

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS - UNICAMP

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA BIOMÉDICA

Proposta de Tese Apresentada à
Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP
como Parte dos Requisitos para Obtenção do
Grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Título: PROJETO DE UM SISTEMA ULTRA-SÔNICO DOPPLER PULSATIL PARA
AVALIAÇÃO DA VASCULARIZAÇÃO PERIFÉRICA

Autor: Humberto R. Gamba

Orientador: Prof. Dr. Salde Jorge Galil

*Este exemplar corresponde a relação final
da tese defendida por Humberto Gamba e
aprovada pela comissão julgadora em 9 de junho
1989*



Campinas, São Paulo, 1989.

AGRADECIMENTOS

Sou grato às pessoas que me auxiliaram neste trabalho: Prof. Dr. Saide Jorge Calil (meu orientador), Profs. Drs. Wilson Magalhães Bassani, Maria Adélia Collier Farias, Wang Binseng, Profa. Vera L. S. N. Button, Engs Alexandre H. Hermine, Ícaro F. Bellentani, Érica Wall, Marcial da C. Martins, técnicos em eletrônica Eugênio C. Carrara e Márcio T. Watoniki, técnico em mecânica Wanderley de Santis, e desenhistas Mauro S. Martinazo e Gérson A. M. da Silva. Agradeço ao CEFET/PR, representado pelo seu Diretor Geral, Profs. Pedro Miguel Gewher, Paulo José Abatti, José Luiz de Oliveira, técnico Francisco Godke e aos amigos e colegas que obtive, em especial, meus tios e meus pais.

Agradecimento especial a CAPES- PICD, pela concessão da bolsa de estudos, e à FINEP, pelo financiamento do projeto de tese.

RESUMO

A utilização de sistemas ultra-sônicos, baseados no princípio Doppler, para detecção de estenoses arteriais constitui uma área de grande interesse no diagnóstico médico. Os equipamentos de fabricação nacional para esta finalidade, trabalham com emissão e recepção de ultra-som no modo contínuo. Devido à esta característica, estes sistemas só conseguem detectar a existência de turbulências produzidas por obstruções que comprometem praticamente 50 % da luz do vaso. Com a finalidade de detectar a presença de turbulências produzidas por estenoses de pequeno grau (menores que 30 %) projetou-se e construiu-se a primeira parte de um sistema ultra-sônico Doppler pulsátil de múltiplos canais. O protótipo, embora ainda com apenas um canal, é capaz de analisar lâminas de fluxo com espessura de aproximadamente 2,3 mm (ângulo de incidência de 75 graus), em profundidades de até 70 mm. Seu sistema de controle permite a ampliação até o máximo de 15 canais. O transdutor utilizado neste equipamento possui um único cristal, tanto para emissão quanto para recepção, emitindo pulsos ultra-sônicos de 5 MHz em intervalos fixos de 50 μ s ou 100 μ s, sendo a duração de cada pulso ajustável entre 0,1 e 1 μ s. Os resultados obtidos com este primeiro protótipo demonstram a capacidade do sistema em detectar turbulências produzidas por obstruções de até 22 % de comprometimento da luz do vaso.

ÍNDICE

Agradecimentos

Resumo

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO1

CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1. O Efeito Doppler7

2.2. O Sistema Doppler de Onda Contínua9

2.3. O Sistema Doppler Pulsátil12

2.3.1. O Pulso Ultra-sônico e o Desvio
de Frequência Doppler14

2.4. O Espectro de Frequência do Sinal Doppler21

2.4.1. Mínima Frequência Doppler22

2.4.2. Máxima Frequência Doppler24

2.5. Demodulação e Processamento Direcional
do Sinal Doppler26

2.5.1. Métodos de Demodulação26

2.5.2. Demodulação Direcional26

2.5.3. Processador no Domínio do Tempo28

CAPÍTULO 3 - PROJETO DO SISTEMA ULTRA-SÔNICO DOPPLER PULSATIL

3.0. Introdução32

3.1. Uma Visão Geral do Sistema Ultra-Sônico
Doppler Pulsátil33

3.2. Transdutor Ultra-Sônico35

3.3. Transmissor38

3.3.1. Controle Digital do Gerador de PRF40

3.3.2. Amplificador Transmissor	41
3.3.3. Resultados	44
3.4. Amplificador Receptor de RF	44
3.4.1. Resultados	47
3.5. Limitador	54
3.6. Unidade de Controle.....	54
3.6.1. Controlador de Profundidade dos Canais de Amostragem	55
3.6.2. Gerador Seqüencial dos Sinais de Amostragem	58
3.7. Demodulador em Quadratura de Fase	60
3.7.1. Demodulador de Produto	61
3.7.2. "Sample and Hold"	64
3.7.3. Filtros	65
3.7.3.1. Resultados	66
3.7.4. Gerador Seno/Cosseno de 5 MHz	66
3.8. Processador do Sinal Doppler	67
3.8.1. Resultados	68
3.9. Processador do Sinal de Áudio	69
3.10. Fote de Alimentação	70

CAPÍTULO 4 - RESULTADOS

4.1 Linearidade da Tensão de Saída do Prótipo em relação a velocidade de fluxo.....	72
4.2 Avaliação da Profundidade do Canal de Amostragem	77
4.3 Testes "In Vitro"	78
4.4 Testes "In Vivo"	82

CAPÍTULO 5 - DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

5.1. Introdução	85
5.2. Discussão	86
5.3. Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	93
5.3.1. Conclusões	93
5.3.2. Sugestões para Futuros Projetos	94
APÊNDICES - PROJETOS	
Apêndice A - Transmissor	96
A.1 - Controle Digital do Gerador de PRF	96
A.2 - Projeto do Amplificador Transmissor	97
A.2.1 - Dimensionamento do Transformador	98
A.2.2 - O Regulador de Tensão e a Interface	105
Apêndice B - Projeto do Amplificador Receptor de RF	107
B.1 - Projeto do Primeiro Estágio	107
B.2 - Projeto do Segundo Estágio	118
Apêndice C - Limitador	128
Apêndice D - Unidade de Controle	130
D.1 - Controlador de Profundidade dos Canais de Amostragem	130
D.2 - Gerador Sequencial dos Sinais de Amostragem	132
Apêndice E - Projeto do Demodulador de Produto.....	133
E.1 - Projeto do Demodulador de Produto	133
Apêndice F - Diagramas Esquemáticos	
Esquema 1 - Amplificador Transmissor	138
Esquema 2 - Amplificador Receptor de RF	139
Esquema 3A - Controlador de Profundidade dos Canais de Amostragem (Parte A)	140

Esquema 3B - Controlador de Profundidade dos	
Canais de Amostragem (Parte B)	141
Esquema 4A - Controle Digital do Gerador de PRF e	
Gerador Seqüencial dos Sinais de Amostragem	142
Esquema 4B - Gerador Seqüencial dos Sinais de	
Amostragem	143
Esquema 5 - Demodulador em Quadratura de Fase e	
Gerador Seno/Cosseno de 5 MHz	144
Esquema 6 - "Sample and Hold" e Filtros Passa-Alta	
Passa-Baixa	145
Esquema 7 - Processador do Sinal Doppler no	
Domínio do Tempo	146
Esquema 8 - Processador do Sinal de Áudio	147
Esquema 9 - Fonte de Alimentação	148
Disposição dos circuitos integrados esquemas 4A e 4B	149
Disposição dos circuitos integrados esquemas 3A e 3B	150

APÊNDICE G - LISTA DE MATERIAIS

Esquema 1	152
Esquema 2	153
Esquema 3	154
Esquema 4	155
Esquema 5	156
Esquema 6	158
Esquema 7	160
Esquema 8	162
Esquema 9	163

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	164
----------------------------------	-----

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Em 1984, no Brasil, as doenças cardiovasculares foram responsáveis por 33,3 % de todos os óbitos registrados. Deste percentual, 11,44 % foram por doença cérebro vascular; 9,54 % por doença isquêmica do coração e 10,14 % devido a outras doenças (Radis, 1984).

Nos Estados Unidos, dos pacientes com doenças vasculares cerebrais, 88 % apresentaram infarto ou ataque isquêmico cerebral menos grave e 12 % apresentaram hemorragia intracraniana (McDowell, 1977).

O cérebro, por ser extremamente dependente do suprimento contínuo de oxigênio para manter seu metabolismo, não suporta interrupções do fluxo sangüíneo. Interrupções por 10 a 20 segundos já produzem alterações eletroencefalográficas, sendo que após 3 a 10 minutos ocorrem lesões nervosas irreversíveis, ou seja, infarto (morte) cerebral (McDowell, 1977).

O infarto cerebral, também denominado Acidente Vascular Completo, é usualmente acompanhado por anormalidades no sistema de condução arterial do coração para o cérebro. Estas anormalidades em geral são resultantes de doenças ateroscleróticas (92 % dos casos de infarto cerebral {*}) que freqüentemente ocorrem nas artérias corótidas, responsáveis pela irrigação do cérebro, sendo a maior incidência na bifurcação da carótida (Abdel-Azim et al., 1983; Coffman, 1977).

A aterosclerose (do grego athere = papa; sclerose =

endurecimento) consiste na formação de uma placa de ateroma junto à parede vascular que leva à estenose, ou obstrução, parcial ou total destas artérias. As causas exatas da lesão ateromatosa não são definidas, porém vários autores a classificam como uma doença multifatorial, sendo que os principais são relacionados com o colesterol, hipertensão e o fumo (Porto et al., 1980).

Embora não tão graves quanto o infarto cerebral, os Ataques Cerebrais Isquêmicos Transitórios (ACIT) constituem disfunções neurológicas transitórias também associados às doenças no sistema vascular cerebral. Normalmente a superfície das placas ateromatosas, incidentes nas artérias carótidas, é revestida de um resíduo lipídico granular e em algumas placas são encontrados, ainda, coágulos sangüíneos. Parte do material granular ou trombótico na superfície se desprende, é carregado, e obstrui vasos cerebrais de menor calibre, produzindo pequenas áreas de isquemia. Como somente pequenos vasos são obstruídos, o infarto normalmente não ocorre. Acredita-se que esses êmbolos sejam resíduos ateroscleróticos provenientes de placas de vasos proximais, que levados ao cérebro causam oclusões transitórias do fluxo sangüíneo, sem necrose, determinando os ACIT (McDowell, 1977).

Os ACIT são mais associados à estenoses no sistema

* Dado referente a série de Cornell-Bellevue, de 873 casos de acidentes vasculares não hemorrágicos, 92 % estavam relacionados com aterosclerose e 8 % com o embolismo cerebral resultante de doenças cardíacas reumáticas, fibrilação atrial, infarto do miocárdio com trombos murais, endocardite trombótica, e outras (McDowell, 1977).

carotídeo e o infarto cerebral, por sua vez, ao embolismo cardíaco (Harisson, et al., 1976). Em geral, os pacientes apresentam-se com sensações de dormência e formigamento unilateral ou bilateral na face, braço e perna, podendo em alguns casos vivenciar os chamados "ataques de queda", nos quais perdem abruptamente o tônus postural e caem no chão sem perda da consciência, levantando-se rapidamente. No intervalo entre os ataques isquêmicos transitórios o exame neurológico (eletroencefalograma) dificilmente acusa a existência de lesão cerebral (Mc Dowell, 1977).

A maior importância dos ACIT é que eles evidenciam a existência de doença vascular cerebral, indicando claramente o perigo potencial do infarto cerebral (McDowell, 1977).

O problema associado com o ACIT está relacionado com o seu diagnóstico, ou seja, a determinação da causa que desencadeou o ataque isquêmico (se de origem vascular, cardíaca ou outras), a fim de que o médico estabeleça a conduta terapêutica adequada. Desta forma, é de grande interesse do médico a existência de técnicas que possibilitem o estudo do leito vascular cerebral. Entretanto, um dos maiores desafios no diagnóstico desta doença está na detecção de placas de ateroma em fase inicial, ou seja, placas que causam redução menor que 30 % na luz arterial, uma vez que estas podem ser a origem dos ACIT. Isto possibilitaria um diagnóstico mais preciso do sistema vascular.

A radiografia por contraste, ou arteriografia, é a técnica que apresenta a melhor definição na localização de estenoses arteriais. No entanto, a técnica é invasiva, dolorosa, de alto custo, não pode ser repetida várias vezes e apresenta

riscos de vida (Salles-Cunha et al., 1979).

No estudo das carótidas as técnicas não invasivas mais comuns são, ocupletismografia, fonoangiografia e arteriogramas ultra-sônicos. Estas técnicas contudo, não apresentam bom desempenho quando o grau de obstrução é menor que 30 % (Summer et al., 1982; Gross et al., 1977). Nem mesmo a utilização de sistemas ultra-sônicos Doppler de onda contínua para formação de imagem substituem a angiografia na localização de estenoses (Weaver et al., 1980).

Estas técnicas não-invasivas, portanto, não permitem ao médico diagnosticar com maior segurança a presença de lesão aterosclerótica nos casos de pacientes que apresentam um quadro clínico indicativo de ACIT; ou seja, estes exames só possuem maior confiabilidade quando o ateroma já comprometeu grande parte da luz do vaso. Neste estágio da doença, a reversão torna-se menos provável e as medidas terapêuticas mais questionáveis (Coffman, 1977), além disso, medidas profiláticas teriam grande significado se capazes de impedir a progressão da aterosclerose, quando detectadas em fase inicial. (Coffman, 1977; Gianinni & Diament, 1980).

A presença da estenose, resultante da placa de ateroma, faz com que o fluxo sanguíneo local deixe de apresentar características laminares, devido à formação de vórtices locais (Clark, 1980). Sistemas ultra-sônicos Doppler utilizam-se do estudo hemodinâmico para detectar estas turbulências que indicam estenose do vaso.

A utilização de Sistemas Ultra-sônicos Doppler de Onda

Contínua, apesar de ser uma técnica não invasiva, conforme mencionado anteriormente, não favorece a detecção de alterações no fluxo vascular produzida por estenoses menores do que 30 %. Esta dificuldade é resultante das características do sistema, tendo em vista que o sinal Doppler resultante é proveniente de toda região incidida pelo feixe ultra-sônico. Desta maneira, as indicações de turbulência que poderiam existir no sinal Doppler são mascaradas pelo restante (teoricamente fluxo laminar) do fluxo. Entretanto, com a utilização de Sistemas Ultra-sônicos Doppler Pulsáteis é possível o estudo de lâminas de fluxo sanguíneo nas artérias periféricas. Isto porque, a técnica de processamento de sinal utilizada por este equipamento permite a separação do eco ultra-sônico proveniente das lâminas de fluxo. Assim, pode-se localizar pequenas turbulências no fluxo sanguíneo produzidas pela presença de ateromas em fase inicial. Alguns trabalhos demonstraram que estenoses da ordem de 15 % são de possível detecção pela análise das lâminas de fluxo adjacentes as paredes do vaso (Calli et al., 1982; 1984 a e b; 1985).

O objetivo do presente trabalho é o projeto, construção e teste de um Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil. O protótipo desenvolvido neste trabalho possui um único canal, capaz de analisar lâminas de fluxo em diferentes profundidades, tendo recursos para expansão até o máximo de quinze canais. O sistema permite o levantamento do perfil dinâmico de fluxo sanguíneo, dentro do vaso, possibilitando que pequenas turbulências presentes no fluxo possam ser detectadas.

A dissertação está organizada em cinco capítulos. No capítulo 1 (Introdução) é apresentada a motivação e o objetivo

deste trabalho. No capítulo 2 (Fundamentos Teóricos) é apresentado os conceitos básicos, a respeito da parte física do ultra-som, que se fazem necessários para a compreensão do instrumento desenvolvido. O capítulo 3 (Projeto do Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil) contém a descrição do princípio de funcionamento, discussão e resultados parciais (quando necessários) para cada um de seus blocos. Os projetos foram inseridos na forma de apêndices. No capítulo 4 (Resultados) são apresentadas as avaliações do sistema e alguns testes "in vitro" na tentativa de detectar obstruções pequenas e alguns sinais obtidos "in vivo" de alguns voluntários. Finalmente no capítulo 5 são feitas as conclusões e sugestões para os próximos trabalhos a serem desenvolvidos.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. O Efeito Doppler

A primeira referência sobre o efeito Doppler foi publicada em 1842 no artigo "On the Colored Light of Double Stars and Some Other Heavenly Bodies", pelo austríaco Johann Cristian Doppler, e trata do desvio de frequência que ocorre com o sinal sonoro ou eletromagnético quando há movimento relativo entre a fonte emissora e o receptor (White, 1982).

O estudo do efeito Doppler para ondas sonoras deve levar em consideração três situações distintas (Magnin, 1986), que são:

- 1) a situação em que não há movimento relativo entre o observador e a fonte emissora do sinal sonoro. O observador percebe a mesma frequência do sinal emitido (figura 2.1a);
- 2) a situação em que o observador se aproxima da fonte com uma velocidade V_1 (figura 2.1b). O desvio de frequência Doppler é dado pela equação :

$$f_d = \frac{V_1 \cdot f_s}{C} \quad (2.1)$$

onde:

- C é a velocidade de propagação da onda sonora no meio
- f_s é a frequência do sinal emitido

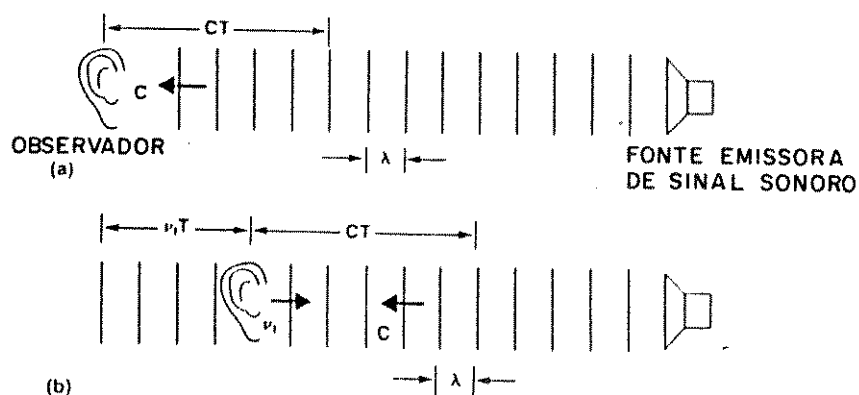


Figura 2.1 a - Um observador estacionário ouve CT/λ ciclos de uma fonte emissora de sinal sonoro em um intervalo de tempo igual a "T".
b - O observador move-se em direção da fonte emissora com uma velocidade "V1", percebendo $(V1.T)/\lambda$ ciclos a mais no mesmo intervalo de tempo "T". [De Magnin, 1986.]

3) a situação em que a fonte se move em direção ao observador com uma velocidade V_s (figura 2.2). Neste caso, ocorre o encurtamento real do comprimento de onda, pois no intervalo de tempo que a fonte leva para emitir duas cristas da onda, ela aproxima-se do observador diminuindo o comprimento de onda emitido de V_s/f_s . O desvio de frequência Doppler neste caso é dado pela equação:

$$f_d = \frac{V_s \cdot f_s}{(C - V_s)} \quad (2.2)$$

As equações (2.1) e (2.2) mostram que o desvio de frequência Doppler produzido pelo movimento do observador é diferente do desvio de frequência Doppler produzido pelo movimento da fonte emissora do sinal sonoro. Portanto, para ondas sonoras, não é somente o movimento relativo entre a fonte e o observador que importa, mas qual dos dois está se movendo.

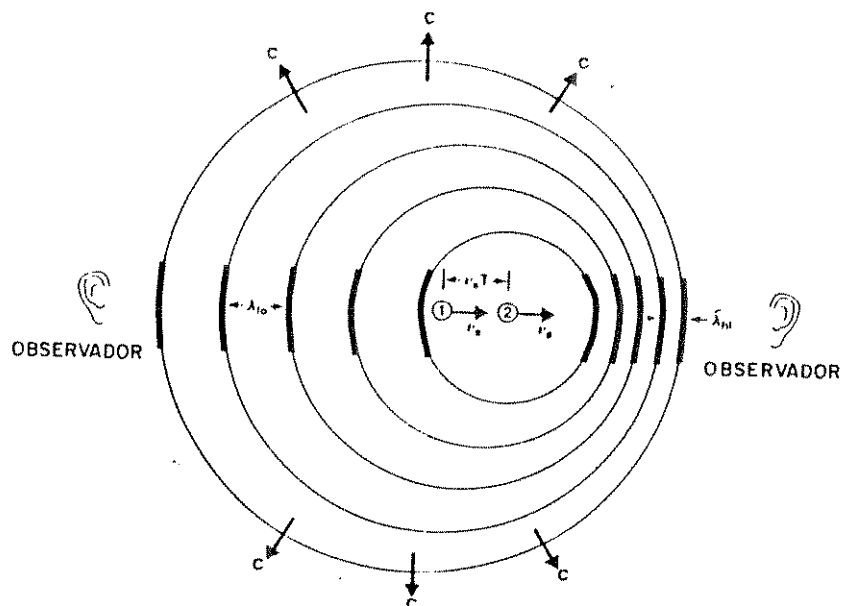


Figura 2.2 - Efeito do movimento da fonte sonora no comprimento de onda. O círculo mais externo foi emitido quando a fonte estava na posição 1 e o círculo mais interno quando a fonte estava na posição 2. (As frentes de onda são circulares porque o sinal sonoro propaga-se em todas as direções com a mesma velocidade). O observador à esquerda recebe uma frequência mais baixa que a frequência emitida pela fonte e o observador à direita uma frequência mais alta. [De Magnin, 1986]

2.2. O Sistema Ultra-sônico Doppler de Onda Contínua

Sotamura (1959) foi o primeiro a demonstrar, com um Sistema Ultra-sônico de Onda Contínua, a possibilidade de detectar estruturas móveis através do efeito Doppler. Franklin et al. (1961) foram os primeiros a apresentar esta técnica na detecção da velocidade do fluido sanguíneo em animais e Baker et al. (1964) os primeiros a utilizar esta técnica na detecção transcutânea do fluxo sanguíneo no homem.

Os Sistemas Doppler de Onda Contínua utilizam dois cristais: um para emitir e outro para captar o sinal ultra-sônico como ilustra a figura 2.3. A excitação constante do cristal

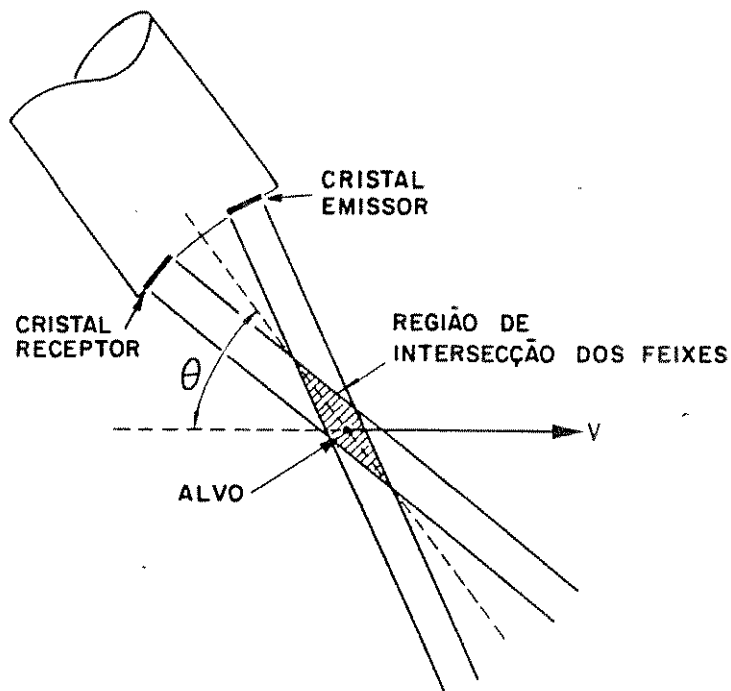


Figura 2.3 - Transdutor utilizado em Sistemas Doppler de Onda Contínua. Teta é o ângulo entre a bissetriz do ângulo formado entre os feixes dos dois cristais e o vetor velocidade de fluxo. [De Fish, 1986.]

emissor produz um feixe ultra-sônico que é direcionado ao vaso sanguíneo. Durante a propagação, o feixe atravessa diversas camadas de tecidos com diferentes impedâncias acústicas (*). Nas junções dos tecidos, interfaces, parte da potência ultra-sônica emitida é refletida e parte transmitida ao meio seguinte. Se a interface for estacionária, o feixe refletido retorna ao transdutor com a mesma frequência do sinal emitido. No caso de estruturas móveis (por exemplo, parede do coração ou as partículas do sangue), o sinal que retorna ao transdutor sofre dois desvios de frequência: primeiro, o alvo atua como um receptor móvel, sofrendo o desvio de frequência dado pela equação (2.1); e, segundo, o alvo passa a atuar como uma fonte emissora

* Impedância Acústica (Z) é definida como o produto entre a densidade do meio, " ρ ", e a velocidade de propagação do som "C". $Z = \rho \cdot C$ [Kg/m².s] (Wells, 1977).

móvel, sofrendo o desvio de frequência dado pela equação (2.2). O desvio de frequência final, "fd", é determinado pela equação:

$$fd = \frac{2 \cdot V \cdot fs}{C} \cdot \cos(\Theta) \quad (2.3)$$

para $V \ll C$

onde :

fs - frequência do sinal ultra-sônico emitido

V - velocidade do alvo

C - velocidade do som, aproximadamente 1540 m/s

Θ - ângulo de incidência entre o feixe ultra-sônico e o vetor velocidade do alvo, figura 2.3.

Considerando a equação (2.3) o desvio de frequência Doppler é proporcional à velocidade de fluxo, ao ângulo de incidência e à frequência ultra-sônica emitida. O desvio Doppler pode se somar à frequência emitida caso o fluxo esteja se aproximando do transdutor (fluxo direto) ou se subtrair caso o fluxo esteja na direção contrária (fluxo reverso). Portanto, o sinal captado pelo transdutor é constituído por aquele emitido, que se comporta como uma portadora, modulado em frequência pela velocidade de fluxo.

Para que seja possível quantificar a velocidade de fluxo, é necessário que se conheça o ângulo de incidência do feixe ultra-sônico. A medida deste ângulo é difícil de ser efetuada, dada a natureza não invasiva do exame, impossibilitando o cálculo preciso da velocidade de fluxo. Assim, a maioria dos sistemas ultra-sônicos não são fluxômetros, nem medidores de vazão, mas sim detectores de fluxo sanguíneo, ou seja, fazem análise qualitativa da velocidade de fluxo, através do espectro

de frequência do sinal captado, registro de formas de onda e/ou ouvindo-se o desvio de frequência Doppler (Baker, 1970).

O sinal captado pelo transdutor é amplificado e comparado com o sinal utilizado para emitir o feixe ultra-sônico. A diferença de frequência é chamada de sinal Doppler. Para casos de fluxo sanguíneo normal, a velocidade de fluxo na aorta é de aproximadamente 100 cm/s (Burtton, 1977). Considerando a frequência emitida de 5 MHz e o ângulo de incidência 45 graus, o desvio de frequência Doppler é da ordem de 5 KHz, ou seja, dentro da faixa de áudio (20 a 20.000 Hz). O sinal Doppler é a seguir amplificado e processado, conforme será visto adiante.

2.3. O Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil

Sistemas Ultra-sônicos Doppler de Onda Contínua são amplamente utilizados no diagnóstico de doenças que causam distúrbios no fluxo sanguíneo. No entanto, estes sistemas, por não apresentarem resolução espacial, são incapazes de separar informações provenientes de diferentes pontos ao longo do feixe ultra-sônico (figura 2.4). Baker & Watson (1967) foram os primeiros a mostrar a possibilidade de se obter informações específicas de uma determinada profundidade, com sistemas Doppler pulsáteis. Seu potencial clínico foi pela primeira vez descrito por Wells (1969) e Baker (1970).

A resolução espacial é conseguida através da emissão periódica de pulsos ultra-sônicos. Isto possibilita que os pulsos ultra-sônicos refletidos sejam identificados de acordo com a profundidade. A figura 2.5 ilustra o princípio físico de sistemas Doppler pulsáteis com um único cristal, utilizados tanto para

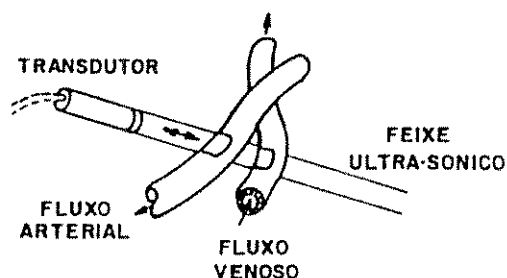


Figura 2.4 - Devido à falta de resolução espacial Sistemas Doppler de Onda contínua não conseguem detectar separadamente o fluxo proveniente de artérias e veias muito próximas situadas na direção do feixe ultra-sônico. [De Baker, 1970]

emissão como para recepção do sinal ultra-sônico, embora existam sistemas que utilizem dois cristais. Alguns comprimentos de onda de RF são aplicados ao cristal transmissor, gerando uma frente de onda ultra-sônica ou pulso ultra-sônico. Como a velocidade média do pulso ultra-sônico no meio biológico é aproximadamente 1540 m/s, pode-se saber a cada instante após a emissão, a distância que o mesmo percorreu. Desta forma, o eco correspondente a uma determinada profundidade é amostrado, para posteriormente ser processado. A figura 2.5 apresenta uma única amostragem por um intervalo de tempo T_2 , abrangendo toda secção transversal do vaso sanguíneo. O tempo de amostragem representa um espaço físico chamado de volume de amostragem ou canal de amostragem.

Ao invés de utilizar um único canal de amostragem, como na figura 2.5, pode-se utilizar um sistema que realize uma seqüência de amostragens (Peronneau et al., 1972; Baker, 1970; Hocks et al., 1981). Desta forma, tem-se uma

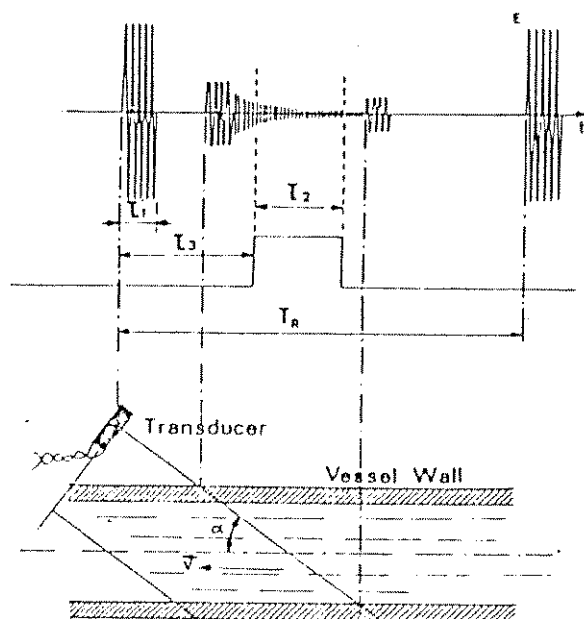


Figura 2.5 - Princípio físico de Sistemas ultra-sônicos Doppler Pulsáteis. Decorrido o intervalo de tempo "T3" segundos após a emissão do pulso de RF, com duração de "T1" segundos, o circuito eletrônico de recepção é habilitado durante "T2" segundos. Este procedimento permite amostras de sinais ultra-sônicos refletidos por partículas que circulam na região, durante o intervalo de tempo "T2". Este intervalo de tempo determina um volume de amostragem igual a área da seção transversal do feixe ultra-sônico vezes o intervalo "T2" multiplicado pela velocidade do som. [De Peronneau et al., 1974.]

seqüência de canais de amostragem, cada um correspondendo a uma lâmina de fluxo sanguíneo. Os sinais mostrados na figura 2.6 ilustram as formas de onda obtidas no levantamento do perfil de velocidade com um sistema Doppler pulsátil de múltiplos canais.

2.3.1. O Pulso Ultra-sônico e o Desvio de frequência Doppler

O pulso ultra-sônico possui diâmetro e comprimento que dependem, respectivamente, do diâmetro do transdutor e do número de comprimentos de onda utilizados para excitar o cristal ultra-sônico. O aspecto físico do pulso determina as características: de resolução espacial, isto é, espessura da lâmina de fluxo em análise; do espectro de frequência do sinal transmitido e do

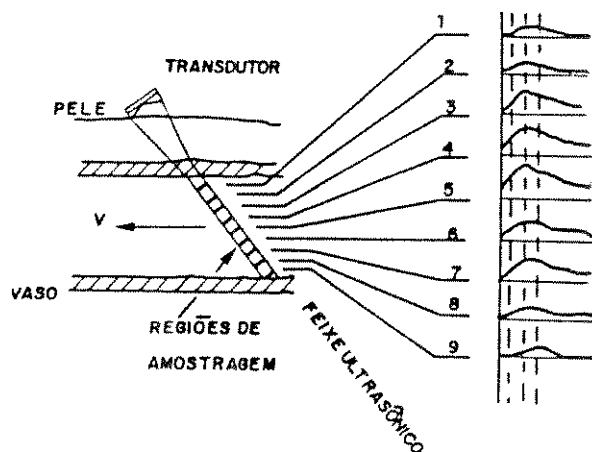


Figura 2.6 - Perfil de fluxo obtido com um sistema Doppler Pulsátil de múltiplos canais. [De Baker, 1970.]

sinal Doppler captado.

A excitação do transdutor ultra-sônico com alguns comprimentos de onda, produz uma resposta natural do cristal ao estímulo elétrico, mostrada na figura 2.7. A envoltória deste sinal é composta de duas exponenciais, uma crescente e outra

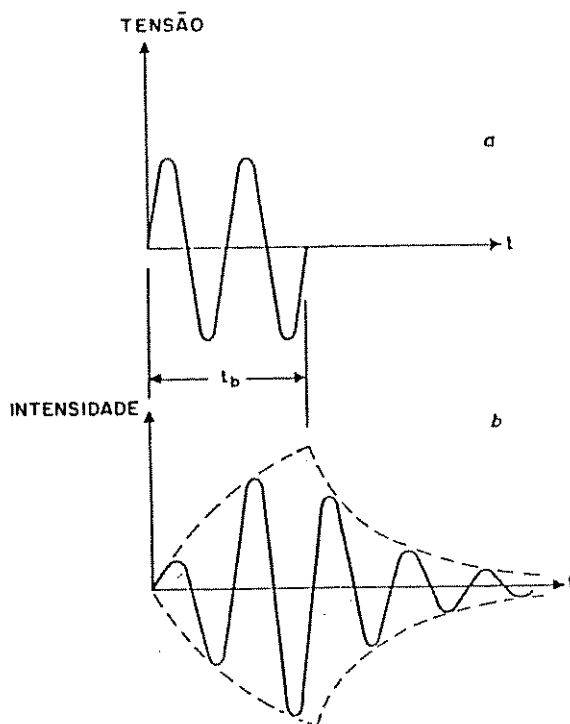


Figura 2.7 a - Pulso de RF aplicado ao cristal piezoelétrico para a gerar a frente de onda ultra-sônica.
b - Resposta natural do cristal piezoelétrico ao pulso de RF. A envoltória do sinal, constituída de uma exponencial crescente e outra decrescente, determina o volume acústico. [De Jorgensen et al., 1973.]

decrecente. A oscilação amortecida é devida ao decaimento da energia acumulada no cristal, e é chamada resposta livre do cristal ou "ringing". A revolução das duas exponenciais determina um espaço físico chamado volume acústico, ilustrado na figura 2.8. Assim, o pulso ultra-sônico é uma distribuição tridimensional da intensidade sonora dada pela equação 2.4 (Jorgensen, 1973):

$$I = I_{\text{máx}} \left[1 - \left(r/r_0 \right)^2 \right] \quad (2.4)$$

onde:

- I é a intensidade em qualquer ponto do raio r do volume de amostragem
- $I_{\text{máx}}$ é a intensidade máxima no eixo do volume de amostragem
- r_0 é o raio máximo do volume

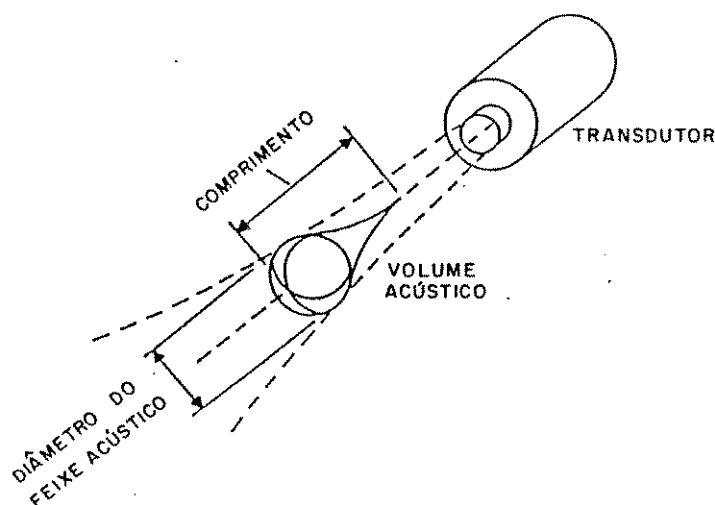


Figura 2.8 - Geometria do volume acústico. [De Jorgensen et al., 1976].

O pulso ultra-sônico, ao interagir com as partículas do sangue sofre um fenômeno chamado espalhamento ("scattering"), resultante das dimensões muito pequenas dos eritrócitos em

relação ao comprimento de onda ultra-sônica [*]. Quanto maior o volume acústico maior é a porção do fluxo sanguíneo abrangida pelo pulso ultra-sônico, conseqüentemente mais partículas são recrutadas, resultando em um número maior de componentes de frequência presentes no sinal que retorna ao transdutor (Wells, 1977). [**]

A figura 2.9a ilustra o caso ideal em que a frente de onda ultra-sônica tem uma geometria infinitesimal e uma alta

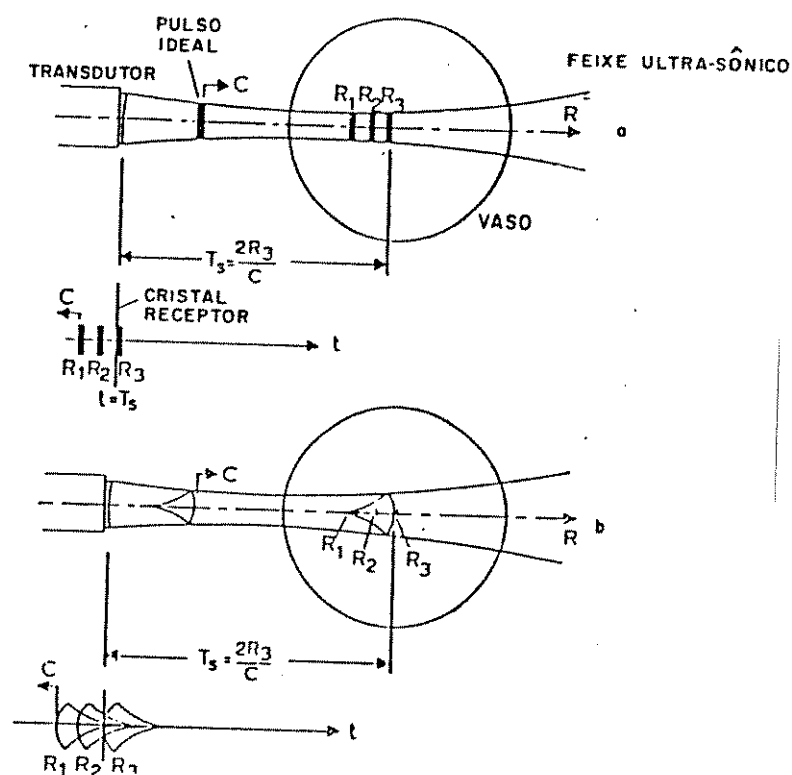


Figura 2.9 - Diagrama esquemático do processo de amostragem.

- a - O pulso ultra-sônico é representado por um pulso ideal.
- b - O pulso ultra-sônico é apresentado com uma geometria finita. [De Jorgensen et al. 1973.]

* A hemácia tem diâmetro da ordem de $8 \mu\text{m}$, enquanto que o comprimento de onda para a frequência de 5 MHz considerando a velocidade do som 1540 m/s é de $300 \mu\text{m}$.

