

Imp. 23.3.95

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



EQUIPAMENTO DE ULTRA-SOM PARA MEDIDA DE ESPESSURA DE TECIDO
ADIPOSO SUBCUTÂNEO

Este exemplar corresponde à redação final da tese
defendida por Rafael Antônio Guido
Peregrino da Silva e aprovada pela Comissão
Julgadora em 03 / 02 / 95.
Orientador

RAFAEL ANTONIO GUIDO PEREGRINO DA SILVA
ORIENTADOR: PROF. DR. SÉRGIO SANTOS MÜHLEN
CAMPINAS, 1994

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Comissão Julgadora

1. Prof. Dr. Júlio César Adamowski

2. Prof. Dr. Antônio de Barros Filho

3. Prof. Dr. Sérgio Santos Mühlen

Dissertação apresentada como exigência parcial para a obtenção do Título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, na Área de Concentração AUTOMAÇÃO, à comissão julgadora da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, sob a orientação do Prof. Dr. Sérgio Santos Mühlen.

"A imaginação é mais
importante que o conhecimento."

Albert Einstein

1879-1955

Dedicatória

A Vânia, minha mulher, sem a qual
eu seria nada; ela sempre me conforta
e me anima, não pergunta nada e apóia tudo,
e escreve minhas dedicatórias...

A meus pais, pela maravilhosa oportunidade de vir ao
mundo, por todo o estímulo ao meu crescimento pessoal
e por terem me ensinado que as maiores batalhas são
travadas no campo da indiferença e vencidas pelo trabalho
incessante em busca do bem comum.

Agradecimentos

Ao Professor Sérgio Mühlen,
pela oportunidade de aprender.

A Rika Fukuoka, pela
oportunidade de ensinar e aprender.

A Pedro Mikhail Neto e Patrícia,
pela ajuda, paciência, carinho e amizade.

A Rita Elaine Franciscato Côrte,
por tudo e pelos puxões de orelha.

Agradecimentos

A Alexandre Henrique Hermini,
por tudo, pela boa vontade e disposição.

A Joaquim Miguel Maia, sem o qual o sistema
de controle não teria saído, por tudo e pela
lição de competência e perseverança.

A Jonathan Tatarcenkas Manzano, por tudo e
pelo entusiasmo na busca do aprimoramento pessoal.

A Paulo Henrique Dantas Antonino e Karla Rocha,
por tudo tantas vezes.

A todo o pessoal do CEB

AEM: Eugênio, Flávio, Gilson, Nirlei, Nishida e Marcelo Borges.

Informática: Marcos Jesus, Márcio Watoniki e Júnior.

Almoxarifado: Márcio, Míriam e Pedro.

Secretárias: Márcia Camargo, Rejane, Luzia, Elaine, Alice e Eliene.

Biblioteca: Valdinéia e Regina.

Compras: Marli, Gastão, Edmilson, Bárbara e Marta.

Mecânica: Rogério Marcon — Desenho: Mauro.

Agradecimentos

Aos meus amigos:

Márcio Nagae, F. Arnold, Sérgio Moura, Rosângela, Quevedo, Jorge Manrique, Derlis, Marcelo Reis, Marcelo Hein, Edison Kakeya, Fernando Matsumoto, Josué, Francisco Sepúlveda, Marcelo Sakamoto, Sônia, M. Cláudia, Cláudia, Rosemário, Elcio, Telma, Belisário, Sérgio (AFM), José Renato, Jorge (AFM), Marcial, Paulo, Ícaro, Wilson Pickler, Érica, João Carlos, Juliana e a todos aqueles que estiveram presentes e de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos professores do DEB:

Eduardo Tavares Costa, Saide Jorge Calil, Alberto Cliquet Jr., Vera Maura Fernandes de Lima e Renato Marcos Endrizzi Sabattini.

Ao pessoal da Engenharia Mecânica da EPUSP:

Flávio Buiochi e Tokio.

