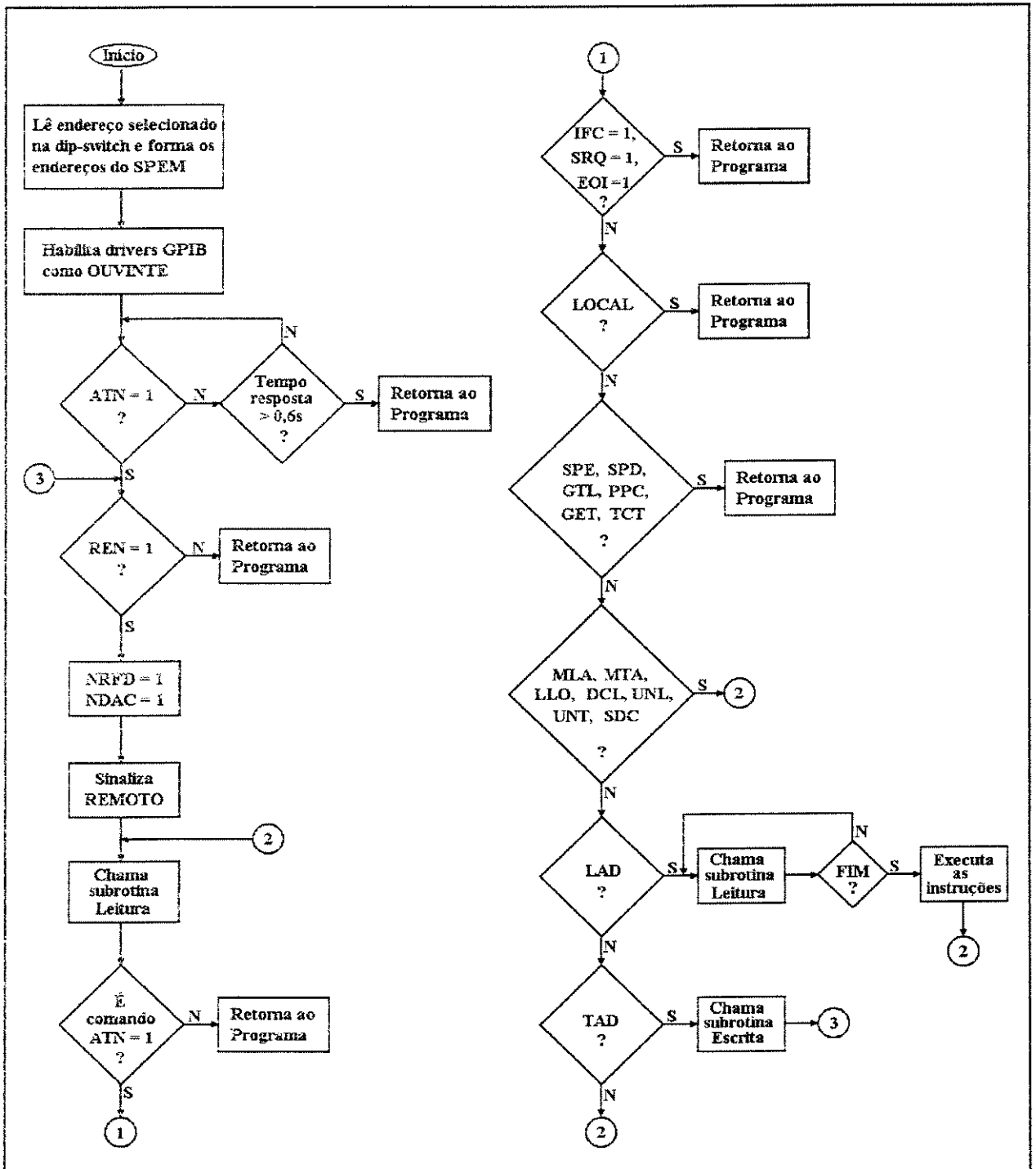


Figura 3.38 - Fluxograma da sub-rotina principal de controle de comunicações via interface GPIB.

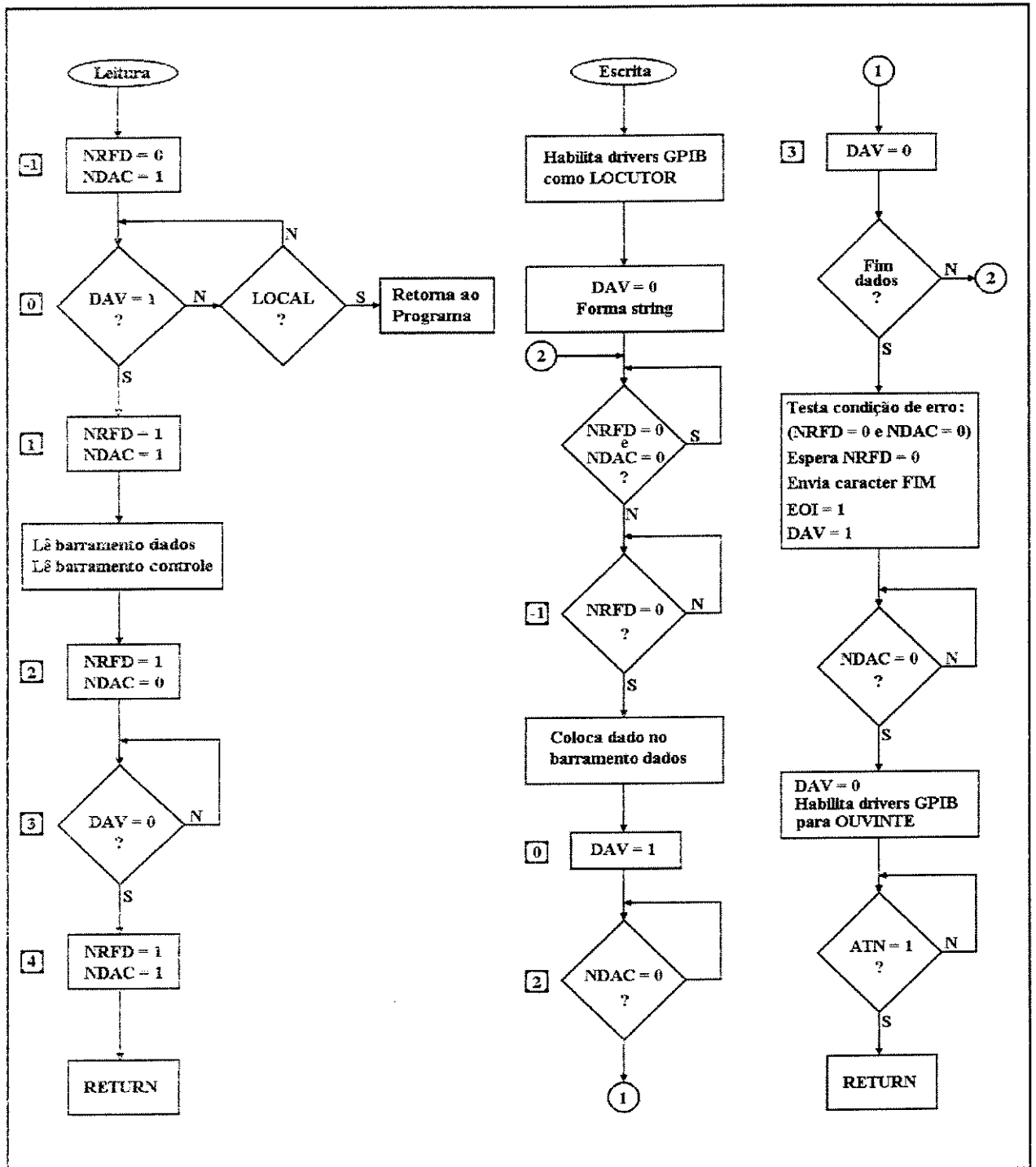


Figura 3.39 - Fluxograma das sub-rotinas de escrita e leitura de dados no barramento GPIB.