** Shung (1982) verificou que na faixa de frequência utilizada em diagnóstico médico (1,5 - 15 MHz), até o hematócrito máximo de 40 %, a intensidade ultra-sônica espalhada é proporcional à quarta potência da frequência do sinal emitido, sendo que a maior parte do espalhamento deve-se aos eritrócitos ou glóbulos vermelhos.

intensidade, isto é, o sinal ultra-sônico é representado por um pulso ideal. Na medida em que este se propaga pelo interior do fluxo sangüíneo, a energia de onda é espalhada pelas partículas do sangue que o interceptam. Os pontos R1, R2 e R3 representam três pontos adjacentes. Desde que os pulsos ultra-sônicos refletidos são ideais, não há sobreposição entre os ecos refletidos pelos três pontos. Assim, se o sistema de recepção for ligado $T_s = 2.R3/C$ segundos após a transmissão, tempo necessário para o pulso ultra-sônico ir ao ponto R3 e retornar ao transdutor, a única informação presente no transdutor neste instante corresponde às partículas do ponto R3. No entanto, a frente de onda ultra-sônica tem uma geometria finita conforme mostra a figura 2.9b. Novamente, na medida em que o volume de amostragem caminha para o interior do fluxo, a energia de onda vai sendo espalhada pelas partículas. Para amostrar o ponto R3 o sistema de recepção é ligado T_s segundos após a transmissão. Como o sinal espalhado tem a mesma forma física do sinal transmitido, ocorre uma sobreposição dos sinais provenientes dos três pontos adjacentes R1, R2 e R3. Desta forma, o sinal presente no transdutor neste instante contém informações sobre as partículas que interceptaram o volume acústico nos três pontos. Portanto, as componentes de frequência, presentes no pulso ultra-sônico refletido, contém informações sobre a velocidade das partículas na região de amostragem (Jorgensen et al., 1973).

As dimensões do volume de amostragem são determinadas em função do diâmetro do feixe (igual a do volume acústico, caso seja utilizado um único transdutor) e da profundidade da amostra, a qual é controlada pelo tempo de amostragem. Wells (1977) afirma

que compromisso ideal é que o tempo de amostragem seja igual à duração do pulso ultra-sônico.

O sinal Doppler detectado corresponde à velocidade média das partículas dentro do volume de amostragem. Desta forma, quanto maior o diâmetro do vaso em relação ao volume de amostragem, o qual está relacionado com as dimensões do volume acústico, mais precisa é a análise do perfil de velocidade de fluxo (Baker, 1970).

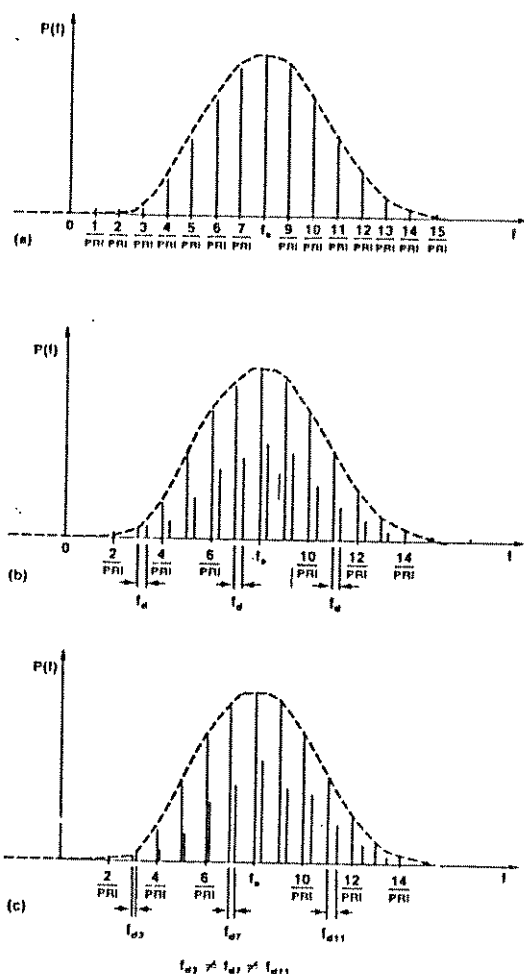
Conforme visto acima, a excitação do cristal com o menor número possível de comprimentos de onda parece ser ideal, uma vez que, quanto menor o volume acústico melhor é a resolução espacial. No entanto, quanto mais estreito for o pulso elétrico aplicado ao cristal ultra-sônico maior é o número de componentes de frequência, ou seja, mais amplo é o espectro de frequência do sinal ultra-sônico emitido e conseqüentemente maior o número de componentes presente no sinal captado. De modo análogo ao Princípio da Incerteza de Heisenberg quando a probabilidade em localizar o volume acústico no espaço aumenta, a probabilidade em medir a velocidade diminui (Magnin, 1986). Considere o pulso elétrico aplicado ao cristal sendo uma função senoidal cuja amplitude é modulada por uma função gaussiana (Magnin, 1986):

$$p(t) = \text{Gauss} \left(\frac{t - t_0}{\sigma \sqrt{2}} \right) \cdot \sin [2\pi \cdot f_s(t - t_0)] \quad (2.5)$$

onde:

- f_s é a frequência de transmissão
- σ é o desvio padrão da envoltória gaussiana

Para uma frequência $f_s = 8 \times \text{PRF}$ ("Pulse Repetitive Frequency": frequência de repetição dos pulsos de RF), o espectro de frequência da equação acima é mostrado na figura 2.10a. A princípio parece que a informação do desvio de frequência Doppler é simplesmente a superposição de outro espectro de amplitude menor, tal como mostra a figura 2.10b, porém este espectro mostra



PRF - intervalo de tempo entre os pulsos de RF

Figura 2.10 a - Espectro de frequência do pulso de RF.

- b - Desvio de frequência Doppler superposto ao espectro de frequência do pulso de RF.
- c - Desvio de frequência Doppler superposto ao espectro de frequência do pulso de RF, considerando a frequência de cada harmônica.

o mesmo desvio de frequência para cada componente de frequência, o que não é verdade, pois o desvio de frequência é proporcional à frequência de cada harmônica (equação 2.3). O espectro mais próximo do real é mostrado na figura 2.10c. Quanto menor o número de ciclos aplicados ao cristal, ou seja, quanto mais estreito for o pulso de RF, maior o número de harmônicas presente no sinal ultra-sônico emitido e, por conseguinte, no eco captado. Desta forma, harmônicas de alta frequência produzirão desvios de frequência Doppler maiores. Assim, o número de componentes e a largura do espectro de frequência do sinal Doppler depende: do número de ciclos utilizados para excitar o cristal e da velocidade do alvo.

Para que o pulso ultra-sônico interaja com o menor número de partículas possível, ou seja, para que o sistema apresente alta resolução espacial, é necessário a transmissão de um pulso o mais estreito possível. Isto contudo aumenta o número de harmônicas no sinal transmitido e captado. Desta forma, existe uma relação inversa entre a resolução espacial e a largura do espectro de frequência do sinal captado (Magnin, 1980).

2.4. O Espectro de Frequência do Sinal Doppler

O sinal Doppler não contém uma única componente de frequência, mas sim um espectro de frequências, cuja variação é função da distribuição das células sanguíneas em movimento na secção transversal do vaso; da variação dos espaços entre as células no interior do fluxo; e da divergência e não uniformidade no feixe ultra-sônico (Reneman & Spencer, 1979).

Reneman & Spencer (1979) demonstraram em estudos,

utilizando um Sistema Ultra-sônico Doppler de Onda Contínua de 5 MHz, com artérias carótidas, que o espectro de freqüência do sinal Doppler varia muito entre pacientes normais e aqueles com estenoses. Para artérias carótidas normais, as máximas freqüências ficaram entre 2 e 4 KHz. No estudo de artérias estenosadas, com obstrução entre 65 e 74 %, as componentes de freqüências variam de acordo com o local em estudo em relação à estenose. Assim, em pontos à montante, próximos da estenose, foram encontradas freqüências menores que 1KHz; junto da estenose encontraram-se componentes da ordem de 11 KHz; e para pontos à jusante, adjacentes a estenose, foram encontradas componentes da ordem de 280 a 675 Hz. Portanto, o sinal Doppler apresenta um espectro de freqüência relativamente amplo. Uma das principais limitações dos sistemas pulsáteis é a máxima freqüência Doppler possível de ser analisada, a qual está relacionada com a máxima velocidade de fluxo, como será visto no item a seguir. Entretanto, alguns estudos têm demonstrado que estes sistemas apresentam vantagens na detecção de estenoses prematuras, quando o grau de turbulência é ainda muito pequeno (Calli et al., 1982; 1984; 1984a; 1985).

2.4.1. Mínima Freqüência Doppler

A mínima freqüência que compõe o espectro do sinal Doppler corresponde às células sanguíneas que se movem mais lentamente, próximas à parede do vaso, onde a velocidade do fluxo é quase nula. Entretanto, existem os movimentos das paredes dos vasos, durante o ciclo cardíaco, que geram sinais de grande amplitude e baixa freqüência. Lunt (1979) mostra que estas componentes devem ser filtradas quando o processamento do sinal

Doppler for realizado com cruzadores de zero [*], uma vez que, devido à alta amplitude, causam erro no processamento do sinal Doppler.

A frequência de corte descrita na literatura varia entre os diversos trabalhos publicados. Para sistemas ultrasônicos Doppler de onda contínua de 5 MHz, Nippa et al. (1975) sugere 50 Hz; e Reneman & Spencer (1979) 200 Hz. No sistema desenvolvido por Hatteland & Erikson (1981) utilizou-se 200 Hz quando a frequência selecionada era 1,5 MHz e 400 Hz para a frequência de 6 MHz. Em sistemas de 10 MHz Johnston et al. (1978) e Guestrin (1986) utilizaram 250 Hz. Para o sistema pulsátil desenvolvido por Baker (1970) a frequência selecionada ficou em 50 Hz, sendo que o processamento do sinal foi através de cruzador de zero. Calil et al. (1984a) utilizaram um sistema Doppler pulsátil de múltiplos canais para captar os sinais próximos/ou sobre a parede do vaso. Os sinais captados foram submetidos a análise rápida de Fourier (FFT) numa faixa de frequência entre 20 e 625 Hz. Ficou demonstrado que obstruções da ordem de 15 %, que podiam ser detectadas, produziam uma alta densidade espectral numa faixa de 20 a 150 Hz. Desta forma, em se tratando de sistemas que façam uso de análise espectral é importante que estas componentes não sejam eliminadas através do filtro passa-alta.

* Processadores por detetor de cruzamento por zero ("zero crossing detector") são utilizados, juntamente com conversores frequência/tensão, para produzir um nível de tensão proporcional à frequência de entrada. O detector tem a finalidade de produzir um pulso de tensão, para ser integrado pelo conversor, toda vez que o sinal cruza o nível zero.

2.4.2. Máxima Frequência Doppler

O máximo desvio de frequência Doppler fica limitado pelo critério de Nyquist (Carlson, 1982). Como o sinal Doppler deve ser reconstruído a partir de uma série de amostragens tomadas em intervalos regulares, o máximo desvio de frequência possível de ser detectado é a metade da frequência de amostragem, a qual é igual a taxa de emissão dos pulsos (PRF/2). Se frequências maiores estão presentes no sinal amostrado, a forma de onda não pode ser reconstituída devido à superposição dos espectros de frequência ("aliasing"). A figura 2.11a mostra o sinal ultra-sônico refletido pela parede do vaso numa sequência de seis pulsos. Amostras dos desvios de fases são feitas num intervalo de tempo fixo depois que cada pulso é transmitido. Se a parede se move menos que um quarto do comprimento de onda, no intervalo de tempo entre dois pulsos, o sinal amostrado reconstitui a variação de frequência Doppler. Porém, se a parede se move com uma velocidade que resulte em um deslocamento maior que um quarto do comprimento de onda durante o intervalo de tempo entre dois pulsos, o sinal refletido se deslocará mais d 180 graus e o sinal amostrado será convertido em um sinal de baixa frequência, figura 2.11b.

Matematicamente a máxima frequência Doppler é igual à metade do PRF (frequência de repetição dos pulsos de RF, igual a frequência de amostragem),

$$f_{\text{máx.}} = \frac{\text{PRF}}{2} \quad (2.6)$$

substituindo na equação (2.3) e considerando o ângulo de

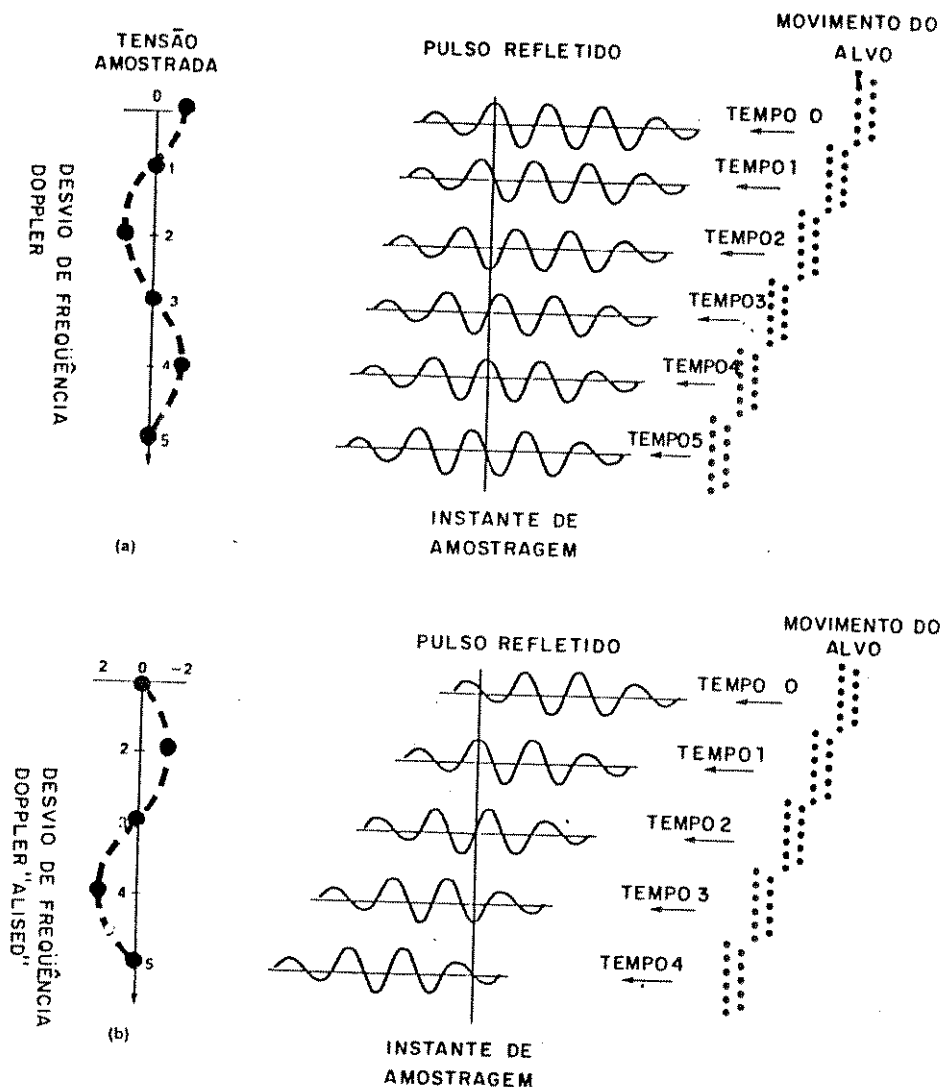


Figura 2.11 a - Seqüência de amostragem do sinal ultra-sônico refletido pela parede do vaso sanguíneo.
 b - Efeito sobre o sinal reconstituído após a seqüência de amostragem quando a parede se move mais que 180 graus entre a transmissão de dois pulsos de RF.

incidência, entre o eixo do transdutor e a parede do vaso, igual a zero graus,

$$V_{\text{máx.}} = \text{PRF} \cdot \frac{\lambda}{4} \quad (2.7)$$

onde:

- λ é o comprimento de onda do sinal emitido

Portanto, a máxima velocidade é equivalente ao alvo se

mover um quarto do comprimento de onda no intervalo de tempo entre dois pulsos sucessivos.

2.5. Demodulação e Processamento Direcional do Sinal Doppler

2.5.1. Métodos de Demodulação

Existem dois métodos de demodulação do sinal ultra-sônico captado pelo transdutor: coerente e não-coerente (Atkinson et al., 1982 e Baker, 1970). No projeto utilizou-se a demodulação coerente, um vez que a outra técnica não é recomendada para sistemas pulsáteis (Atkinson & Woodcock, 1982). Esta consiste em comparar, com um detector de fase, o sinal ultra-sônico recebido com o sinal utilizado para gerar os pulsos emitidos. Na saída do detector tem-se o desvio de frequência absoluto desde o instante da emissão do pulso ultra-sônico até o instante em que é captado. Esta característica foi denominada por Baker (1970) como demodulação coerente, em comparação com o método não-coerente que detecta o desvio de fase do sinal ultra-sônico espalhado pelas partículas do sangue, em relação ao sinal refletido das partes estacionárias, os quais sofrem desvios de fase durante a propagação.

2.5.2. Demodulação Direcional

A demodulação direcional consiste em extrair do sinal captado pelo transdutor, após a emissão do sinal ultra-sônico, os desvios de frequência sofrido pelo sinal ultra-sônico emitido, sem que seja perdida a informação do sentido do fluxo em relação ao transdutor.

Existem várias técnicas de demodulação direcional, como por exemplo a detecção por filtragem, detecção heterodina e a detecção em quadratura de fase. Esta última é seguida de uma das

seguintes técnicas de processamento : no domínio do tempo, no domínio da frequência ou no domínio da fase. Vários trabalhos discutem e comparam cada método, apresentando suas vantagens e desvantagens, (Nippa et al., 1975; Coghlan & Taylor, 1976; Wells, 1977; Webster, 1978; Johnston et al., 1978; Atkinson & Woodcock, 1982; Calli, 1984; Guestrin, 1986).

Optou-se pelo detector direcional por quadratura de fase seguido por um processador no domínio do tempo, uma vez que esta técnica é a mais simples de ser implementada e utilizada em equipamentos ultra-sônicos comerciais (por exemplo, Embracrios). O detector desenvolvido foi baseado na análise apresentada por Webster (1978) e por Coghlan & Taylor (1976).

A demodulação em quadratura de fase, como indica seu nome, envolve, na detecção coerente do sinal recebido, dois circuitos detectores: um em relação ao sinal transmitido e outro em relação ao sinal transmitido defasado em 90 graus. O diagrama em blocos deste sistema de demodulação é mostrado na figura 2.12. O sinal captado pelo transdutor é amplificado e aplicado a dois

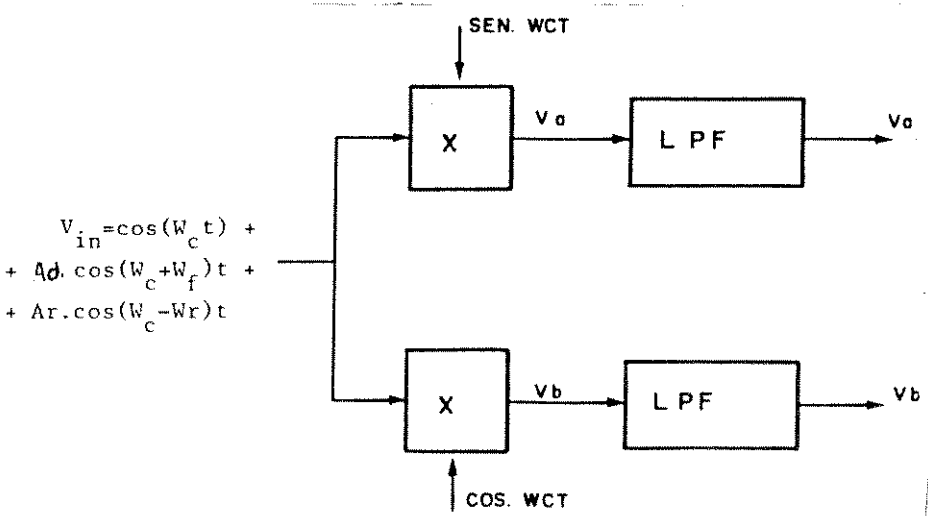


Figura 2.12 - Diagrama em blocos do demodulador em quadratura de fase.

multiplicadores de frequência que efetuam o produto deste com as componentes em quadratura de fase do sinal emitido. O resultado do produto é então filtrado para retirar as componentes de alta frequência, resultando os sinais V_a e V_b :

$$V_a = -A_d/2 \sin(W_d.t) + A_r/2 \sin(W_r.t) \quad (2.8)$$

$$V_b = A_d/2 \cos(W_d.t) + A_r/2 \cos(W_r.t) \quad (2.9)$$

onde :

A_d - amplitude do sinal Doppler correspondente ao fluxo direto

A_r - amplitude do sinal Doppler correspondente ao fluxo reverso

$$W_d = 2 \cdot \pi \cdot f_d$$

f_d - frequência do sinal Doppler correspondente ao fluxo direto

$$W_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r$$

f_r - frequência do sinal Doppler correspondente ao fluxo reverso

Analisando as equações os sinais obtidos estão em quadratura de fase, isto é, os termos representativos do fluxo direto e reverso tem uma diferença de fase de 90 graus. V_a e V_b são chamados de componentes imaginária e real do fasor Doppler (Atkinson & Woodcock, 1982; Webster, 1978).

2.5.3. O Processador no Domínio do Tempo

Para o caso de somente fluxo direto, o coeficiente A_r é igual a zero, e substituindo nas equações (2.8) e (2.9) temos,

$$V_a = -A_d/2 \sin(W_d.t) \quad \text{e} \quad V_b = A_d/2 \cos(W_d.t) \quad (2.10)$$

no caso de fluxo reverso $A_d = 0$,

$$V_a = A_r/2 \sin(W_r.t) \quad \text{e} \quad V_b = A_r/2 \cos(W_r.t) \quad (2.11)$$

No primeiro caso, fluxo direto, V_b está adiantada em fase em relação a V_a . No segundo caso, fluxo reverso, V_a se adianta em fase em relação a V_b .

A maioria dos sistemas de processamento de direção de fluxo (processador no domínio do tempo, processador no domínio da frequência e processador no domínio da fase) utilizam esta propriedade para separar as bandas laterais correspondentes ao fluxo direto e reverso. Este princípio foi primeiramente estabelecido por McLeod em 1967.

Os sinais obtidos nas saídas do detector em quadratura de fase são complexos e a frequência variável em função da velocidade do sangue, sendo a fase entre os sinais na saídas função do sentido do fluxo. Um dos métodos de análise destes sinais é conversão da frequência em um nível de tensão proporcional, através um conversor frequência/tensão (F/V). Webster (1978) sugere um diagrama em blocos, figura 2.13, para o processamento dos sinais obtidos nas saídas do demodulador em quadratura de fase.

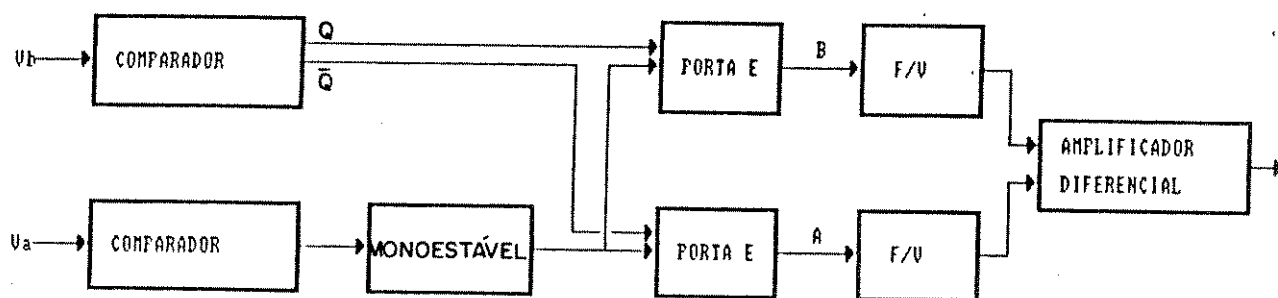


Figura 2.13 - Diagrama em blocos do processador no domínio do tempo.

O circuito processador possui duas saídas "A" e "B", sendo os pulsos do monoestável são direcionados para uma das duas

saídas de acordo com o sentido do fluxo. A componente imaginária do sinal Doppler é aplicada ao comparador que dispara o monoestável toda vez que o sinal indo do potencial negativo para o positivo cruza o nível zero. A componente real do sinal Doppler é aplicada a outro comparador com duas saídas complementares, que selecionará a porta lógica pela qual sairá os pulsos do monoestável. A figura 2.14 mostra o diagrama funcional no domínio do tempo deste sistema.

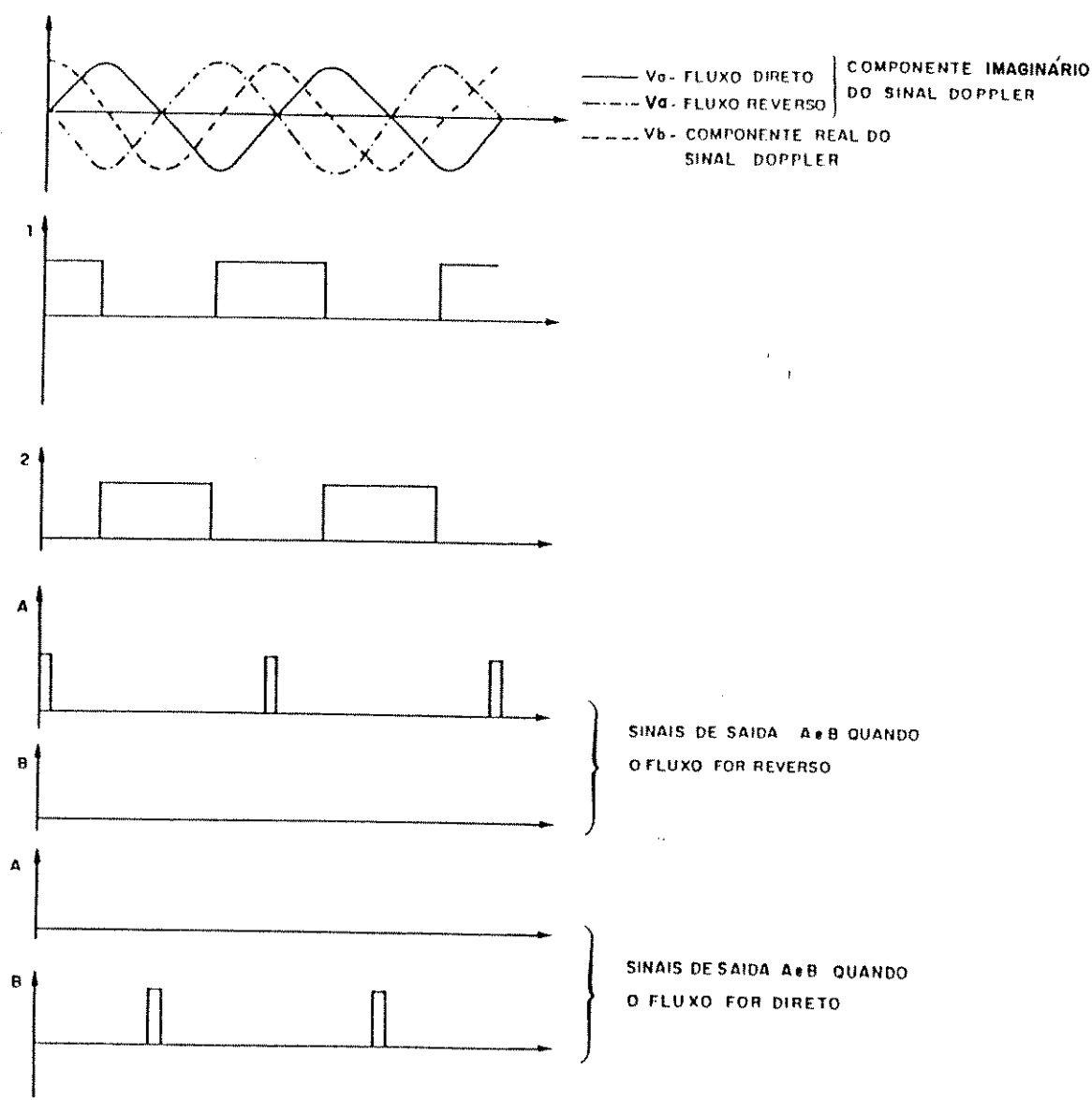


Figura 2.14 - Diagrama temporal do processador no domínio do tempo.

O sinal cossenoidal (V_b) não se altera em fase, mantendo a fase dos sinais na saída do comparador (1 e 2). No entanto, a componente senoidal (V_a) altera sua fase em 180 graus, quando há inversão no sentido do fluxo, deslocando os pulsos do monoestável no tempo, uma vez que estes pulsos só são gerados na passagem da onda por zero, indo do negativo para o positivo. Este deslocamento no tempo faz com que os pulsos saiam pela porta A ou B dependendo do sentido e fluxo.

A saída de cada porta é ligada a conversores F/V, que convertem a frequência dos pulsos em níveis de tensão. Assim, na saída de cada conversor tem-se um nível de tensão proporcional ao número de pulsos, os quais estão relacionados com a frequência do sinal captado, que, por sua vez, está relacionada com a velocidade do fluído. Finalmente, as saídas dos conversores F/V são ligadas a um amplificador diferencial, que produzirá um sinal negativo ou positivo dependendo da direção do fluxo em relação ao transdutor.

CAPÍTULO III

PROJETO DO SISTEMA ULTRA-SÔNICO DOPPLER PULSÁTIL

3.0 Introdução

O diagrama em blocos do Sistema Doppler Pulsátil desenvolvido segue, em linhas gerais, os trabalhos apresentados por Baker (1970) e Atkinson & Woodcock (1982), recebendo algumas modificações no tocante ao controle digital de profundidade do volume de amostragem e na técnica de processamento do sinal Doppler, a qual foi baseada no trabalho publicado por Webster (1978).

Para a definição das características de cada bloco fez-se uma revisão bibliográfica, a qual é apresentada no início do item em questão.

Ressalta-se que o sistema Doppler desenvolvido não constitui a versão final de um equipamento médico, pronto para ser utilizado em clínicas, mas sim a primeira parte do protótipo de um Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil de Múltiplos Canais. Muitos dos circuitos que serão descritos, poderão sofrer modificações quando implementado os demais canais, e for utilizado o circuito de busca automática da profundidade do vaso sanguíneo, conforme é sugerido no capítulo 5.

Uma vez que o aparelho desenvolvido apresenta grande quantidade de circuitos, limitou-se, neste capítulo, a apresentação e descrição em blocos de cada etapa de processamento do sinal ultra-sônico, desde a sua geração, captação até a etapa de saída. Os cálculos e critérios utilizados para projeto, assim

como os circuitos, foram inseridos na forma de apêndices.

Inicialmente, apresenta-se uma descrição geral completa do diagrama em blocos do protótipo desenvolvido. A seguir cada bloco é subdividido para análise mais detalhada

3.1. Uma visão Geral do Sistema Ultra-Sônico Doppler Pulsátil

A figura 3.1, mostra o diagrama em blocos do instrumento desenvolvido. O sistema pode ser dividido em nove partes: 1) Transdutor; 2) Transmissor; 3) Amplificador receptor de RF; 4) Limitador; 5) Unidade de Controle; 6) Demodulador em quadratura de fase; 7) Processador do sinal Doppler no domínio do tempo; 8) Processador de áudio e 9) Fonte de alimentação.

1) Transdutor : O transdutor ultra-sônico, modelo 134738H, foi importado da KB-AEROTECH. É formado de um único cristal piezoelétrico circular de 6 mm de diâmetro, utilizado tanto para emitir como para captar o sinal refletido.

2) Transmissor : O circuito transmissor é responsável pela geração dos pulsos de RF de 5 MHz ("burst" de 5 MHz). O número de ciclos por pulso é ajustável entre 1 e 5, a amplitude entre 8 e 23 volts pico a pico, e o intervalo entre os pulsos de RF fixos em 50 ou 100 μ s. Estes pulsos de RF são utilizados para excitar o cristal, a fim de gerar as frentes de ondas ultra-sônicas de curta duração.

3) Amplificador receptor de RF : O circuito de recepção tem a função de amplificar o eco captado pelo transdutor, até que possua amplitude suficiente para ser demodulado.

4) Limitador : Como o sistema utiliza um único transdutor, tanto para emitir como para captar o sinal ultra-sônico, é necessário proteger a entrada do amplificador receptor contra os pulsos de

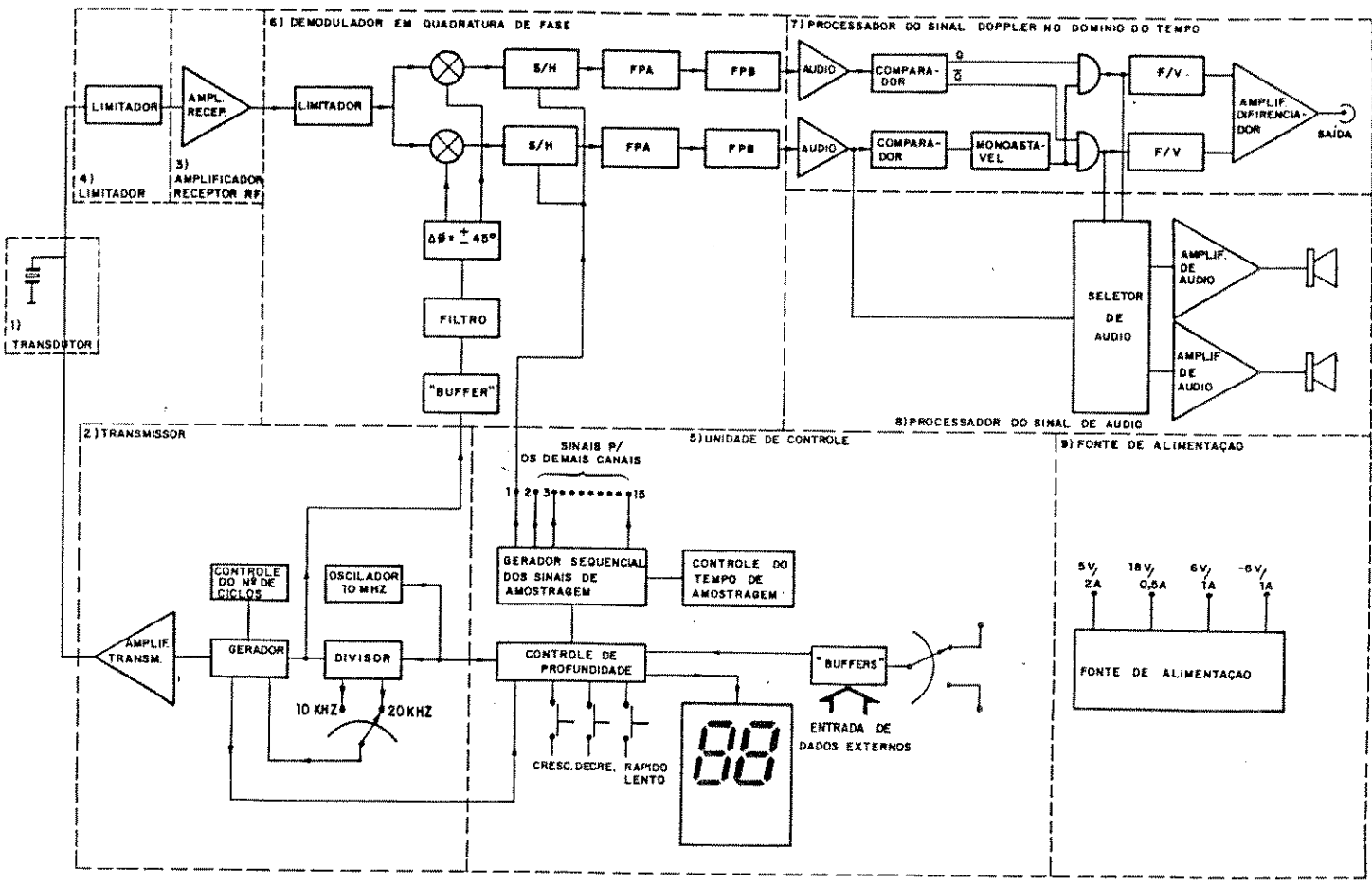


Figura 3.1 - Diagrama em blocos do Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil.

alta amplitude provenientes do transmissor. A saturação do amplificador receptor prejudicaria a recepção do sinal refletido. Isto é feito através de um circuito limitador, o qual evita tensões maiores que 1 V pico-a-pico na entrada do amplificador.

5) Unidade de controle : Tem a função de controlar o intervalo de tempo necessário para que a frente de onda sonora alcance determinada profundidade e retorne ao transdutor (tempo de transição). Decorrido este intervalo de tempo gera-se a seqüência de sinais para o controle dos circuitos de amostragem.

6) Demodulador em quadratura de fase : A função do circuito demodulador em quadratura de fase é extrair do sinal captado pelo

transdutor, as informações do desvio de frequência Doppler sofrido pelos pulsos ultra-sônicos ao interagirem com as partículas do sangue em movimento.

7) Processador do sinal Doppler no domínio do tempo : Este circuito tem a finalidade de converter o desvio de frequência Doppler em um nível de tensão proporcional à frequência; positivo ou negativo de acordo com o sentido do fluxo em relação ao transdutor.

8) Processador do sinal de áudio : Este processamento possibilita duas saídas de áudio: uma para fluxo se aproximando do transdutor (fluxo direto) e outra para fluxo se afastando do transdutor (fluxo reverso). Desta forma, consegue-se simular o efeito estereofônico no aparelho.

9) Fonte de alimentação : Tem a finalidade de suprir as tensões e correntes necessárias aos circuitos.

Nos itens seguintes são descritos em detalhes as partes que compõem o sistema desenvolvido.

3.2. Transdutor Ultra-Sônico

Para fins de projeto, o transdutor é representado por seu equivalente elétrico série ou paralelo (figura 3.2). A curva de impedância elétrica do transdutor em função da frequência, usada no cálculo das partes resistiva e reativa do modelo equivalente, foi gentilmente levantada pelo Grupo do programa de Engenharia Biomédica da Universidade Federal do Rio de Janeiro (figura 3.3).