Aos professores da banca julgadora:

Prof. Antônio de Barros Filho — FCM/UNICAMP.

Prof. Júlio César Adamowski - Engenharia Mecânica/EPUSP.

Resumo

**EQUIPAMENTO DE ULTRA-SOM PARA MEDIDA DE ESPESSURA DE TECIDO
ADIPOSO SUBCUTÂNEO**

A medida de tecido adiposo subcutâneo é importante em muitas aplicações em nutriologia médica e para quantificar a composição corporal. Este trabalho descreve os circuitos eletrônicos e as bases acústicas necessárias à medida da espessura de gordura utilizando ondas de ultra-som em modo-A.

Sistema desenvolvido: **a) Emissor:** gera pulsos senoidais sincronizados, com uma portadora de frequência de 5 MHz modulada a 1 MHz, fornecendo-os ao transdutor a uma elevada potência; **b) Receptor:** amplifica o sinal de eco com controle automático de ganho (CAG), retificando-o, demodulando-o e gerando um nível de tensão exponencial controlado para realimentar

o ganho do amplificador de entrada. Os ecos das duas primeiras interfaces geram a base de tempo para a medida da espessura; c) Controlador: um microcontrolador Motorola® MC68HC11[©] foi utilizado. Ele gerencia todo o processo de medição, ativando o emissor e contando o tempo de chegada dos ecos adjacentes, apresentando os valores de espessura em milímetros em um LCD; d) Transdutor e acoplador: um transdutor não focalizado ($\phi = 6 \text{ mm}$; $f_0 = 5 \text{ MHz}$), dentro de um acoplador cheio com água, opera nos modos de transmissão e recepção. O acoplador promove o casamento de impedância mecânica entre o transdutor e a pele, e permite que as medidas sejam efetuadas na zona de Fraunhofer. Ele também permite estimar o deslocamento de gordura devido à compressão do acoplador na pele.

O emissor gera *bursts* de $0,5 \mu\text{s}$ e 300 mW (RMS). O receptor é ativado se o eco da primeira interface tem uma tensão de pico de pelo menos 20 mV . Os valores máximos controlados ganhos em tensão e em potência são de 25 dB e 30 dB , respectivamente, com 100 dB de rejeição de ruído. Os valores totais dos ganhos de tensão mínimo e máximo foram de, respectivamente, 46 dB e 71 dB (CAG). O controlador pode medir um pulso de largura de $0,5 \mu\text{s}$ (resolução de $\sim 0,4 \text{ mm}$). O mapeamento do campo acústico mostrou que o acoplador não introduz atenuação nem perturbações significativas no campo ultra-sônico.

Medidas realizadas *in-vitro* pelo sistema desenvolvido e por um sistema ultra-sônico em modo-A de uso comercial, comparadas com as de um paquímetro de alta resolução, que serviu como referência, resultaram nos índices de correlação de $r = 0,98847$ e $r = 0,98308$, respectivamente, o que assegura a capacidade de medição do sistema.

Abstract

ULTRASOUND EQUIPMENT TO MEASURE THE SUBCUTANEOUS ADIPOSE TISSUE THICKNESS

The measure of the subcutaneous adipose tissue thickness is important in many applications in medical nutrology and to quantifies the body composition. This work describes the electronic circuitry and the acoustical basis to measuring fat thickness by using ultrasound waves in A-scan mode.

System developed: a) Emitter: generates synchronized sinusoidal pulses with carrier frequency of 5 MHz modulated at 1 MHz and deliver them to the transducer with increased power; b) Receiver: amplifies the echo signal with time gain compensation (TGC), rectifies and demodulates it, generating a controlled exponential voltage level to feedback the input amplifier gain. The two first interfaces echoes generate the time-basis for the thickness measure; c)

Controller: a Motorola® MC68HC11® was used. It manages the entire measuring process, triggering the emitter and counting the time between adjacent echoes received, displaying the thickness values in millimeters on a LCD; d) Transducer and coupler: a non-focused transducer ($\phi = 6 \text{ mm}$; $f_0 = 5 \text{ MHz}$), inside a coupler filled with water, operates in both emitter/receiver modes. This coupler matches the mechanical impedance of the transducer and the skin, and permits the measurements to be performed in the Fraunhofer zone. It also allows to estimate the fat displacement due to the coupler compression on the skin.