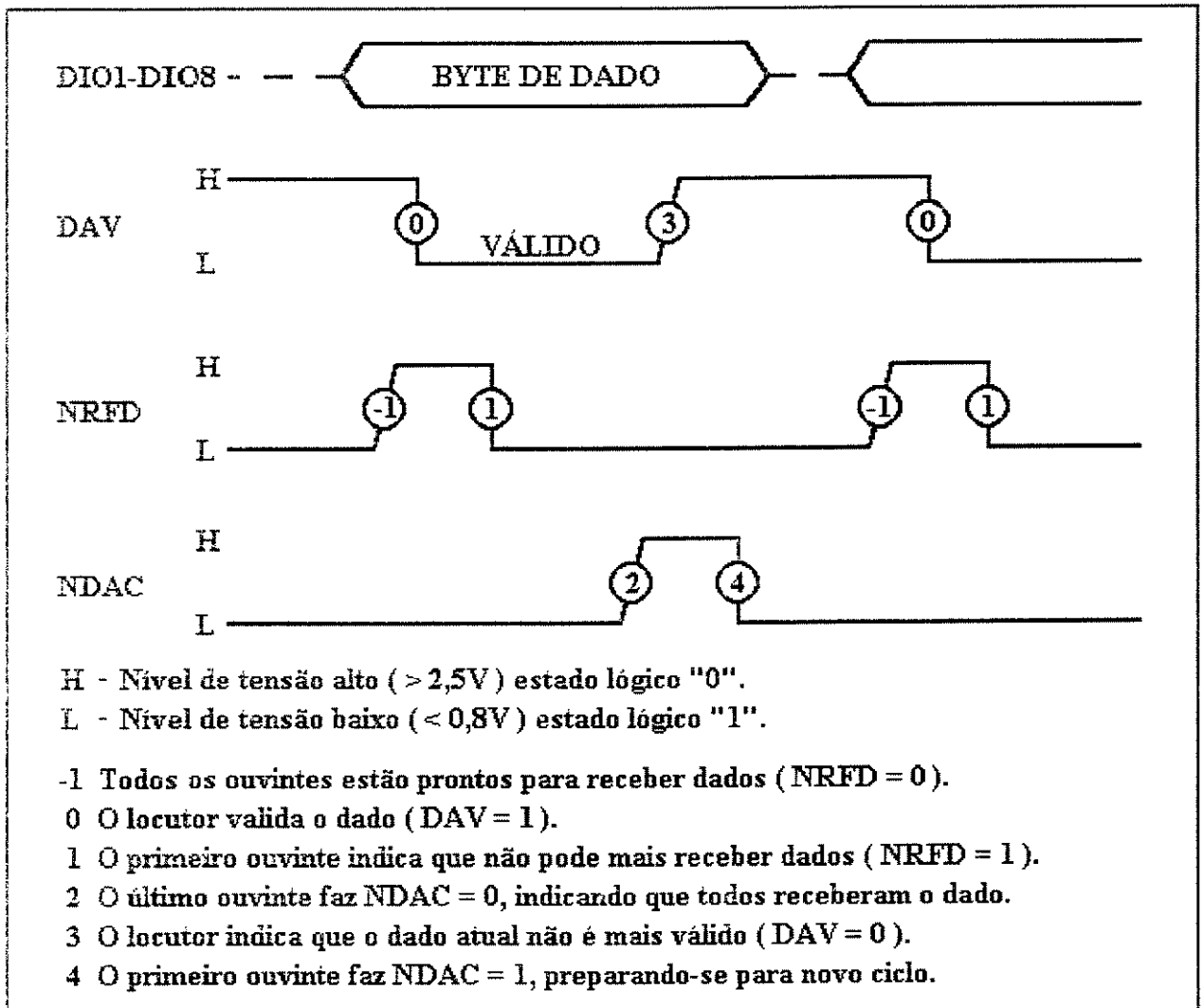


Figura 3.40 - Diagrama de tempos dos sinais de controle de transferência de dados no barramento GPIB.

barramento contém um dado e não um comando, o controle retorna ao programa principal porque ainda não foram recebidos os comandos de ouvir que indicam que o dado está endereçado ao SPEM. Se as linhas IFC ou SRQ estiverem em estado lógico 1, o controle também é transferido para o programa principal, porque IFC = 1 indica que é para todos os equipamentos no barramento restaurarem seu estado original e SRQ = 1 indica que outro

equipamento está fazendo um pedido de atendimento ao controlador. Se a linha EOI estiver em estado lógico 1, o controle também retorna ao programa principal, porque o controlador estará realizando uma varredura paralela ($EOI = 1$ e $ATN = 1$) e o SPEM não participa neste processo, visto que o mesmo não precisa requerer atendimento. De forma resumida, se algum dos casos acima ocorresse, indicaria que o SPEM estaria participando de um processo de comunicação sem ter sido previamente endereçado pelo controlador. Se a chave "push button" LOCAL for acionada o controle é transferido para o painel do SPEM. Se o dado recebido for algum dos comandos SPE, SPD, GTL, PPC, GET ou TCT, o controle é transferido para o programa principal, mas se for MLA, MTA, LLO, DCL, UNL, UNT ou SDC, os mesmos são endereçados ao SPEM e este deve continuar recebendo os dados. Se o comando ouvir ("Listen" = LAD) for endereçado ao SPEM, o controlador coloca a linha ATN em estado lógico 0 e o "software" entra na rotina de leitura e continua recebendo os dados até receber o caractere de final de transmissão juntamente com a linha $EOI = 1$. Isto ocorrendo, o controlador fica esperando antes de receber os novos dados, são executadas as instruções recebidas e depois retorna-se ao processo de aquisição e análise dos próximos comandos enviados pelo controlador. Uma das instruções que o controlador pode ter enviado ao SPEM quando este estava no modo OUVINTE é um pedido de status. Para isto, depois de um novo lote de comandos, é enviado o comando "FALAR" endereçado ao SPEM (TAD) e então este entra no modo locutor e transfere a "string" com as informações sobre o estado do mesmo.

A "string" é da forma:

TAPT;PULSO;SCINT;A15.0;L330ns;G0.6;PRE-NC ; ; ;\$0D\$0A

Através desta "string", o SPEM informa ao microcomputador o circuito de transmissão selecionado (TAPT;/TBPT;), o modo de transmissão (PULSO;/P-ECO;), o tipo de sincronismo (SCINT;/SCEXT;), a amplitude do pulso elétrico (ver tabela 3.6), a largura do pulso elétrico do circuito de geração de pulsos de alta amplitude (L330ns;) ou do circuito de geração de baixa amplitude (L200ns;/L300ns;/L400ns;/L500ns;/L600ns;/L700ns;), o ganho selecionado (G0.6;/G1.0;/G1.8;/G2.7;/G3.2;/G4.6;/G5.4;/G7.8;/G11.4;/G13.3;/G19.4;/G27.7;/G33.0;/G48.0;/G68.0;/G81.0;/G140;/G170;/G200;/G350;/G420;/G730;/G870;/G1800;/G3730;), a presença ou não de pré-amplificadores externos (PRE-NC; /PRE3904;/PRE0032;) e no final é enviado o "byte" que corresponde às posições das chaves no painel obtido com uma leitura digital da porta E (ver tabela 3.3 do item 3.1.4 que mostra a função de cada "bit" da porta E). É enviado também o "byte" correspondente ao sinal analógico do canal PE7 que indica a posição da chave rotativa de seleção de largura de pulso do circuito TBPT (\$00 a \$17 = L200ns; \$18 a \$3E = L300ns; \$3F a \$65 = L400ns; \$66 a \$8C = L500ns; \$8D a \$D0 = L600ns; \$D1 a \$FF = L700ns). Finalmente, são enviados os "bytes" de finalização, sendo o "byte" \$0D que corresponde a um "Carriage Return" e o "byte" \$0A que corresponde a um "Line Feed". Este último "byte" é enviado com a linha EOI do barramento de controle ativada (EOI = 1), o que indica ao controlador o final da transmissão de dados.

Tabela 3.6 - "Strings" de amplitude do pulso elétrico gerado pelos circuitos de transmissão TAPT e TBPT.

```

*****
* STRINGS DE AMPLITUDE DO PULSO ELÉTRICO DO CIRCUITO TAPT L330ns *
*****
A15.0;  A15.4;  A15.6;  A15.8;  A15.9;  A15.9;  A15.8;
A15.8;  A15.7;  A15.7;  A15.6;  A15.6;  A15.6;  A15.6;
A15.6;  A15.7;  A15.7;  A15.9;  A16.0;  A16.2;  A16.4;
A16.6;  A16.9;  A17.2;  A17.5;  A17.9;  A18.3;  A18.8;
A19.3;  A19.9;  A20.5;  A21.2;  A21.9;  A22.8;  A23.6;
A24.6;  A25.7;  A26.8;  A28.0;  A29.4;  A30.8;  A32.3;
A33.8;  A35.5;  A37.3;  A39.1;  A41.1;  A43.1;  A45.2;
A47.3;  A49.6;  A51.9;  A54.3;  A56.8;  A59.3;  A61.9;
A64.6;  A67.3;  A70.1;  A73.1;  A76.1;  A79.3;  A82.6;
A86.0;  A89.7;  A93.5;  A97.6;  A102;  A106;  A111;
A117;  A122;  A128;  A134;  A140;  A147;  A154;
A161;  A167;  A174;  A182;  A188;  A188;  A189;
A189;  A190;
*****
* STRINGS DE AMPLITUDE DO PULSO ELÉTRICO DO CIRCUITO TBPT L200ns *
*****
A2.3;  A2.4;  A2.4;  A2.5;  A2.5;  A2.6;  A2.6;
A2.7;  A2.8;  A2.9;  A3.0;  A3.1;  A3.2;  A3.3;
A3.3;  A3.4;  A3.5;  A3.6;  A3.7;  A3.8;  A3.9;
A4.0;  A4.1;  A4.2;  A4.3;  A4.4;  A4.5;  A4.6;
A4.7;  A4.8;  A5.0;  A5.1;  A5.2;  A5.4;  A5.5;
A5.7;  A5.8;  A6.0;  A6.1;  A6.3;  A6.4;  A6.6;
A6.8;  A6.9;  A7.1;  A7.3;  A7.5;  A7.7;  A7.9;
A8.1;  A8.3;  A8.5;  A8.8;  A9.0;  A9.3;  A9.6;
A9.9;  A10.2;  A10.5;  A10.8;  A11.2;  A11.5;  A11.9;
A12.2;  A12.6;  A13.0;  A13.4;  A13.8;  A14.2;  A14.7;
A15.1;  A15.6;  A16.1;  A16.6;  A17.2;  A17.8;  A18.4;
A19.0;  A19.7;  A20.4;  A21.1;  A21.9;  A22.7;  A23.4;
A24.2;  A24.9;  A25.6;  A26.3;  A26.9;  A27.4;  A27.8;
A28.1;  A28.3;  A28.3;  A28.3;  A28.4;  A28.4;
*****
* STRINGS DE AMPLITUDE DO PULSO ELÉTRICO DO CIRCUITO TBPT PARA *
* LARGURAS L300ns, L400ns, L500ns, L600ns e L700ns *
*****
A2.0;  A2.1;  A2.2;  A2.2;  A2.3;  A2.4;  A2.4;
A2.5;  A2.5;  A2.6;  A2.7;  A2.7;  A2.8;  A2.9;
A3.0;  A3.0;  A3.1;  A3.2;  A3.3;  A3.4;  A3.5;
A3.6;  A3.7;  A3.8;  A3.9;  A4.0;  A4.2;  A4.3;
A4.4;  A4.5;  A4.7;  A4.8;  A4.9;  A5.1;  A5.2;
A5.4;  A5.5;  A5.7;  A5.9;  A6.0;  A6.2;  A6.4;
A6.6;  A6.8;  A7.0;  A7.2;  A7.4;  A7.6;  A7.8;
A8.0;  A8.3;  A8.5;  A8.7;  A9.0;  A9.2;  A9.5;
A9.8;  A10.1;  A10.4;  A10.7;  A11.0;  A11.3;  A11.7;
A12.1;  A12.5;  A12.9;  A13.3;  A13.7;  A14.2;  A14.7;
A15.2;  A15.7;  A16.3;  A16.8;  A17.4;  A18.0;  A18.6;
A19.2;  A19.8;  A20.5;  A21.1;  A21.8;  A22.5;  A23.2;
A23.9;  A24.6;  A25.4;  A26.1;  A26.9;  A27.6;  A28.1;
A28.3;  A28.4;  A28.4;