Nos gráficos, os valores da impedância " Z_t " e do ângulo de fase " Θ ", para a frequência de trabalho de 5 MHz especificada pelo fabricante do transdutor, são:

$$Z = 76 \text{ ohms}$$

$$\Theta = 45 \text{ graus}$$

As partes resistiva, "Rts", e reativa, "Cts", do equivalente elétrico série do transdutor são determinadas pelas equações (Cutler, 1974):

$$Rts = Zt \cdot \cos \Theta \quad (3.1)$$

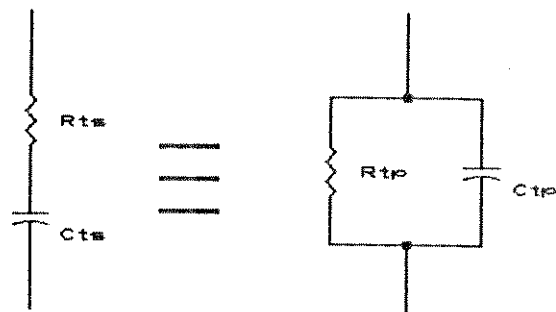


Figura 3.2. Equivalente elétrico série e paralelo do transdutor

$$Cts = \frac{1}{2 \cdot f_o \cdot \sin(\Theta) \cdot Zt} \quad (3.2)$$

onde: $f_o = 5 \text{ MHz}$

Substituindo-se os valores correspondentes, resulta:

$$Rts = 53,74 \text{ ohms}$$

$$Cts = 592,31 \text{ pF}$$

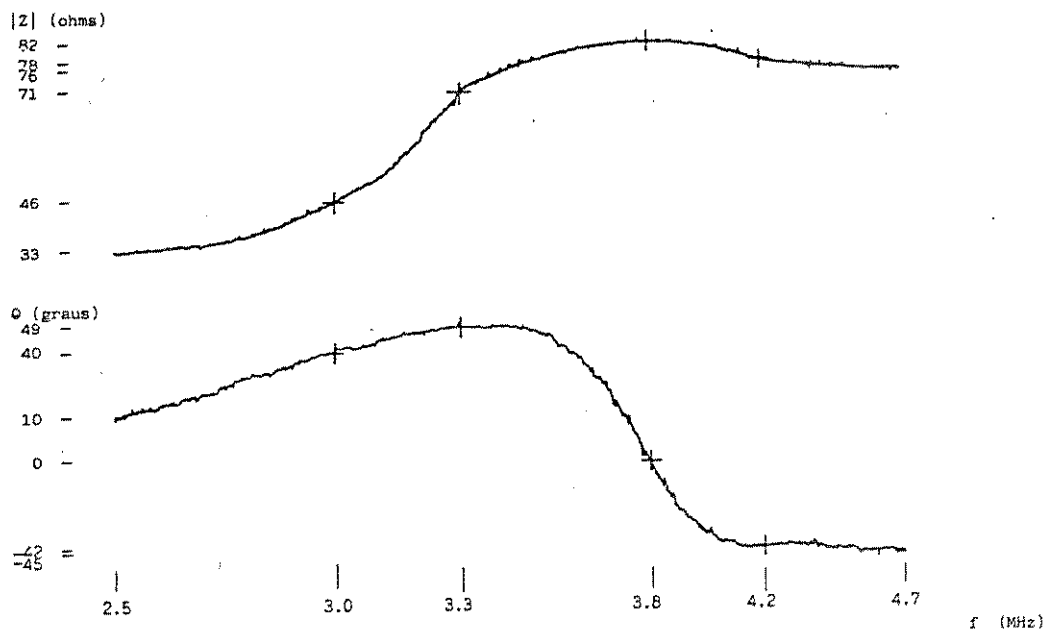
E as partes resistiva, "Rtp", e reativa, "Ctp", do equivalente paralelo, pelas equações:

TRANSDUTOR "AEROTECH 5 MHz"

Curvas: MAGNITUDE DA IMPEDÂNCIA (vermelho/cima)
ÂNGULO DE FASE (azul/baixo)

RANGE: 3.00V 10.00V 750.0mV
OFFSETS: 0.0V 0.0V -6.40V
TOTAL TIME: 1.00S
POST-TRIG: 0.0S
TRIGGER: MAN
07:00:51 14 OCT 87

Varredura de frequência: 2.5 MHz a 4.7 MHz



TRANSDUTOR "AEROTECH 5 MHz"

Curvas: MAGNITUDE DA IMPEDÂNCIA (vermelho/cima)
ÂNGULO DE FASE (azul/baixo)

RANGE: 3.00V 10.00V 750.0mV
OFFSETS: 1.2V 0.0V 0.10V
TOTAL TIME: 1.00S
POST-TRIG: 0.0S
TRIGGER: MAN
08:18:45 14 OCT 87

Varredura de frequência: 4.7 MHz a 7.0 MHz

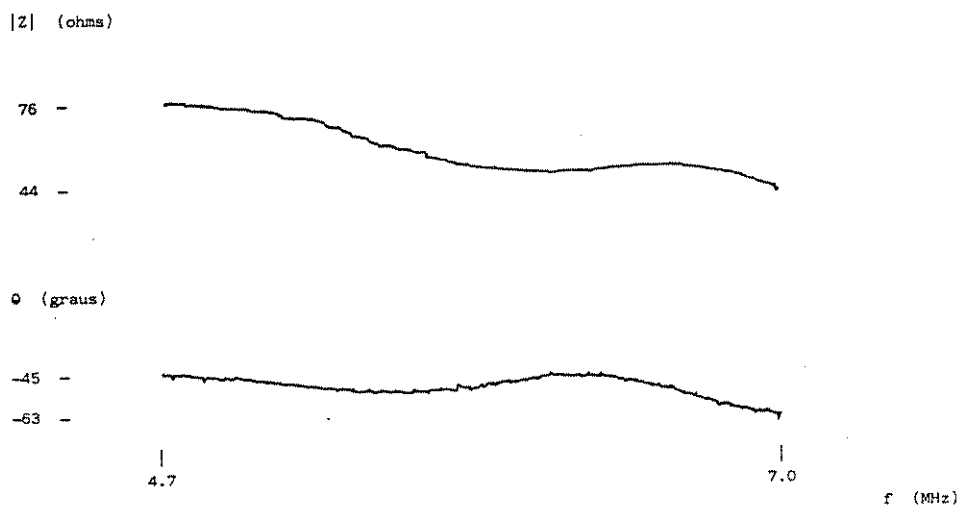


Figura 3.3 - Curvas de impedância e ângulo de fase do transdutor ultra-sônico

$$R_{tp} = \frac{Z_t}{\cos(\theta)} \quad (3.3)$$

$$C_{tp} = \frac{\cos(\theta)}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot Z_t} \quad (3.4)$$

Resolvendo as equações, tem-se:

$$R_{tp} = 107,48 \text{ ohms}$$

$$C_{tp} = 298,18 \text{ pF}$$

3.3. Transmissor

Em sistemas Doppler-pulsáteis é essencial que a fase entre o pulso de RF, utilizado para excitar o cristal ultra-sônico, e o sinal do oscilador, utilizado para demodulação do sinal ultra-sônico refletido e captado pelo transdutor, seja constante. Do contrário, componentes de frequências não relacionadas ao sinal Doppler apareceriam no processo de demodulação. Para manter constante a fase entre o pulso de RF e o sinal do oscilador, Baker (1970) sugere a utilização de um único oscilador. Os pulsos de RF são obtidos a partir deste oscilador com a utilização de circuitos digitais. A seguir, os pulsos de RF são amplificados para excitar o cristal ultra-sônico. O sistema descrito por Atkinson & Woodcock (1982) utiliza esta mesma técnica.

A seleção do valor da taxa de PRF ("Pulse Repetitive Frequency"), ou seja, o intervalo entre a repetição dos pulsos de RF, depende da máxima frequência Doppler de interesse, da profundidade do vaso, e das características de atenuação do pulso ultra-sônico nos tecidos. Pelo teorema da amostragem, o valor da

freqüência do sinal de PRF deve ser no mínimo o dobro da máxima freqüência Doppler de interesse, já que o sinal de PRF tem freqüência igual a do sinal de amostragem (item 2.4.2). Portanto, quanto maior a freqüência do sinal de PRF, maior o desvio de freqüência Doppler que pode ser detectado, porém informações ambíguas podem ocorrer. O pulso ultra-sônico é transmitido, refletido nas interfaces do meio, captado pelo transdutor e refletido novamente para os tecidos pelo próprio transdutor. O processo se repete até que o sinal ultra-sônico seja completamente atenuado. Se a taxa de PRF for muito alta, torna-se difícil distinguir qual eco está relacionado ao último pulso ultra-sônico transmitido.

Baker (1970) apresenta alguns valores máximos de desvios de freqüência Doppler e profundidades máximas possíveis, para diferentes taxas de PRF.

PRF	Profundidade aproximada	máx f detectável
25 kHz	30 mm	12,5 kHz
18 kHz	43 mm	9 kHz
12,5 kHz	60 mm	6,25 kHz

Galil et al. (1982), descrevem um sistema ultra-sônico Doppler pulsátil de 5 MHz (Mavis - Picker International), que permite a análise de profundidades de 71,68 mm, com um PRF de 4.8 kHz.

O número de comprimentos de onda emitidos por pulso de RF não é exatamente definido na literatura. Em sistemas de 5 MHz, Baker (1970) e Strandness Jr. (1985), utilizaram 5 ciclos, Jorgensen (1973), utilizou 2, e Galil et al. (1982), 3. Para

sistemas de 6 MHz, Hatteland & Eriksen (1981), utilizaram 8 ciclos da frequência e Hoeks et al. (1981), utilizaram 6. Atkinson & Woodcock (1982), por sua vez, usou 5 ciclos de frequência de 2 MHz. Como não há consenso na definição do número de ciclos emitido por pulso de RF, desenvolveu-se um sistema que permite o ajuste do número de ciclos desejado por pulso de RF, para futuros estudos do comportamento do espectro de frequência do sinal Doppler em função do número de ciclos emitidos por pulso de RF.

A figura 3.4 ilustra o diagrama em blocos do gerador de PRF. O circuito é dividido em duas partes: o controle digital do gerador, que permite o ajuste do número de ciclos transmitido por pulso de RF bem como ajuste da taxa de repetição (PRF); e o amplificador transmissor. A seguir é analisado o diagrama em blocos de cada circuito separadamente.

3.3.1. Controle Digital do Gerador de PRF

Na figura 3.4.a, encontra-se o diagrama em blocos do gerador de PRF.

Para geração do sinal de PRF utilizou-se como base de tempo um oscilador integrado sintonizado com cristal em 10 MHz. A frequência do sinal de PRF é obtida dividindo-se o sinal de 10 MHz até as frequências de: 19531,25 Hz ou 9765,63 Hz (doravante referidas como 20 kHz e 10 kHz), seleccionadas através da chave CH-1. Desta forma, considerando a velocidade média do som em tecidos biológicos de 1540 m/s, (Wells, 1977), as máximas profundidades possíveis de serem analisadas ficam entre 39 mm e 78 mm, para 20 kHz e 10 kHz, respectivamente.

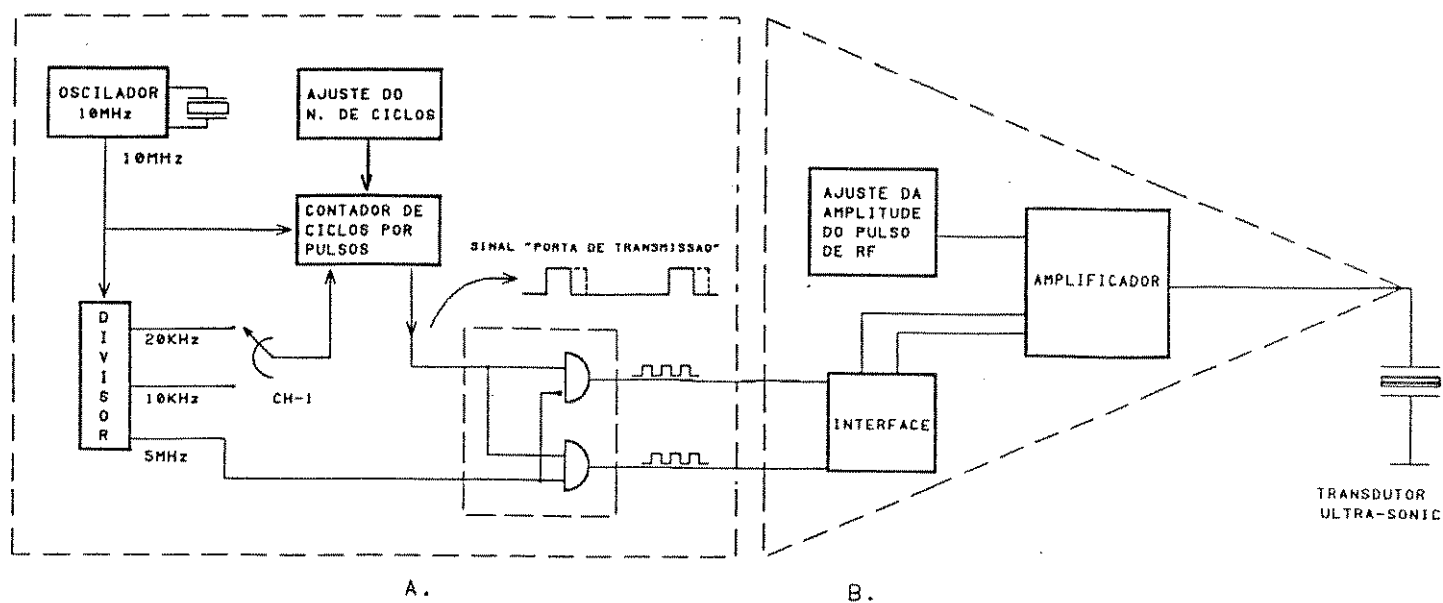


figura 3.4 - Diagrama em blocos do circuito gerador de PRF.

Para o ajuste do número de comprimentos de onda emitido por pulso de RF, utilizou-se um circuito integrado contador, com frequência de "clock" de 10 MHz. O controle é feito a partir do sinal chamado "porta de transmissão" (figura 3.4.a), cuja abertura é controlada a partir do valor inicial ajustado nas entradas do contador.

No apêndice A.1 encontra-se a descrição do circuito de controle digital do gerador de PRF apresentado no apêndice F, esquema 4A.

3.3.2. Amplificador Transmissor

Os sinais obtidos na saída do gerador de PRF, são amplificados para excitar o transdutor ultra-sônico. A amplitude do sinal aplicado ao cristal está relacionada com a potência de pico do pulso ultra-sônico emitido. Baker (1970) sugere,

potências de pico do pulso de RF, variando entre 10 W e 30 W para transdutores de impedância elétrica entre 50 e 200 ohms. Neste sistema, com PRF de 25 kHz e ciclo de trabalho de 2,5 %, a potência média aplicada ao cristal fica entre 0,25 W e 0,75 W.

Com base no trabalho acima, considerando que a parte resistiva calculada do transdutor é 53 ohms (item 3.2), a potência de pico do pulso de RF a ser aplicado ao cristal é da ordem de 10 W. Para PRF de 10 KHz e 5 comprimentos de onda, de 5 MHz por pulso de RF, o ciclo de trabalho é de 1,0 %, e a potência média é de 0,1 W. Para 20 kHz de PRF, o ciclo de trabalho é 2,0 % e a potência média é de 0,2 W. O circuito implementado, permite que a potência elétrica de pico aplicada ao transdutor, possa ser atenuada linearmente desde 1 até 10 W.

Considerando que o transdutor seja 100 % eficiente, isto é, que toda potência elétrica aplicada é convertida em potência ultra-sônica, a intensidade máxima gerada pelo cristal será 35 W/cm² (10 W dividido pela área do transdutor igual a 0,28 cm²). Abaixo dos 100 W/cm² recomendado pela "Food and Drug Administration" (July, 1982) para sistemas ultra-sônicos pulsáteis.

Atkinson & Woodcock (1982) sugere a utilização de um amplificador "push-pull", utilizando transistores de potência VMOS para chaveamento do transformador. O mesmo tipo de amplificador é sugerido por Baker (1970). Utilizou-se um circuito semelhante, porém ao invés de transistores VMOS utilizaram-se os do tipo MOSFET.

A figura 3.4b mostra o diagrama em blocos do

amplificador transmissor. O circuito foi dividido em três partes: o amplificador propriamente dito; a interface com o controle digital; e o regulador de tensão, para ajuste da amplitude do pulso de RF aplicado ao cristal.

A figura 3.5 mostra o circuito utilizado no amplificador. O transformador possui, no primário, um enrolamento com derivação central e, no secundário, um enrolamento simples.

A utilização do transformador com primário sintonizado na frequência de 5 MHz, possibilita o casamento de impedância do par transformador-transdutor, para a máxima transferência de potência, e seleciona a componente fundamental do pulso de RF, produzindo um pulso senoidal. O dimensionamento do transformador é descrito no apêndice A.2.

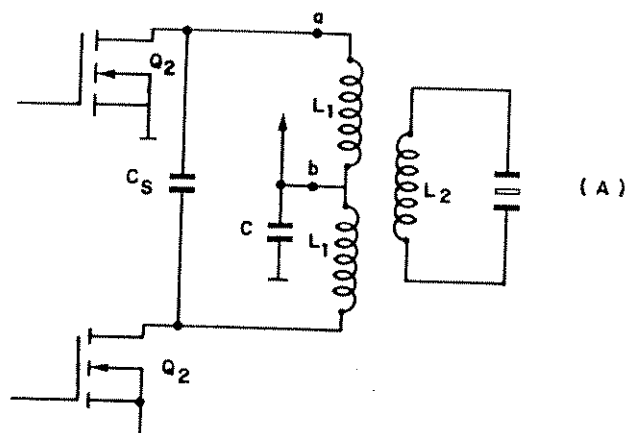


Figura 3.5. Circuito do Amplificador Transmissor

O ajuste da potência ultra-sônica transmitida, é feito variando-se a tensão no terminal central do transformador. Desta forma, através de um regulador de tensão ajustável, consegue-se variar linearmente a amplitude do pulso de RF aplicado ao cristal. Isto contudo, implica a necessidade de um circuito de interfaceamento entre o circuito digital e o amplificador de RF

transmissor, a fim de modificar, proporcionalmente à tensão no terminal central, a amplitude dos pulsos aplicados nas portas dos transistores, conforme analisado no apêndice A.2.2.

3.3.3. Resultados

A figura 3.6 mostra alguns pulsos de RF aplicados ao cristal variando-se o número de ciclos. A amplitude dos pulsos é de aproximadamente 23,5 V e a impedância do cristal é de 53 ohms, o que corresponde a uma potência de pico de 10,4 watts. Com um PRF de 20 kHz e um ciclo de trabalho de 1,2 % (três ciclos da onda de 5 MHz), a potência média é de 0,12 watts.

3.4. Amplificador Receptor de RF

O sinal ultra-sônico refletido pode estar atenuado de 50 a mais de 120 dB, em relação àquele transmitido, ao ser captado pelo transdutor (Baker, 1970). Por conseguinte, o sinal elétrico produzido pelo transdutor é da ordem de alguns milivolts, sendo necessário amplificá-lo para que possa ser demodulado.

As especificações sobre o amplificador receptor não são exatamente definidas na literatura. Baker (1970) utilizou um ganho de 76 dB em seu sistema Doppler pulsátil; Wells (1970) utilizou 60 dB; e Hetteland & Erksen (1981), por sua vez, utilizaram 40 dB. Desta forma, uma vez que o ganho não é definido, três amplificadores foram desenvolvidos com o objetivo de conseguir o maior ganho possível: o primeiro, fazendo uso de circuito integrado dedicado, o segundo, transistorizado, e, finalmente, um de dois estágios em cascata, com ganho ajustável, utilizando circuito integrado e transistor na configuração

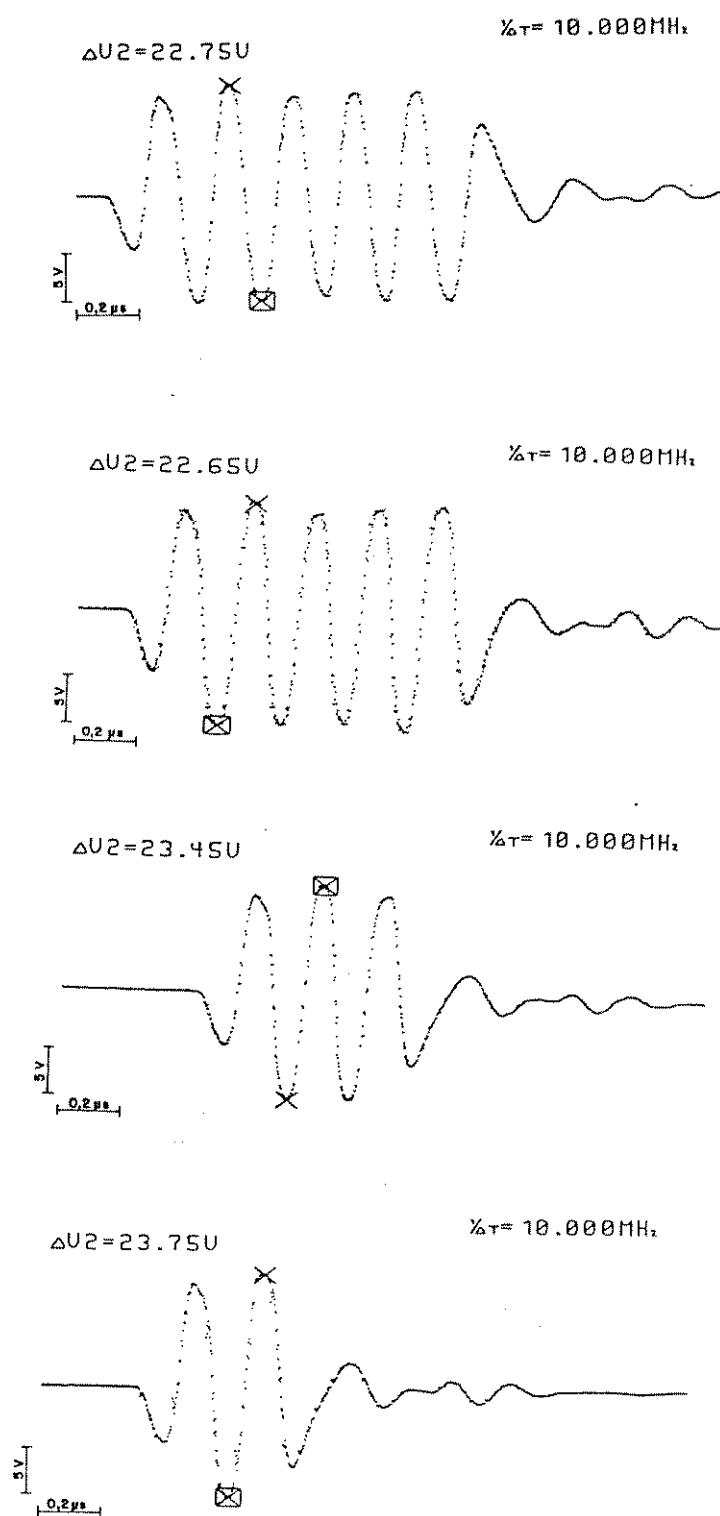


Figura 3.6 - Pulsos de Frequência obtidos sobre o transdutor ultra-sônico.

emissor comum.

Optou-se pelo amplificador em cascata tendo em vista o baixo ganho do circuito integrado e a pouca estabilidade do amplificador transistorizado, conforme constatou-se nos testes realizados durante o projeto.

O primeiro estágio do amplificador em cascata foi implementado com o circuito integrado MC 155D, uma vez que este apresenta facilidade no ajuste do ganho, feito através de trimpot. A escolha deste integrado resultou da disponibilidade no mercado e da boa literatura disponível (Millman & Halkias, 1972; Motorola, 1970). Para o projeto do segundo estágio, emissor-comum, utilizou-se o transistor BF 494, comum no mercado interno de componentes eletrônicos. A metodologia empregada no projeto é descrita por Krauss & Bostian (1980) e pelo Application Note 215N da Motorola.

O acoplamento de entrada foi realizado com um transformador acoplador, dimensionado para o transdutor descrito no item 3.2. A metodologia para o dimensionamento do transformador é apresentada por Guestrin (1986). O estágio de saída é sintonizado através de circuito tanque e o acoplamento entre estágios é feito com transformador capacitivo, descrito por Senatory & Suky (1984). Descreve-se no apêndice B o projeto do amplificador. O circuito completo encontra-se no apêndice F, esquema 2.

As três malhas de acoplamento do amplificador receptor de RF foram sintonizadas na frequência de 5 MHz, sendo a primeira, por razões expostas no apêndice B, com banda passante de 500 kHz e as demais de 166 kHz. Isto resulta em uma banda

teórica da ordem de 107 KHz.

3.4.1 Resultados

Para avaliação do ganho do amplificador receptor utilizou-se um sinal senoidal de 5 MHz fornecido por gerador de funções. Este procedimento, no entanto, compromete a avaliação do ganho, uma vez que a impedância de saída do gerador é diferente do cristal ultra-sônico, para o qual foi dimensionada a malha de entrada do amplificador. Com uma tensão de 40m Vpp na entrada do amplificador o ajuste mínimo do ganho foi 14 dB. O máximo ganho foi avaliado ajustando-se o trimpot até que a tensão de saída pico-a-pico fosse igual a tensão de alimentação, mantendo-se os 40 mV de entrada. A partir deste ponto a amplitude do sinal de saída não se altera, uma vez que o amplificador satura. O valor do ganho medido com este ajuste foi de 44 dB.

Para avaliar o desempenho do amplificador receptor com pulsos de RF utilizou-se o transdutor ultra-sônico (ítem 3.2), o circuito transmissor (ítem 3.3) e o circuito limitador (ítem 3.5). Os circuitos foram ligados conforme ilustra a figura 3.7. Na entrada do amplificador o circuito de proteção limita a

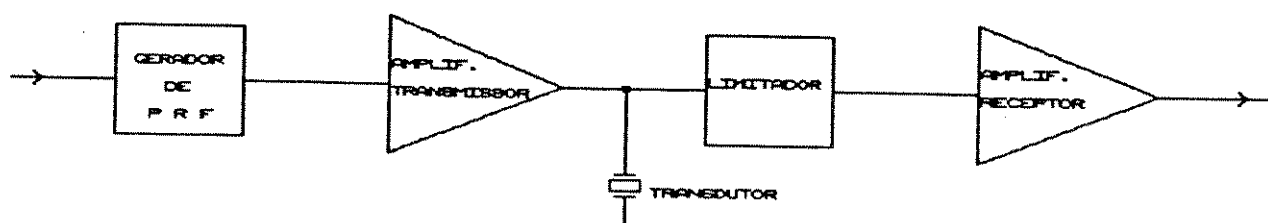


Figura 3.7 - Ligação do amplificador transmissor para os testes com pulsos de RF.

amplitude dos pulsos do transmissor em 1 V, evitando a saturação do amplificador. Neste teste, o circuito apresentou péssimo desempenho, devido ao amortecimento muito lento do sinal de saída em resposta ao pulso de entrada, aplicado no instante da transmissão do pulso ultra-sônico.

Em princípio a utilização de um amplificador sintonizado de banda passante o mais estreita possível parecia ser ideal, uma vez que promove a seleção do espectro de frequência, melhorando a relação sinal ruído na saída do amplificador. No entanto, conforme constatado nos testes, para amplificadores sintonizados que trabalham com pulsos de RF existe um compromisso entre o fator de qualidade "Q" do amplificador e a constante de tempo de decaimento do sinal na saída do amplificador dado pela equação (Alley & Atwood, 1973):

$$2.R.C = \frac{2 \cdot Q}{W} \quad (3.5)$$

onde $W = 2\pi \cdot f$

$f = 5 \text{ MHz}$ (frequência de projeto)

O produto $2.R.C$ corresponde a constante de tempo do amplificador.

O fator de qualidade é dado por,

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (3.6)$$

onde:

f_0 - representa a frequência de sintonia

B - representa a largura da banda passante em Hertz

A figura 3.8 ilustra a resposta típica de um

amplificador sintonizado a um pulso de tensão aplicado à entrada.

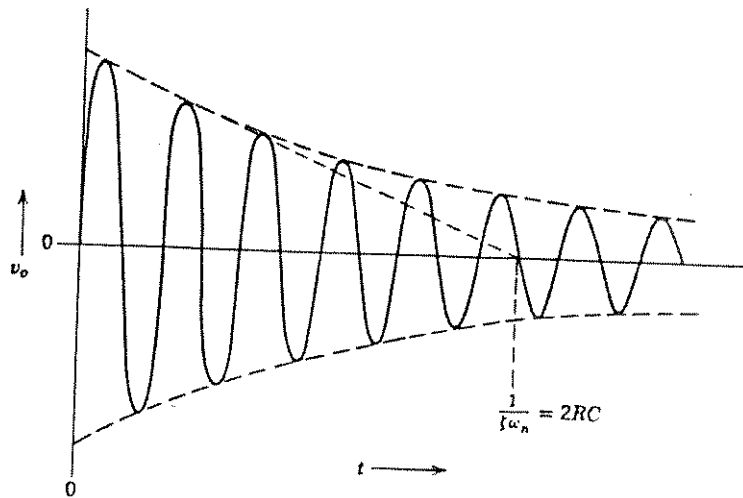


Figura 3.8 - Resposta típica de amplificadores sintonizados a pulsos de tensão aplicado à entrada. [De Alley & Atwood, 1977]

No projeto o fator de qualidade "Q" calculado resultante das três malhas é de aproximadamente 50 ($f_0 = 5 \text{ MHz}$ e $B = 107 \text{ KHz}$). Substituindo em (3.5) resulta:

$$2.R.C = 3,2 \mu s$$

Para que o sinal esteja completamente amortecido (90 a 10 % do tempo de descida) é necessário pelo menos 2,2 constantes de tempo (Alley & Atwood, 1977) ou seja, aproximadamente $7 \mu s$ (2,2 vezes $3,2 \mu s$). Este valor é relativamente grande se comparado ao intervalo de $50 \mu s$ entre os pulsos de RF, para um PRF de 20 KHz .

Conclui-se, portanto, que amplificadores receptores a serem utilizados em sistemas Doppler pulsáteis não devem possuir banda passante muito estreita devido ao tempo de resposta do amplificador.

A solução, para o problema do tempo de amortecimento,

foi conseguida retirando-se o capacitor da malha de acoplamento entre estágios, (no apêndice F, esquema 2, capacitor 8) e através de ajuste do núcleo das bobinas de sintonia procurou-se o ponto em que o tempo de amortecimento era o menor possível. Isto equivale, teoricamente, a aumentar a banda passante do amplificador. No entanto, o ganho do amplificador ficou comprometido devido ao alargamento da banda.

Para avaliação do ganho, utilizou-se o pulso ultra-sônico refletido na parede de um tubo de silicone. O transdutor foi posicionado formando um ângulo de 90 graus em relação ao tubo, isto para que a interação do pulso ultra-sônico com a parede do tubo fosse a menor possível, produzindo assim um pulso refletido de curta duração. Ambos foram imersos em um tanque com água. O silicone, por ter uma impedância acústica próxima a da água, reflete uma baixa intensidade sonora. Este procedimento evita um sinal de intensidade muito alta na entrada do amplificador. Com um osciloscópio mediu-se a amplitude do sinal no transdutor e na saída do amplificador, obtendo-se um ganho máximo de 36 dB.

A figura 3.9 ilustra a resposta do amplificador ao pulso de transmissão, os sinais foram obtidos com um osciloscópio digital (Tektronics 2230) e um plotter XY (HP 7015 B). O sinal de saída é completamente amortecido em 2,035 μ s. Isto equivale a uma profundidade de 3 mm, considerando a velocidade do som de 1540 m/s.

Com a sintonia do amplificador receptor reajustada e com o gerador de funções ligado à sua entrada, levantou-se a banda passante, ilustrada na figura 3.10. A tabela 3.1 mostra os

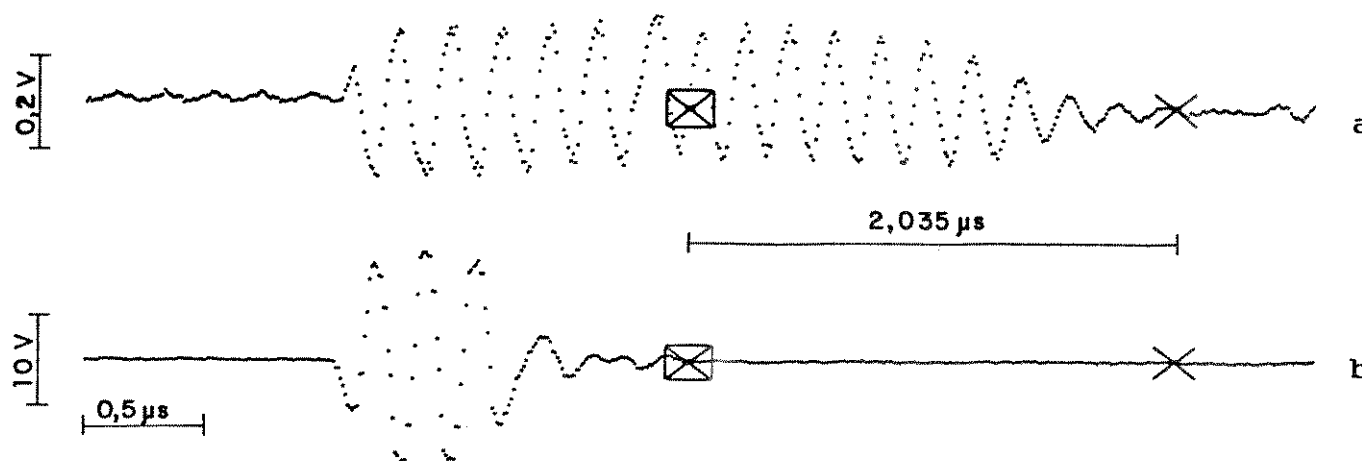


Figura 3.9 - Resposta do amplificador desenvolvido aos pulsos de frequência aplicados à sua entrada no instante da transmissão. a) corresponde ao sinal de saída do amplificador; b) corresponde ao pulso de RF aplicado ao cristal. O sinal na saída do amplificador é completamente amortecido em 2,035 μ s.

valores obtidos durante o experimento e os valores convertidos para a escala em dB. A máxima frequência conseguida com o gerador de funções foi 5,2 MHz, motivo pelo qual não foi obtida o restante da curva.

Na figura 3.10 a frequência central ficou em 5,1 MHz e o ponto de -3 dB que determina a largura da banda em 4,8 MHz, o que resulta em uma banda passante de 600 KHz. Substituindo na equação (3.6), tem-se um fator de qualidade igual a:

$$Q = 8,5$$

A constante de tempo obtida a partir da equação (3.5) é:

$$2.R.C = 0,54 \mu s$$

Considerando que seja necessário, conforme mencionado, 2,2 constantes de tempo para que o sinal esteja amortecido é necessário um tempo de 1,19 μ s. Valor este próximo ao obtido na

prática (2,035 μ s).

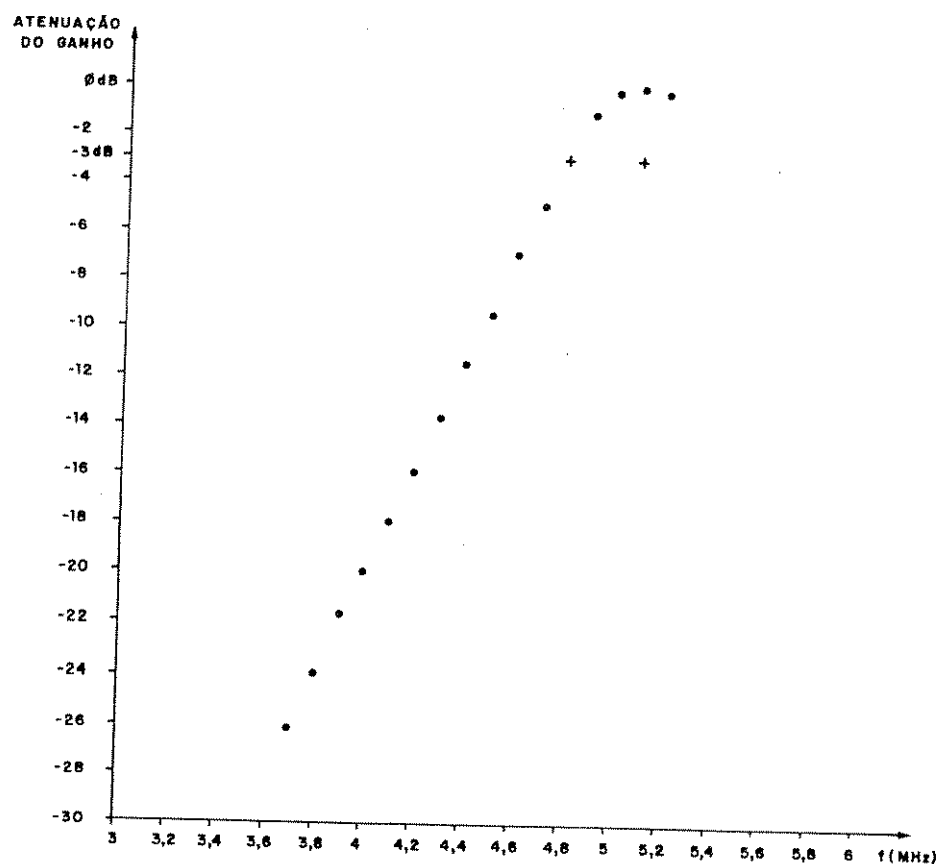


Figura 3.10 - Banda Passante obtida com o Amplificador Receptor de RF.

Nos testes realizados com o Sistema Doppler completo conseguiu-se uma amplitude do sinal Doppler da ordem de 2 V pico-a-pico (figura 4.9, Capítulo IV), obtido em testes realizados utilizando-se a artéria braquial.

Os resultados nos testes descritos acima foram satisfatórios, entretanto, para um próximo protótipo é interessante que o projeto seja refeito para uma banda passante maior, da ordem de 3 MHz, conforme sugerido por Baker (1970), a fim de aumentar o fator de amortecimento, assim como, é interessante aumentar o ganho para aproximadamente 50 dB.

TABELA 3.1

**VALORES OBTIDOS NO ESTUDO DA BANDA
PASSANTE DO AMPLIFICADOR DE RF.**

freqüência (MHz)	tensão de saída (V)	dB
5,2	2,15	- 0,20
5,1	2,20	- 0
5,0	2,15	- 0,20
4,9	1,93	- 1,14
4,8	1,59	- 2,82
4,7	1,25	- 4,91
4,6	0,99	- 6,94
4,5	0,74	- 9,46
4,4	0,59	- 11,43
4,3	0,45	- 13,78
4,2	0,35	- 15,97
4,1	0,28	- 17,91
4,0	0,22	- 20,00
3,9	0,18	- 23,93
3,8	0,11	- 26,02

3.5. Limitador

A utilização de um único transdutor, tanto para emissão como para a recepção do sinal ultra-sônico, implica que a entrada do amplificador receptor, sensível a sinais de pequena amplitude, deve ser protegida do sinal de alta amplitude aplicado ao cristal no instante da emissão dos pulsos ultra-sônicos. Isto para evitar que o amplificador receptor sature, prejudicando a recepção do pulso ultra-sônico refletido.

O circuito de proteção limita a amplitude do sinal na entrada do amplificador receptor em 1 V pico a pico. Durante a recepção o sinal elétrico produzido pelo transdutor, referente a interação do pulso ultra-sônico com as partículas do sangue, tem amplitude muito menor que 1 V. Desta forma, este sinal passa pelo circuito de proteção sem sofrer praticamente nenhuma perda ou deformação. O projeto do circuito de proteção, assim como uma explicação mais detalhada, é apresentado no apêndice C.

3.6. Unidade de Controle

Esta unidade é responsável pela medida do tempo de transição, ou seja, do tempo necessário para que o pulso ultra-sônico alcance a profundidade desejada e retorne ao transdutor. Com base na velocidade média do som em tecidos biológicos (1540 m/s) determina-se o tempo de transição necessário para que o pulso ultra-sônico percorra determinada distância e retorne ao transdutor. Decorrido o intervalo de tempo, uma sequência de sinais é gerada para o controle dos circuitos amostradores (ítem 3.6.2). O princípio de funcionamento desta unidade foi baseado no sistema Doppler pulsátil descrito por Atkinson & Woodcock (1982).

Embora , para estudos iniciais, tenha sido implementado

um único canal, a unidade apresenta sinais de controle para 15 circuitos amostradores sequenciais e adjacentes.

Três seqüências de sinais são necessárias para o controle dos circuitos amostradores: i) tempo de transição, ii) "sample", iii) "reset". A figura 3.11 mostra o diagrama temporal desta seqüência de sinais.

Os sinais de "sample" e "reset" são os mesmos, isto é, o sinal de "sample" do canal 2 é utilizado como "reset" do canal 1, e assim sucessivamente.

O circuito é dividido em duas partes: o circuito que controla a profundidade e, o gerador sequencial dos sinais que controlam os circuitos amostradores.

3.8.1. Controlador de Profundidade dos Canais de Amostragem

Este circuito através de indicação visual, "displays" de sete segmentos, possibilita o ajuste da profundidade a partir da qual serão formados os canais de amostragem. A indicação é feita diretamente em milímetros e corresponde à profundidade do primeiro canal, ou seja, o intervalo de tempo entre o instante de transmissão e o primeiro sinal de "sample". Intervalo denominado "tempo de transição" (figura 3.11).