The emitter generates bursts of $0.5 \mu\text{s}$ and 300 mW (RMS). The receiver is triggered if the first interface echo has at least 20 mW peak. The maximum measured controlled voltage-gain and power-gain are 25 dB and 30 dB , respectively, with 100 dB noise-rejection. The overall approximated receiver minimum and maximum voltage-gain are, respectively, 46 dB and 71 dB (TGC). The controller is able to measure a $0.5 \mu\text{s}$ pulse width ($\sim 0.4 \text{ mm}$ resolution). Acoustical field mapping showed that the coupler does not introduce neither significant attenuation nor disturbance in the ultrasonic field

In-vitro performed measurements by the developed system and by a commercial system, when compared with the measurements from a high-resolution sliding calliper, used as standard reference, result in the correlation index of $r = 0.98847$ and $r = 0.98308$, respectively, that guarantee the system measuring capability.

Índice

Resumo	i
Abstract	iii
Índice	v
Capítulo 1 - Introdução	01
1.1 - Necessidade da quantificação da composição corporal	02
1.1.1 - Obesidade	04
1.1.2 - Conseqüências da obesidade e do aumento de peso à saúde	05
1.1.2.1 - Coronariopatia, hipertensão, angina e infarto do miocárdio	06
1.1.2.2 - Diabetes	09
1.1.2.3 - Cálculos de vesícula	11

1.2 - Sistemas para a quantificação da composição corporal	12
1.2.1 - Compasso calibrado	12
1.2.2 - Impedância bioelétrica	16
1.2.3 - Método hidrostático-densitométrico	21
1.2.4 - Métodos químicos	25
1.2.4.1 - Medida do conteúdo de água corporal	26
1.2.4.2 - Medida do conteúdo de potássio corporal	28
1.2.5 - Raios-X	29
1.2.5.1 - Tomografia computadorizada	31
1.2.6 - Ultra-som	31
1.3 - Resumo comparativo dos métodos de quantificação de composição corporal	39
1.4 - Objetivo deste trabalho	42
Capítulo 2 - Materiais e Métodos	44
2.1 - Descrição geral do sistema proposto	45
2.2 - Caracterização do Transdutor Ultra-sônico	49
2.2.1 - Frequência de ressonância	49
2.2.2 - Análise do campo acústico	56
2.2.2.1 - Raio	58
2.2.2.2 - Tipo de transdutor	66
2.3 - Acoplador	70

2.4 - Considerações adicionais para o projeto dos circuitos	73
2.4.1 - Sinal utilizado para a excitação do transdutor	76
2.4.2 - Potência elétrica do sinal de excitação	78
2.5 - Sistema analógico	82
2.5.1 - Estágio de excitação do transdutor ultra-sônico	83
2.5.1.1 - Circuito de sincronismo	83
2.5.1.2 - Oscilador de 1 MHz	84
2.5.1.3 - Oscilador de 5 MHz	85
2.5.1.4 - Modulador	86
2.5.1.5 - Amplificador de RF de potência	88
2.5.2 - Estágio de recepção dos ecos recebidos pelo transdutor ultra-sônico	89
2.5.2.1 - Circuito de proteção	89
2.5.2.2 - Amplificador de entrada (com CAG)	91
2.5.2.3 - Filtro passa-altas de 5ª ordem	94
2.5.2.4 - Detector de envoltória	96
2.5.2.5 - Gerador de base de tempo	98
2.5.2.6 - Gerador de sinal de controle automático de ganho (CAG)	100
2.6 - Sistema de controle	101
2.6.1 - Programa monitor básico	102
2.6.1.1 - Programa principal	104
2.6.1.2 - Rotina de calibração automática	106