```

A rotina de leitura dos dados segue os passos -1, 1, 0, 1, 2, 3 e 4 indicados no diagrama de tempos da figura 3.40. O SPEM faz $NRFD = 0$ e $NDAC = 1$ (passo -1) indicando que está pronto para receber dados, mas a linha $NRFD$ só entra em estado lógico 0 depois que todos equipamentos conectados ao barramento sinalizarem que também estão prontos ou se o SPEM for o único equipamento conectado. Feito isto, fica-se monitorando a linha DAV que deve ser acionada pelo equipamento que estiver operando como locutor, (no caso o controlador). Se durante o processo ocorrer um pedido via chave no painel para retornar ao controle local, o controle volta para o programa principal. Quando a linha DAV entra em estado lógico 1 (passo 0), o SPEM sinaliza $NRFD = 1$ e $NDAC = 1$ (passo 1) para indicar ao locutor que este deve manter o dado no barramento e então é lido o conteúdo dos barramentos de dado e de controle. Depois, faz-se $NDAC = 0$ indicando que o dado foi aceito. Esta linha só vai realmente para estado lógico 0 depois que todos os equipamentos no barramento aceitarem o dado e então o locutor faz $DAV = 0$ (passo 3) indicando que o dado já não é mais válido. No quarto passo o SPEM faz $NDAC = 1$ em preparação para um novo ciclo (indica ao controlador para esperar). Depois deste ponto pode-se fazer a análise do dado ou comando e executar-se as instruções.

Antes de colocar qualquer dado no barramento o locutor, que pode ser o controlador ou outro equipamento endereçado para falar pelo controlador, deve esperar que a linha $NRFD$ entre em estado lógico 0. Como esta linha é alimentada por circuitos "open collector", ela só entra em estado lógico 0 quando todos os equipamentos conectados ao

barramento colocarem-na em estado lógico 0, indicando que estão prontos para receber dados. Neste instante o locutor coloca o dado no barramento de dados e sinaliza dado válido fazendo $DAV = 1$. Quando os equipamentos detectam o sinal dado válido, lêem-no e, à medida que cada equipamento termina a leitura, coloca a sua linha NDAC em estado lógico 0. Depois que o último equipamento terminar de ler o dado do barramento e sinalizar $NDAC = 0$, esta linha entra em estado lógico 0, sinalizando ao locutor que o dado foi aceito e o mesmo pode retirá-lo do barramento. Isto é feito pelo locutor através da linha DAV ($DAV = 0 =$ dado não válido).

Quando o SPEM recebe ordem do controlador para "falar" (comando TAD), habilita os "drivers" GPIB para operar no modo locutor e faz $DAV = 0$, indicando que o dado presente no barramento ainda não é válido e que o controlador deve aguardar. Fazendo isto, é formada a "string" de status a ser enviada (a "string" de status é a única informação que o SPEM transfere ao controlador). Logo em seguida é verificado se NRFD e NDAC estão em estado lógico 0. Se sim, esta condição é verificada até não ser mais verdadeira, porque isto indica que há um erro de temporização. Não havendo erro, aguarda-se o controlador sinalizar que está pronto para receber o dado ($NRFD = 0$), coloca-se o dado no barramento e sinaliza-se que há dado válido ($DAV = 1$). Fica-se aguardando até que o mesmo seja aceito pelo controlador ($NDAC = 0$). Quando isto ocorre, faz-se $DAV = 0$ e retira-se o dado do barramento. Se houver mais dados a enviar, este processo é reiniciado a partir do ponto de verificação de erro. Se não houver mais dados deve-se enviar os caracteres de final

de "string" ("carriage return/line feed", CR/LF) de maneira semelhante ao que foi feito com os dados. A única diferença está no momento da validação do caractere de final de transmissão "line feed", pois além de fazer $DAV = 1$ o SPEM faz $EOI = 1$.

3.6 Descrição dos painéis frontal e traseiro do SPEM

O "hardware" do sistema desenvolvido foi montado em placas de circuito impresso e colocado dentro de uma caixa de alumínio de 27 cm de largura, 14 cm de altura e 41cm de comprimento cujo painel frontal é apresentado na figura 3.41.

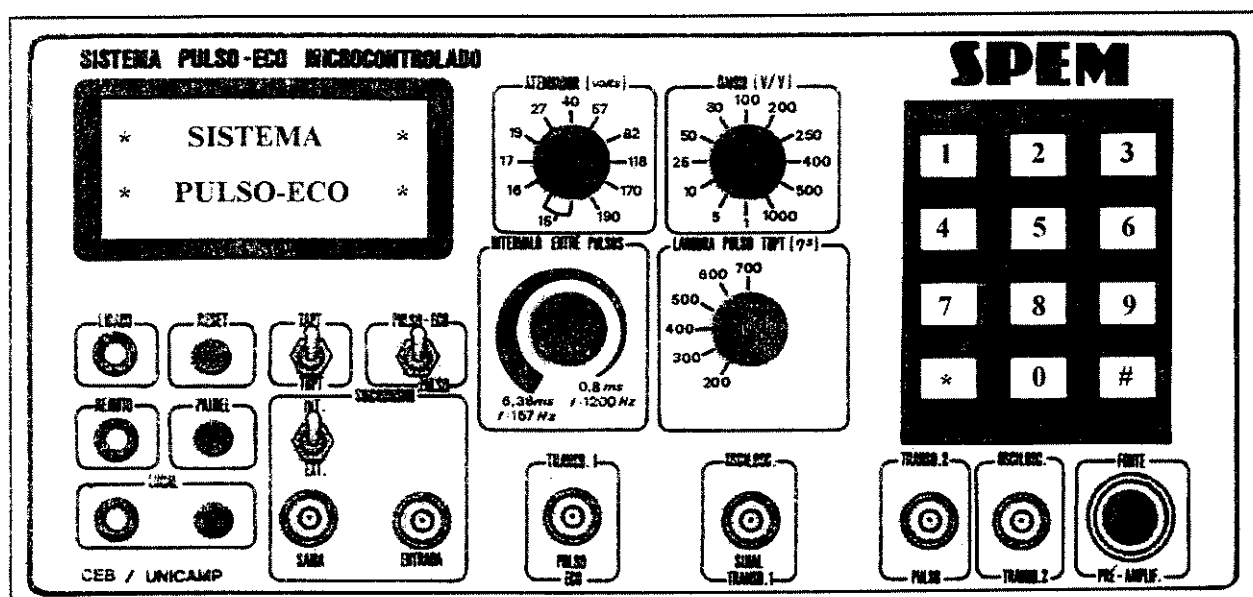


Figura 3.41 - Painel frontal do SPEM.

O painel é formado por um "display" de cristal líquido, uma chave rotativa para controle da amplitude dos pulsos elétricos de alta amplitude (ATENUADOR), uma chave rotativa para controle do ganho dos circuitos de recepção (GANHO), uma potenciômetro para controle do intervalo entre pulsos, ou seja, a frequência de repetição dos pulsos gerados

pelos circuitos de transmissão (INTERVALO ENTRE PULSOS), uma chave rotativa para controle da largura de pulso do circuito de geração de pulsos de baixa amplitude (LARGURA PULSO TBPT), uma chave de duas posições para selecionar o circuito de geração de pulsos de alta amplitude ou o de baixa amplitude (TAPT/TBPT), uma chave para seleção do modo de transmissão entre pulso-eco no conector bnc TRANSD.1/PULSO-ECO ou pulso no conector bnc TRANSD.2/PULSO. O sinal amplificado pelos circuitos de recepção no modo pulso-eco é obtido no conector bnc OSCILOSC./SINAL TRANSD.1 e o sinal, sem amplificação, do conector no modo pulso é obtido no conector bnc OSCILOSC./SINAL TRANSD.2.