A figura 3.12 mostra o diagrama em blocos do circuito. Através de chaves, tipo "push-botton" (que controlam a profundidade do canal), o operador pode incrementar o conteúdo de um grupo de contadores utilizados para endereçar uma memória EPROM. Este endereço é mostrado em "displays" de sete segmentos e corresponde à profundidade, diretamente em milímetros, do volume de amostragem em relação ao transdutor. Na memória, o conteúdo

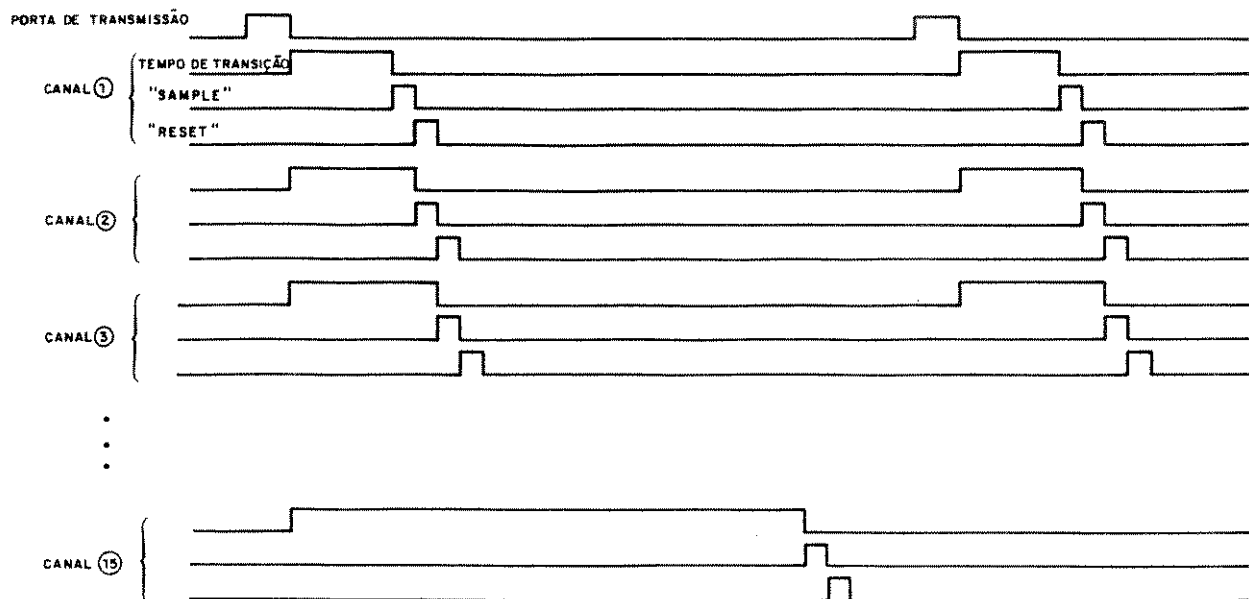


Figura 3.11 - Diagrama temporal dos sinais de controle dos circuitos "Sample and Hold".

deste endereço, corresponde ao tempo necessário para que o som percorra a distância indicada e retorne ao transdutor.

Neste projeto, utilizou-se uma memória EPROM de 2k x 8 bits, onde foram gravados números que correspondem aos tempos de propagação que vão desde 1 mm até 70 mm, com precisão de décimos de microsegundos. Como a memória só armazena palavras de 8 bits, e como a contagem desejada necessita de 12 bits, dividiu-se a mesma em duas áreas de leitura. Inicialmente lê-se a dezena e a unidade e depois os décimos de microsegundos.

O endereçamento de memória é feito com dois contadores tipo BCD que controlam as entradas desde A_0 até A_6 , do barramento de endereço da memória. Desta forma, são endereçadas 80 posições, já que os contadores são do tipo BCD. Nas primeiras 80 posições, acessadas com o pino de endereço mais significativo, A_7 , em nível lógico baixo, são lidas a dezena e a unidade. Nas 80 posições seguintes, desta vez acessadas com o pino A_7 em nível lógico alto, são lidos os décimos de microsegundos.

de 10 MHz, obtida do mesmo oscilador utilizado no gerador de PRF (ítem 3.3.1), são responsáveis pela medida do tempo de transição. Através de comparadores bit a bit, a contagem é continuamente comparada com o conteúdo armazenado nos "latches". Detectada a igualdade os contadores são inibidos e um sinal de sincronismo é enviado ao gerador seqüencial dos sinais de amostragem (ítem 3.6.2). O sinal "porta de transmissão", proveniente do gerador de PRF, é utilizado para zerar os contadores durante a transmissão para que um novo ciclo seja inicializado.

A chave GH-1, disponível na placa de montagem, desabilita a EPROM e o circuito seqüencial, através de "buffers three-state", colocando as entradas de dados e os pinos de controle dos "latches, no conector da placa, permitindo que as informações do tempo de transição sejam inseridas por circuitos externos. Isto foi colocado para o desenvolvimento do sistema múltiplos canais com o sistema automático de procura de profundidade, conforme é sugerido no ítem 5.3.1.

No apêndice D.1 é feita a análise do diagrama esquemático ilustrado no apêndice F, esquema 3a e 3b.

3.6.2. Gerador Seqüencial dos Sinais de Amostragem

Conforme foi mencionado no Capítulo II, ítem 2.3, o tempo de leitura do sinal refletido corresponde a um espaço físico denominado de volume de amostragem. Na figura 2.5, o tempo de amostragem, corresponde exatamente ao espaço físico entre as paredes do vaso. Calli et al. (1982), descrevem um sistema que divide o feixe ultra-sônico refletido em 30 amostras adjacentes, de aproximadamente 0,64 mm de dimensão longitudinal ao feixe

ultra-sônico. Considerando a velocidade do som de 1540 m/s, isto equivale a um tempo de amostragem de 0,42 μ s.

No sistema desenvolvido, quando implementado os demais canais, o feixe ultra-sônico refletido é dividido em 15 janelas de amostragem adjacentes. Sendo que o tempo de amostragem pode ser ajustado, através de chaves, entre os valores de 0,1 μ s e 1,9 μ s, o que equivale a um volume de amostragem de dimensão longitudinal teórica entre 0,15 mm e 3 mm. Para que a indicação nos "displays" em milímetros tenha validade, o tempo de amostragem deve ser equivalente ao espaço físico de 1 mm, ou seja, 1,33 μ s, já que o contador avança uma unidade de cada vez. Este ajuste constitui mais um recurso para a expansão deste projeto em múltiplos canais com procura automática da profundidade.

A figura 3.13 mostra o diagrama em blocos do gerador seqüencial dos sinais de controle dos circuitos amostradores.

Para gerar os 15 sinais de "sample" foi utilizado um decodificador 4 x 16, endereçado por um contador binário, cuja frequência de "clock" é obtida através de um divisor programável. Através das chaves de ajuste do tempo de amostragem, altera-se: o valor da divisão, a velocidade do contador de endereço, e o tempo ativo de cada saída do decodificador, variando-se assim o tempo de amostragem, o qual está relacionado com o volume da amostra.

O circuito combinacional de entrada, utiliza o sinal "porta de transmissão" do gerador de PRF (figura 3.4a) e o sinal de sincronismo do circuito controlador de profundidade (figura 3.11), para ativar e inibir o decodificador e o divisor de frequência a cada ciclo.

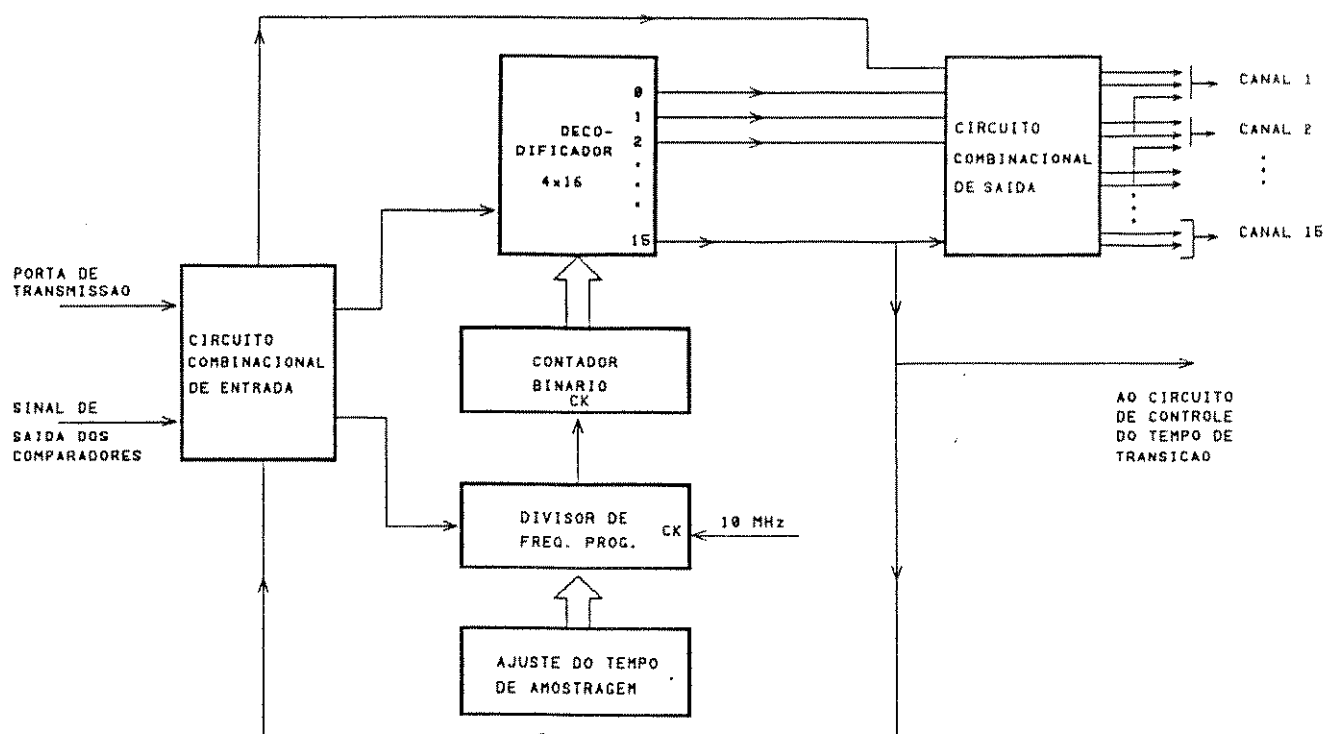


Figura 3.13 - Diagrama em blocos do circuito gerador seqüencial dos sinais de controle dos "Sample and Hold".

O circuito combinacional de saída gera os sinais denominados de tempo de transição, mostrados na figura 3.11. O diagrama esquemático desta unidade é encontrado no apêndice F, esquemas 4a e 4b, sendo analisado no apêndice D.2.

3.7. Demodulador em Quadratura de Fase

O objetivo da demodulação, conforme visto no Capítulo II, ítem 2.5.1, consiste em extrair do eco captado pelo transdutor informações do desvio de frequência em relação ao sinal emitido, resultante da interação do pulso ultra-sônico com as partículas do sangue em movimento (efeito Doppler).

Para não se perder a informação do sentido de fluxo em relação ao transdutor, o processo é realizado por dois circuitos iguais que detectam o desvio de frequência em relação às componentes cossenoidal e senoidal do sinal emitido (ítem 2.5.2). Desta forma, tem-se duas saídas no demodulador em quadratura de fase, chamadas: de componente real (cosseno), cuja fase não se

altera com a inversão do sentido de fluxo em relação ao transdutor, e componente complexa (seno) do desvio de frequência Doppler, cuja fase se altera em 180 graus com a inversão do sentido de fluxo.

Cada processo de demodulação divide-se, por sua vez, em três etapas: a primeira, consiste em detectar os desvios de fase sofridos pelos pulsos ultra-sônicos, em relação a uma das componentes seno ou cosseno do sinal de 5 MHz; a segunda, o sinal resultante do processo de detecção é amostrado e armazenado, para que o desvio de frequência Doppler seja constituído ao longo do tempo e, finalmente, o sinal na saída do circuito de amostragem é filtrado para promover o alisamento da onda, e retirar as componentes de frequência acima da metade da taxa de amostragem, evitando a superposição dos espectros de frequência ("aliasing").

3.7.1. Demodulador de Produto

Para a detecção do desvio de fase, utilizou-se o circuito integrado modulador/demodulador balanceado MC 1496 G. A função de transferência deste integrado é dada pela equação (Application Note AN 531 da Motorola):

$$V_o = K \cdot V_x \cdot V_y \quad (3.7)$$

onde : K - é o ganho do multiplicador

V_o - sinal na saída do demodulador

V_x - é o sinal de referência, no caso, uma das componentes em seno ou cosseno do sinal emitido

V_y - é o sinal captado pelo transdutor

A partir do instante que o pulso ultra-sônico é transmitido, retorna ao transdutor o sinal refletido nas

superfícies estacionária e o sinal retroespalhado pelas partículas do sangue.

Para os sinais refletidos nas superfícies estacionária, não há variação na frequência, porém, o sinal se altera em fase devido às diferentes impedâncias acústicas, encontradas pelo pulso ultra-sônico durante sua propagação. Desta forma, pode-se escrever:

$$V_x = E_x \cdot \cos (W_c.t) \quad (3.8)$$

$$V_y = E_y \cdot \cos (W_c.t + \Theta) \quad (3.9)$$

onde: W_c - é a frequência do sinal emitido

Θ - é o desvio de fase sofrido pelo sinal

E_x - intensidade do sinal de referência

E_y - intensidade do sinal captado

Substituindo-se as equação (3.8) e (3.9) na equação (3.7), e considerando que as componentes de alta frequência sejam filtradas, resulta:

$$V_o = \frac{K \cdot E_x \cdot E_y}{2} \cdot \cos (\Theta) \quad (3.10)$$

Na equação (3.10), a amplitude do sinal de saída, " V_o ", é função da intensidade do sinal captado, " E_y ", e do desvio de fase, " Θ ", uma vez que o sinal E_x , obtido do oscilador principal, é de amplitude constante.

Estando o transdutor estacionário e não havendo estruturas móveis no meio por onde se propaga o pulso ultra-sônico, produz-se na saída do detector de fase um sinal constante ao longo do tempo, cuja amplitude é função de dois parâmetros:

primeiro, das alterações de fase sofridas pelo pulso ultra-sônico durante sua propagação e da intensidade do sinal ultra-sônico refletido nas interfaces do meio. Esta última função da diferença de impedância acústica entre as diversas camadas de tecidos.

O sinal ultra-sônico refletido pelas superfícies estacionárias é de intensidade muito maior que o sinal "refletido" pelas partículas do sangue. Por conseguinte, o sinal elétrico produzido pelo transdutor ao ser amplificado e aplicado ao demodulador pode sofrer problemas de saturação. Portanto, é necessário limitar sua amplitude sem baixar o ganho do amplificador. Isto é feito utilizando-se o mesmo circuito limitador apresentado no item 3.5.

Considerando-se agora o caso do sinal retroespalhado pelas partículas do sangue. Partindo-se do princípio que o líquido sangüíneo, pode ser considerado um fluído homogêneo, a intensidade do sinal captado, "E_y", praticamente não varia, uma vez que o número de partículas que interagem com o pulso também não varia ao longo do tempo. Desta forma, o pulso ultra-sônico retroespalhado pelas partículas do sangue, ao ser captado pelo transdutor, amplificado e demodulado, produz na saída do demodulador um sinal de amplitude proporcional somente ao desvio de fase θ . Assim, após a transmissão de uma seqüência de pulsos ultra-sônicos, tem-se na saída do detector, uma seqüência de sinais de amplitude proporcional ao desvio de fase instantâneo sofrido por pulso ultra-sônico. A envoltória desta seqüência resultante ao longo do tempo, é o desvio de freqüência Doppler, relacionado com a velocidade das partículas do sangue. Este

processo é ilustrado pelos pontos 1, 2 e 3, na figura 3.14, tomadas na saída do detector de fase após vários pulsos de freqüência. A envoltória resultante, vista na figura, na saída do detector de fase é o desvio de freqüência Doppler.

O projeto do demodulador de produto encontra-se no apêndice E.

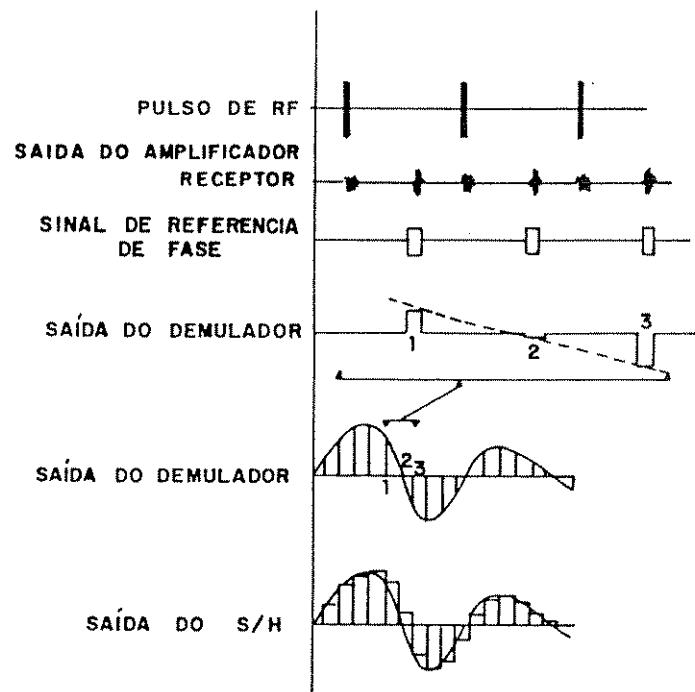


Figura 3.14 - Ilustração do processo de amostragem, para obtenção do desvio de freqüência Doppler. [De Baker, 1970].

3.7.2. "Sample and Hold"

Para que o sinal Doppler correspondente a uma determinada profundidade seja detectado, é necessário amostrar o sinal na saída do demodulador em um intervalo de tempo fixo após a emissão de cada pulso ultra-sônico. O sinal amostrado é a seguir armazenado até que um novo pulso ultra-sônico seja emitido e uma nova amostragem seja efetuada. Este processo é ilustrado na

figura 3.14 (os dois últimos gráficos).

O tempo de amostragem do sinal na saída do detector de fase, determina o volume da amostra relacionada com a resolução espacial do aparelho. Portanto, este fator determina a espessura da lâmina de fluxo em análise. O sinal na saída do circuito de amostragem, corresponde a velocidade média da lâmina de fluxo. Assim, quanto maior o diâmetro do vaso em relação ao volume da amostra, mais preciso é o levantamento do perfil de velocidade (Baker, 1970).

O circuito "Sample and Hold" desenvolvido, está baseado naquele publicado por Atkinson & Woodcock (1982). O circuito utiliza basicamente um grupo de chaves analógicas controladas por sinais da Unidade de Controle (item 3.5), um filtro passa baixa "RC" de entrada, para retirar ruídos de chaveamento, e um capacitor para armazenar o sinal amostrado. No apêndice F, esquema 6, encontra-se o diagrama esquemático do S/H juntamente com os filtros vistos no item seguinte.

3.7.3. Filtros

O espectro de frequência que compõe o sinal Doppler foi analisado no item 2.4. A título de recordação, o máximo desvio de frequência Doppler possível de ser analisado é a metade da taxa de amostragem, que é igual à frequência de PRF, caso seja utilizado um filtro passa-baixa ideal na saída do circuito de amostragem (Carlson, 1981). Desta forma, projetou-se um filtro de oitava ordem, que corresponde a uma atenuação de 48 dB/oitava ou 160 dB/década, sendo a frequência de corte fixada em 4800 Hz, pouco abaixo da metade da menor frequência de PRF, 9766 Hz (item 3.2). A resposta do filtro é do tipo Butterworth por não

apresentar variações no ganho na faixa útil.

As componentes de baixa frequência e alta amplitude, provenientes de movimentos da parede do vaso, também necessitam serem filtradas para não influírem no processamento do sinal Doppler, conforme visto no Capítulo II. Para isso utilizou-se um filtro passa-alta com atenuação e frequência de corte escolhidas com base na literatura, apresentado no item 2.4.1. O filtro escolhido foi de quarta ordem, equivalendo a uma atenuação de 24 dB/oitava ou 80 dB/década, sendo a frequência de corte fixada em 100Hz. A resposta também é do tipo Butterworth.

Os filtros foram calculados de acordo com a metodologia apresentada por Millman-Halkias (1972). O circuito é encontrado no apêndice F, esquema 6.

3.7.3.1. Resultados

A resposta em frequência do filtro é mostrada na figura 3.15. O filtro apresentou ganho de 23 dB na faixa útil. A frequência de corte do filtro passa-alta, 95 Hz, ficou bem próxima da escolhida. Com relação a frequência de corte do filtro passa-baixa, 4000 Hz, esta ficou abaixo da frequência de projeto, o que ajuda a reduzir a superposição dos espectros de frequência ("aliasing").

3.7.4. Gerador Seno/Cosseno de 5 MHz.

As componentes seno e cosseno de 5 MHz, utilizadas no demodulador de produto, foram obtidas a partir da componente fundamental do sinal digital de 5 MHz, utilizado no circuito gerador de PRF.

Para que o sinal digital pudesse ser filtrado, sem

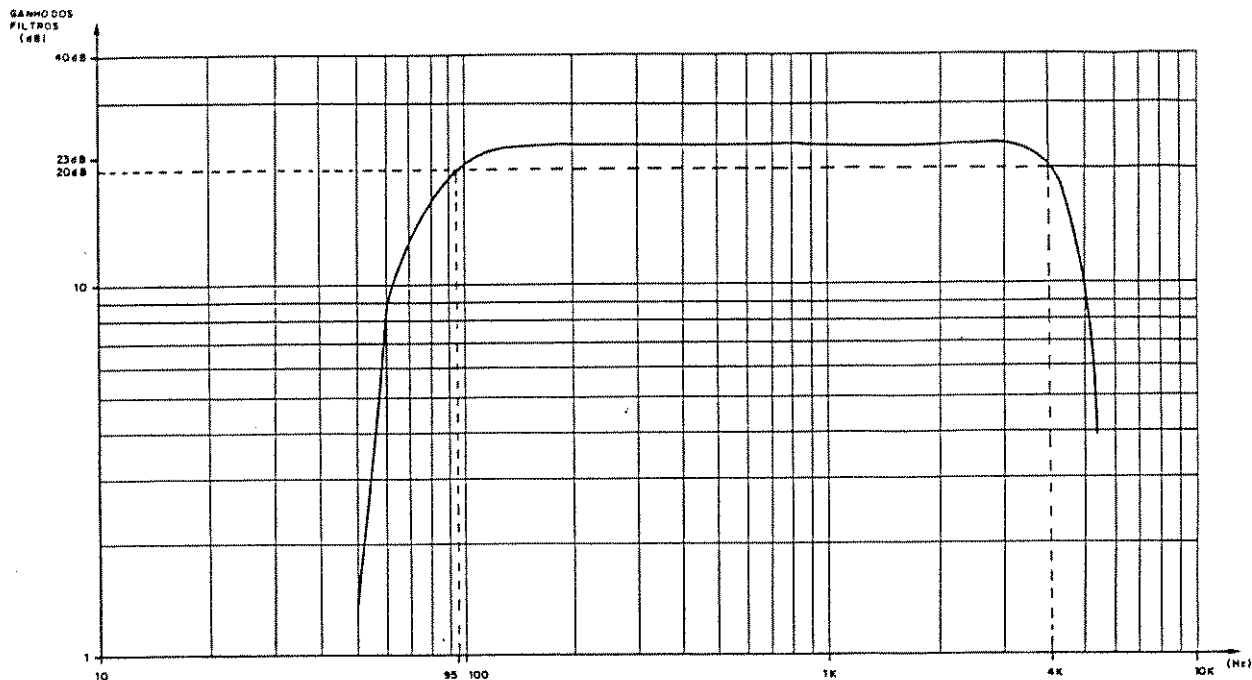


Figura 3.15 - Resposta em freqüência dos filtros

sofrer deformações, utilizou-se um "buffer", para isolar o circuito digital, implementado com transistor MOSFET. Na saída do "buffer", dois filtros passivos LC série e paralelo, ressonantes na freqüência de 5 MHz, cuidam da filtragem do sinal. Para gerar as componentes em quadratura de fase, duas malhas RC promovem o defasamento de +45 graus e -45 graus, resultando defasagem de 90 graus entre as componentes. O circuito encontra-se juntamente com os demoduladores no apêndice F, esquema 5.

3.8. Processador do Sinal Doppler.

A fundamentação teórica do processador no domínio do tempo foi apresentada no item 2.5.3. Recordando, sua função é, a partir das componentes do sinal Doppler obtidas na saída do demodulador em quadratura de fase, produzir na saída um nível de tensão proporcional ao desvio de freqüência Doppler, positivo caso o fluxo seja no sentido do transdutor e negativo caso contrário. O diagrama esquemático é apresentado no apêndice F,

esquema 6.

A primeira etapa do processamento é amplificar as componentes do sinal Doppler em 20 dB, uma vez que a amplitude nas saídas dos filtros é baixa para atuar nos comparadores. Os comparadores utilizados são do tipo "set-reset", isto ajuda a eliminar problemas de ruído no sinal, bem como na sua linha de base, conforme sugerido por Lunt (1979).

A saída do comparador (esquema 7), que corresponde ao seno do sinal Doppler, é usada como sinal de "trigger" do monoastável (CI-2), disparado na borda de subida. Os pulsos tem largura de 22 us, ou seja, dez vezes menor que o menor período do sinal Doppler esperado (5 KHz). A saída do monoastável é aplicada a duas portas lógicas "E" (CI-3), que controlam a passagem dos pulsos, de acordo com sinais de outras entradas. Estes últimos correspondem à saída do comparador, e seu complemento, correspondente a componente real do sinal Doppler.

Cada porta lógica tem sua saída ligada a um conversor frequência/tensão (F/V). A metodologia empregada no projeto destes conversores é apresentada por Jung (1978). Desta forma, tem-se nas saídas dos conversores, níveis de tensão proporcionais ao número de pulsos que aparecem na saída das portas lógicas, os quais estão relacionados com a frequência do sinal Doppler.

Finalmente, o último estágio do processamento do sinal é um amplificador de 10 dB, utilizado para proporcionar um sinal de amplitude maior na saída do aparelho.

3.8.1. Resultados

A avaliação do conversor frequência/tensão foi feita

aplicando-se, com um gerador de funções, um sinal senoidal à entrada do sinal Doppler. Desta forma, tem-se na saída do monoastável pulsos na mesma frequência do sinal de entrada, os quais são convertidos em um nível de tensão correspondente à frequência. A curva obtida é mostrada na figura 3.16.

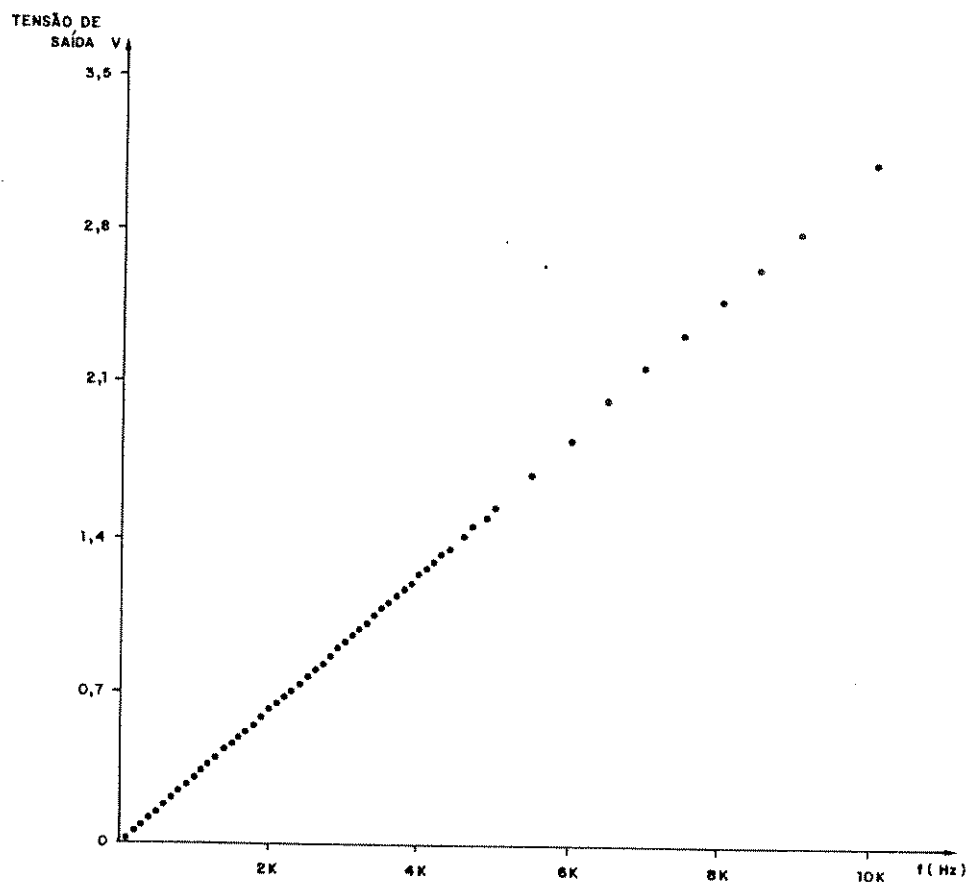


Figura 3.16 - Resposta do conversor frequência/tensão

3.9. Processador do Sinal de Áudio

A função deste circuito é seleccionar o sinal Doppler correspondente ao fluxo direto ou reverso para um dos dois amplificadores de áudio, simulando um efeito estereofônico.

O diagrama em blocos é mostrado na figura 3.17. O circuito utiliza dois amplificadores de áudio, onde os sinais de entrada são aplicados através de chaves analógicas controladas

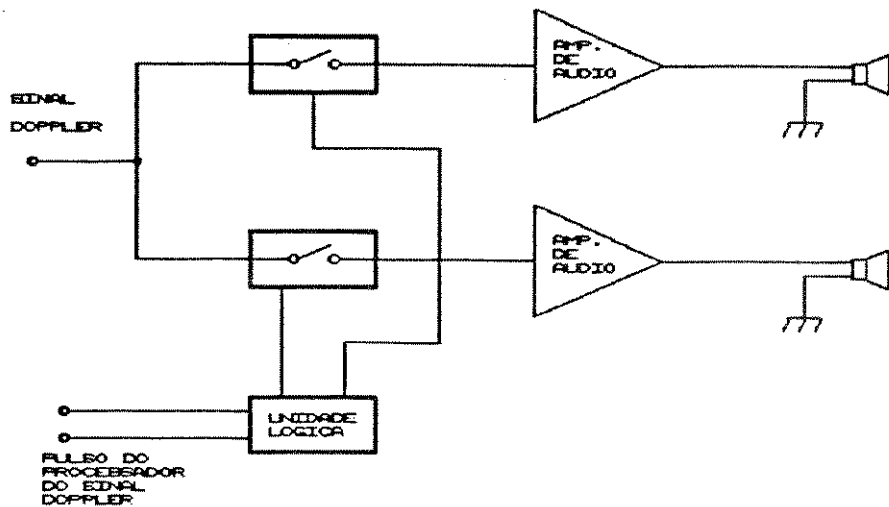


Figura 3.17 - Diagrama em blocos do seletor de áudio pelo circuito lógico. Este utiliza como sinal de referência do sentido de fluxo, os pulsos obtidos nas entradas dos conversores frequência/tensão (F/V) do circuito processador no domínio do tempo.

Ainda, outra função deste circuito, realizada através do manuseio de chave de onda, é a seleção do áudio para: fluxo direto, fluxo reverso, estereofônico e sem seletor. Isto permite que seja possível ouvir somente um dos sentidos de fluxo, ambos separadamente, ou ambos ao mesmo tempo.

3.10. Fonte de Alimentação

O aparelho foi implementado com circuitos digitais e analógicos, sendo alimentados por tensões distintas. Os circuitos digitais são alimentados em 5 V. Sendo o consumo desta fonte igual a 1,5 A. Nesta fonte, utilizou-se o regulador integrado 723, por apresentar excelente regulação. Os circuitos analógicos são alimentados com fonte simétrica de 6 V, tendo consumo da

ordem de 500 mA. Foram utilizados os reguladores 7806 e 7906 que trabalham com correntes máximas de 1 A (National, 1982)

Parte da alimentação do circuito transmissor é feita em 18 V, tensão obtida da alimentação do regulador 723, uma vez que o controle da potência transmitida é feita através de um regulador de tensão, disposto na placa de circuito impresso do transmissor.

O regulador de tensão do circuito de controle da potência ultra-sônica foi alojado na própria placa do transmissor, no apêndice F esquema 1. A tensão de alimentação deste regulador é em 18 V. Tensão obtida juntamente com a alimentação do regulador 723.

O diagrama esquemático da fonte de alimentação encontra-se no apêndice F, esquema 9.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados somente os resultados obtidos com o protótipo desenvolvido. Os testes compõe-se em: verificar a linearidade da tensão de saída do protótipo em relação à velocidade de fluxo e o tamanho do volume de amostragem (ítem 2.3) e, de testes "in vitro", com um Simulador de Fluxo Pulsátil, e "in vivo", com alguns voluntários.

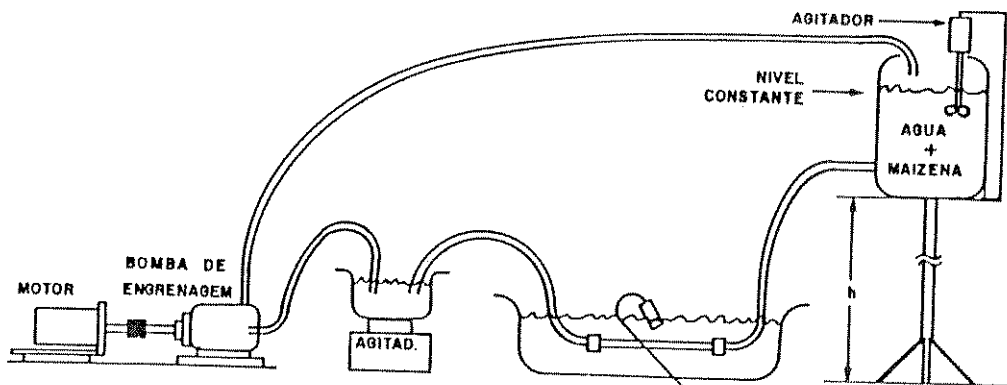
Embora tenha sido implementado um único canal, refere-se, neste capítulo, a profundidade do volume de amostragem indicada no painel do protótipo, como o número do canal. Por exemplo, o canal 18 corresponde ao volume de amostragem situado a 18 mm do transdutor.

Uma foto do aparelho é mostrada na figura 4.1. O circuito foi dividido em oito placas de acordo com a sua função. A fonte de alimentação necessitou ser alojada em outro bastidor, uma vez que não houve espaço no "rack".

4.1. Linearidade da tensão de saída do protótipo em relação a velocidade de fluxo

O objetivo desta avaliação é verificar se a tensão de saída do aparelho é diretamente proporcional a velocidade de fluxo. Ainda, para verificar o efeito da variação do ângulo de incidência do pulso ultra-sônico, a avaliação foi feita para os ângulos de 40 e 60 graus, escolhidos arbitrariamente.

Para avaliar a linearidade foi montado o Sistema de Fluxo ilustrado na figura 4.2. Utilizou-se como fluído uma



Sistema de fluxo utilizado para avaliação da linearidade do Sistema Ultra-sônico.

Figura 4.2 - Sistema de fluxo utilizado para avaliação da linearidade do Doppler pulsátil desenvolvido.

intensidade sonora permitindo boa interação do pulso ultra-sônico com as partículas de maizena.

Os ângulos entre o transdutor e o tubo de latex foram fixos com ajuda de um transferidor.

Como será visto adiante, dependendo do ângulo de incidência, o volume de amostragem abrange quase que totalmente o fluxo do tubo de latex. Assim, ajustando-se o volume de amostragem no centro do tubo, o sinal captado pelo transdutor é resultante de todas as partículas do fluxo. Isto ocorrendo obtém-se a maior intensidade de áudio. Desta forma, o ajuste da profundidade do volume de amostragem foi realizado, primeiramente, através dos botões de controle de profundidade e, a seguir, com o micromanipulador procurou-se a posição em que o sinal de áudio era o mais intenso possível. Este ajuste foi realizado uma única vez para cada ângulo de incidência.

Fez-se a medida da vazão com base no tempo necessário para encher 80 ml de uma proveta de 100 ml. Cada medida de tempo

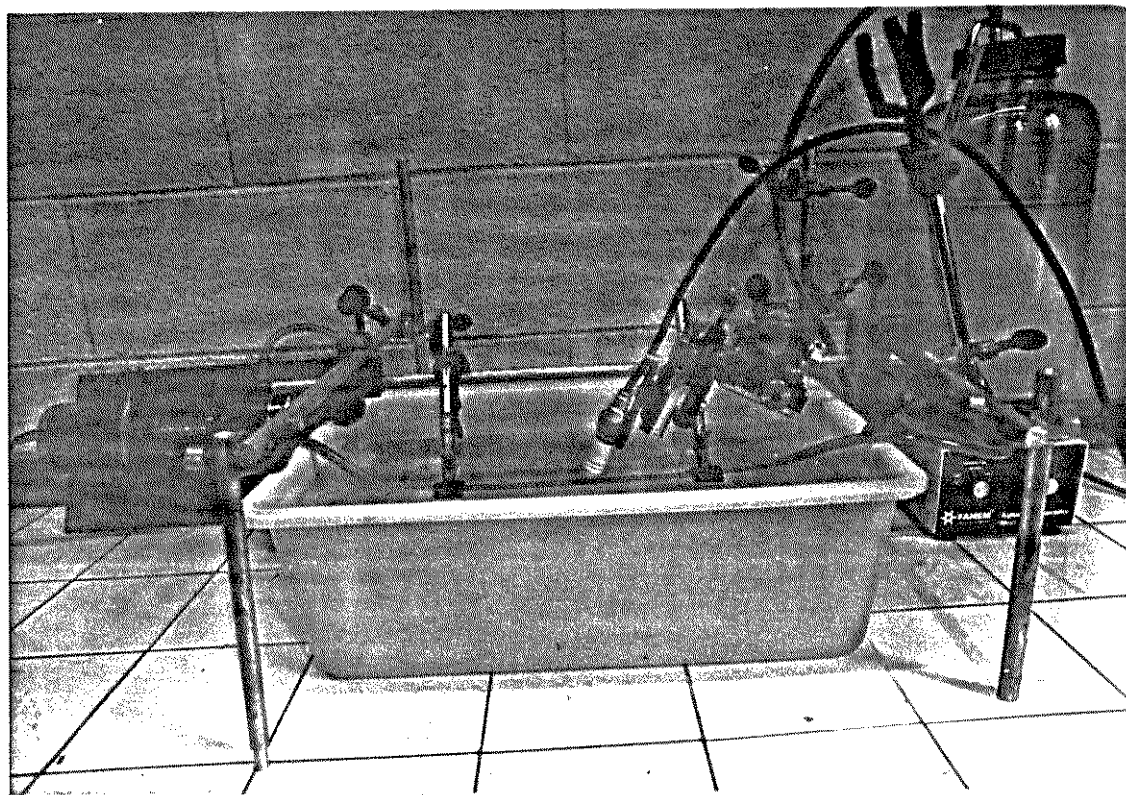


Figura 4.3 - Detalhe da fixação do transdutor com o micromanipulador. A direita o recipiente contendo a mistura de água com milho e à esquerda a bomba de engrenagem acoplada ao motor de passo, utilizados para simular fluxo pulsátil.

foi realizada cinco vezes sendo utilizado no cálculo da vazão o tempo médio. A velocidade do fluxo é determinada dividindo-se a vazão pela área da secção transversal do tubo de latex.

A tabela 4.1 apresenta as velocidades e as tensões de saída para os ângulos de incidência de 40 e 60 graus.

Para 40 graus a linha regressão é dada pela equação:

$$y = 0,05826 \cdot x + 1,2201$$

sendo o coeficiente de correlação "r" igual a:

$$r = 0,9873$$

Para o ângulo de incidência de 60 graus a linha de

TABELA 4.1

LINEARIDADE DO DOPPLER PULSÁTIL

velocidade de fluxo (cm/s)	tensão de saída (V) para o ângulo de in- cidência de 40 graus	tenão de saída (V) para o ângulo de in- cidência de 60 graus
31,55	2,98	1,65
36,44	3,32	2,04
42,00	3,79	2,41
49,60	4,10	2,66
54,93	4,54	2,87
60,29	4,60	2,97

regressão é dada pela equação:

$$y = 0,04496 \cdot x + 0,3739$$

sendo o coeficiente de correlação igual a:

$$r = 0,9767$$

Os gráficos resultantes são apresentados na figura 4.4.