2.6.1.3 - Rotina de medição	108
2.6.2 - Interfaces (periféricos)	110
2.6.2.1 - Visor de cristal líquido	110
2.6.2.2 - Porta paralela de entrada e saída	112
2.6.2.3 - Teclado	113
2.7 - Alimentação	113
2.7.1 - Referências de tensão	115
2.7.2 - Reguladores das tensões de alimentação	115
2.7.3 - Circuito para identificação de bateria fraca (<i>low-bat</i>)	116
Capítulo 3 - Apresentação e discussão dos resultados	118
3.1 - Influência do acoplador no campo acústico	119
3.2 - Funcionamento do circuito analógico	120
3.2.1 - Amplificador de RF de potência	121
3.2.2 - Filtro passa-altas de 5ª ordem	121
3.2.3 - Gerador de sinal de controle automático de ganho (CAG)	123
3.3 - Funcionamento do sistema de controle	124
3.4 - Validação do sistema	124
3.4.1 - Regressões lineares	126
3.4.2 - Análise dos erros relativos	129

Capítulo 4 - Conclusão e sugestões para trabalhos futuros

132

Referências Bibliográficas

136

Capítulo 1 - Introdução

Neste capítulo estão compiladas as informações obtidas na revisão da literatura, no sentido de apresentar a motivação deste trabalho e justificar, através da apresentação dos diversos sistemas que possibilitam o acesso à medida da composição corporal, a escolha do método mais adequado (no contexto desta pesquisa) para a quantificação desta grandeza, para o desenvolvimento da instrumentação.

É importante citar que a busca de métodos simples para a medida da composição corporal possui um histórico mais amplo do que o considerado nesta pesquisa. Foram analisados apenas os principais sistemas de medida, os mais recentes e de utilização mais difundida no meio médico, no desporto, na farmacologia, na nutrologia e na investigação científica.

1.1 - Necessidade da quantificação da composição corporal

Quando se fala em peso ideal de uma pessoa, está se fazendo referência a um padrão representado por uma série de tabelas que assinalam os pesos médios de um grande número de pessoas normais. Essas tabelas procuram correlacionar, em geral, o peso com a idade, o sexo e a altura.

Entretanto, as médias não se aplicam a qualquer indivíduo em particular. Pessoas altas e esguias, dotadas de ossos leves e musculatura esguia, normalmente têm peso inferior ao da tabela. Ao contrário, pessoas cuja constituição física seja robusta e musculosa costumam ficar acima do peso normal indicado pela tabela-padrão.

O reconhecimento desse fato tem resultado nas tentativas de medir separadamente a massa óssea, o tecido gorduroso ou adiposo e aquilo que se convencionou chamar de massa magra (tecido não-esquelético livre de gordura), além do conteúdo de água corporal. Isto permite avaliar o estado nutricional do indivíduo com mais exatidão, verificando-se o quanto seu organismo possui de gordura, água, tecido ósseo e muscular e, embora estes estudos ainda não tenham produzido métodos plenamente aplicáveis à clínica médica, é provável que os padrões de normalidade do peso sejam, no futuro, definidos em termos de composição corporal.

Partindo deste ponto, diversos pesquisadores têm se aplicado em estabelecer as correlações entre a composição corporal e os fatores que a determinam, e um sem-número de distúrbios metabólicos e patologias vêm sendo relacionados a padrões de composição corporal, justificando ainda mais a pesquisa nesta área (EDWARDS, 1950; BROŽEK, 1960; BEHNKE, 1963;

PAŘÍZKOVÁ. MERHAUTOVÁ. 1970; PAŘÍZKOVÁ. FALTOVÁ. 1970).