Também está presente no painel frontal um conector DIM de 8 pinos com as tensões para alimentação de circuitos pré-amplificadores externos (FONTE/PRÉ-AMPLIF.), uma chave de duas posições para seleção de sincronismo pelos circuitos internos do SPEM ou externo com entrada no conector bnc SINCRONISMO/ENTRADA e saída no conector bnc SINCRONISMO/SAÍDA. O sinal de sincronismo externo é utilizado para disparar os circuitos de geração de pulsos de baixa amplitude do SPEM (TBPT).

Os "leds" são utilizados para sinalização do estado do equipamento: o "led" LIGADO sinaliza que o aparelho está ligado ou desligado, o "led" REMOTO indica controle via GPIB e o "led" LOCAL indica controle local pelas chaves no painel. As chaves "push button" são utilizadas para mudar o estado do equipamento: a chave "RESET" é utilizada para reinicializar o SPEM, a chave PAINEL é utilizada para transferir o controle do teclado

para as chaves ou das chaves para o teclado e a chave LOCAL é utilizada para passar o controle para o SPEM quando o mesmo estiver sendo controlado remotamente via GPIB.

O painel traseiro do SPEM é apresentado na figura 3.42. Ele é formado por uma chave LIGA/DESLIGA, uma chave de seleção da tensão de alimentação (110/220), um cabo de conexão à rede de alimentação (REDE), uma ventoinha para ventilar o interior do equipamento, um conector padrão da interface GPIB, uma chave para seleção do endereço GPIB do SPEM, fusíveis para proteção da fonte de 200 V (50 mA/FONTE 200 V) e dos circuitos de baixa tensão (0,5 A/SPEM).

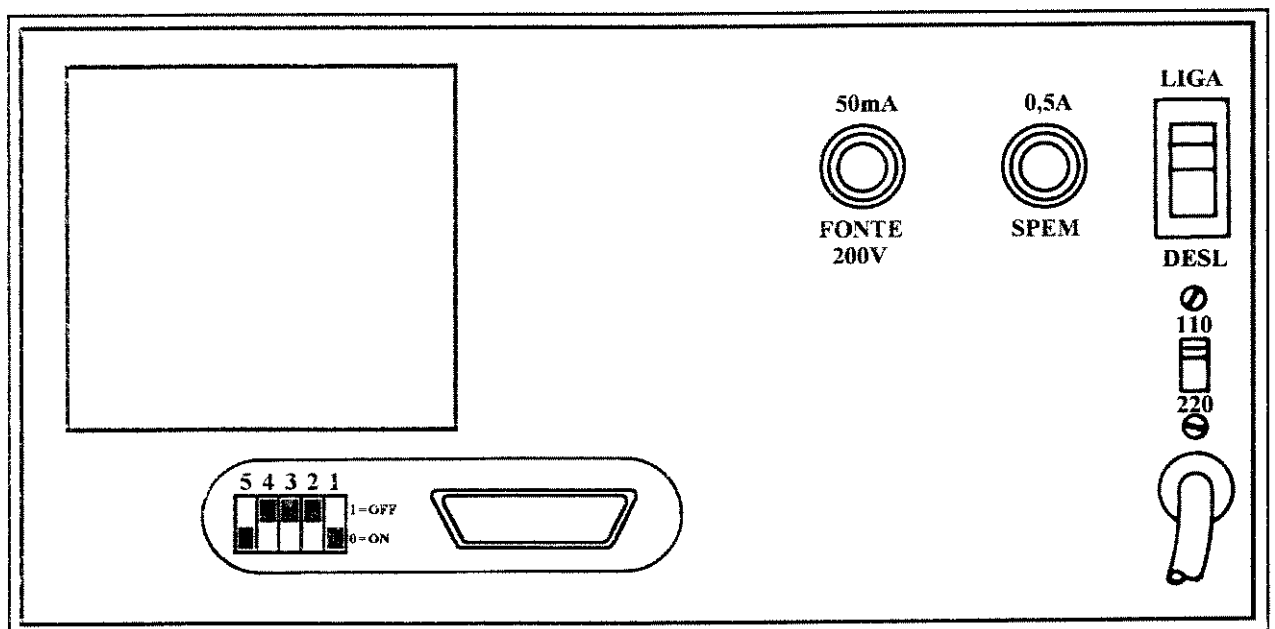


Figura 3.42 - Painel traseiro do SPEM.

A descrição completa do equipamento, incluindo o "hardware" e todo o "software" está em relatório departamental (MAIA, 1995).

CAPÍTULO 4

TESTES E RESULTADOS

Após a montagem dos circuitos foram realizados testes em bancada para verificação do desempenho do equipamento.

A tabela 4.1 mostra as telas típicas de apresentação de informações sobre o estado do SPEM no "display" de cristal líquido. Nestas telas há indicação do estado do sistema de transmissão (circuito de transmissão selecionado TAPT, modo de operação P-ECO, sincronismo interno SCINT, amplitude do pulso elétrico gerado A15.0V, largura do pulso elétrico L330ns), informações do estado do sistema de recepção (ganho selecionado G7.8V/V, presença ou não de pré-amplificadores externos PRE-NC), controle no painel do equipamento por meio das chaves e do teclado (amplitude do pulso elétrico selecionada A15.0, ganho selecionado G5.4), controle do equipamento no painel somente por meio das chaves (modo de operação P-ECO, ganho G7.8), se houve erro de seleção nas chaves o SPEM apresenta a tela pedindo para mudar a posição das mesmas, ou se o controle está sendo feito remotamente via GPIB ou ainda se houve algum erro interno na chamada de interrupções, onde o usuário deverá reiniciar o SPEM através da chave RESET.

A figura 4.1 mostra a forma do pulso elétrico gerado pelos circuitos de geração de pulsos de alta amplitude (TAPT). Este pulso possui polaridade negativa, largura aproximada de 330 ns, tempo de descida 100 ns ("falling time") e tempo de subida 50 ns ("rise time").

Tabela 4.3 - Telas típicas de apresentação do equipamento no display de cristal líquido.

*				S	I	S	T	E	M	A				*		
*			P	U	L	S	O	-	E	C	O			*		
				E	S	T	A	D	O							
		T	R	A	N	S	M	I	S	S	O	R				
T	A	P	T		P	-	E	C	O		S	C	I	N	T	
A	1	5	.	0	V					L	3	3	0	n	s	
E	S	T	A	D	O			R	E	C	E	P	T	O	R	
G	7	.	8	V	/	V		P	R	E	-	N	C			
T	E	C	L	A	D	O		E		C	H	A	V	E	S	
A	1	5	.	0				G	5	.	4					
C	O	N	T	R	O	L	E			P	A	I	N	E	L	
P	-	E	C	O		G	7	.	8	V	/	V				
M	U	D	A	R		C	H	A	V	E	S			P	/	
T	A	P	T		E			S	I	N	C			I	N	T
*				C	O	N	T	R	O	L	E					*
*						G	P	I	B							*
		I	N	T	E	R	R	U	P	Ç	Ã	O				
N	Ã	O		I	M	P	L	E	M	E	N	T	A	D	A	

Estes tempos são importantes, pois para uma maior transferência de energia ao transdutor, é necessário um aumento da amplitude e da largura do pulso, mas para um maior rendimento a largura do pulso não deve ser maior que metade do comprimento de onda ($\lambda/2$) da frequência fundamental da onda ultra-sônica gerada pelo transdutor (WELLS, 1977 - seção 6.3 e 3.6.b.v).

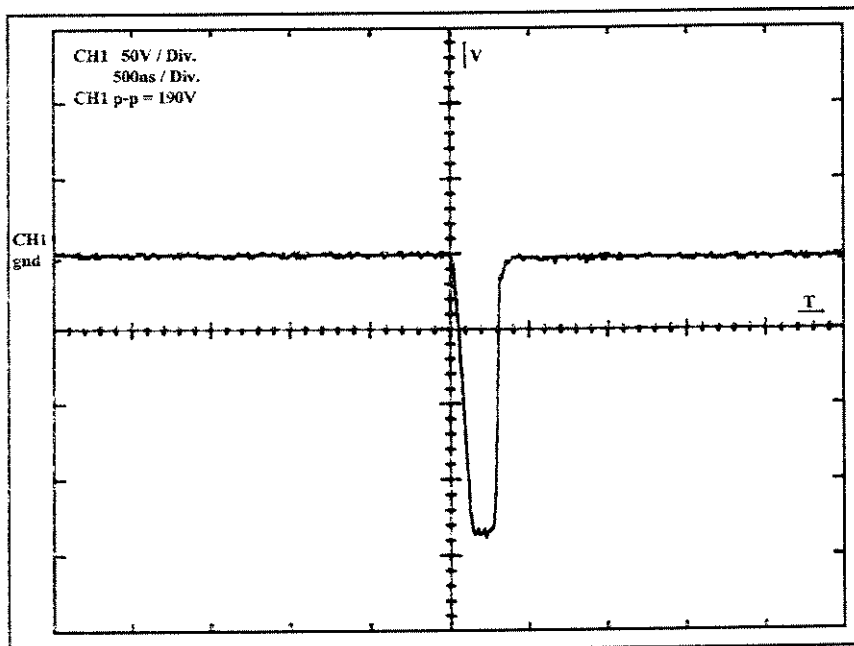


Figura 4.1 - Forma do pulso emitido pelos circuitos de transmissão.