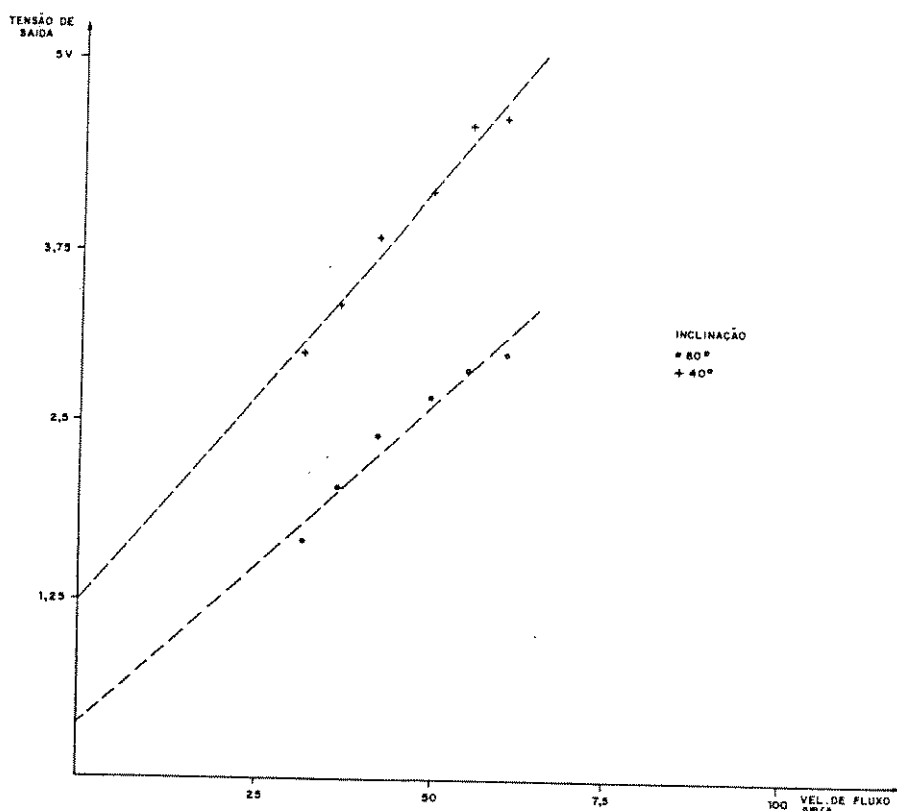


Figura 4.4 - Tensão de saída x velocidade de fluxo

4.2. Avaliação da Profundidade do Canal de Amostragem

Devido à existência de partículas que se movem em direções diferentes ao plano normal do transdutor é possível a detecção de desvios de frequência, no sinal ultra-sônico captado pelo transdutor, mesmo que este forme um ângulo de 90 graus em

relação ao tubo de latex. Desta forma, utilizou-se um tubo de latex de 3 mm de diâmetro interno, deslocou-se o transdutor em direção à parede posterior com auxílio do micromanipulador, até o instante em que não houvesse sinal de áudio. Nesta posição assumiu-se que o canal de amostragem está localizado fora do fluxo. Em seguida, moveu-se o transdutor em direção à parede anterior, até que o sinal de áudio pudesse ser ouvido, na figura 4.5 corresponde ao ponto (A). Tomando-se o ponto (A) como referência, deslocou-se o transdutor, ainda em direção à parede posterior, até que o sinal de áudio desaparecesse, ponto (B) da figura 4.5. O deslocamento total medido com o micromanipulador foi de 3,75 mm.

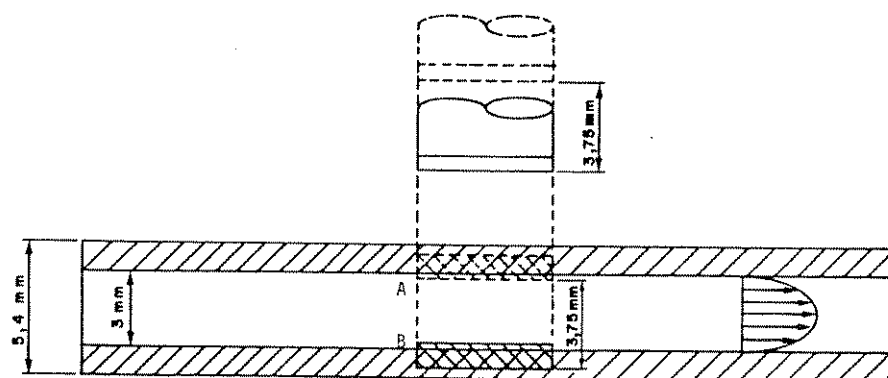


Figura 4.5 - Ilustração do método utilizado na avaliação da profundidade do canal de amostragem. No ponto "A" o canal começa a encontrar o fluxo, ouvindo-se o sinal Doppler. Avançando-se o transdutor o canal de amostragem sai do fluxo através do ponto "B", onde o sinal de áudio quase some. O deslocamento total do transdutor, medido com o micromanipulador, foi de 3,75 mm.

4.3. Testes "In vitro"

Para os testes "In vitro" montou-se, a partir do Sistema de Fluxo mostrado na figura 4.2, o Simulador de Fluxo Pulsátil mostrado na figura 4.6. O motor de passo, acoplado a uma

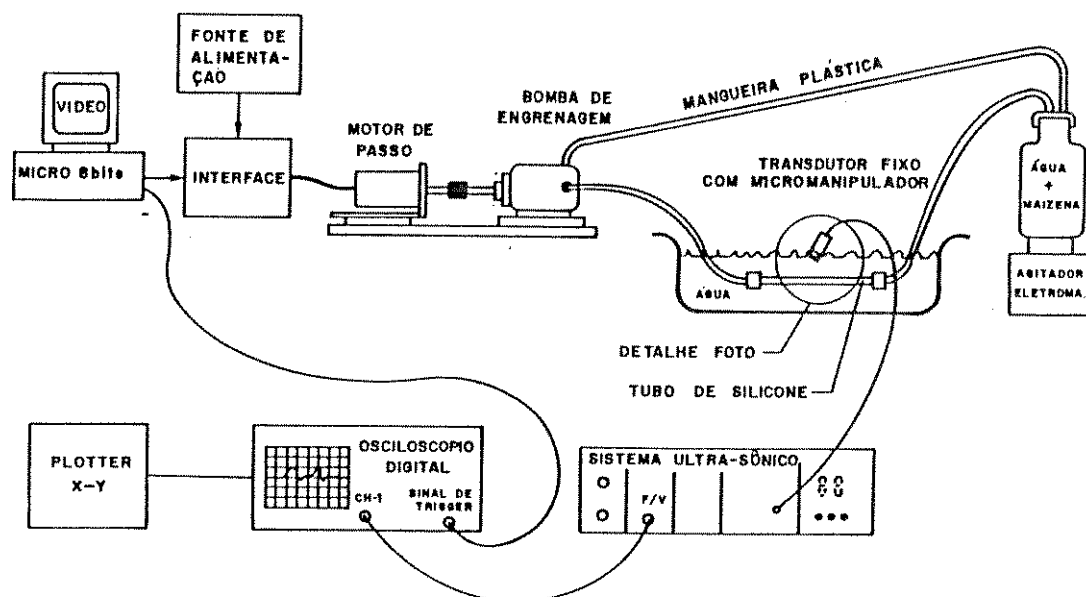


Figura 4.6 - Simulador de fluxo pulsátil utilizado nos testes "in vitro".

bomba de engrenagem, é controlado por um microcomputador de 8 bits que permite a simulação de fluxos pulsáteis, com formas de onda similares àsquelas presentes nas artérias carótidas e femurais (Hermine et al. 1988). A mistura de água com maizena é colocada em um recipiente sobre um agitador eletromagnético para evitar a sedimentação da maizena.

Os registros dos sinais foram feitos com um osciloscópio Tektronix 2230 e um plotter HP 7015 B. O sistema de simulação de fluxo fornece um pulso de sincronismo, a cada comando de avanço do motor de passo, este sinal é utilizado como "trigger" para a varredura do osciloscópio. Dest forma, consegue-se sincronizar os pulsos de velocidade de fluxo (*)

* O registro dos pulsos de velocidade de fluxo na tela do osciloscópio, refere-se ao registro do sinal elétrico produzido na saída do protótipo, o qual tem amplitude diretamente proporcional ao pulso de velocidade de fluxo gerado pelo movimento da bomba de engrenagem.

com a varredura do osciloscópio. A seguir, registra-se no plotter o sinal correspondente aos volumes de amostragem em diferentes profundidades dentro do tubo, obtendo-se os sinais provenientes de diferentes lâminas de fluxo dentro do tubo, após vários ciclos do motor de passo.

Com o sistema montado, foi possível a realização de um dos testes mais importantes deste projeto, ou seja, a detecção de turbulências geradas por pequenas obstruções. Isto foi realizado utilizando-se um tubo de latex de 6 mm de diâmetro interno onde provocou-se uma estenose com um pedaço do próprio tubo colado na parede interna, conforme ilustra a figura 4.7. A área total obstruída foi de aproximadamente 22 %. O estudo do perfil de fluxo foi feito 10 mm a montante da estenose, ponto (A); junto da estenose, ponto (B); e 10 mm a jusante da estenose, ponto (C). O ângulo entre o tubo de latex e o transdutor foi fixo em 60 graus. Para o estudo do perfil de fluxo o volume de amostragem (canal 20) foi posicionado próximo a parede posterior e com o auxílio do micromanipulador, procurou-se ali o ponto onde havia a maior turbulência no fluxo. Com o transdutor fixo nesta posição, fez-se os registros dos pulsos de velocidade localizando-se o volume de amostragem em profundidades adjacentes, até atingir a parede anterior e conseqüente desaparecimento do sinal de áudio. A seguir, deslocou-se o transdutor para o ponto (A) e novamente com o volume de amostragem (canal 20) posicionado na parede posterior registrou-se as formas de onda utilizando-se do mesmo procedimento descrito acima. O mesmo foi realizado no ponto (C). As figuras 4.7 a, b e c apresentam as formas de ondas obtidas.

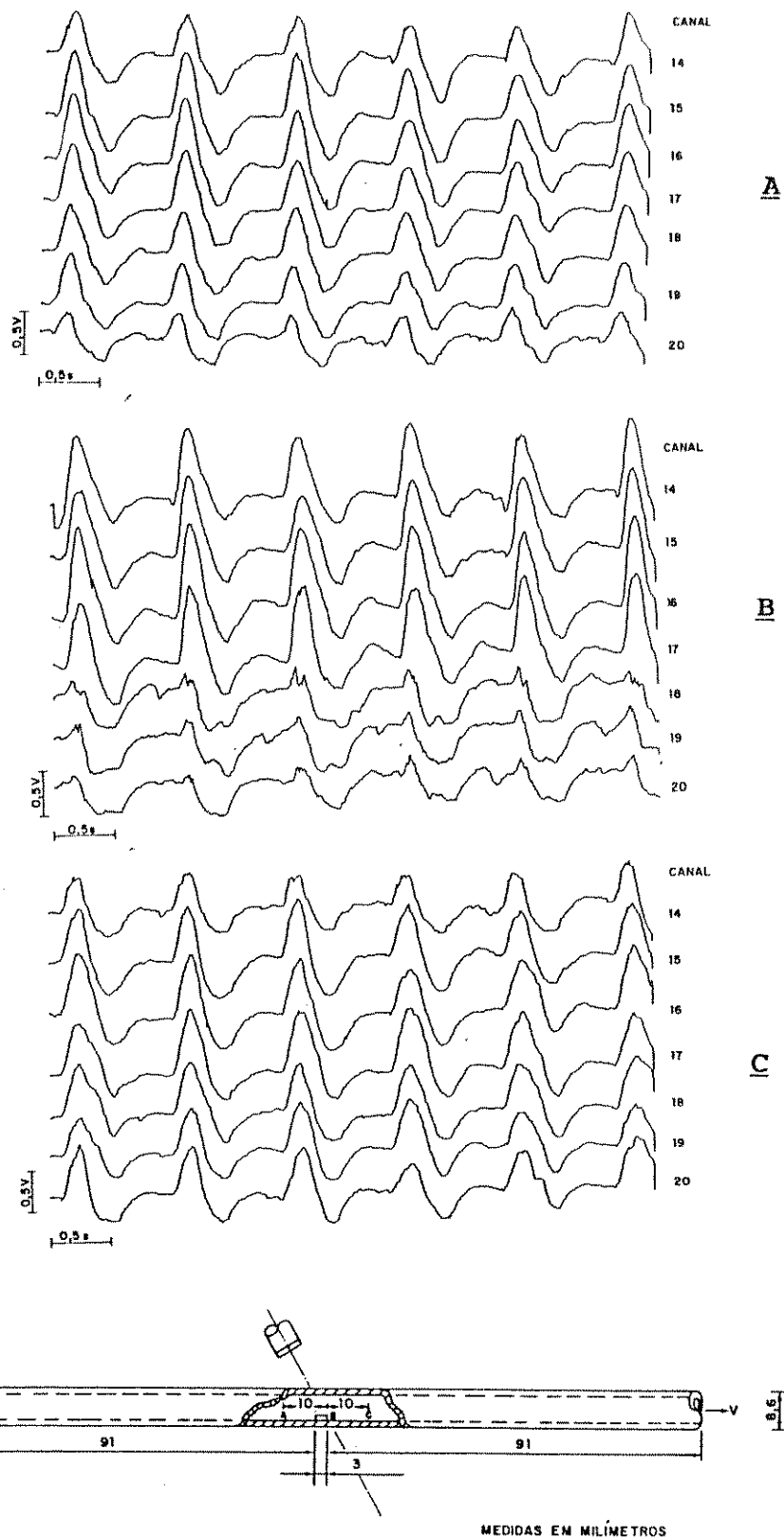


Figura 4.7 - Detalhe da obstrução no tubo de silicone e os sinais de velocidade de fluxo obtidos no estudo dos perfis de fluxo. A) Sinal obtido 10 mm a montante da estenose; B) Sinal obtido junto a estenose; C) Sinal obtido a jusante da estenose.

4.4. Testes "In vivo"

Os testes "In vivo" constituíram-se basicamente no registro de pulsos de velocidade de fluxo em voluntários, uma vez que, com um sistema Doppler pulsátil de um único canal, a localização do volume de amostragem dentro do vaso é bastante difícil tendo em vista os artefatos de movimentos para levantar o perfil de fluxo durante vários ciclos cardíacos. Nestes testes, procurou-se localizar o centro da vaso através do sinal de áudio mais agudo possível.

Para demonstrar a qualidade do sinal Doppler obtido com o protótipo, a figura 4.8 ilustra o sinal Doppler obtido na artéria braquial esquerda, com o ajuste da potência ultra-sônica transmitida em seu valor máximo. O valor de pico da onda ficou celfado devido a saturação do amplificador de áudio.

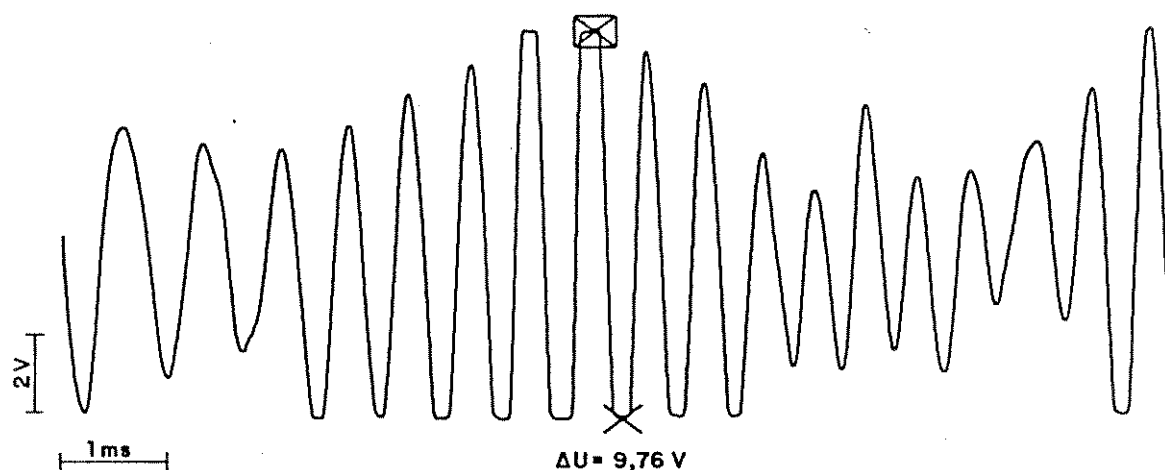


Figura 4.8 - Sinal Doppler obtido na artéria braquial esquerda, ajustando-se a máxima potência ultra-sônica transmitida.

As figuras 4.9, 10, 11, 12 e 13 ilustram os pulsos de velocidades de fluxo obtidos em voluntários assintomáticos, nas artérias: carótida externa esquerda, braquial direita, femoral direita, tibial posterior e poplítea esquerda, respectivamente.

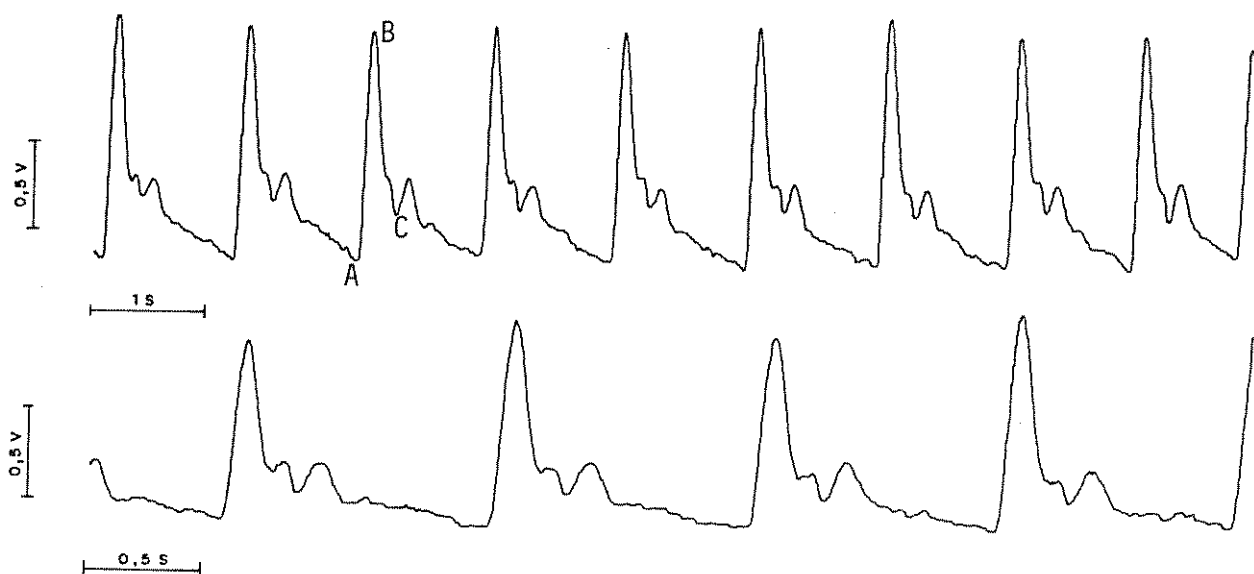


Figura 4.9 - Pulsos de velocidade de fluxo obtidos na carótida esquerda de paciente assintomático. O sinal abaixo corresponde ao mesmo sinal, porém expandido no tempo.



Figura 4.10 - Pulsos de velocidade de fluxo obtido na artéria braquial direita em paciente assintomático.



Figura 4.11 - Pulsos de velocidade de fluxo obtidos na artéria femoral direita.

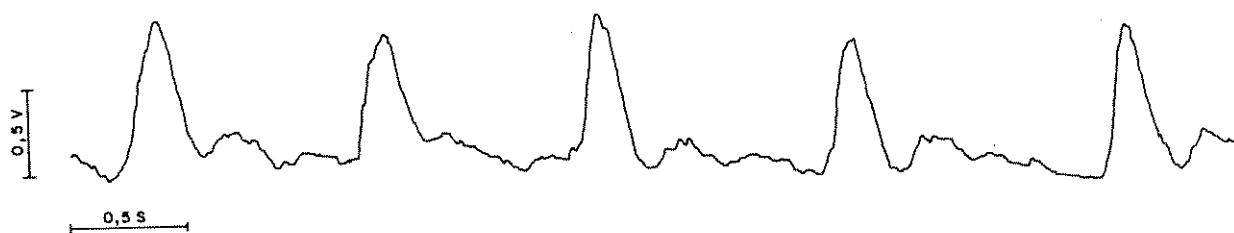


Figura 4.12 - Pulsos de velocidade de fluxo obtido na artéria tibial posterior (pé direito).

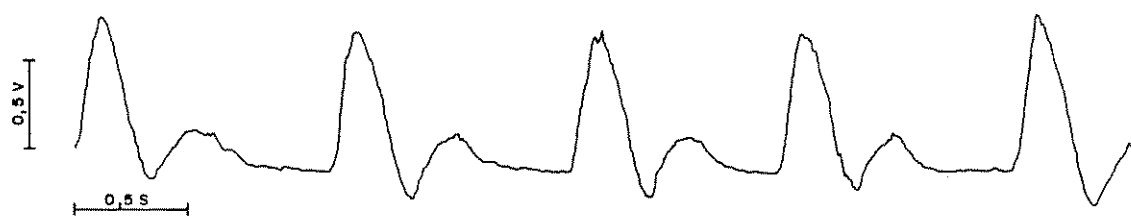


Figura 4.13 - Pulsos de velocidade de fluxo obtidos na artéria poplítea esquerda.

CAPÍTULO V

DISCUSSÃO E CONCLUSÃO

5.1. Introdução

Os circuitos desenvolvidos no Capítulo III apresentaram resultados satisfatórios. No entanto, a partir do protótipo desenvolvido, alguns projetos podem ser refeitos e testados a fim de melhorar ainda mais o desempenho do conjunto. É o caso do amplificador receptor de RF, conforme sugerido no item 3.4, e do circuito processador do sinal Doppler, onde outras técnicas podem ser experimentadas no sentido de determinar o melhor processamento para sistemas pulsáteis.

Os circuitos foram distribuídos no "rack" de acordo com as suas funções, num total de nove placas, facilitando, assim, futuros testes de circuitos. O esquema de cada placa é apresentado no apêndice F.

Nem todos os circuitos implementados serão necessários no decorrer do desenvolvimento do sistema de múltiplos canais. É o caso do circuito de controle de profundidade (item 3.6.1), que será parcialmente substituído por um sistema que fará a busca da profundidade do vaso automaticamente, como é sugerido no item 5.3.

A seguir é feita a análise dos resultados obtidos nas avaliações de linearidade e da profundidade do canal de amostragem, dos testes "in vitro" e "in vivo". Finalmente, as conclusões são apresentadas e algumas sugestões são feitas para a continuidade do projeto.

5.2. Discussões

Os coeficientes de regressão obtidos a partir dos pontos da tabela 4.1, mostram que o Sistema apresenta boa linearidade no intervalo de fluxo medido, para os ângulos de incidência de 40 e 60 graus ($r = 0,9873$ e $0,9767$).

As linhas de regressão, no entanto, inteceptam o eixo das ordenadas em pontos diferentes de zero. Isto é causado, primeiramente, pela tensão de "off set" de 180 mV, presente no operacional de saída, não considerada nas medidas realizadas. Além disso, para obter as linhas de regressão o ponto correspondente a velocidade de fluxo zero, o qual corresponderia aos 180 mV, não foi usado no cálculo. Isto porque não foi possível obter pontos intermediários entre zero e a velocidade de 31,55 cm/s. Tendo em vista que, para velocidades de fluxo menores, ocorria sedimentação da malzena nos tubos, alterando a velocidade de fluxo durante as medições. Conforme esperado, quanto menor o ângulo de incidência, para a mesma velocidade de fluxo, maior o nível de tensão obtido na saída do Doppler pulsátil, equação 2.3. Ainda, a pequena variação no coeficiente angular nas duas retas, deve-se, provavelmente, a não linearidade no procesamento do sinal Doppler, conforme analisado por Lunt (1979).

Na avaliação do volume de amostragem partiu-se do pressuposto que este diâmetro era igual ao diâmetro do cristal, ou seja 6 mm. Este parâmetro não foi avaliado na prática, uma vez que não pode ser alterado através de ajustes eletrônicos e depende somente das dimensões do campo ultra-sônico gerado pelo transdutor.

Desta forma, somente a dimensão longitudinal do volume de amostragem foi analisada, assim mesmo de uma maneira bastante simples (item 4.2). Esta é a única dimensão que pode ser alterada através do circuito eletrônico que controla o tempo de amostragem. Sendo que este foi ajustado, conforme mencionado anteriormente (item 3.6.2), para que a lâmina de fluxo analisada fosse de 1 mm.

A técnica utilizada nesta avaliação (item 4.2), não permite determinar exatamente o instante em que o volume de amostragem inicia e termina o contato com o fluxo, resultando na pouca precisão acima mencionada. No entanto, foi a única técnica simples e fácil de ser implementada. Alguns autores (Jorgensen et al., 1973) sugerem outras técnicas que poderiam ser utilizadas neste teste, porém são mais complicadas em termos de montagem sendo mais interessante na avaliação do sistema múltiplos canais.

Ainda neste teste, o deslocamento do transdutor medido foi de 3,75 mm. O deslocamento total deveria ter sido de 4 mm, ou seja, um milímetro a mais para que o volume de amostragem saísse do tubo, conforme pode ser observado na figura 4.5. Isto provavelmente resulta da imprecisão em determinar o instante em que o canal entra e sai do tubo.

Embora o teste descrito acima indique que a dimensão do longitudinal do volume de amostragem seja de aproximadamente 1 mm, na prática, devido à inclinação do transdutor em relação ao fluxo, a lâmina de fluxo analisada é bem maior. A figura 5.1 ilustra o tamanho teórico da lâmina de fluxo, "x", para um

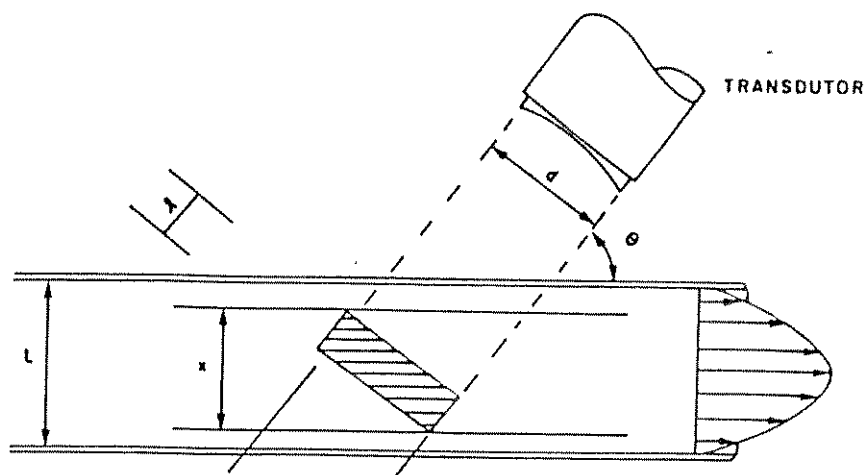


Figura 5.1 - Ilustração teórica do tamanho da lâmina de fluxo "x", analisada com um transdutor de diâmetro "d", formando um ângulo " θ " com o vetor direção de fluxo. A profundidade do canal de amostragem é "l".

transdutor de diâmetro "d", formando um ângulo " θ " com o vaso, o tempo de amostragem determina um canal de profundidade igual a "l". Trabalhando-se com estes parâmetros chega-se a seguinte equação genérica para o tamanho da lâmina de fluxo "x" :

$$x = l \cdot \sin \theta + d \cdot \cos \theta$$

A tabela 5.1 mostra os valores de "x" para diferentes ângulos de incidência, considerando a profundidade de amostragem igual a 1 mm e o transdutor utilizado de 6 mm de diâmetro. Nestas condições a menor lâmina de fluxo possível de se obter é de 2,52 mm, para a inclinação de 75 graus. Ângulos maiores resultam em um nível de tensão muito baixo na saída do conversor F/V.

Conforme visto no item 2.3.1, para o estudo preciso do perfil de fluxo, o ideal é que o tamanho do volume de amostragem seja o menor possível em relação ao diâmetro do vaso. Pode-se diminuir o tempo de amostragem para reduzir o volume de amostragem. Porém, mesmo que este tempo seja reduzido para seu valor mínimo, 0,1 μ s, o que equivale a uma profundidade do canal

de amostragem de 0,077 mm, a espessura teórica da lâmina de fluxo para 75 graus será de 1,62 mm. Por conseguinte, para um vaso sanguíneo de 5 mm, isto corresponde a um terço do diâmetro.

Conclui-se, desta forma, que é interessante utilizar um transdutor de menor diâmetro, para que se consiga lâminas de fluxo menores. Isto contudo não significa que o transdutor, utilizado neste projeto, não seja adequado para o objetivo do aparelho, uma vez que o sistema Doppler em desenvolvimento tem por objetivo analisar lâminas de fluxo em pontos específicos dentro do vaso sanguíneo, ou seja, localizar pequenas turbulências presentes no fluxo próximo às paredes do vaso, conforme é sugerido no Capítulo V. É necessário, assim, realizar um estudo no sentido de determinar qual a menor obstrução possível de ser detectada com este transdutor.

A tabela 5.2 mostra os valores da espessura da lâmina de fluxo para os ângulos de incidência de 45, 60 e 75 graus, variando-se o tempo de amostragem, para o transdutor utilizado no projeto.

Ressalta-se que, especificamente neste projeto, uma vez modificado o tempo de amostragem não haverá mais uma sequência de volumes de amostragem adjacentes, ou seja, haverá um espaço de fluxo não detectado nem pelo volume de amostragem anterior, por exemplo, a 15 mm de profundidade, nem pelo posterior, a 16 mm de profundidade. Para evitar isto, é necessário regravar a EPROM, porém com este procedimento, a indicação da profundidade no painel do aparelho fica alterada, pois os contadores avançam uma

Tabela 5.1

ângulo de incidência	espessura da lâmina de fluxo (mm)
45	4,95
60	3,87
75	2,52

Tabela 5.2

tempo de amostragem (μ s) *	altura do volume de amostragem (mm)	ângulo de incidência		
		45	60	75
		espessura da lâmina de fluxo (mm)		
0,6	0,46	4,57	3,40	2,00
1,0	0,77	4,79	3,87	2,30
1,3	1,00	4,95	3,87	2,52

* o ajuste do tempo e amostragem deve ser feito juntamente com o número de ciclos transmitido. A tabela 5.3 mostra as posições das chaves CH-1 (apêndice F, esquema 4A), para ajuste.

Tabela 5.3

tempo de amostragem (μ s)	posição das chaves de controle do tempo				posição das chaves de controle do nº de ciclos			
	1	2	3	4	5	6	7	8
0,6	off	on	on	off	off	on	off	on
1,0	on	off	on	off	on	off	off	on
1,2	on	on	off	on	on	off	on	on

unidade de cada vez, equivalente a 1mm. Entretanto, ao ser desenvolvido o sistema múltiplos canais, isto não representará nenhum problema, uma vez que no painel é indicada a profundidade do primeiro canal (primeiro volume de amostragem) os demais são abertos em seqüência, sempre com igual tempo de amostragem.

Nos testes realizados "in vitro", com o simulador de fluxo, demonstrou-se a possibilidade de detectar pequenas obstruções com o Sistema Doppler Pulsátil desenvolvido.

Através da análise comparativa dos sinais obtidos nos estudos dos perfis de fluxo (ítem 4.3), apresentados na figura 4.7a, b e c, observa-se a presença de turbulência no fluxo em algumas lâminas próximas à parede onde foi colocada a obstrução (figura 4.7b). Os pontos 18, 19 e 20 praticamente não apresentam o pico positivo da onda, ou seja, nesta região, existe a formação de vórtices no fluxo que anulam o pico positivo da onda. Além disso, houve um ligeiro aumento na amplitude dos sinais provenientes das demais lâminas, nesta mesma região (fig. 4.8b). Isto devido à estenose local, ou seja, a redução do diâmetro do tubo faz com que a velocidade de fluxo aumente (Princípio da Continuidade).

A figura 5.2 ilustra a posição teórica que cada canal ocupou no estudo dos perfis de velocidade. Nesta figura, o canal 17, detecta praticamente todo o centro do fluxo, não mostrando nenhum sinal de turbulência devido a obstrução, além do aumento do pico positivo da velocidade de fluxo, conforme pode ser visto na figura 4.7b. Isto mostra que um sistema Doppler de onda contínua, que capta o sinal correspondente a todas as lâminas de fluxo, possivelmente não seria capaz de detectar este

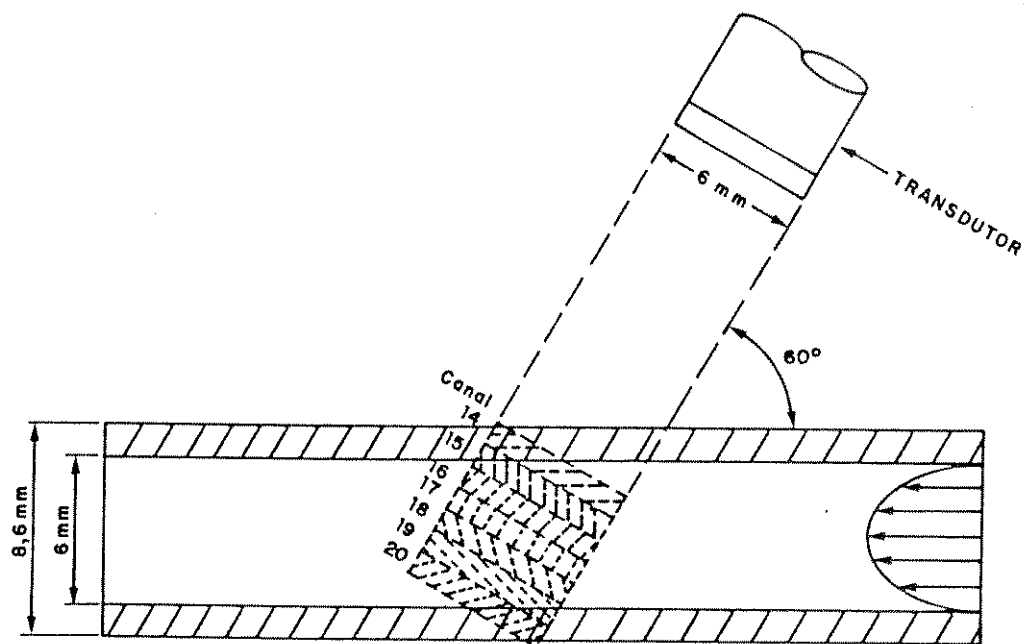


Figura 5.2 - Ilustração da posição teórica dos canais de amostragem no levantamento dos perfis de fluxo mostrados na figura 4.7

grau de obstrução.

Finalmente, nos testes "in vivo" demonstrou-se a resposta do aparelho em alguns voluntários assintomáticos. Os sinais obtidos são de excelente amplitude, podendo-se perceber cada fase da onda de velocidade de fluxo. Por exemplo, na figura 4.9, encontra-se ilustrada o sinal correspondente à carótida externa esquerda. No ponto A ocorre a sístole cardíaca e o sangue é injetado para fora do ventrículo esquerdo. Há um aumento da velocidade de fluxo até o ponto B, quando o coração entra em diástole. A partir deste ponto até o instante C o fluxo começa a reduzir. Ocorrendo o fechamento da válvula aórtica, produz-se uma pequena ondulação resultante da compliância das artérias. O fluxo volta a reduzir-se até que ocorra uma nova sístole. É interessante notar que na carótida não existe um fluxo reverso, ou seja, existe constantemente um fluxo basal mínimo, sendo que a onda de velocidade de fluxo assim disposta, é dita monofásica. O mesmo já não ocorre com as outras ondas obtidas, onde pode-se

perceber a inversão de fluxo, produzindo um pico negativo. Neste caso o pulso de velocidade de fluxo é dito bifásico.

5.3. Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

5.3.1. Conclusões

O objetivo do trabalho foi desenvolver a primeira parte de um Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil de Múltiplos Canais para a Avaliação da Vascularização Periférica, ou seja, desenvolver inicialmente um sistema de um único canal. O instrumento completo, conforme apresentado no Capítulo I, tem a finalidade de detectar doenças ateroscleróticas em fase inicial, através do estudo hemodinâmico.

O protótipo desenvolvido de um único canal apresentou em termos de projeto eletrônico desempenho satisfatório, conforme demonstrado nos testes realizados. Embora tenha sido implementado um único canal, todos os sinais de controle encontram-se à disposição para a expansão dos 15 canais, sendo para isso necessário repetir os circuitos de amostragem e os filtros (esquema 7).

Os resultados obtidos com o protótipo de um canal, nos testes com o simulador de fluxo, demonstraram as possibilidades deste sistema na localização de pequenas obstruções, no caso, uma estenose de aproximadamente 22 %. Entretanto, ressalta-se que, com apenas um único canal, o sistema não apresenta condições de ser utilizado em clínicas. É necessário que os demais canais sejam implementados para que seja possível localizar a posição que cada canal ocupa dentro do vaso.

O presente trabalho abre uma linha de pesquisa em

instrumentação ultra-sônica, sendo que vários trabalhos são sugeridos no item seguinte.

5.3.2. Sugestões para Trabalhos Futuros.

O desenvolvimento do Sistema Ultra-sônico Doppler Pulsátil nesta tese além de constituir um importante passo no desenvolvimento de um tipo instrumentação ultra-sônica no Brasil, apresenta, ainda, grandes perspectiva no estudo das doenças arteriais periféricas.

A partir do protótipo de um canal são gerados vários trabalhos. Uma das grandes possibilidades deste sistema está nos resultados obtidos nos testes com o simulador de fluxo. Observa-se na figura 4.8b que o perfil de fluxo próximo à parede com a obstrução está significativamente alterado, enquanto que na parede anterior a forma de onda aparece ligeiramente aumentada em amplitude devido à estenose local. Desta forma, a comparação dos sinais de velocidade de fluxo adjacentes às paredes anterior e posterior do vaso é uma metodologia para detectar pequenas obstruções arteriais, conforme sugerido por Calil et al. (1984a e b; 1985).

A localização manual dos canais próximos às paredes, mesmo com um sistema de múltiplos canais é difícil, uma vez que há artefatos de movimento devido à respiração do paciente e a movimentos da mão do médico. Este ponto constituiria um outro trabalho, ou seja, o desenvolvimento de um sistema dedicado capaz de localizar automaticamente o vaso sangüíneo, o canal central e a seguir, os canais próximos às paredes. Os sinais Doppler destes canais são a seguir seleccionados para serem processados e, por exemplo, apresentados numa tela de microcomputador. Assim, teria-

se a comparação dos perfis de fluxo dinâmico nestes três pontos e em tempo real, para serem diagnosticado pelo médico.

Para que isso seja possível é necessário uma série de trabalhos intermediários. Primeiramente, é necessário que os demais canais sejam implementados. Deve-se realizar um estudo no sentido de determinar a melhor técnica de processamento do sinal Doppler. No protótipo utilizou-se o processador no domínio do tempo. Existem pelo menos outras cinco técnicas a serem experimentadas (Coglan & Taylor, 1976). Pode-se ainda, baseado nos trabalhos publicados por Galli et al. (1984a e b), desenvolver um trabalho no sentido de verificar as componentes de frequência presentes no sinal Doppler proveniente das lâminas de fluxo próximas à região de turbulência, onde encontra-se a obstrução. Isto para caracterizar melhor a frequência de corte do filtro passa alta, a qual não está bem definida na literatura, sendo que no protótipo foi fixa em 100 Hz (ítem 3.7.3).