Percebeu-se, por exemplo, que variações da composição corporal tais como a quantidade de tecido adiposo subcutâneo, estão relacionadas ao crescimento e desenvolvimento infantil, devido à maturação biológica (MEREDITH, 1985; OLIVEIRA, 1987), sendo que em crianças obesas, a estatura permanece abaixo da média (HIMES, ROCHE, 1986).

A distribuição anatômica de gordura subcutânea corporal ocorre normalmente desde a adolescência até a terceira década de vida, no sentido dos membros (extremidades) para o tronco, variando de acordo com o sexo e a raça (MUELLER, 1982; MEREDITH, 1985; OLIVEIRA, 1987). A ausência desta característica biológica pode indicar predisposição a doenças crônicas como diabetes tipo II (não insulino-dependente) e aterosclerose na terceira idade (MUELLER, 1982), além de gota e cálculos renais (VAGUE, 1956; MUELLER, STALLONES, 1981; MUELLER, 1982; MUELLER *et al.* 1984; KAPLOWITZ *et al.* 1987).

Descobriu-se também que a capacidade aeróbica é função principalmente da gordura corporal (MUELLER *et al.* 1986) e que a massa magra está relacionada ao desempenho físico no exercício, às necessidades calóricas e à farmacocinética (OLIVEIRA, 1987; GUO, ROCHE, HOUTKOOOPER, 1989), indicando que, para a área desportiva, a quantidade de gordura corporal é uma variável importante para o controle individualizado do treinamento físico (OLIVEIRA, 1987).

Adicionalmente, descobriu-se que massa óssea e a massa muscular diminuem, enquanto que a gordura corporal aumenta com a idade (COHN *et al.* 1980). Terapias de reposição de hormônio em pacientes femininos no período pós-menopausa provaram ser eficazes na manutenção da massa óssea. Pesquisadores dinamarqueses, efetuando medidas na espessura do

tecido adiposo do antebraço distal naquelas pacientes, portadoras de quadro de osteoporose configurado e sob tratamento hormonal, mostraram que há uma significativa diminuição da gordura subcutânea no antebraço sem variações no peso corporal. Além disso, a taxa de secreção de creatinina urinária¹ durante a terapia hormonal aumentou durante o tratamento, indicando um aumento de massa muscular, numa quantidade variável entre 1,0 e 1,5 kg (HASSAGER, BORG, CHRISTIANSEN, 1989).

Aspectos sócio-econômicos também estão relacionados à composição corporal, nas figuras da subnutrição e da obesidade (OLIVEIRA, 1987), apontando a necessidade de programas de alimentação complementar destinados a grupos vulneráveis (OMS, 1983) ou de programas de educação alimentar, respectivamente. Mas nenhum aspecto se mostrou tão importante no que concerne à medida da composição corporal como a obesidade, em vista da grande quantidade de problemas que traz à saúde e à grande prevalência sobre a sociedade, especialmente sobre a população economicamente ativa.

1.1.1 - Obesidade

A obesidade é definida como condição de excesso de gordura corporal (JRCPL, 1983).

Sabe-se hoje que a obesidade se configura como um fator fortemente determinante do aumento

¹O tecido muscular contém fosfato de creatina, que promove uma rápida liberação de energia para o músculo no início da contração, até que a via metabólica possa se ajustar à demanda de energia (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981). A excreção urinária de um metabólito não reutilizável do fosfato de creatina, a creatinina, relaciona-se à atividade da massa muscular (GARROW, 1982).