A figura 4.2 mostra o efeito do controle de amplitude pelo atenuador do circuito de geração de pulsos elétricos de alta amplitude (TAPT). Neste caso, o pulso elétrico de 190 V (RF1) de amplitude foi atenuado para 104 V (RF2), houve uma ligeira diminuição no tempo de descida de 100 ns para 80 ns e o tempo de subida manteve-se em torno de 50 ns. O controle de amplitude do circuito TAPT pode ser feito na faixa entre 15 V e 190 V pelo

microcontrolador, via conversor D/A ou pela chave de controle de amplitude no painel.

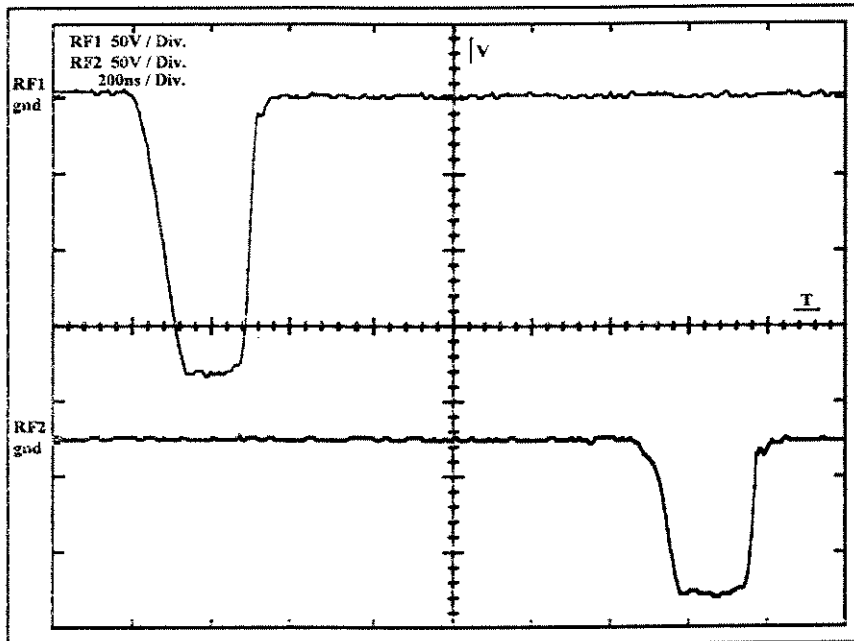


Figura 4.2 - Controle de amplitude do pulso elétrico no atenuador do circuito TAPT: RF1 = 190 V, tempo de descida = 100 ns, tempo de subida = 50 ns; RF2 = 104 V, tempo de descida = 80 ns, tempo de subida = 50 ns, largura = 330 ns.

A figura 4.3 apresenta os ecos resultantes (CH2) da aplicação de um pulso elétrico (CH1) de 190 V de amplitude a um transdutor de 1 MHz, colocado em contato com um cilindro de alumínio de 9.4 cm de comprimento, imerso em um tanque com água da maneira mostrada na figura 4.4. O ganho dos circuitos de recepção do SPEM foi ajustado para 10 V/V. A figura 4.5 mostra, isoladamente, o eco marcado com uma seta na figura 4.3.

A figura 4.6 mostra o efeito do controle da largura do pulso gerado pelos circuitos

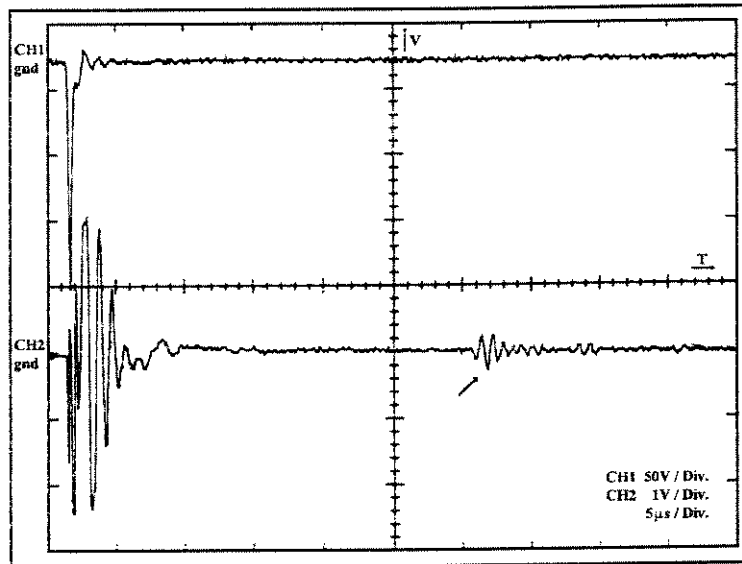


Figura 4.3 - Pulso elétrico aplicado a um transdutor de 1 MHz (CH1 - Amplitude setada no SPEM, 190 V) e ecos recebidos de um cilindro de Alumínio (CH2 - Ganho SPEM 10 V/V).

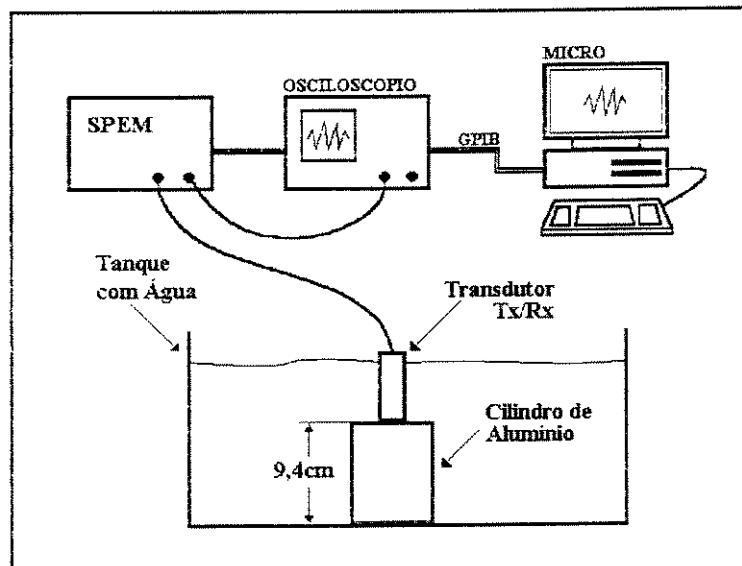


Figura 4.4 - Configuração utilizada para realizar testes nas unidades de transmissão e recepção do SPEM.

de geração de pulsos de baixa amplitude (TBPT) onde, para uma mesma amplitude (aproximadamente 24 V), é mostrado um pulso com largura de 100 ns (RF1), um pulso com

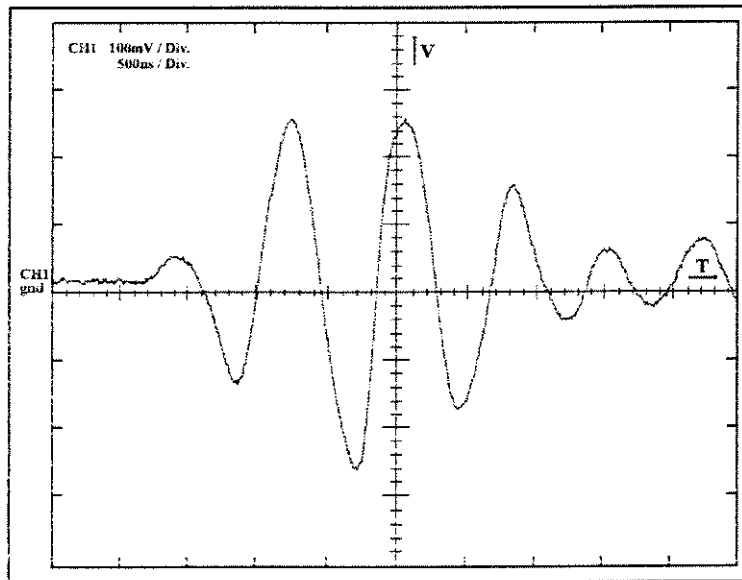


Figura 4.5 - Versão isolada do eco marcado com uma seta na figura 4.3.

largura de 400 ns (RF2) e um pulso com largura de 700 ns (RF3). O sistema permite controle de largura de pulso entre 200 ns e 700 ns com passos de 100 ns através da chave rotativa no painel.

A utilização de um sistema de sincronismo externo, permitiu gerar um número controlável de pulsos por ciclo. Foi utilizado um gerador de funções programável Tektronix FG5010 com a saída conectada à entrada de sincronismo externo do SPEM. A figura 4.7 mostra um, três e cinco pulsos de 28,4 V de amplitude e largura de 100 ns gerados por meio do sincronismo externo.