Finalmente, uma vez concluído o sistema de múltiplos canais, tem-se aberta uma linha de pesquisa para o estudo da vascularização periférica. Espera-se, assim, ter-se um instrumento não invasivo que propicie subsídios para o problema do diagnóstico de doenças arteriais.

APÊNDICE A

TRANSMISSOR

A.1. Controle Digital do Gerador de PRF

A figura A.1 mostra o diagrama esquemático do controle digital do gerador de PRF. Divide-se a frequência do oscilador de 10 MHz (CI-1) até obter-se os sinais de 10 e 20 kHz, utilizados no controle da taxa de repetição (CI - 2,3 e 4).

O controle do número de comprimentos de onda emitidos por pulso ultra-sônico é feito através do sinal chamado "porta de transmissão", cujo tempo de abertura é controlado pelo contador (CI-5). Um dos sinais de 10 ou 20 kHz, utilizados para determinar a taxa de repetição dos pulsos de RF, é selecionado, através da chave CH-1, para atuar no pino "load" do contador. Para o ajuste do tempo de abertura, varia-se o valor inicial da contagem nas entradas do contador, através do grupo de chaves CH-2. Assim, quando o nível lógico baixo é aplicado ao pino "load", o contador carrega o valor inicial. O sinal ao passar para o nível lógico alto libera o contador, até que seja gerado o sinal de "carry", que é aplicado ao pino "enable" através do inversor (B), que inibe o contador. O sinal porta de transmissão é formado através da lógica "E" (C), onde os sinais de entrada são, o sinal selecionado, 10 ou 20 kHz, e o sinal de "carry" negado, utilizado para inibir o contador. Desta forma, quanto menor o valor binário ajustado no conjunto de chaves CH-2, maior será a largura da porta de transmissão.

esquemático do amplificador transmissor desenvolvido. O circuito pode ser dividido em duas partes, primeiro, o amplificador propriamente dito, constituído pelo transformador e transistores MOSFET, segundo, o regulador de tensão (CI-1), necessário para controlar a potência transmitida, e os "buffers" utilizados para interface com o circuito digital (CI-3).

A.2.1- Dimensionamento do Transformador :

O transformador T1, esquema 1, apêndice F, possui três enrolamentos. Dois iguais no primário e um no secundário. Para o seu dimensionamento utilizou-se o modelo equivalente T simplificado referido ao secundário, descrito no Apêndice B. O diagrama esquemático do modelo equivalente encontra-se na figura A.2.

No modelo a relação de espiras deve ser determinada pela equação:

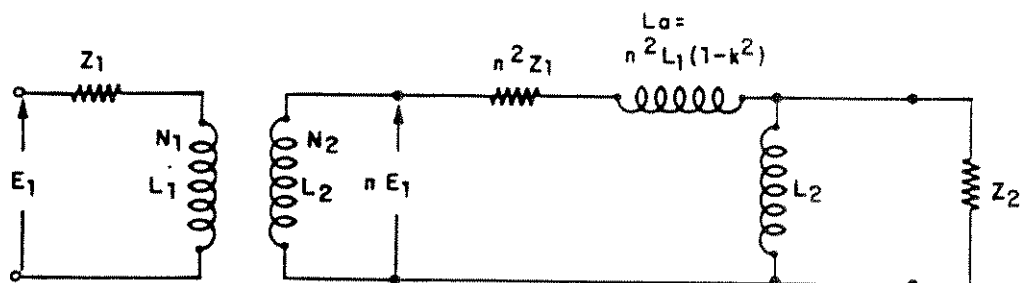
$$n = \frac{1}{k} \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (A.1)$$

O fator de acoplamento "k", relaciona as indutâncias "L1", "L2" e a mútua indutância "M" pela equação:

$$k = M / \sqrt{(L_1 \cdot L_2)} \quad (A.2)$$

Na figura A.3 mostra-se o diagrama esquemático do amplificador, com utilização do modelo equivalente.

No primário, a partir dos pontos "a" e "b", "Cs" está em série com um dos enrolamentos do transformador "L1". Quando refletidos ao secundário, agora referidos como "L1'" e "Cs'" aparecem, respectivamente, multiplicados e dividido por n^2 . A



- N_1 - número de espiras do primário
 N_2 - número de espiras do secundário
 L_1 - indutância do primário
 L_2 - indutância do secundário
 k - fator de acoplamento magnético
 n - relação de espiras
 Z_1 - impedância do circuito primário
 Z_2 - impedância do circuito secundário
 $n^2 Z_1$ - impedância do circuito primário refletida no secundário
 L_a - indutância resultante do modelo equivalente

Figura A.2 - Modelo equivalente T simplificado do transformador referido ao secundário.

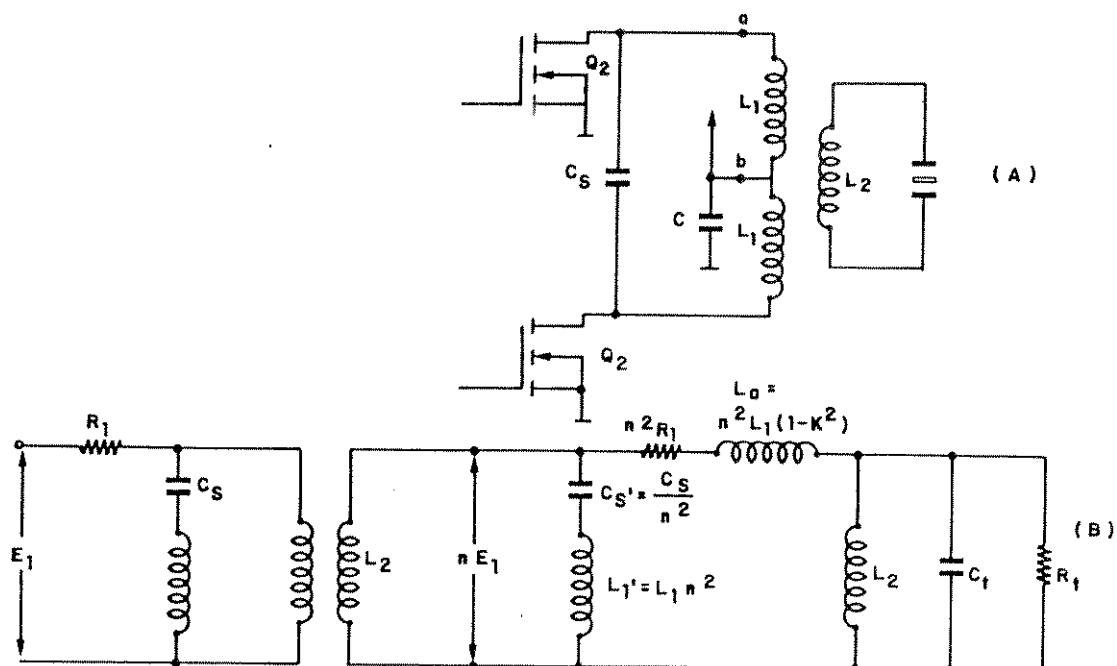
impedância Z_1 , figura A.2, é substituída pela resistência na condução " R_1 " do transistor MOSFET, fornecida pelo fabricante, e a impedância Z_2 , pelo circuito equivalente paralelo do transdutor, item 3.2.

Para que ocorra casamento de impedância, a impedância do lado esquerdo dos pontos "c" e "d" deve ser igual ao conjugado complexo da impedância do lado direito. O capacitor " C_s ", será calculado de tal forma que seu valor refletido ao secundário, " C_s' ", anule as indutâncias " L_a " e " L_1' ", conforme será demonstrado adiante. Para o casamento de impedância, resta fazer:

$$n^2 \cdot R_1 = R_t \quad (A.3)$$

$$X_{L2} = X_{Ctp}$$

$$W \cdot L_2 = \frac{1}{W \cdot Ctp} \quad (A.4)$$



C_s - capacitor de sintonia
 C_t - componente capacitativa do transdutor
 R_t - componente resistiva do transdutor

Figura A.3 a - Circuito do amplificador
 b - Circuito do amplificador utilizando o modelo equivalente do transformador.

Substituindo-se $R_1 = 4$ ohms (Intersil) e $R_{tp} = 107,48$ ohms (item 3.2) na equação (A.3), tem-se o valor da relação de espiras "n" igual a:

$$n = 5$$

= Cálculo do número de espiras do secundário.

Para o cálculo do número de espiras do secundário, "N2", calcula-se, primeiramente, a indutância "L2" a partir da equação (A.4), substituindo:

$$C_{tp} = 296,16 \text{ pF}$$

$$W = 2 \cdot \pi \cdot f$$

onde $f = 5 \text{ MHz}$ resulta,

$$L2 = 3,42 \text{ uH}$$

A seguir o número de espiras "N2" foi determinado pela equação (A.5).

$$N2 = \sqrt{\frac{L1}{AL}} \quad (A.5)$$

onde: $AL = 40 \text{ nH}$ (especificado pelo fabricante, Philips)

Substituindo-se os valores correspondentes em (A.5) tem-se:

$$N2 = 9 \text{ espiras}$$

Enrolou-se as 9 espiras na forma correspondente, a indutância medida, com o "Q - Meter", HP 4342 A, foi 5,34 uH muito acima do valor desejado. Reduziu-se assim para 7 espiras e ajustou-se o núcleo até chegar ao valor de indutância calculado. Portanto, o número de espiras do secundário ficou igual a:

$$N2 = 7 \text{ espiras}$$

- Cálculo do número de espiras do primário (N1):

A indutância do primário é calculada pela equação (A.1), considerando-se o fator de acoplamento "k" medido na prática. Para isso enrolou-se as "N2" espiras do enrolamento secundário, na forma correspondente, e 5 espiras na forma do enrolamento primário, valor este arbitrário. Procede-se, então, a realização das medidas de "Ls" e "Ls'", para a determinação da mútua indutância "M", conforme a figura B.8 do apêndice B. Os seguintes valores foram medidos:

$$L1 = 1,01 \text{ uH}$$

$$Ls = 7,68 \text{ uH}$$

$$Ls' = 1,69 \text{ uH}$$

A mútua indutância "M" é calculada pela equação:

$$M = \frac{L_s - L_{s'}}{4} \quad (A.6)$$

$$M = 1,50 \text{ uH}$$

e o fator de acoplamento "k" pela equação:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_s \cdot L_{s'}}} \quad (A.7)$$

$$k = 0,8$$

Na equação (A.1), substituindo-se:

$$K = 0,8$$

$$L_2 = 3,42 \text{ uH}$$

$$n = 5$$

tem-se,

$$L_1 = 0,21 \text{ uH}$$

O número de espiras, "N1" é calculado pela equação (A.5). Para melhor precisão do número de espiras, o fator de indutância, "AL", foi determinado com base no valor da indutância medida "L1", de 5 espiras.

Substituindo-se $L_1 = 1,01 \text{ uH}$ e $N = 5$ na equação (A.5), tem-se:

$$AL = 40,4 \text{ nH}$$

Com este valor de "AL" e $L_1 = 0,21 \text{ uH}$, na mesma equação (A.5) calcula-se o número de espiras N1, resultando:

$$N_1 = 2 \text{ espiras}$$

- Cálculo do capacitor de sintonia "Cs"

Uma vez que "L2" foi calculado para cancelar-se com "Ctp", o circuito da figura A.3 pode ser simplificado para a figura A.4.

Na figura A.4, o circuito série formado por "La" e

"Req" pode ser convertido no circuito paralelo, mostrado na figura A.5.

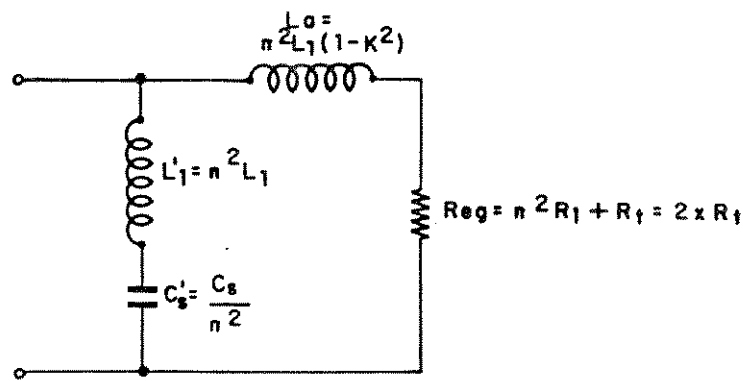


Figura A.4 - Circuito equivalente da figura A.3

Na figura A.5 tem-se que:

$$La' = \frac{Z}{W \cdot \text{sen} (\theta)} \tag{A.6}$$

$$Req' = \frac{Z}{\text{cos} (\theta)} \tag{A.7}$$

onde,

$$Z = \sqrt{(W \cdot La)^2 + Req^2} \tag{A.8}$$

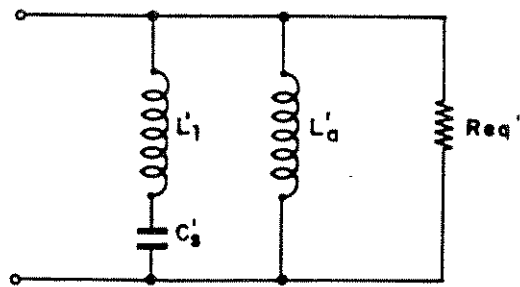


Figura A.5 - Circuito equivalente da figura A.5 com a conversão série-paralelo de "La" e "Req".

$$\text{sen} (\theta) = \frac{W \cdot La}{Z} \tag{A.9}$$

Uma maneira simples de resolver o circuito da figura

A.5 é considerar que para anular a indutância "La'" é necessário colocar em paralelo um capacitor "Ca", calculado pela equação:

$$Ca = \frac{1}{W^2 \cdot La'} \quad (A.10)$$

Resolvendo o circuito série "Ll'" e "Cs'" deve resultar em uma capacitância igual a "Ca". Assim,

$$j Ll' \cdot W = \frac{j}{W \cdot Cs'} = - \frac{j}{W \cdot Ca} \quad (A.11)$$

Trabalhando-se com a equação (A.11), chega-se a seguinte expressão para "Cs'":

$$Cs' = \frac{Ca}{W^2 \cdot Ll' \cdot Ca + 1} \quad (A.12)$$

Substituindo "Ca" e "Ll'", resulta:

$$Cs' = \frac{1}{W^2 \cdot (n^2 \cdot Ll + La')} \quad (A.13)$$

Trabalhando-se com as equações (A.8) e (A.9) em (A.6), tem-se a expressão para "La'" :

$$La' = \frac{Req^2 + (W \cdot La)^2}{W^2 \cdot La} \quad (A.14)$$

onde : Req = 2 . Rtp, e

$$La = n^2 \cdot Ll (1 - k^2)$$

Substituídos na equação (A.14) resulta:

$$La' = \frac{4 \cdot Rtp^2 + (W \cdot n^2 \cdot Ll (1 - k^2))^2}{W^2 \cdot n^2 \cdot Ll \cdot (1 - k^2)} \quad (A.15)$$

Substituindo-se os valores práticos medidos,

$$L1 = 0,53 \text{ uH}$$

$$k = 0,69$$

$$R_{tp} = 107,48 \text{ ohms}$$

$$n = 5$$

$$W = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^6$$

resulta:

$$La' = 13,69 \text{ uH}$$

Com o valor de "La'", na equação (A.13) calcula-se "Cs'".

$$Cs' = 37,61 \text{ pF}$$

Finalmente, calcula-se o valor do capacitor de sintonia, "Cs".

$$Cs = n^2 \cdot Cs'$$

$$Cs = 940,36 \text{ pF}$$

A.2.2 - O Regulador de Tensão e a Interface

Para o ajuste da amplitude do pulso aplicado ao cristal, varia-se a tensão no terminal central do transformador. No entanto, isto faz a tensão no dreno do transistor MOSFET aumentar, e caso esta fique muito maior que a tensão na porta, o transistor sai da região de saturação, diminuindo a amplitude do sinal de saída, já que é reduzida a excursão do sinal durante o chaveamento. Portanto deve-se aumentar proporcionalmente à tensão no terminal central, a amplitude do sinal aplicado a porta dos transistores MOSFET. Para isso são utilizados, apêndice F, esquema 1, os inversores "open collector" (CI-3, portas A e B), com resistores de "pull-up", (R_{11} e R_{12}), ligados ao terminal central.

Os inversores (CI-3, portas C e D) e as malhas R_{15}
 C_{10} e $R_{16} C_{11}$, são utilizados como circuito de proteção dos
transistores MOSFET. As malhas garantem que níveis DC não sejam
aplicados às portas (C) e (D), garantindo a condução dos
transistores somente quando houver pulsos do circuito gerador de
PRF.

APENDICE B

PROJETO DO AMPLIFICADOR RECEPTOR DE RF

O amplificador receptor de RF, conforme discutido no ítem 3.3, ficou dividido em dois estágios; o primeiro, utilizando o circuito integrado MC 1550 e, o segundo, o transistor BF 494. O esquema do amplificador é ilustrado no apêndice F, esquema 2. A figura B.1, mostra o diagrama em blocos do amplificador desenvolvido. Os estágios são acoplados nas entradas e saídas por malhas de acoplamento. Para o projeto, utilizou-se os parâmetros admitância (parâmetros - y), fornecidos pelos fabricantes.

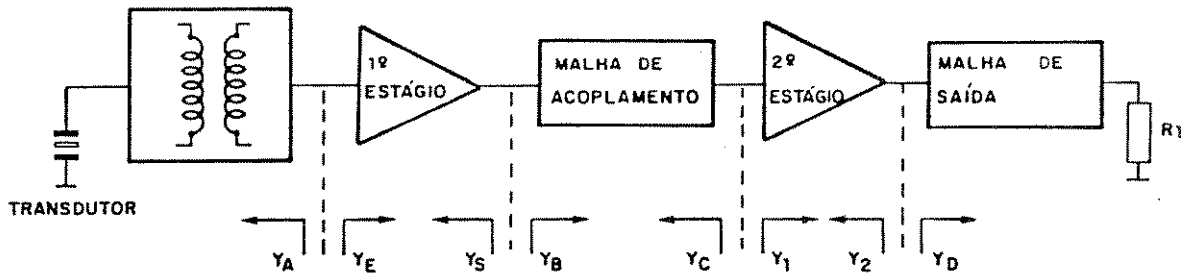


Figura B.1 - Diagrama em blocos do amplificador receptor de RF.

B.1. Projeto do primeiro estágio

Do manual (Motorola, 1976), tem-se os parâmetros-y do MC1550, na frequência de 5 MHz.

$$y_{21} = g_{21} - j b_{21} = 32 - j 2 \text{ mA/V}$$

$$y_{12} = g_{12} - j b_{12} = 0 - j 0,27 \text{ uA/V}$$

$$y_{11} = g_{11} - j b_{11} = 0,6 + j 0,4 \text{ mA/V}$$

$$y_{22} = g_{22} - j b_{22} = 0,01 + j 0,06 \text{ mA/V}$$

A admitância de entrada, " y_E ", é calculada pela equação:

$$y_E = y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + y_B} \quad (B.1)$$

onde, " y_B ", é a admitância da carga ligada à saída do primeiro estágio.

Como deve haver casamento de impedância na malha de acoplamento entre estágios, as partes reativas são canceladas. Desta forma, considerando-se uma carga de 10 K ohms, a admitância da carga será:

$$y_B = 0,1 + j 0 \text{ mA/V}$$

Substituindo-se os valores correspondentes na equação (B.1), a admitância de entrada será:

$$y_E = 0,64 + j 0,459 \text{ mA/V}$$

As componentes resistiva e capacitiva de entrada serão:

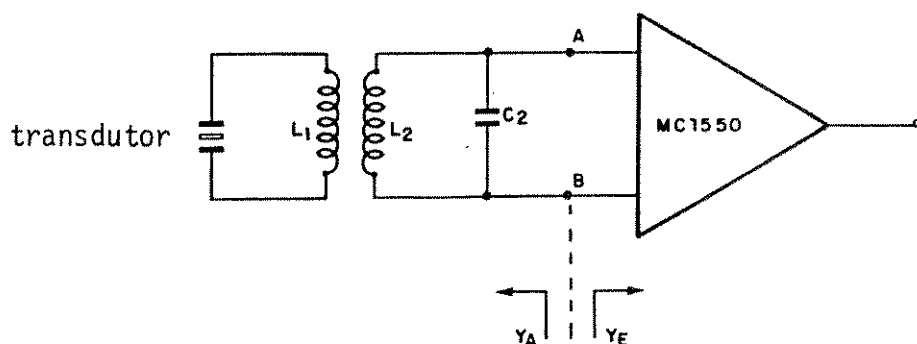
$$R_E = 1569,86 \text{ ohms}$$

$$C_E = 14,61 \text{ pF}$$

A figura B.2, mostra o diagrama esquemático da malha do acoplamento de entrada.

Para o casamento de impedância, " y_A " deve ser igual ao conjugado complexo de " y_E ".

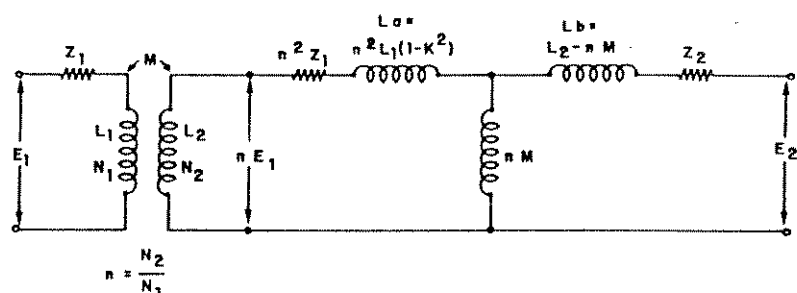
$$y_A = y_E^* \quad (B.2)$$



- L1 - indutância do primário
- L2 - indutância do secundário
- C2 - capacitor de sintonia
- YA - admitância vista à esquerda dos pontos (A) e (B)
- YE - admitância de entrada do MC 1550

Figura B.2 - Diagrama esquemático da malha do acoplamento de entrada.

O dimensionamento do transformador é feito a partir do seu modelo equivalente T, referido ao secundário, cujo diagrama esquemático encontra-se na figura B.3.



- N1 - número de espiras do primário
- N2 - número de espiras do secundário
- L1 - indutância do primário
- L2 - indutância do secundário
- Z1 - impedância do circuito ligado ao primário
- Z2 - impedância do circuito ligado ao secundário
- n - relação de espiras
- M - mútua indutância
- La e Lb - indutâncias resultantes do modelo equivalente
- 2
- n . Z1 - impedância do circuito primário refletida ao secundário

Figura B.3 - Modelo equivalente T do transformador referido ao secundário.

O transformador é representado por um elemento ideal, com relação de espiras "n".

$$n = \frac{N2}{N1} \quad (B.3)$$

O fator de acoplamento, "k", relaciona as indutâncias do primário "L1", do secundário "L2" e a mútua indutância "M", pela equação:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L1 \cdot L2}} \quad (B.4)$$

A escolha conveniente da relação de espiras "n", permite anular o valor de "Lb", simplificando o modelo da figura B.3 (Guestrin, 1986). Trabalhando-se com as equações do modelo, chega-se ao seguinte valor de "n":

$$n = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{L2}{L1}} \quad (B.5)$$

Na figura B.4, encontra-se o modelo equivalente T simplificado do transformador, para o valor de "n" da equação (B.5).

Substituindo-se, "Z1", pela impedância série do transdutor (item 3.2);

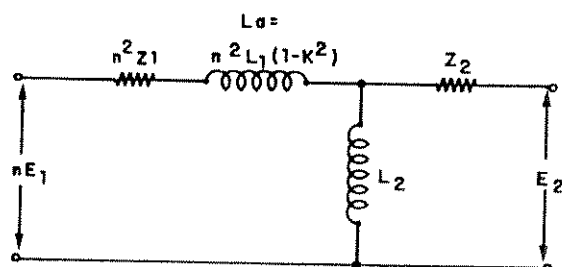


Figura B.4 - Modelo equivalente T simplificado do transformador.

$$Z_1 = Z_{ts} = R_{ts} + j \frac{1}{\omega \cdot C_{ts}}$$

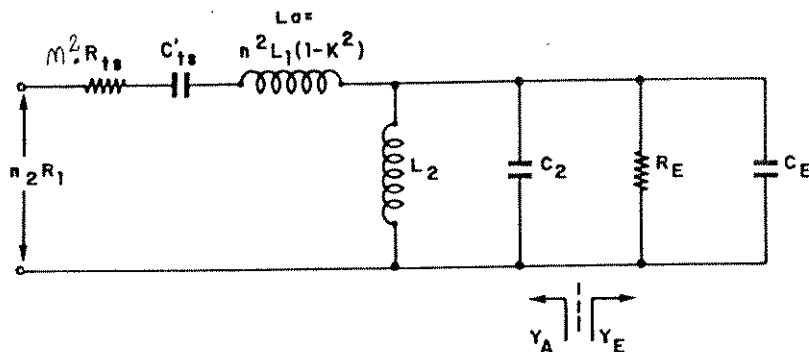
$$\frac{2}{n} \cdot Z_1 = \frac{2}{n} \cdot Z_{ts} = \frac{2}{n} \cdot R_{ts} + j \frac{1}{\omega \cdot (C_{ts}')}$$

onde: $C_{ts}' = C_{ts} / n$

e, "Z2", pela admitância de entrada do MC1550, já calculada,

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{Y}{E}}$$

tem-se o circuito da figura B.5.



R_E - componente resistiva da impedância de entrada

C_E - componente capacitiva da impedância de entrada

R_{ts} - componente resistiva da impedância do transdutor (ítem 3.1)

C_{ts} - componente capacitiva da impedância do transdutor referida ao secundário

Figura B.5 - Modelo equivalente T simplificado da figura B.4 com as impedâncias Z_1 e Z_2 substituídas.

Decompondo-se, "L2", nos seus valores indutivo e resistivo paralelo, obtido a partir de seu fator de qualidade, "Q", descarregado, "Qo", e supondo a sintonia entre C_{ts}' e L_a , o circuito pode mais uma vez ser simplificado para o da figura B.6.

Resulta conveniente a aplicação do teorema de Norton ao circuito de entrada, a fim de obter-se todos os componentes em

paralelo, conforme mostrado na figura B.7.

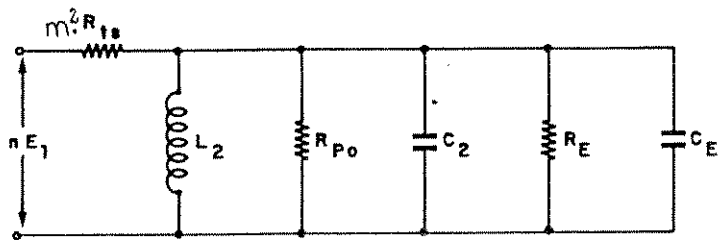


Figura B.6 - Simplificação do circuito da figura B.5.

Desprezando-se inicialmente R_{po} , para que ocorra o casamento de impedância, tem-se:

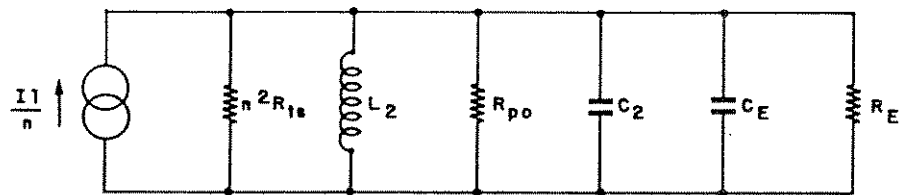


Figura B.7 - Circuito equivalente da figura B.6 com os componentes em paralelo.

$$n^2 \cdot R_{ts} = R_E \tag{B.6}$$

A resistência equivalente do circuito, desta forma, é:

$$R_q = (n^2 \cdot R_{ts}) // R_E = \frac{R_E}{2} \tag{B.7}$$

Substituindo-se $R_E = 1569,86 \text{ ohms}$, tem-se:

$$R_q = 784,83 \text{ ohms}$$

A resistência equivalente é relativamente pequena, o que resulta um valor muito baixo de "L2", caso seja escolhido um alto valor de "Q" carregado para o circuito. Para frequência de trabalho de 5 MHz, escolhendo-se um "Q" igual a 10, a banda passante, "B", será:

$$B = \frac{f_o}{Q} = 500 \text{ KHz} \quad (\text{B.8})$$

Então, o valor de "L2" é determinado pela equação:

$$L2 = \frac{R_q}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Q} \quad (\text{B.9})$$

Substituindo-se os valores correspondentes, tem-se:

$$L2 = 2,50 \text{ uH}$$

Para a confecção do transformador, utilizou-se a forma da bobina detectora em quadratura, encontrada em receptores de FM. Esta bobina foi utilizada no sistema Doppler de onda contínua, de 10 MHz, desenvolvido por Guestrin (1986).

Com um medidor de "Q", HP 4342A, variando-se a posição do núcleo, mediu-se na frequência de 5 MHz, os seguintes valores para a bobina original:

$$L \text{ máx} = 2,63 \text{ uH} \quad Q \text{ máx} = 75$$

$$L \text{ min} = 0,9 \text{ uH} \quad Q \text{ min} = 35$$

$$\text{Número de espiras} = 12$$

Para o cálculo do fator de indutância, "AL", considerou-se o valor da indutância máxima menos 10 % para ajuste.

$$L = L \text{ máx} - 0,1 \cdot L \text{ máx} = 2,37 \text{ uH}$$

O fator de indutância é calculado pela equação:

$$AL = \frac{L}{\frac{2}{N}} \quad (B.10)$$

Substituindo-se os valores correspondentes, tem-se:

$$AL = 17 \text{ nH}$$

Atribuindo-se um "Qo" descarregado igual a 70, valor intermediário entre o mínimo e o máximo, medidos na bobina original, calcula-se o valor da resistência paralela "Rpo" da bobina, pela equação (09).

$$Rpo = 5497,79 \text{ ohms}$$

Se comparado com o valor de "Rq", "Rpo" não é desprezível, desta forma, considerou-se que:

$$R = n \cdot \frac{Rts}{E} // Rpo = 1569,86 \text{ ohms}$$

Substituindo-se Rpo, tem-se que:

$$n \cdot \frac{Rts}{E} = 2197,28 \text{ ohms}$$

Do item 3.1, Rts = 53,74 ohms, logo:

$$n = 6$$

O número de espiras do secundário, "N2", é determinado pela equação (B.10). Substituindo-se o "AL" medido e o "L2" calculado, tem-se:

$$N2 = 12 \text{ espiras}$$

No núcleo do transformador, o qual é dividido em três formas, enrolou-se 6 espiras na forma inferior e 6 espiras na forma do meio. Com o ajuste do valor da indutância, através de um "Q - meter", mencionado anteriormente, o núcleo móvel ficou muito deslocado para fora. Retirou-se, assim, uma espira da forma do

meio, isto resulta na necessidade de deslocar o núcleo móvel para o interior da bobina, melhorando o fator de qualidade desta.

O número de espiras do primário, "N1", é calculado a partir da indutância "L1", dada pela equação (B.05), após determinação experimental do fator de acoplamento "k". Para isso, enrolou-se 5 espiras na forma superior, onde será alojado o enrolamento do primário, e mediu-se a indutância do enrolamento que forneceu o valor:

$$L1 = 0,65 \text{ uH}$$

A figura B.8, ilustra o procedimento para a medida da mútua indutância, necessária na determinação do fator de acoplamento.



$$Ls = L1 + L2 - 2M$$

$$Ls' = L1 + L2 + 2M$$

Figura B.8 - Procedimento de medida de "M", para determinação de "k".

Os seguintes valores foram medidos:

$$Ls = 1,43 \text{ uH}$$

$$Ls' = 3,52 \text{ uH}$$

A mútua indutância, "M", é determinada pela equação:

$$M = \frac{Ls' - Ls}{4} \quad (B.11)$$

A substituição dos valores correspondentes fornece:

$$M = 0,52 \text{ uH.}$$

O fator de acoplamento, "k", é obtido pela equação (B.4), resultou:

$$k = 0,41$$

Retornando-se à equação (B.5), e substituindo-se os valores correspondentes, calcula-se o valor de L_1 .

$$L_1 = 0,41 \text{ uH}$$

Para o cálculo do número de espiras do primário, "N1", recalculou-se o fator de indutância, "AL", a partir do enrolamento de 5 espiras e da indutância "L1" medida igual 0,65 uH, que substituídos na equação (B.10), resultou:

$$AL = 26 \text{ nH}$$

O número de espiras, "N1", é determinado pela mesma equação (B.10), substituindo-se os valores correspondentes.

$$N_1 = 4 \text{ espiras}$$

Com o transformador construído, mediu-se os seguintes valores:

$$L_1 = 0,50 \text{ uH}$$

$$L_2 = 2,50 \text{ uH}$$

$$L_{s'} = 4,29 \text{ uH}$$

$$L_s = 1,52 \text{ uH}$$

$$M = 0,69 \text{ uH}$$

$$k = 0,62$$

Na figura B.5 foi suposta a sintonia entre "La" e "Cts'". Para isso determinou-se o valor de La a partir da equação do modelo simplificado do equivalente T do transformador.

$$L_a = n^2 \cdot L_1 \cdot (1 - k^2)$$

Substituindo-se os valores correspondentes do transformador construído, obteve-se:

$$L_a = 11,08 \text{ uH}$$

Do item 3.1 $C_{ts} = 592,31 \text{ pF}$, logo,

$$C_{ts}' = C_{ts}/n^2$$

$$C_{ts}' = 16,45 \text{ pF}$$

Para cancelar " C_{ts}' " é necessário uma indutância " L_{x}' " igual a:

$$L_{x}' = \frac{1}{2 \cdot W \cdot C_{ts}'}$$

Tendo os valores substituídos, resulta em:

$$L_{x}' = 61,59 \text{ uH}$$

A indutância " L_{x}' " é muito menor que a indutância " L_a ", logo, para que seja possível a sintonia, colocou-se um indutor " L_x " no primário, em série com o transdutor. Esta indutância aparece multiplicado por " n^2 " no secundário, portanto, a indutância necessária a ser adicionada no circuito primário é :

$$n^2 \cdot L_x = L_{x}' - L_a$$

Tendo os valores correspondentes, substituídos, resulta:

$$L_x = 1,40 \text{ uH}$$

Este indutor foi enrolado em forma e núcleo fornecidos pela R-SONTAG. As especificações encontram-se na lista de material do amplificador receptor.

A capacitância de sintonia do circuito secundário, é calculada em função da indutância " L_2 " pela equação:

$$C_{sint} = \frac{1}{\omega \cdot L_2}$$

resulta:

$$C_{sint} = 405,28 \text{ pF}$$

Descontando a capacitância de entrada do amplificador, tem-se:

$$C_2 = C_{sint} - C_E$$

$$C_2 = 390,67 \text{ pF}$$

A impedância de saída, " Y_S ", do MC 1550 é calculada pela equação:

$$Y_S = Y_{22} - \frac{Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{11} + Y_A} \quad (12)$$

$$\text{onde } Y_A = Y_E^*$$

Como há casamento de impedância no circuito de entrada, as partes reativas se cancelam e a admitância " Y_A " é igual a:

$$Y_A = 0,64 + j 0 \text{ mA/V}$$

Substituindo-se os valores correspondentes na equação (12), tem-se:

$$Y_S = 12,57 + j 66,37 \text{ uA/V}$$

As componentes resistiva e reativa de saída são:

$$R_S = 79554,20 \text{ ohms}$$

$$C_S = 2,11 \text{ pF}$$

B.2. Projeto do Segundo Estágio

A figura B.9, mostra o diagrama esquemático do segundo estágio amplificador.

No projeto utilizou-se o transistor BF494, uma vez que se dispunha das curvas admitâncias do transistor (Ibrape, 1974).

As especificações para projeto foram:

$I_c = 5 \text{ mA}$ (corrente de coletor)

$f_o = 5 \text{ MHz}$ (frequência de trabalho)

$V_{ce} = 3 \text{ V}$ (tensão coletor emissor)

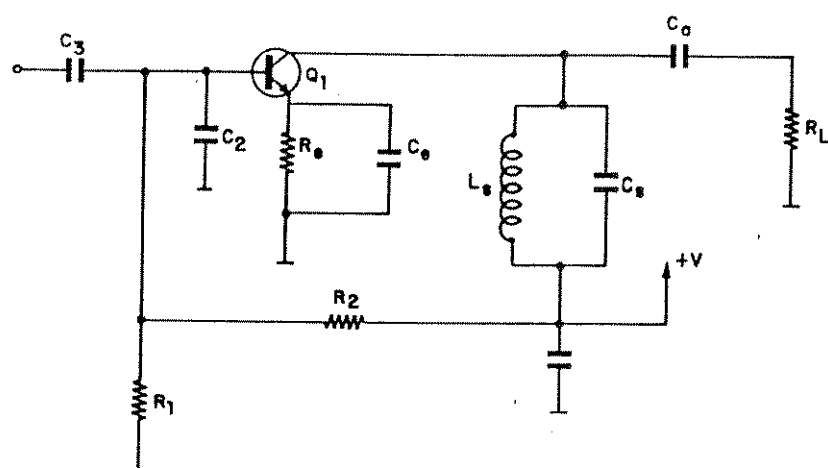


Figura B.9 - Diagrama esquemático do segundo estágio amplificador

Os seguintes dados foram obtidos do fabricante:

$b_{ie} = 1,5 \text{ mA/V}$

$g_{ie} = 1,5 \text{ mA/V}$

$b_{oe} = 0,05 \text{ mA/V}$

$g_{oe} = 0,035 \text{ mA/V}$

$y_{re} = 0,020 \text{ mA/V}$, 270 graus

$y_{fe} = 105 \text{ mA/V}$, 350 graus

O projeto deste estágio de amplificação, requer o processo iterativo apresentado por Krauss & Bostian (1980), para determinar as admitâncias de entrada e saída do transistor. Os dados de entrada são:

- 1 - os parâmetros - y
- 2 - o valor do fator de estabilidade de Stern " K "
- 3 - erro estimado para o processo iterativo igual 0,00001;
- 4 - a condutância de entrada, " G_c ", parte real da admitância " Y_c ", figura B.1

Como resultado do processo iterativo, tem-se:

- 1 - a admitância de entrada do transistor (" Y_1 ")
- 2 - a admitância de saída do transistor (" Y_2 ")
- 3 - o ganho de tensão teórico
- 4 - a admitância da carga de saída (" G_D ")

Existe um compromisso entre o ganho, a condutância de entrada, " G_c ", a condutância de saída, " G_D ", e o fator de estabilidade, " K ", uma vez que este deve ser mantido dentro de uma faixa de valores para que o amplificador não apresente instabilidade. No projeto fixou-se o valor de " K ", igual a 4, e trabalhou-se com os valores de " G_c " e " G_D ", até que se obteve o ganho desejado. No caso, " G_c " é um parâmetro de entrada e deve ser escolhido em função da figura de ruído do transistor.

O processo iterativo foi executado alterando-se várias vezes o valor de " G_c ". Mantendo-o, entretanto, próximo ao valor da figura de ruído recomendada pelo fabricante, O resultado mais próximo do ganho desejado, 36 dB, foi para um " G_c " igual a 1,54 mA/V, que resulta em um ganho de tensão igual a 38 dB.

Terminado o processo, obteve-se os seguintes valores

para as admitâncias de entrada, "Y1", e saída, "Y2", do transistor:

$$Y_1 = 1,02 + j 3,06 \text{ mA/V}$$

$$Y_2 = - 0,146 + j 0,637 \text{ mA/V}$$

A condutância do circuito de saída, para o ganho acima, resultou:

$$G_D = 1,11 \text{ mA/V}$$

As admitâncias vistas do transistor, devem ser: na entrada, a condutância "Gc" mais a parte imaginária do conjugado de "Y1"; no circuito de saída, a condutância "GD" mais a parte imaginária do conjugado de "Y2".

$$Y_c = 1,54 - j 3,06 \text{ mA/V}$$

$$Y_L = 1,11 - j 0,637 \text{ mA/V}$$

A malha de sintonia entre estágios, é feita com sintonia simples, através de transformador capacitivo, descrito por Senatory e Suky (1984). A figura B.10 mostra a malha de acoplamento utilizada entre os estágios.