de risco de desenvolvimento de um grande número de doenças, contribuindo para o acréscimo dos casos de complicações clínicas tais como: hipertensão, infarto do miocárdio, angina, risco de acidente vascular cerebral e diminuição da função cardíaca devido ao aumento de trabalho mecânico do coração (ASHLEY, KANNELL, 1974; ALEXANDER, 1975; MILLER, 1975; RIMM *et al.* 1975; MORRIS, 1976; RHOADS, GULBRANDSEN, KAGAN, 1976; AVOGARO *et al.* 1978; SOCIETY OF ACTUARIES, 1979; STAMLER, 1979; GARROW, 1981; LARSSON, BJÖRNTORP, TIBBLIN, 1981; JRCPL, 1983; KATCH, McARDLE, 1984; MUELLER, JOOS, 1985; REICHLEY *et al.* 1987); doenças renais (KATCH, McARDLE, 1984); distúrbios da vesícula biliar (JRCPL, 1983; RIMM *et al.* 1975); diabetes *mellitus* (WESTLUND, NICOLAYSON, 1972; ASHLEY, KANNELL, 1974; KEEN, 1975; RIMM *et al.* 1975; CUDWORTH, WOODROW, 1976; BRAY, 1979; NATIONAL DIABETES DATA GROUP, 1979; VAGUE *et al.* 1979; KISSEBAH *et al.* 1982; JRCPL, 1983; KATCH, McARDLE, 1984); câncer de mama, endometrial, útero, cérvix, cólon, reto e próstata (LEW, GARFINKEL, 1979; KATCH, McARDLE, 1984); amenorréia e toxemia gravídica (KATCH, McARDLE, 1984); doenças pulmonares (JRCPL, 1983; KATCH, McARDLE, 1984); problemas anestésicos durante cirurgias (KATCH, McARDLE, 1984); osteoartrite e gota (JRCPL, 1983; KATCH, McARDLE, 1984); pé chato e dermatite intertriginosa (infecção nas dobras da pele) (KATCH, McARDLE, 1984); compressão dos órgãos pelo excesso de tecido adiposo (KATCH, McARDLE, 1984); diminuição da tolerância ao calor (KATCH, McARDLE, 1984), etc. Restam ainda complicações e traumas psicológicos oriundos do aspecto, do desconforto e da segregação social, dos quais o obeso é vítima (JRCPL, 1983).

1.1.2 - Conseqüências da obesidade e do excesso de peso à saúde

Para caracterizar melhor a necessidade de se acessar a quantidade de gordura corporal total e de massa magra, serão descritos os efeitos do excesso de peso e da obesidade, examinando mais detalhadamente as principais complicações clínicas citadas anteriormente.

1.1.2.1 - Coronariopatia, hipertensão, angina e infarto do miocárdio

A correlação entre obesidade e aumento do risco de morbidade devido a doenças cardíacas é bem estabelecida, como mostram os estudos que fazem o acompanhamento de pacientes por mais de cinco anos (GARROW, 1981).

Segundo a *Society of Actuaries* (1979), a prevalência de coronariopatia é marcadamente maior em pacientes cujo excesso de gordura corporal esteja caracterizado, contribuindo para o aumento do número de óbitos, conforme os dados do gráfico da figura 1.1, relacionando índice de massa corporal² (BMI, *Body Mass Index*) com o número de mortes devido à aterosclerose.

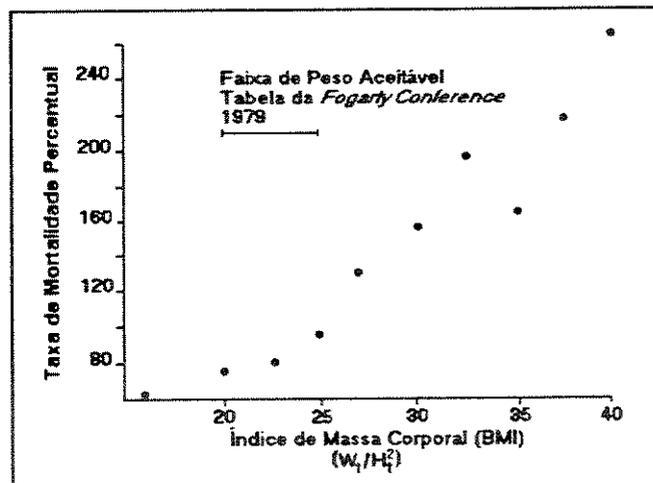


Figura 1.1 - Mortes devido à coronariopatia. Peso e altura estão ajustados para valores sem roupas. Idades na amostra entre 15 e 39 anos (Fonte: *Society of Actuaries*, 1979).