A figura 4.8 mostra outra configuração utilizada com sincronismo externo, onde o gerador de funções é disparado pelo SPEM para gerar um ou mais pulsos elétricos senoidais de 1 μ s de duração, com amplitude de 20 V de pico a pico. Estes pulsos são aplicados a um

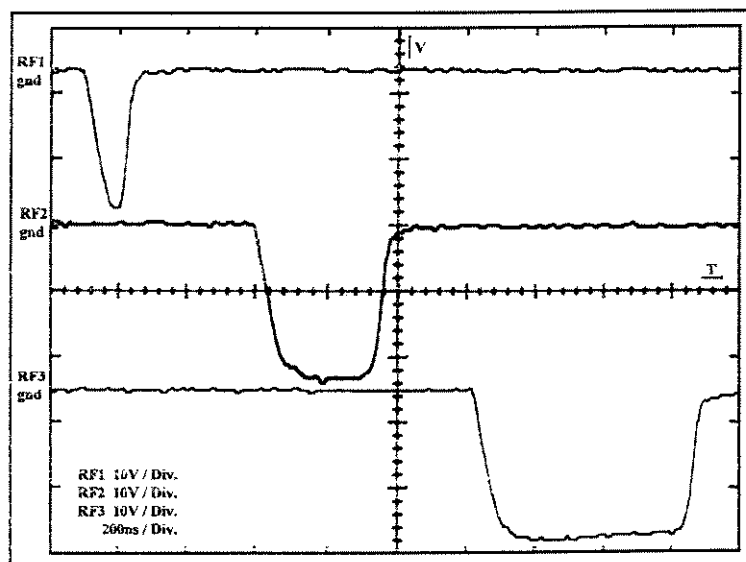


Figura 4.6 - Controle da largura de pulso do circuito de geração de pulsos elétricos de baixa amplitude (TBPT): REF1 = 200 ns; REF2 = 400 ns; REF3 = 700 ns.

transdutor de 1 MHz imerso em água, acoplado à face de um cilindro de alumínio. O transdutor emite pulsos ultra-sônicos que se propagam através do meio e são captados por outro transdutor de 1 MHz, na face oposta do cilindro e acoplado ao sistema de recepção do SPEM, que foi configurado para um ganho de 20 V/V. As figuras 4.9 e 4.10 mostram os resultados obtidos com a utilização desta configuração. Nestas figuras, não estão sendo indicados os atrasos entre os pulsos aplicados ao transdutor emissor e os sinais captados no receptor, porque optou-se por colocar os dois sinais no mesmo quadro para melhor visualização, mas o atraso entre os mesmos é, aproximadamente, a metade do tempo obtido na análise dos resultados da figura 4.3 ($14,75 \mu\text{s}$), pois o cilindro de alumínio utilizado é o mesmo e a distância percorrida pelo sinal é de 9,4 cm (comprimento do cilindro).

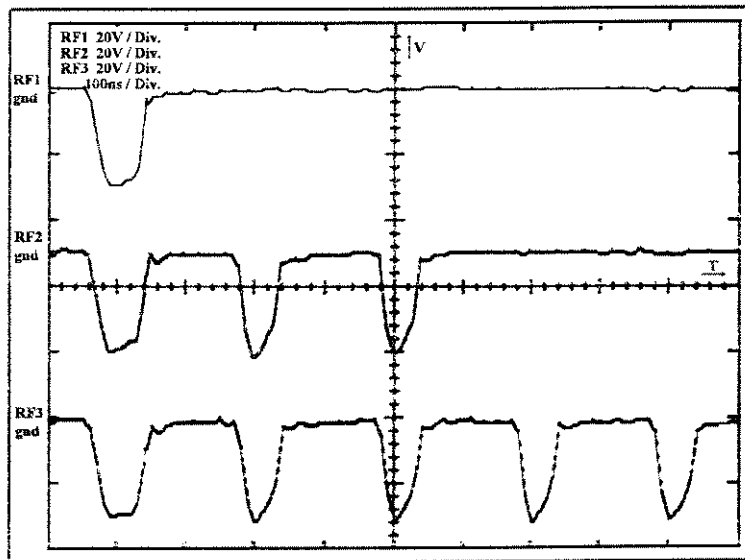


Figura 4.7 - Pulsos gerados utilizando-se trigger externo de um gerador de funções: REF1 = 1 Pulso; REF2 = 3 Pulsos; REF3 = 5 Pulsos (Largura dos pulsos: 100 ns Amplitude: 28.4 V).

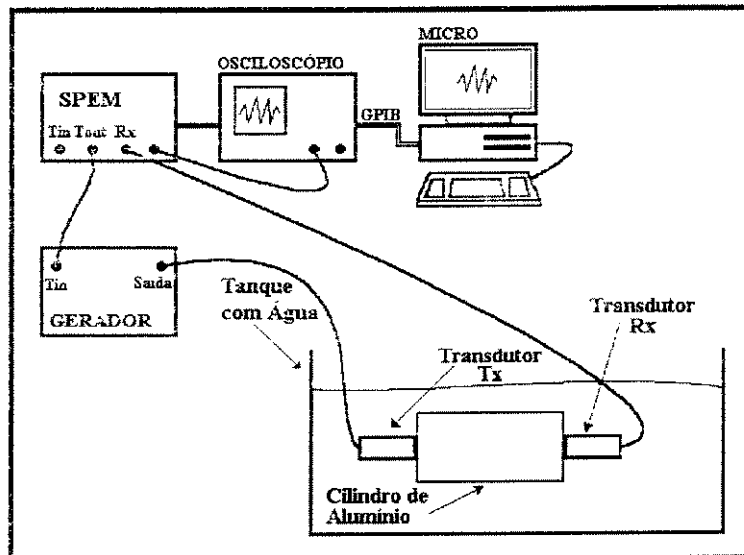


Figura 4.8 - Configuração utilizada para realizar testes na unidade de recepção com um gerador de funções sendo utilizado para aplicar os pulsos elétricos ao transdutor.

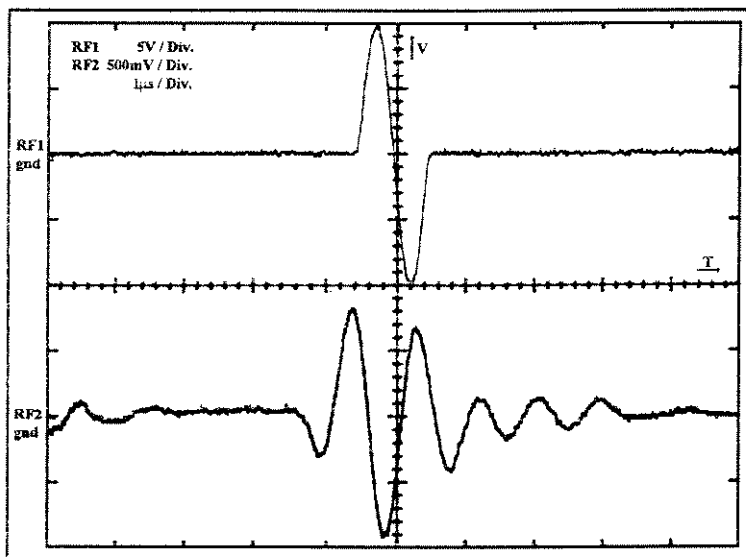


Figura 4.9 - Pulso transmitido pelo gerador de funções com trigger pelo SPEM (REF1) e onda recebida pelo segundo transdutor, amplificada 20 vezes no circuito de recepção do SPEM (REF2).

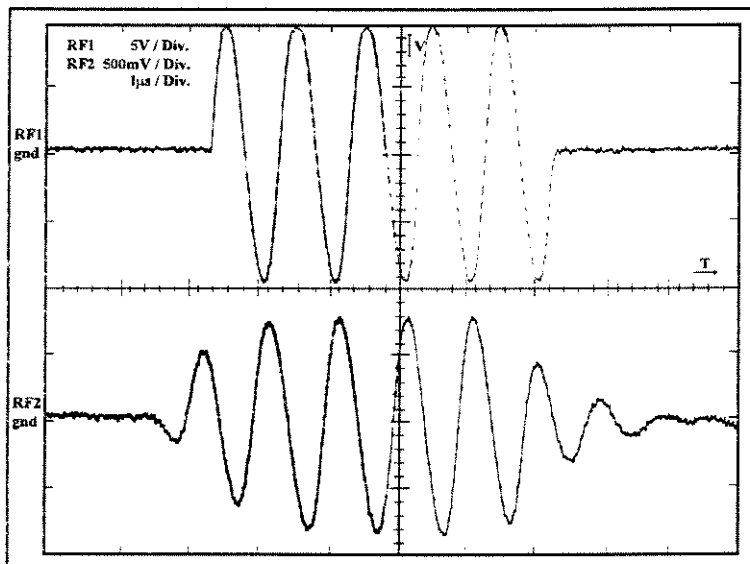


Figura 4.10 - Pulso transmitido pelo Gerador de Sinais com trigger pelo SPEM (RF1 - 5 pulsos 1 MHz) e onda recebida e amplificado nos circuitos de recepção do SPEM (RF2 - Ganho 20 V/V).

A figura 4.11 mostra o gráfico de resposta em frequência da unidade de recepção do SPEM.