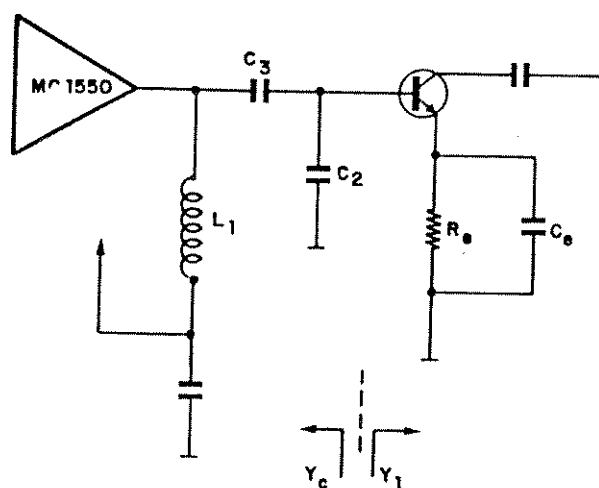
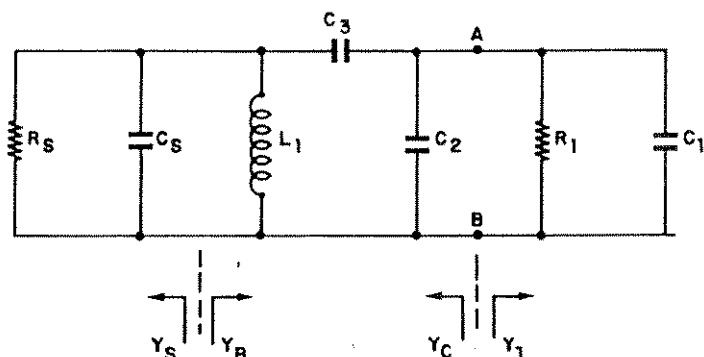


Figura B.10 - Malha de acoplamento utilizada entre os estágios amplificadores

O circuito equivalente, considerados os elementos de saída do primeiro estágio e de entrada do segundo, é mostrado na figura B.11.



$$R_s = 79554,50 \text{ ohms}$$

$$C_s = 2,11 \text{ pF}$$

$$Y_l = 1,02 + j 3,06 \text{ mA/V}$$

$$Y_c = 1,54 - j 3,06 \text{ mA/V}$$

Figura B.11 - Circuito equivalente da figura B.10.

A condutância total, "Gt", entre os pontos (A) e (B) é dada por:

$$G_t = G_l + G_c$$

Onde $G_l = 1,02 \text{ mA/V}$ e $G_c = 1,54 \text{ mA/V}$ substituídas na equação (13) resulta:

$$G_t = 2,56 \text{ mA/V}$$

A capacitância total, "Ct" é dada por:

$$C_t = C_l + C_2 \quad (14)$$

onde:

$$C_l = G_l / \omega = 97,40 \text{ pF}$$

Decompondo-se o indutor no seu equivalente indutivo e resistivo paralelo, tem-se o circuito da figura B.12.

Da figura B.12, "C3", "Ct" e "Ll" formam o transformador capacitivo, que pode ser substituído pelo seu equivalente, conforme mostra a figura B.13, onde:

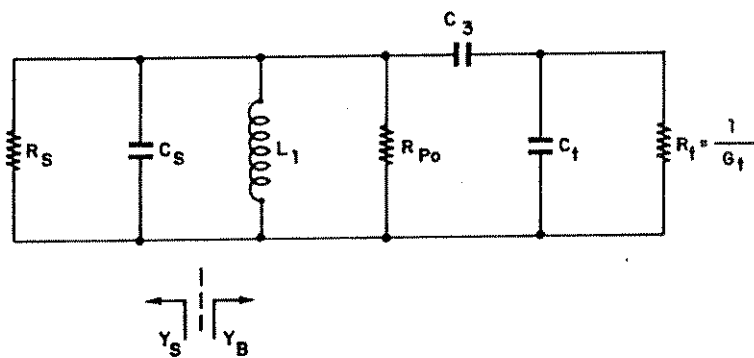


Figura B.12 - Circuito equivalente da figura B.11, considerando-se G_t e C_t .

$$C_t' = \frac{C_3 \cdot C_t}{C_3 + C_t} \quad (15)$$

$$R_t' = R_t \left(\frac{C_t + C_3}{C_3} \right)^2 \quad (16)$$

onde:

$$R_t = 1 / G_t$$

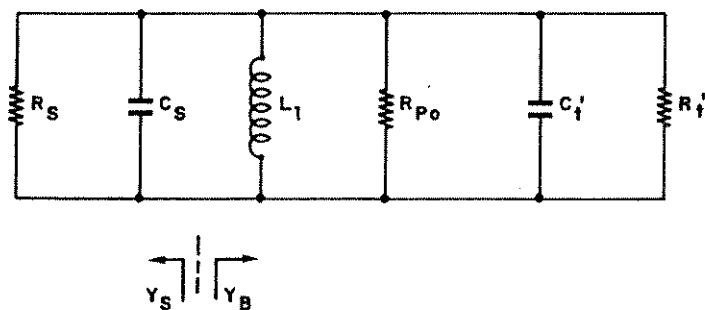


Figura B.13 - Circuito equivalente da figura B.12, considerando-se C_t' e R_t' .

Para satisfazer-se a condição imposta de

$$Y_B = 0,1 + j 0 \text{ mA/V}$$

tem-se que:

$$R_t' = R_B = 10 \text{ K ohms}$$

O casamento de impedância entre as partes reais foi desconsiderado e, ainda, desconsiderando-se inicialmente R_{po} , a resistência equivalente de saída resulta:

$$R_q = R_t' / 2$$

$$R_q = 8883,36 \text{ ohms}$$

Calculando-se " L_1 " na equação (09) para " Q " igual a 30, tem-se:

$$L_1 = 9,43 \text{ uH}$$

O valor de " Q " descarregado do núcleo utilizado, é da ordem de 70, calculando-se R_{po} , tem-se:

$$R_{po} = W \cdot Q_o \cdot L_1$$

$$R_{po} = 20737,65 \text{ ohms}$$

Comparado com " R_q ", " R_{po} " não é desprezível. Considerou-se que $R_q' = R_q // R_{po}$, tem-se:

$$R_q' = 6219,23 \text{ ohms}$$

Recalculando-se o valor de L_1 na equação (09), tem-se:

$$L_1 = 6,70 \text{ uH}$$

Que fornece um R_{po} , igual a:

$$R_{po} = 14511,55 \text{ ohms}$$

E um equivalente:

$$R_q' = 5510,23 \text{ ohms}$$

Este é um processo iterativo que converge rapidamente para:

$$L_1 = 5,42 \text{ uH}$$

$$R_{po} = 11919,20 \text{ ohms}$$

$$R_q = 5089,88 \text{ ohms}$$

Na figura B.13, a capacitância, " C_t ", necessária para

sintonizar "L1" é dada por:

$$Ct' = \frac{1}{2 \cdot W \cdot L1} = 186,94 \text{ pF}$$

Voltando-se as equações (14), (15) e (16) com os valores de $Ct' = 186,94 \text{ pF}$, $Rt' = 10 \text{ K ohms}$ e $Rt = 390,63 \text{ ohms}$, calculam-se os valores de:

$$C2 = 848,52 \text{ pF}$$

$$C3 = 232,98 \text{ pF}$$

A figura B.14.a mostra o circuito de sintonia do estágio de saída e a figura B.14.b o circuito equivalente.

Na figura B.14.b, "Rpo", representa a resistência paralela da indutância "Ls", sendo que as admitâncias "YL" e "Y2", já foram calculadas anteriormente.

$$YL = 1,11 - j 0,64 \text{ mA/V}$$

$$Y2 = - 0,15 + j 0,64 \text{ mA/V}$$

A condutância vista pelo transistor é igual a:

$$Rpo // RL = \frac{1}{0,00111} = 900,90 \text{ ohms}$$

A condutância total do circuito resulta:

$$Gt = 1,11 - 0,15 = 0,96 \text{ mA/V}$$

$$Rt = 1041,67 \text{ ohms}$$

Considerando-se um Q carregado igual a 30, calcula-se o valor de "Ls", utilizando-se a equação (09).

$$Ls = 1,11 \text{ uH}$$

Para um valor de "Q" descarregado, "Qo", igual a 70, já que será utilizado a mesma forma usada para confeccionar a bobina

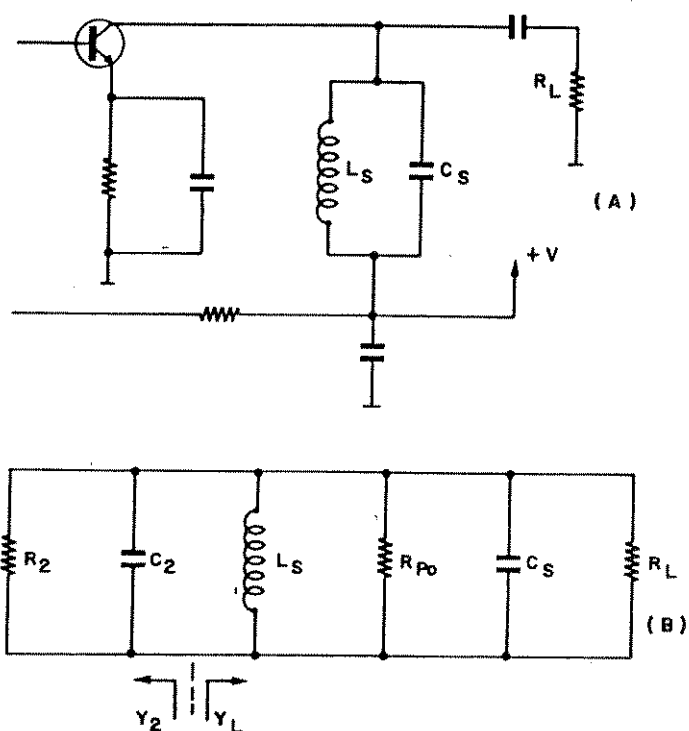


Figura B.14 - a) Diagrama esquemático do circuito tanque de sintonia do estágio de saída.

b) Circuito equivalente do estágio de saída.

da malha de acoplamento entre estágios, calcula-se "Rpo" utilizando a mesma equação (09).

$$R_{po} = 2430,56 \text{ ohms}$$

Como $R_{po} // R_L$ deve ser igual a 900,90 ohms, calcula-se o valor de R_L .

$$R_L = 1400 \text{ ohms}$$

O capacitor de sintonia C_s é calculado em função da indutância " L_s ", pela equação:

$$C_s = \frac{1}{2 \cdot W \cdot L_s}$$

$$C_s = 912,80 \text{ pF}$$

Os resistores "R1", "R2" e "Re" são determinados em função do ponto quiescente escolhido. Assim, do manual do fabricante, para "Ic" igual a 5 mA, tem-se:

$$h_{FE} = 130$$

$$V_{BE} = 0,75 \text{ V}$$

Considerando-se as técnicas de polarização DC para transistores descritas por Millman & Halkias (1972), chega-se aos seguintes valores:

$$R_e = 620 \text{ ohms}$$

$$R_1 = 5600 \text{ ohms}$$

$$R_2 = 10 \text{ K ohms}$$

Os capacitores de desacoplamento de emissor e de acoplamento com a carga "RL", foram escolhidos para apresentar baixa reatância na frequência de 5MHz. Os valores estão indicados na lista de material.

O diagrama esquemático completo do amplificador receptor de RF, encontra-se no apêndice F, esquema 2.

APÊNCIDE C

LIMITADOR

O diagrama esquemático do circuito de proteção é apresentado na figura C.1.

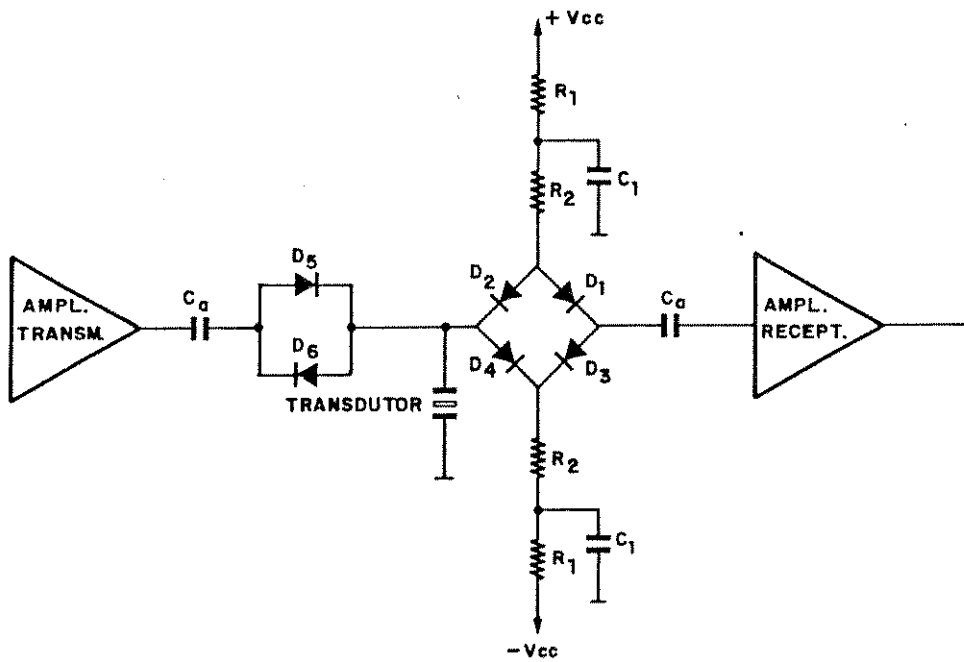


Figura C.1 - Diagrama esquemático do circuito de proteção

A ponte de diodos D1, D2, D3 e D4 é polarizada diretamente, estando, todos seus diodos na condição de condução. Desta forma, podem ser considerados como um conjunto de chaves fechadas, e os pontos (A) e (C) são os mesmos, e todo sinal gerado pelo cristal é aplicado às entradas do amplificador receptor de RF. No instante da transmissão, quando são aplicados

os pulsos de RF ao transdutor, devido à sua alta amplitude no semiciclo positivo, os diodos D1 e D3 cortam, limitando a tensão na entrada do amplificador em " V_a ". No semiciclo negativo são os diodos D2 e D4 quem cortam e limitam a tensão em " $-V_a$ ".

Os resistores R1 e R2 foram calculados para que as tensões " V_a " e V_b fossem iguais a 1 V e -1 V, respectivamente.

APÊNDICE D

UNIDADE DE CONTROLE

D.1. Controlador de Profundidade dos Canais de Amostragem

O diagrama elétrico do circuito de controle de profundidade encontra-se no apêndice F, esquema 3a e 3b. Os contadores BCD (CI-1,2 e 3), síncronos com sinal de "clock" de 10 MHz (obtido com o oscilador CI-1, esquema 4a, apêndice F), são utilizados para medir o tempo de transição do pulso ultra-sônico. O grupo de comparadores bit a bit (CI-4,5 e 6) e a porta lógica (20A), monitoram continuamente a contagem com os valores armazenados nos "latches" (CI-7 e 8). O sinal de saída da porta 20 A é utilizado para inibir os contadores e como sinal de sincronismo para o gerador sequencial dos sinais de amostragem. Os contadores (CI-10) e (CI-11) são utilizados para endereçar a memória EPROM (CI-09). O sinal de "clock", destes contadores, é controlado pelo monoastável (CI-14) e pelos integrados (CI-12B, 13A, 13B, 16A, 16B, 17A, 17B e 16C), através das chaves CH-1, CH-2 e CH-3, utilizadas para incrementar e decrementar, de maneira rápida ou lenta os contadores. O contador (CI-15) e as portas (18A, 18B e 19C) são utilizadas para gerar uma sequência de sinais que reprogramam os "latches" a cada ciclo. Este circuito, é acionado no instante em que é gerado o último sinal de "reset", do gerador sequencial (apêndice F, esquema 4a CI-9 saída 16).

LISTAGEM DO CONTEÚDO DA EPROM

0000	00	01	02	03	05	06	07	09	10	11	00	00	00	00	00	00
0010	12	14	15	16	18	19	20	21	23	24	00	00	00	00	00	00
0020	25	27	28	29	30	32	33	34	36	37	00	00	00	00	00	00
0030	38	39	41	42	43	45	46	47	49	50	00	00	00	00	00	00
0040	51	52	54	55	56	58	59	60	61	63	00	00	00	00	00	00
0050	65	65	67	68	69	70	72	73	74	76	00	00	00	00	00	00
0060	77	78	79	81	82	83	85	86	87	89	00	00	00	00	00	00
0070	90	91	92	94	95	96	98	98	98	98	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0080	00	29	58	90	16	45	74	03	32	61	00	00	00	00	00	00
0090	90	19	48	77	06	35	64	93	22	51	00	00	00	00	00	00
00A0	80	09	38	67	96	25	54	83	12	41	00	00	00	00	00	00
00B0	70	99	28	57	86	15	44	73	02	31	00	00	00	00	00	00
00C0	60	89	18	47	76	05	34	63	92	21	00	00	00	00	00	00
00D0	50	79	08	37	66	95	24	53	82	11	00	00	00	00	00	00
00E0	40	69	98	27	56	85	14	43	72	01	00	00	00	00	00	00
00F0	30	59	88	17	46	75	04	04	04	04	FF	FF	FF	FF	FF	FF

D.2 Gerador Sequencial dos Sinais de Amostragem

O esquemas 4A e 4B (apêndice F) mostram o diagrama elétrico do circuito gerador dos sinais de amostragem. No esquema 4a encontra-se também o controle digital do gerador de PRF, descrito no item A.1

O "flip-flop" (8A) e as portas (6D) e (7E) formam o circuito combinacional de entrada, referido no item 3.6.2. Durante o intervalo de tempo em que o sinal de sincronismo, do circuito de controle de profundidade (item D.1), está em nível alto o decodificador (CI-9) encontra-se inibido e suas saídas permanecem em nível alto. O sinal porta de transmissão, do circuito gerador de PRF, é utilizada como sinal de "clear" do "flip-flop" (8A), usado por sua vez para controlar as entradas G1 do (CI-9) e P do (CI-11). As entradas de "enable" G2 (CI-9); e T (CI-11), são abilitadas na descida a nível zero do sinal e sincronismo. A última saída do decodificador é utilizada como sinal de "clock" do (CI-8A) que, mudando seu estado inibe o decodificador e o divisor de frequência, até que seja gerada o próximo sinal porta de transmissão.

O circuito combinacional de saída, referido no item 3.6.2, é formado pelas portas não-exclusivo (CI-12, 13, 14 e 15). O tempo de transição do primeiro canal é formado pelos sinais de sincronismo e pela porta de transmissão, através da porta lógica (12, pinos 1,2 e 3), os sinais seguintes são formados fazendo a função não-exclusivo do sinal do primeiro canal com a saída 1 do decodificador (CI-9).

APÊNDICE E

PROJETO DO DEMODULADOR DE PRODUTO

E.1. Demodulador de Produto

Para a demodulação do sinal captado pelo transdutor, utilizou-se o circuito integrado dedicado MC 1496 G, um modulador/demodulador balanceado. O circuito utilizado está baseado no "Application Note", AN531, da Motorola (Hejhall, 1982). O diagrama esquemático deste circuito é apresentado na figura E.1.

No circuito "Vp" representa o sinal da portadora e "Vs" a tensão de entrada, proveniente do amplificador receptor de RF. Ambos sinais são acoplados ao demodulador através dos capacitores C1 e C2. Os resistores R1, R2, R10 e R11 formam os divisores de tensão usados para polarizar os pinos de entrada 1, 4, 7 e 8 do circuito integrado. O ajuste das correntes de polarização DC, é feito pelo controle da corrente I5. O resistor R12, determinada pela equação:

$$R12 = \frac{|V_c| - 0,75}{\frac{I}{5}} - 500 \quad (01)$$

onde:

Vc - é a tensão de alimentação igual a 6V

O manual do fabricante (Motorola, 1982) recomenda um valor de corrente I5 igual a 1 mA, que substituído na equação (01), resulta:

$$R12 = 4700 \text{ ohms}$$

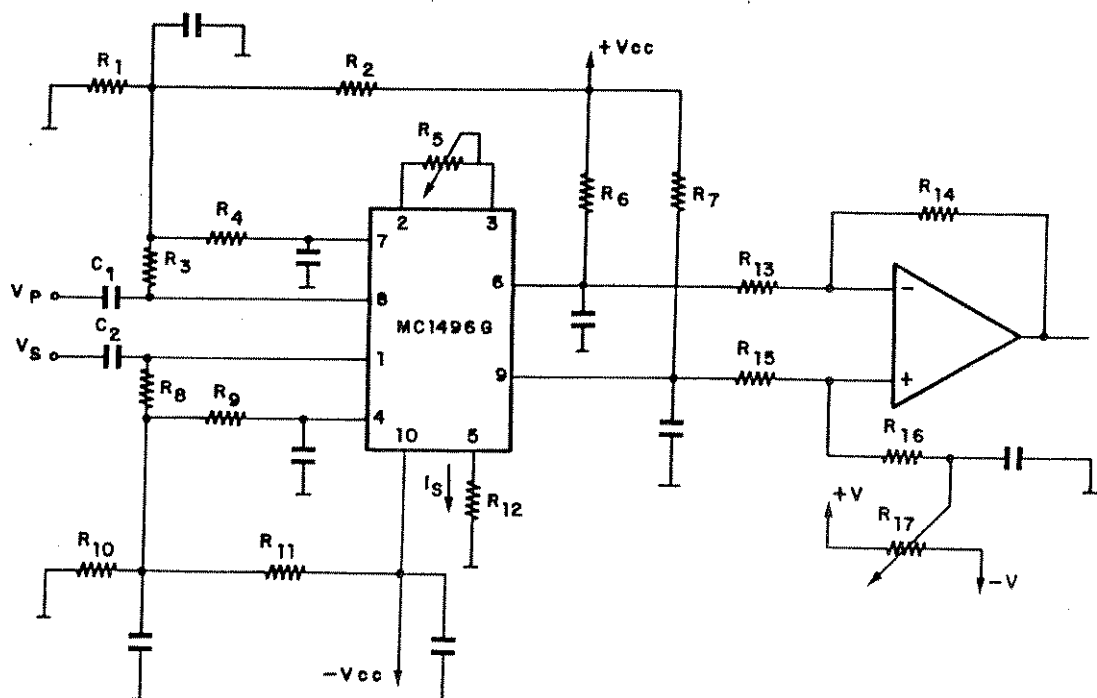


Figura E.1 - Diagrama esquemático do circuito multiplicador de frequência.

O ganho do multiplicador é controlado pelo resistor variável R_5 . Desta forma, consegue-se ajustar a amplitude do sinal na saída dos dois multiplicadores, afim de obter-se sinais de mesma amplitude. Este trimpot foi determinado a partir da máxima tensão de pico aplicada à entrada do demodulador, pela equação (02).

$$V_s(\text{pico}) = I_5 \cdot R_5 \quad (02)$$

Como a máxima tensão de saída do amplificador de RF receptor é de 1V, o valor de R_5 é:
 $R_5 = 1000 \text{ ohms}$

Os divisores de tensão são calculados levando-se em

conta as seguintes equações :

$$(V6, V9) - (V7, V8) > - 2V \quad (03)$$

$$(V7, V8) - (V1, V4) > - 2,7 V \quad (04)$$

$$(V1, V4) - V5 > - 2,7 V \quad (05)$$

A partir da tensão $V_S = - 4,7V$ e das equações (03), (04) e (05), fixou-se os seguintes valores:

$$V1 = V4 = - 3 V$$

$$V7 = V8 = 2 V$$

$$V6 = V9 = 4 V$$

Os resistores $R6$ e $R7$ são determinados pela equação:

$$V6 = V_C - I_5 \cdot R6$$

Substituindo-se $V6 = 4 V$; $V_C = - 6V$ e $I_5 = 1 \text{ mA}$, resulta:

$$R6 = 2 \text{ k ohms}$$

As correntes de polarização dos divisores de tensão foram fixadas em 2 mA , obtendo-se os seguintes valores:

$$R1 = 2 \text{ K ohms}$$

$$R2 = 1 \text{ K ohm}$$

$$R10 = 1,5 \text{ K ohms}$$

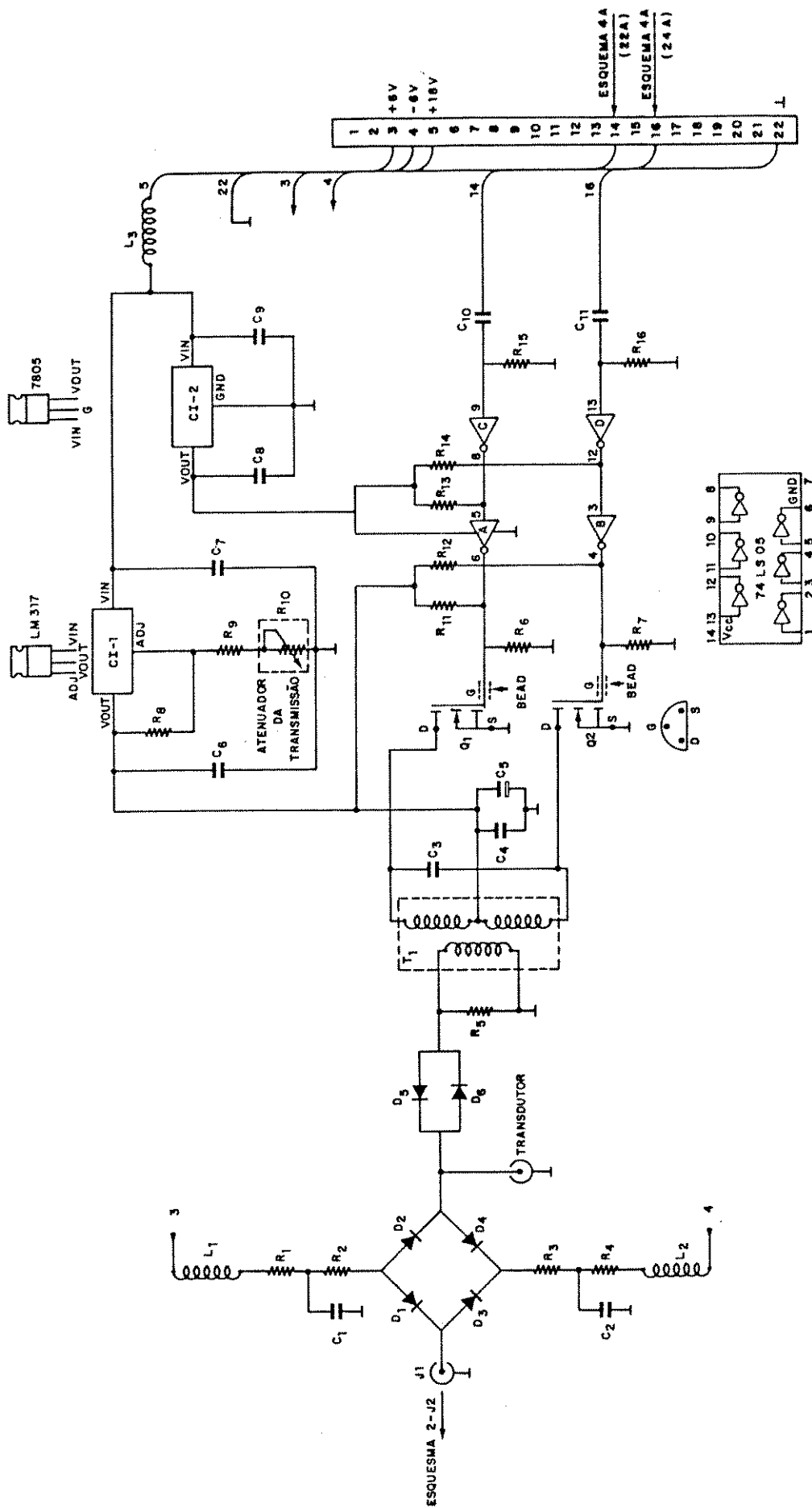
$$R11 = 1,5 \text{ K ohms}$$

Os resistores $R3$, $R4$, $R8$ e $R9$ são usados para polarizar as entradas. Como as correntes de polarização são muito baixas, praticamente não há queda de tensão nestes resistores. E seus valores ficam limitados de acordo com a impedância de entrada desejada ao circuito, no caso fixada em 1 K ohm .

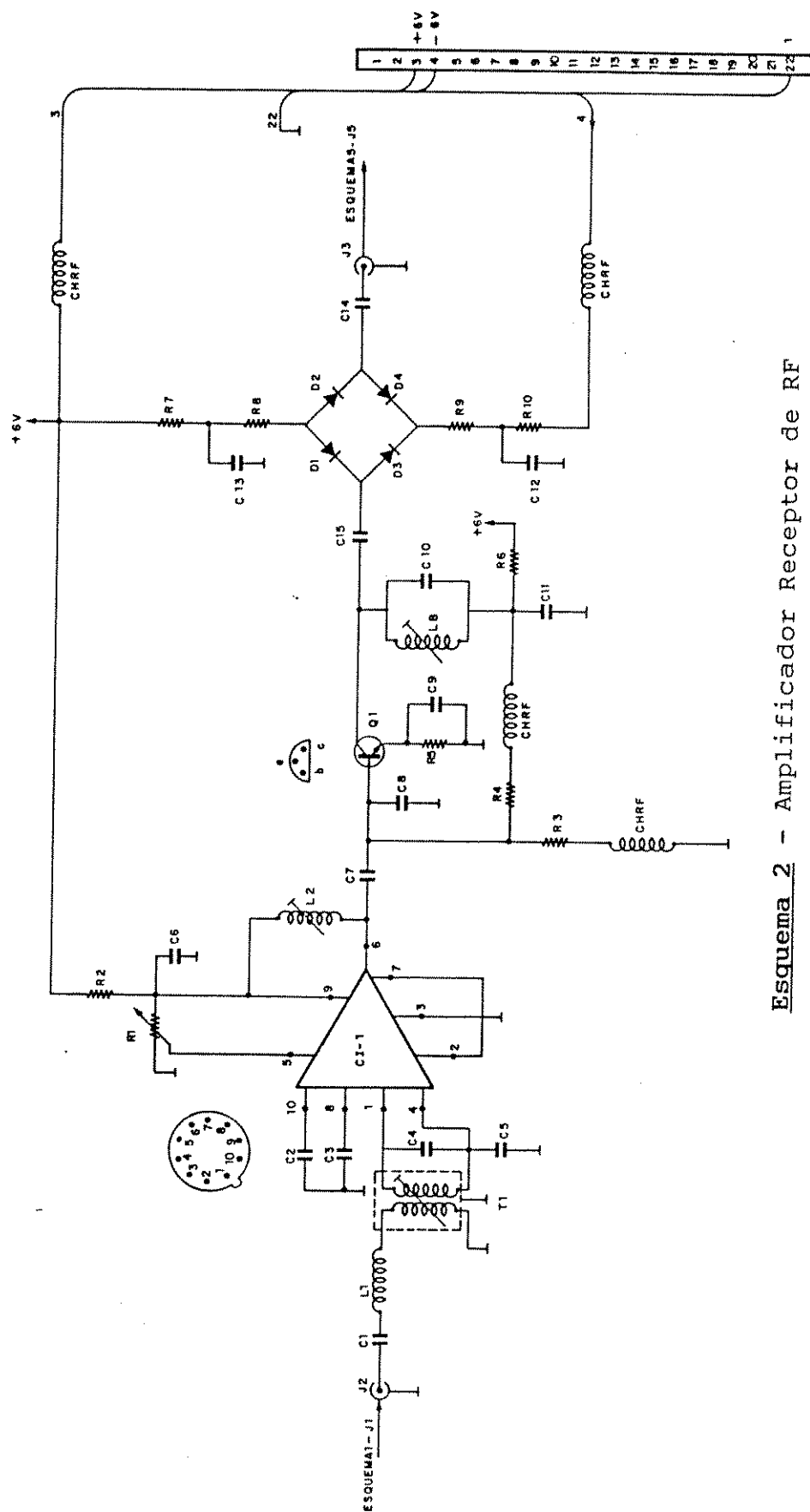
Os demais capacitores são utilizados para desacoplamento AC e seus valores foram escolhidos para a menor reatância na frequência de 5 MHz .

Na saída do demodulador é utilizado um amplificador diferencial de ganho unitário, para eliminar o nível DC da saída do integrado, aproveitando-se assim a sua saída diferencial e evitando a necessidade de colocar capacitores de acoplamento que interferem nas baixas frequências.

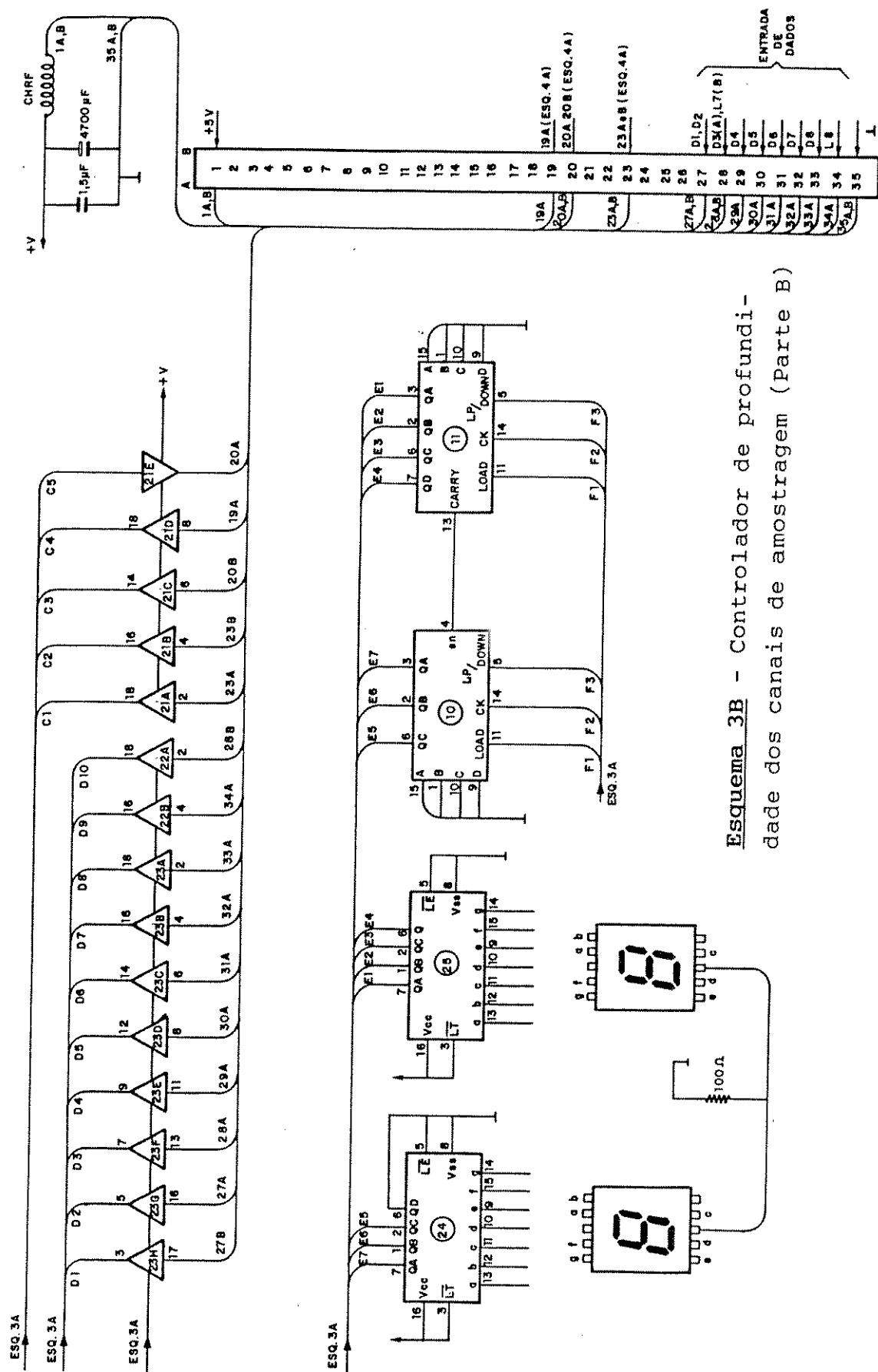
APENDICE F
DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS



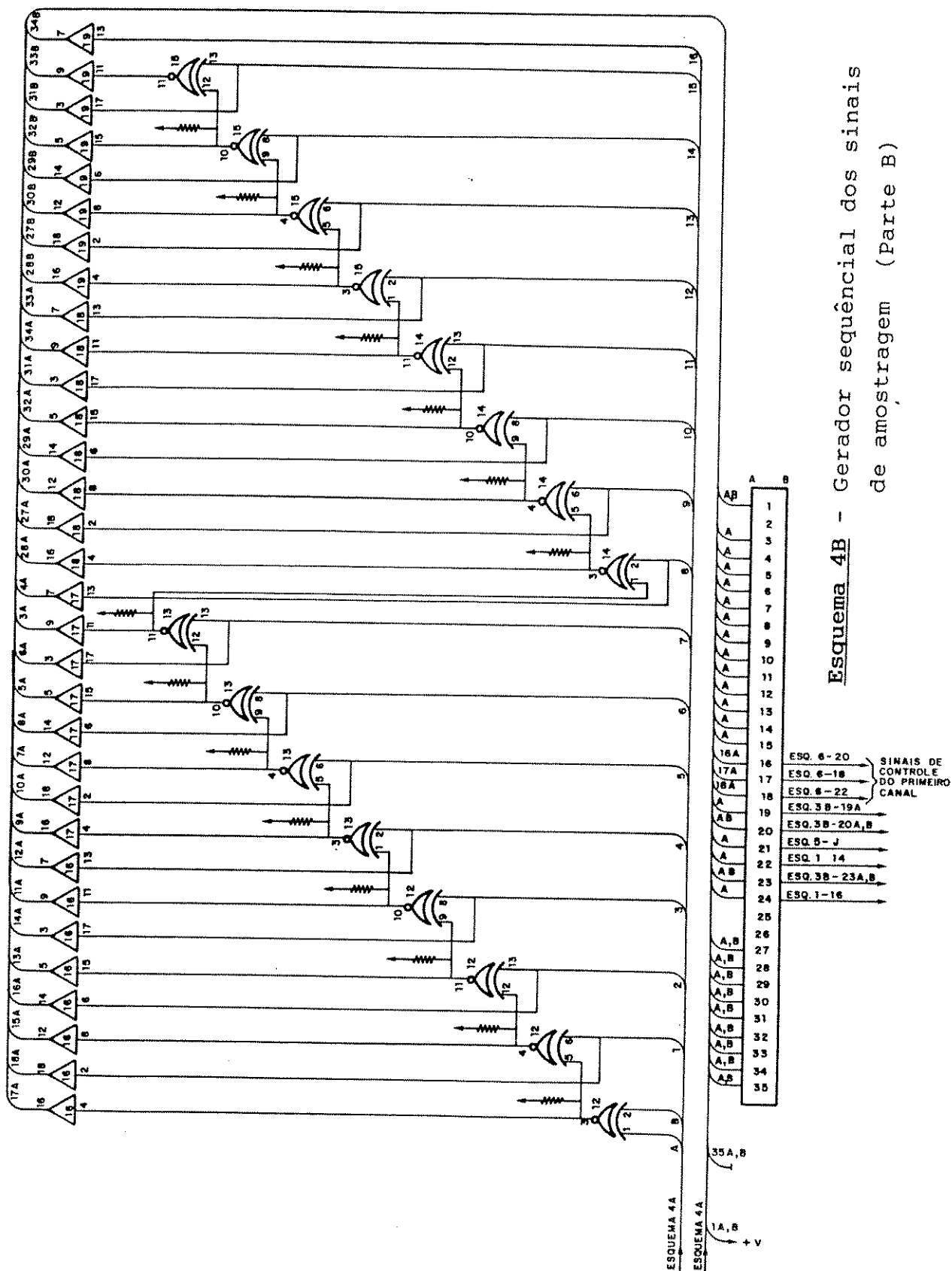
Esquema 1 - Amplificador Transmissor



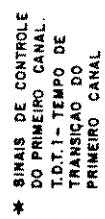
Esquema 2 - Amplificador Receptor de RF



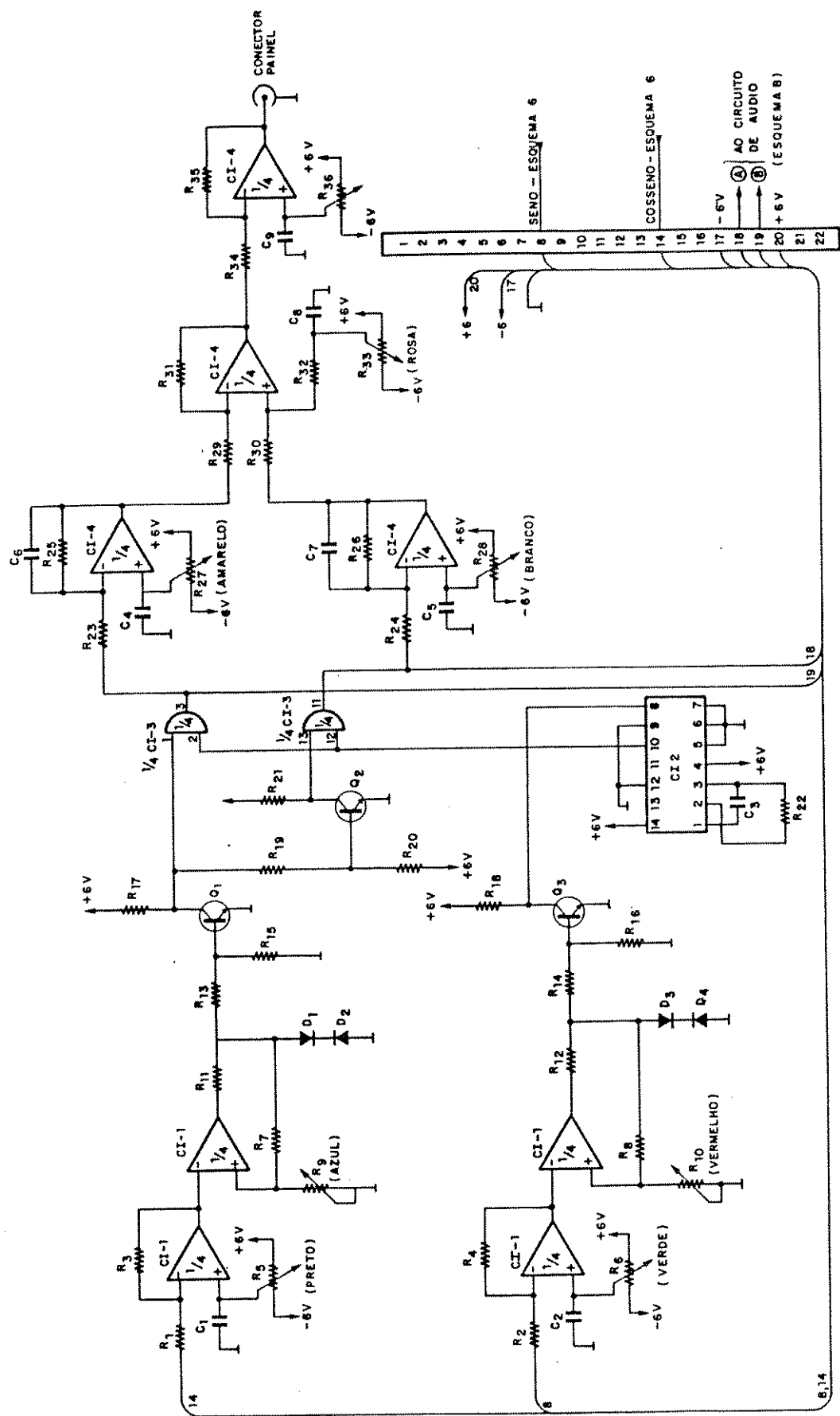
Esquema 3B - Controlador de profundidade dos canais de amostragem (Parte B)



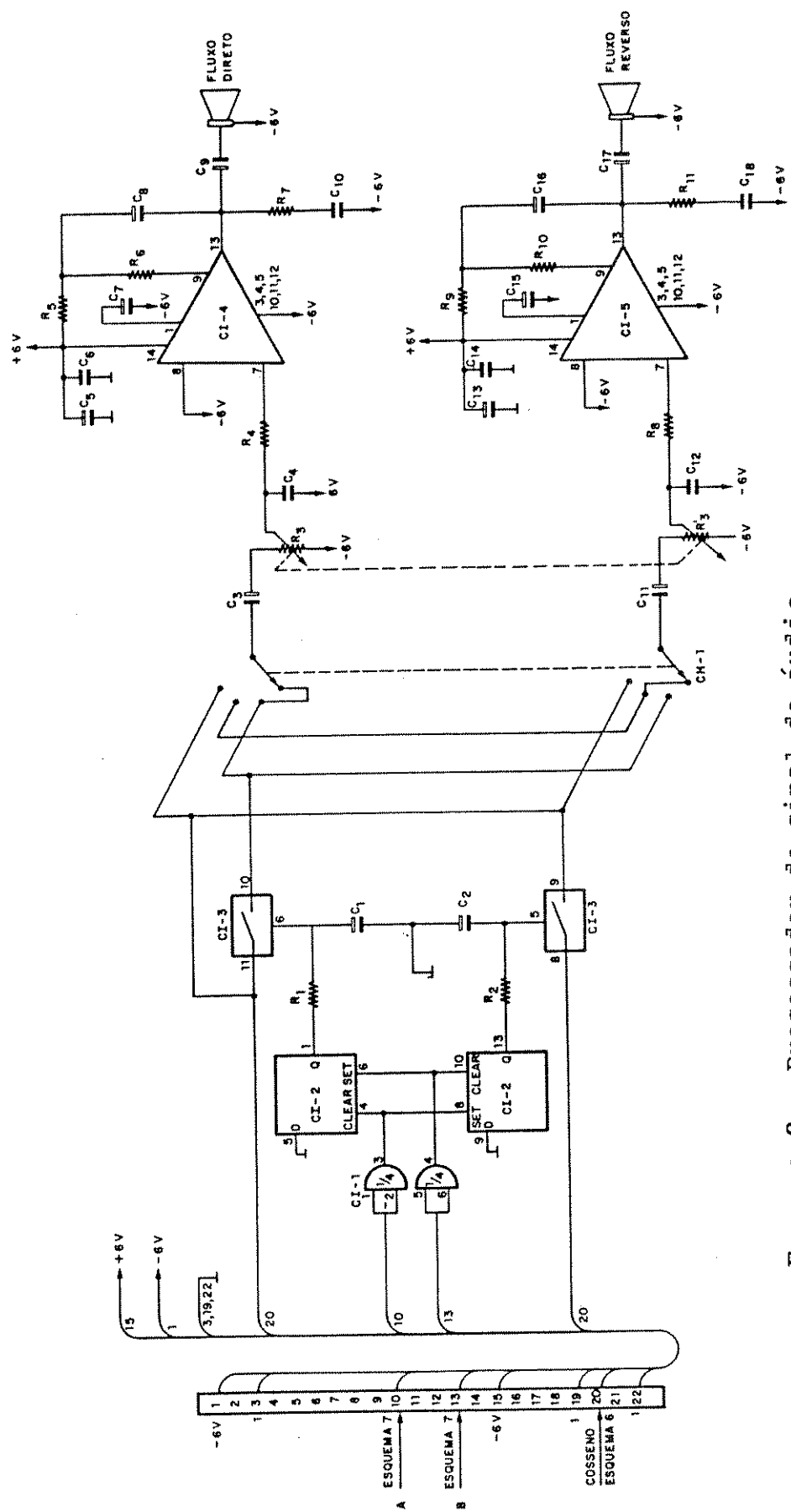
Esquema 4B - Gerador seqüencial dos sinais de amostragem (Parte B)



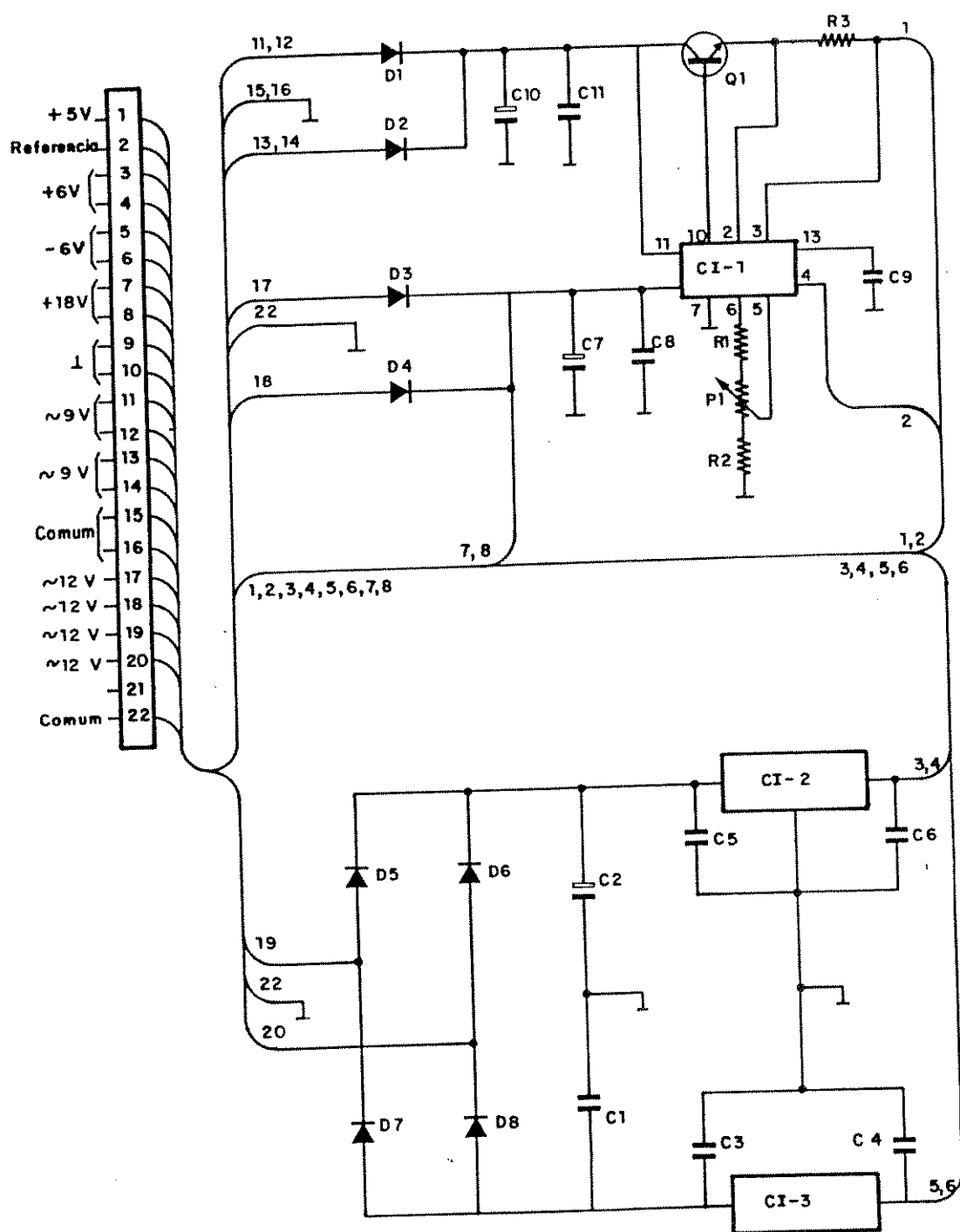
* ESQUEMA 4B



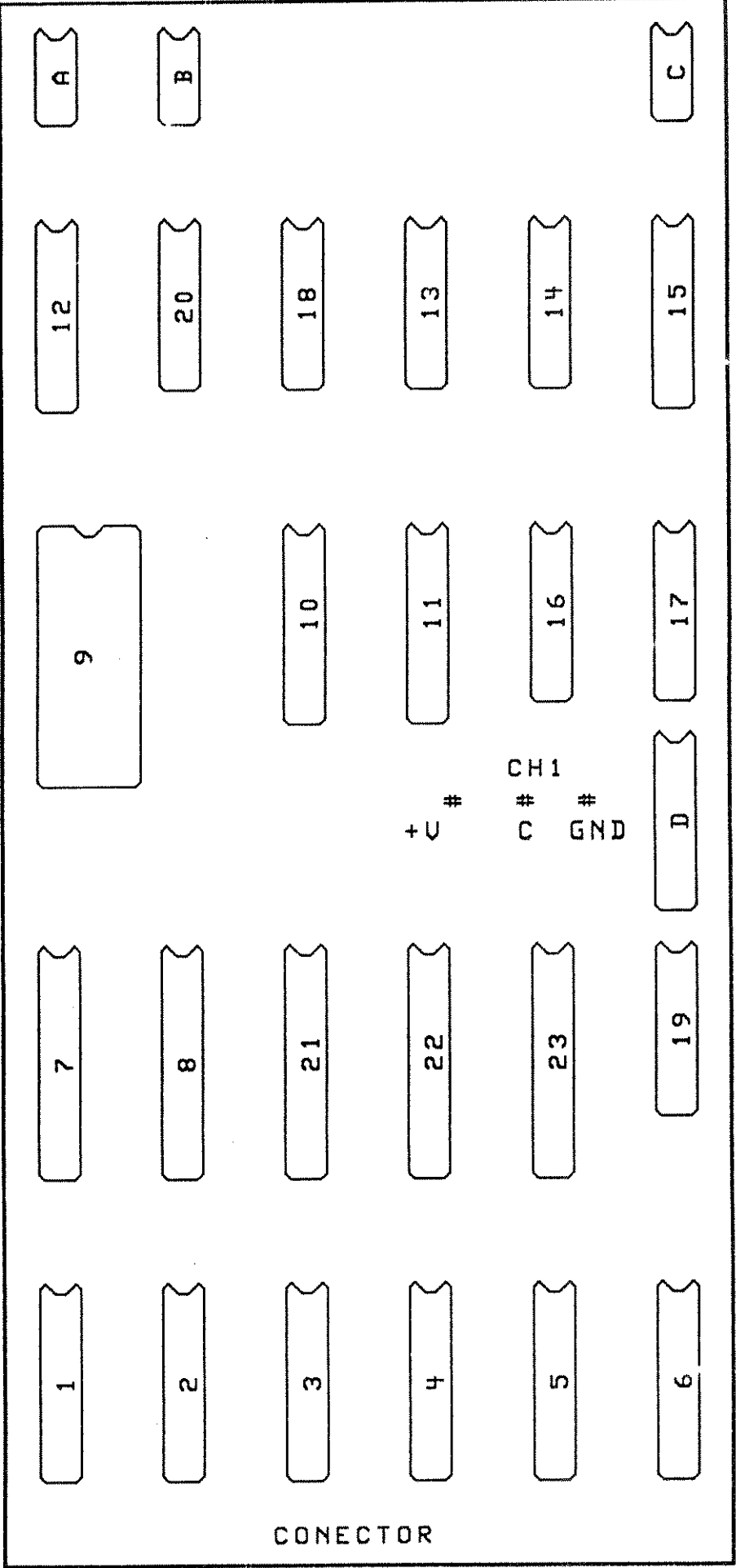
Esquema 7 - Processador do sinal Doppler no domínio do tempo



Esquema 8 - Processador do sinal de áudio



Esquema 9 - Fonte de Alimentação



CONECTOR

C	B	19	20	1
D	A	18	8	2
E	D. SWITCH	17	9	3
	7	16		4
	11	15		5
	10	14		6

P 1[#] 4
 CH 2
 P 9[#]
 P 13[#]

Apêndice G

Lista de Material

Esquema 1

Amplificador Transmissor

R1 - 1,0 K ohm	C1 - 330 nF
R2 - 47 ohms	C2 - 330 nF
R3 - 47 ohms	C3 - 1,0 nF (cerâmico)
R4 - 1,0 K ohm	C4 - 100 pF (poliester)
R5 - 220 ohms	C5 - 1000 uF (eletrolítico)
R6 - 10 K ohms	C6 - 1,0 uF
R7 - 10 K ohms	C7 - 10 nF (poliester)
R8 - 240 ohms	C8 - 0,01 uF (poliester)
R9 - 1,2 K ohms	C9 - 0,33 uF (poliester)
R10 - 2,2 K ohms	C10 - 1,0 nF (poliester)
R11 - 1,0 K ohms	C11 - 1,0 nF (poliester)
R12 - 1,0 K ohms	
R13 - 1,0 K ohms	Q1 - IVN 5000 ANF (MOSFET)
R14 - 1,0 K ohms	Q2 - IVN 5000 ANF (MOSFET)
R15 - 1,0 K ohms	
R16 - 1,0 K ohms	D1 a D6 - 1N914
CI - 1 - LM 317	
CI - 2 - LM 7805	
CI - 3 - 74S05	
T1 - primário : dois enrolamentos de 2 espiras secundário : um enrolamento de 7 espiras fio tipo Litz 40/0,050 mm núcleo potcor AL40.	
L1 - L2 - L3 - 50 mH (40 espiras núcleo potcor 23 x 16, AL - 4900 - Thorton)	

Esquema 2

Amplificador Receptor de RF

R1	- 10 K ohms	C1	- 330 nF	C11	- 330 nF
R2	- 47 ohms	C2	- 330 nF	C12	- 330 nF
R3	- 280 k ohms	C3	- 330 nF	C13	- 330 nF
R4	- 10 k ohms	C4	- 390 pF	C14	- 330 nF
R5	- 5,6 k ohms	C5	- 330 nF	C15	- 330 nF
R6	- 47 ohms	C6	- 330 nF		
R7	- 5,1 k ohms	C7	- 270 pF (stiroflex)		
R8	- 1,0 k ohms	C8	- 1,0 nF (cerâmico)		
R9	- 1,0 k ohms	C9	- 330 nF		
R10	- 5,1 k ohms	C10	- 1,0 nF (cerâmico)		
T1	primário : 4 espiras secundário : 11 espiras (6 espiras na forma superior e 5 espiras na forma média) base do transformador : bobina detectora de quadratura TK 4055 B				
L2	17 espiras fio 1 mm esmaltado, forma PP 112/13 nucleo E4609R32R5 (SONTAG)				
L3	7 espiras fio 1 mm esmaltado, forma PP 112/13 nucleo E4609R32R5 (SONTAG)				
L4 e L5	choque de RF				
D1 à D4	1N 914				
CI	MC 1550				
Q1	BF 494				

Esquemas 3A e 3B

Controlador de Profundidade dos Canais de Amostragem

CI 01 - 74LS162
CI 02 - 74LS162
CI 03 - 74LS162
CI 04 - 74S85
CI 05 - 74S85
CI 06 - 74S85
CI 07 - 74LS374
CI 08 - 74LS374
CI 09 - 2716
CI 10 - 74LS190
CI 11 - 74LS190
CI 12 - 74S76
CI 13 - 74S74
CI 14 - 4047
CI 15 - 74S163
CI 16 - 74S08
CI 17 - 74S32
CI 18 - 74S08
CI 19 - 74S04
CI 20 - 74S20
CI 21 - 74S07
CI 22 - 74LS244
CI 23 - 74LS244

Esquemas 4A e 4B

Gerador Sequencial dos Binários de Amostragem

CI	01	-	74S124
CI	02	-	74S163
CI	03	-	74S163
CI	04	-	74S163
CI	05	-	74S162
CI	06	-	74S08
CI	07	-	74S04
CI	08	-	74S74
CI	09	-	74S154
CI	10	-	74LS163
CI	11	-	74LS163
CI	12	-	74LS266
CI	13	-	74LS266
CI	14	-	74LS266
CI	15	-	74LS266
CI	16	-	74S244
CI	17	-	74S244
CI	18	-	74S244
CI	19	-	74S244

Esquema 5

Demodulador em Quadratura de Fase e Gerador Seno/Cosseno

R 01	-	10	k ohms	R 27	-	2,0	k ohms
R 02	-	47	ohms	R 28	-	2,0	k ohms
R 03	-	220	ohms	R 29	-	2,0	k ohms
R 04	-	750	ohms	R 30	-	20	k ohms
R 05	-	750	ohms	R 31	-	20	k ohms
R 06	-	2,0	k ohms	R 32	-	20	k ohms
R 07	-	2,0	k ohms	R 33	-	20	k ohms
R 08	-	1,0	k ohms	R 34	-	20	k ohms
R 09	-	1,0	k ohms	R 35	-	20	k ohms
R 10	-	1,0	k ohms	R 36	-	20	k ohms
R 11	-	1,0	k ohms	R 37	-	20	k ohms
R 12	-	1,0	k ohms	R 38	-	5,0	k ohms
R 13	-	1,0	k ohms	R 39	-	5,0	k ohms
R 14	-	1,0	k ohms				
R 15	-	1,0	k ohms				
R 16	-	1,0	k ohms	C 01	-	100	nF
R 17	-	1,0	k ohms	C 02	-	100	nF
R 18	-	1,5	k ohms	C 03	-	390	pF
R 19	-	1,5	k ohms	C 04	-	47	pF
R 20	-	1,5	k ohms	C 05	-	47	pF
R 21	-	1,5	k ohms	C 06	-	47	pF
R 22	-	1,0	k ohms	C 07	-	330	nF
R 23	-	1,0	k ohms	C 08	-	330	nF
R 24	-	4,7	k ohms	C 09	-	60	pF
R 25	-	4,7	k ohms	C 10	-	60	pF

R 26 - 2,0 k ohms
 C 12 - 100 nF
 C 13 - 330 nF
 C 14 - 330 nF
 C 15 - 330 nF
 C 16 - 330 nF
 C 17 - 100 nF
 C 18 - 100 nF
 C 19 - 330 nF
 C 20 - 330 nF
 C 21 - 47 pF
 C 22 - 47 pF
 C 23 - 47 pF
 C 24 - 47 pF
 C 25 - 330 nF
 C 26 - 330 nF
 C 27 - 100 nF
 C 28 - 100 nF
 C 29 - 100 nF
 C 30 - 100 nF

Q 01 - IVN 5001 ANF

CI 01 - MC 1496

CI 02 - MC 1496

CI 03 - TL 072

C 11 - 100 nF
 L 01 - 2,6 uH
 L 02 - 22 uH

CH - Choque de RF

Esquema 6

Sample Hold e Filtros de Audio

C 01	-	1,0	nF (plate)	C 27	-	1,0	nF
C 02	-	1,8	nF (plate)	C 28	-	1,0	nF
C 03	-	120	nF				
C 04	-	120	nF	R 01	-	13	k ohms
C 05	-	120	nF	R 02	-	13	k ohms
C 06	-	120	nF	R 03	-	1,5	k ohms
C 07	-	1,0	nF	R 04	-	10	k ohms
C 08	-	1,0	nF	R 05	-	13	k ohms
C 09	-	1,0	nF	R 06	-	13	k ohms
C 10	-	1,0	nF	R 07	-	10	k ohms
C 11	-	1,0	nF	R 08	-	12	k ohms
C 12	-	1,0	nF	R 09	-	33	k ohms
C 13	-	1,0	nF	R 10	-	33	k ohms
C 14	-	1,0	nF	R 11	-	10	k ohms
C 15	-	1,0	nF (plate)	R 12	-	16	k ohms
C 16	-	1,8	nF (plate)	R 13	-	33	k ohms
C 17	-	120	nF	R 14	-	33	k ohms
C 18	-	120	nF	R 15	-	10	k ohms
C 19	-	120	nF	R 16	-	8,2	k ohms
C 20	-	120	nF	R 17	-	10	k ohms
C 21	-	1,0	nF	R 18	-	3,3	k ohms
C 22	-	1,0	nF	R 19	-	33	k ohms
C 23	-	1,0	nF	R 20	-	33	k ohms
C 24	-	1,0	nF	R 21	-	33	k ohms
C 25	-	1,0	nF	R 22	-	33	k ohms

C 26	-	1,0	nF	R 23	-	100	k ohms
R 24	-	3,6	k ohms	CI 01	-	4066	
R 25	-	13	k ohms	CI 02	-	TL 074	
R 26	-	13	k ohms	CI 03	-	TL 074	
R 27	-	1,5	k ohms	CI 04	-	não tem	
R 28	-	10	k ohms	CI 05	-	não tem	
R 29	-	13	k ohms	CI 06	-	não tem	
R 30	-	13	k ohms	CI 07	-	4066	
R 31	-	10	k ohms	CI 08	-	TL 074	
R 32	-	12	k ohms	CI 09	-	TL 074	
R 33	-	33	k ohms				
R 34	-	33	k ohms				
R 35	-	10	k ohms				
R 36	-	16	k ohms				
R 37	-	33	k ohms				
R 38	-	33	k ohms				
R 39	-	10	k ohms				
R 40	-	8,2	k ohms				
R 41	-	33	k ohms				
R 42	-	33	k ohms				
R 43	-	10	k ohms				
R 44	-	3,3	k ohms				
R 45	-	33	k ohms				
R 46	-	33	k ohms				
R 47	-	100	k ohms				
R 48	-	3,6	k ohms				

Esquema 7

Processador do Sinal Doppler no Domínio do Tempo

R1 - 1,0 k ohms	R21 - 1,2 k ohms
R2 - 1,0 k ohms	R22 - 5,1 k ohms
R3 - 10 k ohms	R23 - 10 k ohms
R4 - 10 k ohms	R24 - 10 k ohms
R5 - 10 k ohms (trimpot)	R25 - 33 k ohms
R6 - 10 k ohms (trimpot)	R26 - 33 k ohms
R7 - 10 k ohms	R27 - 10 k ohms (trimpot)
R8 - 10 k ohms	R28 - 10 k ohms (trimpot)
R9 - 5,0 k ohms (trimpot)	R29 - 10 k ohms
R10 - 5,0 k ohms (trimpot)	R30 - 10 k ohms
R11 - 470 ohms	R31 - 20 k ohms
R12 - 470 ohms	R32 - 20 k ohms
R13 - 3,0 k ohms	R33 - 10 k ohms (trimpot)
R14 - 3,0 k ohms	R34 - 1,0 k ohms
R15 - 1,6 k ohms	R35 - 1,0 k ohms
R16 - 1,6 k ohms	R36 - 10 k ohms (potenciometro)
R17 - 1,2 k ohms	R37 - 10 k ohms (trimpot)
R18 - 1,2 k ohms	
R19 - 24 k ohms	
R20 - 82 k ohms	
C1 - 100 nF	C6 - 100 nF
C2 - 100 nF	C7 - 100 nF
C3 - 1,0 nF (plate)	C8 - 2,2 uF (poliester)
C4 - 100 nF	C9 - 2,2 uF (poliester)

C5 - 100 nF

CI 1 - TL 074

CI 2 - 4047

CI 3 - 4081

CI 4 - TL 074

Q1 à Q3 - 2N 2222

D1 à D4 - zener 3,3 V/400 mW

Esquema 8

Processador do Sinal de Áudio

R1 - 12 K ohms

R2 - 12 K ohms

R3 - 10 K ohms (potenciômetro duplo logarítmico)

R4 - 10 K ohms

R5 - 10 k ohms

R6 - 82 ohms

R7 - 82 ohms

CI 1 - LM 388

R8 - 510 ohms

CI 2 - LM 388

R9 - 510 ohms

CI 3 - 4066

R10 - 2,7 ohms

CI 4 - 4013

R11 - 2,7 ohms

C1 - 4,7 uF

C2 - 4,7 uF

C3 - 220 uF

C4 - 220 uF

C5 - 10 uF

C6 - 10 uF

C7 - 10 uF

C8 - 10 uF

C9 - 0,047 uF

C10 - 0,047 uF

C11 - 220 uF

C12 - 220 uF

C13 - 1,0 nF

C14 - 1,0 nF

Esquema 9

Fonte de Alimentação

D 01 e D 02 - IR 62
D 03 e D 04 - 1N 4001
D 05 à D 08 - 1N 4002

C 01 - 2200 μ F/25 V
C 02 - 2200 μ F/25 V
C 03 - 2,2 μ F (tantalum)
C 04 - 1,0 μ F (tantalum)
C 05 - 0,33 μ F
C 06 - 0,01 μ F
C 07 - 1000 μ F/25 V
C 08 - 100 nF
C 09 - 1,0 nF
C 10 - 4700 μ F/25 V
C 11 - 100 nF

R 01 - 750 ohms
R 02 - 2,2 k ohms

CI 01 - LM 723
CI 02 - 7806
CI 03 - 7906

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. Abdel-Azim, M. S.; Hottinger, C. F. (1983), "Noninvasive Blood Flow Analysis", Medical Eletronics, pp. 122-130, April.
2. Alley, C. L.; Atwood, K. W. (1973) - "Eletronic Engineering" 3rd edition.
3. Atkinson, P.; Woodcock, J. P. (1982), "Doppler Ultrasound and its Use in Clinical Measurement, Academic Press".
4. Application Note AN 531 - MC 1596 Balanced Modulator by Roy Hejhall, 1982.
5. Application Note AN 215A "RF Small Signal Design Using Two-Port Parameters" by Roy Hejhall
6. Baker, D. W. (1970), "Pulsed Ultrasonic Doppler Blood-Flow Sensing", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol.SU-17, n.3, July, pp. 170-185.
7. Baker, D. W.; Watson, D. (1967), "A Phase Coherent Pulse Doppler System for Cardiovascular Measurement", Proc. 20th ann. Conf. Engng. Med. Biol., 27, 2. Apud Wells, P. N. T. (1977), Biomedical Ultrasonic - Academic Press.
8. Baker, D. W. et al. (1964), "A Sonic Transcutaneous Blood Flowmeter", Proc. 17th Ann. Conf. Engng. Med. Biol. pp.72. Apud Baker, D. W. (1970), "Pulsed Ultrasonic Doppler Blood-Flow Sensing", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol.SU-17, n.3, July, pp. 170-185.
9. Burton, A. C. (1977), "Fisiologia e Biofísica da Circulação" segunda edição.
10. Calil, S. J., Graham, J. C., Roberts, V. C. (1982), "Ultrasound Doppler Vessel Imaging in the Diagnosis of Arterial Disease". In Acoustical Imaging, Eds. Eric A. Ash and C. R. Hill, vol. 12, pp. 517-528.
11. Calil, S. J. (1984), "The Application of Multigated Pulsed Doppler Ultrasound to the Investigation of the Haemodynamic Effects of Structural Irregularities in the Arterial System", PhD Tesis.
12. Calil, S. J.; Butler, C. M.; Roberts, V. C. (1984a), "Digital Signal Analysis as an Adjunct to the Detection of Arterial Stenosis Using Pulsed Doppler Imaging Technique", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol.SU-31, n.4, July, pp.367-372.

13. Calil, S. J.; Roberts, V. C. (1985), "Detection of low-grade arterial stenosis using an automatic minimum-flow-velocity tracking system (MVTs) as an adjunct to pulsed ultrasonic Doppler vessel imaging", *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, vol. 23, pp. 311-323.
14. Carlson, A. B. (1981), "Sistemas de Comunicação", Ed. McGraw-Hill do Brasil.
15. Clark, C. (1980), "The Propagation of Turbulence Produced by a Stenosis", *J. Biomechanics*, vol. 33, pp. 591-604.
16. Coffman, J. D. (1977), "Doenças dos vasos periféricos", In *Tratado de Fisiologia Médica de Cecil-Leob*, 14th edition, vol.2.
17. Coghlan, B. A.; Taylor, M. G. (1976), "Directional Doppler Techniques for Detection of Blood Velocities", *Ultrasound in Med. and Biol.*, vol 2, pp. 181-188.
18. Cutler, P. (1976), "Análise de Circuitos CA".
19. Fish, P. J. (1986), "Doppler methods", In *Physical Principles of Medical Ultrasonics*, Editor C. R. Hill
20. Fish, P. J.; Corrigan, T.; Kakkar, V. V.; Nicolaides, A. N., "Arteriography Using Ultrasound", *The Lancet*, 10, pp. 1269-1270, June.
21. Franklin, D. L.; Schlegel, W. A.; Rushmer, R. F. (1961), "Blood Flow Measurement by Doppler Frequency Shift of Backscattered Ultrasound", *Science*, vol. 132, pp. 564-565. *Apud* Baker, D. W. (1970), "Pulsed Ultrasonic Doppler Blood-Flow Sensing", *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol.SU-17, n.3, July, pp. 170-185.
22. Food and Drug Administration (July, 1982), "An Overview of Ultrasound Theory, Measurement, Medical Applications, and Biological Effects", U. S. Department of Health and Human Services, Public Health Service.
23. Giannini, S. D.; Diamant, J. (1980), "Aterosclerose Doença Reversível?", *Arq. Bras. Cardiol.*, vol. 34, n. 2, pp. 77-79, Fevereiro.
24. Gross, W. S.; Verta, M. J.; van Bellen, B.; Bergan, J. J.; Yao, J. S. T. (1977), "Comparison of noninvasive diagnostic techniques in carotid artery occlusive disease", vol. 82, n. 2, pp. 271-278, August.
25. Guestrin, H. R. (1986), "Fluxômetro Doppler Ultra-sônico Direcional com Indicação de Velocidade Média Instantânea e Aproximação à Análise Espectral", Tese M.Sc., COPPE/UFRJ.

26. Harrison, M. J. G.; Marshall, J. (1976), "Angiographic appearance of carotid bifurcation in patients with completed stroke, transient ischaemic attacks, and cerebral tumour", *British Medical Journal*, vol. 1, pp. 205-207.
27. Hatteland, K.; Eriksen, M. (1981), "A Heterodyne Ultrasound Blood Velocity Meter", *Med. and Biol. Eng. and Comput.*, vol. 19, pp. 91-96.
28. Hermeni, A. H. (1988), "Simulador de Fluxo Sanguíneo", II Congresso Brasileiro de Informática em Saúde", S.Paulo, pp. 93, outubro.
29. Hoeks, A. P. G.; Reneman, R. S.; Peronneau, P. A. (1981), "A Multigate Pulsed Doppler System with Serial Data Processing", *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-28, N. 4, pp. 242-247, July.
30. Intersil Data Book.
31. Johnston, K. W.; Maruzzo, B. C.; Cobbold, R. S. C. (1978), "Doppler Methods for Quantitative Measurement and Localization of Peripheral Arterial Occlusive Disease by Analysis of the Blood Flow Velocity Waveform", *Ultrasound in Med. and Biol.*, vol. 4, pp. 209-223.
32. Jorgensen, J. E.; Campau, D. N.; Baker, D. W. (1973), "Physical Characteristics and Mathematical Modelling of the Pulsed Ultrasonic Flowmeter", *Medical and Biological Engineering*, pp. 404-420, July.
33. Jung, W. G. (1978) - "IC Converter Cookbook"
34. Krauss, H. L.; Bostian, C. W. (1980), "Solid State Radio Engineering".
35. Lunt, M. J. (1979), "Accuracy and Limitations of the Ultrasonics Doppler Blood Velocimeter and Zero Crossing Detector", *Ultrasound in Medical and Biological*, vol. 2, pp. 1-10
36. Magnin, P. A. (1986), "Doppler Effect: History and Theory", *Hewlett-Packard Journal*, vol. 37, n. 6, pp. 26-31, June.
37. McDowell, F. H. (1977), "Doenças Vasculares Cerebrais", In *Tratado de Medicina Interna Cecil-Leob*, 14th edition, vol. 2.
38. McLeod, F. D. (1967), "A directional Doppler flowmeter", *Dig. Int. Conf. Med. Biol. Eng.*, Stockholm, pp. 213. **Apud** Webster, J. G. (1978), "Measurement of flow and volume of blood", pp. 399-413, In *Medical Instrumentation*

39. Millman, J.; Halkias, C. C. (1972), Eletrônica, vol.2
40. Motorola (1972), "Linear Integrated Circuits".
41. National (1982), Linear Data Book.
42. Nippa, J. H.; Kokanson, D. E.; Lee, D. R.; Summer, D. S.; Strandness Jr., D. E. (1975), "Phase Rotation for Separating Forward and Reverse Blood Velocity Signals", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol.SU-22, n.5, pp. 340-346, September.
43. Peronneau **et al.** (1969), "Blood Flow Velocity Measurement by Ultrasonic Doppler Effect", 4th Cong. European Soc. Exp. Surg., April, **Apud** Baker, D. W. (1970), "Pulsed Ultrasonic Doppler Blood-Flow Sensing", IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol.SU-17, n.3, July, pp. 170-185.
44. Peronneau P. A.; Xhaard, M.; Nowicki, A. **et al.** (1972), "Pulsed Doppler ultrasonic flowmeter and flow patterns analysis, In Blood Flow Measurements, Ed. Roberts, V. C., pub. Sector Publishing Ltd., pp. 24-28. **Apud** Calil, S. J. (1984), "The Application of Multigated Pulsed Doppler Haemodynamic Effects of Structural Irregularities in the Arterial System", PhD Tesis.
45. Peronneau P. A.; Bournat, J. P.; Bugnon, A. **et al.** (1974), "Theoretical and practical aspects of pulsed Doppler flowmetry: Real time application to the measure of instantaneous velocity profiles in vitro and in vivo", In Cardiovascular Applications of Ultrasound, Ed. Reneman, R. S., pub. North Holland Comp., pp. 66-84. **Apud** Calil, S. J. (1984), "The Application of Multigated Pulsed Doppler Haemodynamic Effects of Structural Irregularities in the Arterial System", PhD Tesis.
46. Patterson, E. (1981), "Substitutes for Sephadex", GEC Medical Internal Communication, 10 th, April, 1981.
47. Porto, C. C.; Leite, M. S. B.; Veloso, G. L.; Rossi, S. (1980), "Arteriosclerose", Temas de Medicina, Ed. J. Gamarski, vol.4, n.10, pp. 285-310, outubro.
48. Radis Dados 2:1-8, agosto 1984, Centro de Informações de Saúde/CIS - Ministério da Saúde.
49. Reneman, R. S.; Spencer, M. P. (1979), "Local Doppler Audio Spectra in Normal and Stenosed Carotid Arteries in Man", Ultrasound in Med. and Biol., vol. 5, pp. 1-11.
50. Salles-Cunha, S. X.; Halbach, R. E.; Battocletti, J. H.;

Towne, J. B.; Sances Jr., A. (1979), "Noninvasive Techniques in the Evaluation of the Peripheral Circulation", *Journal of Clinical Engineering*, pp.209-220, July-September.

51. Satomura, S. (1959), "Journal of the Acoustical Society of Japan", 15, pp. 151. *Apud* Fish, P. J. (1977), "Recent Progress in the Field of Doppler Devices", 15, pp. 54-63, October.
52. Senatori, N. O. B.; Sukys, F. (1984), *Introdução à Televisão e ao Sistema Pal-M*.
53. Shung, K. K. (1982), "On the Ultrasound Scattering from Blood as a Function of Hematocrit", *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol.SU-29, n. 6, pp. 327-331, November.
54. Summer, D. S.; Russel, J. B.; Miles, R. D. (1982), "Are noninvasive tests sufficiently accurate to identify patients in need of carotid arteriography?", *Surgery*, vol. 91, n. 6, pp. 700-706, June.
55. Weaver Jr., R. G.; Howard, G.; McKinney, W. M.; Ball, M. R.; Jones, A. M.; Toole, J. F. (1980), "Comparison of Doppler Ultrasonography with Arteriography of the Carotid Artery Bifurcation", *Stroke*, vol. 11, n. 4, pp. 402-404, July-August.
56. Webster, J. G. (1978), "Measurement of flow and volume of blood", pp. 399-413, In *Medical Instrumentation Application and Design*, Ed. Webster, J. G.
57. Wells, P. N. T (1970), "The Directivities of Some Ultrasonic Doppler Probes", *Med. and Biol. Engng*, vol. 8, pp: 241-156.
58. Wells, P. N. T. (1977), *Biomedical Ultrasonic* - Academic Press.
59. Wells, P. N. T. (1969), "A Range-Gated Ultrasonic Doppler System", *Med. Biol. Engng.*, 7, pp: 641-652. *Apud* Atkinson, P.; Woodcock, J. P. (1982), "Doppler Ultrasound and its Use in Clinical Measurement, Academic Press". (página 32)
60. White, D. W. (1982), "Johann Christian Doppler and his Effect - A Brief History", *Ultrasound in Med. and Biol.*, vol. 8, n.6, pp. 583-591.