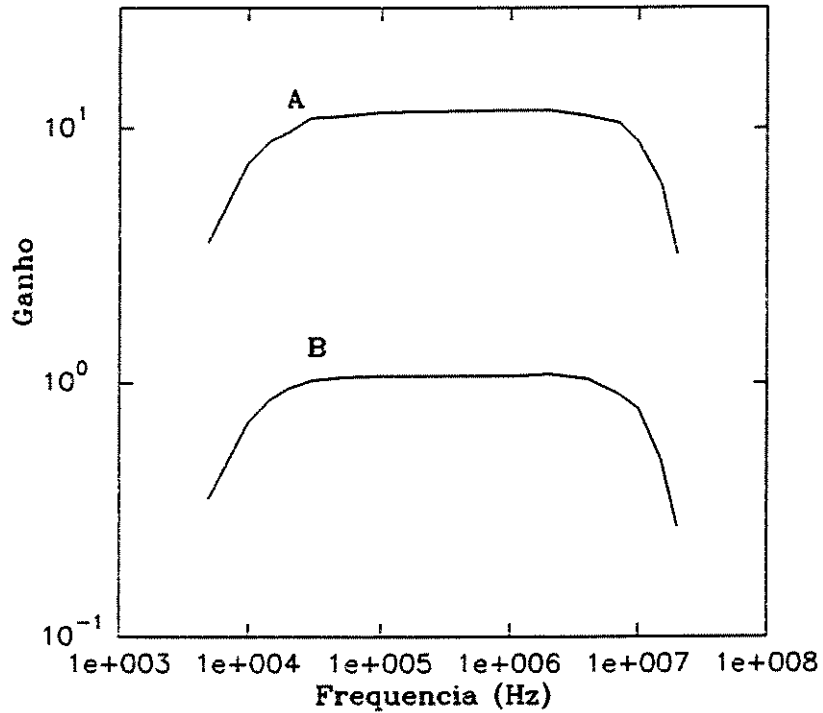


Figura 4.11 - Resposta em frequência da unidade de recepção do SPEM (Curva A: Ganho 10 V/V; Curva B: Ganho 1 V/V).

CAPÍTULO 5

DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

O sistema proposto foi implementado e está operando no Laboratório de Ultra-som do Centro de Engenharia Biomédica da Unicamp.

Os resultados apresentados no capítulo anterior mostraram que o controle de amplitude não afeta significativamente a forma dos pulsos gerados pelo sistema de transmissão e que para amplitudes menores, a largura, os tempos de descida e subida são ligeiramente menores, o que não modifica a faixa de utilização do equipamento, visto que estes parâmetros são importantes para uma maior transferência de energia e conseqüente aumento de rendimento do transdutor.

Os resultados mostraram ainda que o equipamento pode ser utilizado para realizar medidas de velocidade de propagação do som. Foi utilizado um cilindro de alumínio com comprimento 9,4 cm, imerso em água e colocado em contato com um transdutor de 1 MHz. Como pode ser observado na figura 4.3, o intervalo de tempo decorrido entre o primeiro eco (da interface transdutor-cilindro), que coincide com a reverberação provocada pela aplicação do pulso elétrico ao transdutor, e o segundo eco (da outra extremidade do cilindro) é de aproximadamente 29,5 μ s. Como a distância percorrida é de 18,8 cm (duas vezes o comprimento do cilindro), a velocidade de propagação do som neste material é de aproximadamente 6372 m/s. Comparando-se este valor com o da tabela 2.2, que indica uma

velocidade de 6300 m/s, o erro é de 1,14%. Wells (1977) apresenta o valor de 6400 m/s para o mesmo tipo de material, o que nos permite concluir que o resultado obtido está dentro da faixa de normalidade. Outras variáveis tais como atenuação e índice de reflexão dos materiais podem ser obtidas pela análise dos sinais recebidos.

Com o auxílio de um sincronismo externo, o equipamento pode ser utilizado para aplicar um ou mais pulsos elétricos a um transdutor por meio do circuito de geração de pulsos de baixa amplitude. Como o mesmo foi montado para ser utilizado em um laboratório de pesquisa, esta característica é desejável porque torna possível a avaliação do desempenho dos transdutores sob tais formas de excitação.

O circuito de geração de pulsos de alta amplitude não foi projetado para operar com sincronismo externo pois, para manter as suas características de funcionamento (largura de pulso em torno de 330 ns e amplitude entre 15 V e 190 V), a frequência de repetição dos pulsos tem que estar na faixa entre 157 Hz e 1,2 kHz e isto já foi ajustado internamente.

Os valores dos ganhos no circuito de recepção nem sempre são números inteiros. Isto deve-se a que os amplificadores operacionais utilizados (LH0032) não permitem controle digital do ganho e, para realizar esta tarefa e ao mesmo manter a característica de ampla faixa de frequência dos mesmos, foi necessário utilizarmos componentes externos com valores que não possibilitaram a obtenção de ganhos inteiros.

O SPEM pode ser controlado localmente no painel do mesmo ou por um microcomputador via interface GPIB e isto confere ao mesmo uma característica importante

que é a de poder ser utilizado em conjunto com um osciloscópio digital no mesmo barramento, sendo que os dados obtidos e mostrados na tela do osciloscópio podem ser transferidos ao computador para serem processados e analisados posteriormente.

As características finais do SPEM são:

- 1) Permite controle local no painel através de chaves e teclado ou controle remoto via interface GPIB;
 - 2) A indicação do estado do equipamento é feita por meio de um "display" de cristal líquido e "leds" no painel frontal do mesmo;
 - 3) Possui dois circuitos de geração de pulsos que podem ser selecionados por meio de chaves no painel para operação no modo pulso-eco (interligados ao circuito de recepção) ou apenas pulso: a) um circuito de geração de pulsos elétricos de alta amplitude (15 V a 190 V) e largura de 330 ns; b) um circuito para geração de pulsos de baixa amplitude (2 V a 28,4 V) com larguras de 200 ns, 300 ns, 400 ns, 500 ns, 600 ns ou 700 ns e possibilidade de sincronismo interno ou externo;
 - 4) Permite controle da frequência de repetição dos pulsos gerados com sincronismo interno entre 157 Hz e 1,2 kHz;
 - 5) Permite seleção digital dos ganhos no circuito de recepção entre 0,6 V/V e 3730 V/V para frequências entre 10 kHz e 10 MHz;
 - 6) Possui no painel frontal um conector com tensões de alimentação para circuitos pré-amplificadores externos.
-
-

A figura 5.1, abaixo, mostra uma fotografia do painel frontal do SPEM.

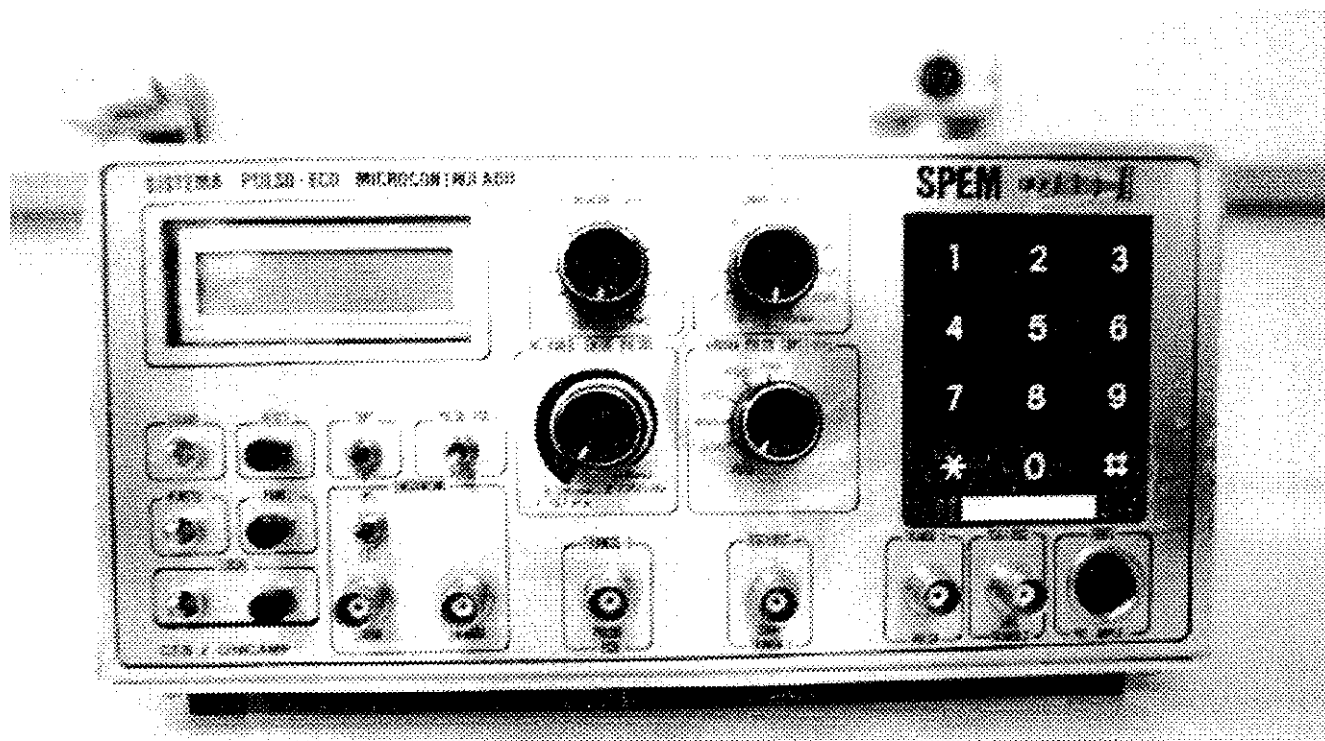


Figura 5.1 - Fotografia do painel frontal do SPEM.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AL-KARMI, A.M.; DINNO, M.A.; STOLTZ, D.A.; CRUM, L.A.; MATTHEWS, J.C. - Calcium and effects of ultrasound on frog skin. **Ultrasound in Med. & Biol.**, 20(1):73-81, 1994.

ARNOLD, F. J. - **Mapeamento de campos ultra-sônicos**. Ribeirão Preto, 1990 p.7-19, [Tese - Mestrado - Universidade de São Paulo: USP].

BRONZINO, J.D. - **Biomedical engineering and instrumentation: Basic concepts and application**. BWS-Kent, 1986. p. 347-386.

COSTA, E.T., **Development and application of a large-aperture PVDF hydrophone for measurement of linear and non-linear ultrasound fields**. London, 1989, 327p., [Ph.D. Dissertation - University of London].

COS/MOS Integrated Circuits Databook - RCA Corporation, 1978, USA, p. 259-263.

CHRISTENSEN, D.A. - **Ultrasonic bioinstrumentation**. New York, John Wiley & Sons, 1988. 235p.

-
-
- FISH, P. - **Diagnostic in medical ultrasound**. New York, John Wiley & Sons, 1990.
250p.
- FOSTER, F.S. & HUNT, J.W. - Transmission of ultrasound beams through human tissue: Focussing and attenuation studies. **Ultrasound in Med. & Biol.**, 5: 257-268, 1979.
- FREEDMAN, A. - Transient Fields of Acoustic Radiators. **J. Acoust. Soc. Amer.**, 48(1): 135-138, 1970.
- FRIZZELL, L.A.; CHEN, E.; LEE, C. - Effects of pulsed ultrasound on the mouse neonate: Hind limb paralysis and lung hemorrhage. **Ultrasound in Med. & Biol.**, 20(1): 53-63, 1994.
- GREENLEAF, J.F.; CHANDRASEKARAN, K.; MCCANN, H.A. - Advanced tissue analysis and display with ultrasound. **Revista Brasileira de Engenharia, Caderno de Eng. Biomédica**, 4(2):49-60, 1987.
- GREESPAN, M. - Piston Radiator: Some Extensions of the Theory. **J. Acoust. Soc. Amer.**, 65(3): 609-621, 1979.
-
-

HADJICOSTIS, A.N.; HOTTINGER, C.F.; ROSEN, J.J.; WELLS, P.N.T. - Ultrasonic transducer materials for medical applications. **Ferroelectrics**, **60**: 107-126, 1984.

HARRIS, G.R. - Review of Transient Field Theory for a Baffled Planar Piston. **J. Acoust. Soc. Amer.**, **70**(1): 10-20, 1981.

HAYMAN, A.J. & WEIGHT, J.P. - Transmission and reception of short ultrasonic pulses by circular and square transducers. **J. Acoust. Soc. Am.** **66**(4): 945-951, 1979.

HEKKENBERG, R.T.; REIBOLD, R.; ZEQRIRI, B. - Development of standard measurement methods for essential properties of ultrasound therapy equipment. **Ultrasound in Med. & Biol.**, **20**(1): 83-98, 1994.

HUNT, J.W.; ARDITI, M.; FOSTER, F.S. - Ultrasound transducers for pulse-echo medical imaging. **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, **BME-30**(8): 453-481, 1983.

HUTCHINS, D.A.; MAIR, H.D.; TAYLOR, R.G. - Transient Pressure Fields of PVDF Transducers. **J. Acoust. Soc. Amer.**, **82**(1): 183-192, 1987.

KINSLER, L.E. & FREY, A.R. - **Fundamentals of acoustics**, New York, John Wiley &

Sons, 1950, p. 162-197.

LOCKWOOD, J.C. & WILLETTE, J.G. - High-speed method for computing the exact solution for the pressure variations in the nearfield of a baffled piston. **J. Acoust. Soc. Amer.**, **53**(3): 735-741, 1973a.

LOCKWOOD, J.C. & WILLETTE, J.G. - Erratum: High-speed method for computing the exact solution for the pressure variations in the nearfield of a baffled piston. **J. Acoust. Soc. Amer.**, **54**(6): 1762, 1973b.

McDICKEN, W.N. - **Diagnostic ultrasonics: Principles and use of instruments**. 2.ed. New York, John Wiley & Sons, 1981. 381p.

MACHADO, J.C.; ISHIMARU, A.; SIGELMANN, R.A. - Spectral analysis of ultrasonic wave backscattered from a suspension of randomly distributed spherical particles. **Revista Brasileira de Engenharia, Caderno de Eng. Biomédica**, **2**(1): 5-22, 1984.

MAIA, J.M. - **Relatório Departamental: Descrição completa do hardware e software do Sistema Pulso-Eco Microcontrolado (SPEM)**. DEB/FEE-UNICAMP, 1995.

MORSE, P.M. & FESHBACK, H. - **Methods of theoretical physics**, New York, McGraw-Hill, 1953, p.834-841.

MOTOROLA INC. - **M68HC11EVB Evaluation board user's manual**. Phoenix, 1986.

MOTOROLA INC. - **M68HC11 Reference manual**. Phoenix, 1991.

MOTOROLA INC. - **MC68HC11A8 Programming reference guide**. Phoenix, 1991.

MOTOROLA INC. - **MC68HC11A8 Technical data**. Phoenix, 1991.

OBERHETTINGER, F. - On transient solutions of the baffled piston problem. **J. Res. Nat. Bur. Standarts**, **65B**(1): 1-6, 1961.

PAPADAKIS, E.P. & FOWLER, K.A. - Broad-band transducers: Radiation field and selected applications. **J. Acoust. Soc. Amer.**, **50**(3 part 1): 729-745, 1971.

PROAÑO, V.; SILVA, W.G.; XAVIER, A.J.; VON KRÜGER, M.A.; MACHADO, J.C.
- Sistema computadorizado para o mapeamento do campo ultra-sônico. **Revista Brasileira de Engenharia, Caderno de Eng. Biomédica**, **4**(2): 61-72, 1987.

-
-
- RAYLEIGH, J.W.S. - **The theory of sound**. 2nd Ed. (Vol II), New York, Dover Publications, 1945, p. 97-148.
- ROBINSON, D.E.; OPHIR, J.; WILSON, L.S.; CHEN, C.F. - Pulse-echo ultrasound speed measurements progress and prospects. **Ultrasound in Med. & Biol.**, 17(6): 633-646, 1991.
- STEPANISHEN, P.R. - An approach to computing time-dependent interaction forces and mutual radiation impedances between pistons in a rigid planar baffle. **J. Acoust. Soc. Amer.** 49(1): 283-292, 1971a.
- STEPANISHEN, P.R. - The time-dependent force and radiation impedance on a piston in a rigid infinite planar baffle. **J. Acoust. Soc. Amer.** 49(3): 841-849, 1971b.
- STEPANISHEN, P.R. - Transient radiation from pistons in an infinite planar baffle. **J. Acoust. Soc. Amer.** 69(5): 1629-1638, 1971c.
- STEPANISHEN, P.R. - Pulsed transmit/receive response of ultrasonic piezoelectric transducers. **J. Acoust. Soc. Amer.** 69(6): 1815-1827, 1981.
-
-

-
-
- TAUB, H. & SCHILLING, D. - **Eletrônica digital**. McGraw-Hill do Brasil, 1982, p. 181-189.
- HAMILTON, P.S. - GPIB (IEEE 488) Interfacing. In: TOMPKINS, J.W. & WEBSTER, J.G., ed. - **Interfacing sensors to the IBM PC**. New Jersey, 1988. p. 361-373
- TARANTAL A.F. & CANFIELD, D.R. - Ultrasound-induced lung hemorrhage in the monkey. **Ultrasound in Med. & Biol.**, 20(1): 65-72, 1994.
- TUPHOLME, G.E. - Generation of acoustic pulses by baffled plane pistons. **Mathematika**, 16: 209-224, 1969.
- WAAG, R.C. - A review of tissue characterization from ultrasonic scattering. **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, BME-31(12): 884-893, 1984.
- WEBB, S., **The physics of medical imaging**. In: S. Webb (ed), Adam Hilger, Bristol, 1988. 633p.
- WEBSTER, J.G. - **Medical instrumentation: Application and design**. 2. ed., Houghton
-
-

Mifflin, 1992.

WEIGHT, J.P. & HAYMAN, A.J. - Observations of the propagation of very short ultrasonic pulses and their reflection by small targets. **J. Acoust. Soc. Amer.** **63(2)**: 396-404, 1978.

WELLS, P.N.T., **Biomedical ultrasonics**. London, Academic Press Inc, 1977, 635p.

ZEMANEK, J. - Beam Behavior Within the Nearfield of a Vibrating Piston. **J. Acoust. Soc. Amer.** **49(1)**: 181-191, 1971.