²O índice de massa corporal associa a altura ao peso do indivíduo através da relação: $BMI = W_1 / H_1^2$, onde W_1 representa o peso em kg e H_1 a altura em m.

O aumento de gordura total acumulada implica em um aumento do acúmulo de placas de ateroma nas coronárias, com decorrência nos casos de infarto do miocárdio e angina. Alterações no peso afetam tanto a pressão arterial quanto o nível do colesterol sérico³, intimamente envolvidos nos processos estenosantes das coronárias (ASHLEY, KANNEL, 1974; KATCH, McARDLE, 1984). Alexander (1975) enfatiza que a obesidade responde por um elevado nível de colesterol sérico, aumentando substancialmente o risco de angina e morte súbita.

O colesterol e os triacilgliceróis (triglicerídeos) são os dois lipídeos mais comumente associados ao risco de coronariopatias. Estas gorduras não podem circular livremente no plasma sanguíneo; assim, elas precisam ser transportadas em combinação com proteínas (formando as lipoproteínas) para chegar as células, onde são metabolizadas. E é nesse caminho até as células que elas se agregam às paredes dos vasos sanguíneos, dando origem ao processo aterosclerótico. Este processo é tão mais pronunciado quanto maiores forem a pressão arterial e o nível de algumas destas lipoproteínas no sangue (KATCH, McARDLE, 1984).

São duas as principais associações de lipídeos e proteínas circulantes no sangue: as lipoproteínas de alta densidade (*HDL - High Density Lipoproteins*), que contêm uma grande quantidade de proteína e um mínimo de colesterol; e as lipoproteínas de baixa densidade (*LDL - Low Density Lipoproteins*) que, inversamente, incluem pequenas porções de proteína e mais colesterol. A LDL transporta colesterol aos tecidos, enquanto a HDL retira o colesterol das células, fazendo-o retornar ao fígado onde é metabolizado (KATCH, McARDLE, 1984).

³O colesterol sérico representa o colesterol total contido em diferentes lipoproteínas (associações de lipídeos e proteínas - principal meio de transporte de lipídeos para as células, através da circulação).

Baixos níveis de HDL foram encontrados em indivíduos com largas espessuras de tecido adiposo subcutâneo (MORRIS, 1976; RHOADS, GULBRANDSEN, KAGAN, 1976; AVOGARO *et al.* 1978) e essas concentrações aumentavam com a atividade física aeróbica regular, bem como com a perda de peso, contribuindo para uma diminuição no risco de cardiopatias em geral.

De acordo com os dados do Estudo *Framingham*, compilados na tabela 1.1, um acréscimo de 10% no peso relativo de homens situados entre 35-45 anos de idade é acompanhado por um aumento de 38% no aumento de risco de doença coronariana⁴. Se este acréscimo for de 20%, o risco de coronariopatia aumenta para 86% (ASHLEY, KANNEL, 1974).

Mudança no Peso Relativo (%)	Homens		Mulheres	
	35-44 anos	45-54 anos	35-44 anos	45-54 anos
- 20	0,57	0,62	0,62	0,83
- 10	0,76	0,80	0,80	0,94
+ 10	1,38	1,31	1,31	1,20
+ 20	1,86	1,68	1,69	1,35

Tabela 1.1 - Risco de coronariopatia: o risco relativo é função das alterações percentuais no peso relativo (Fonte: Ashley, Kannell, 1974).

Dados deste mesmo estudo, mostraram uma elevação de 6 mmHg na pressão sanguínea sistólica e uma elevação de 4 mmHg na pressão sanguínea diastólica para um aumento de 10% na gordura corporal.

⁴Os valores da tabela são fatores determinantes do aumento ou diminuição do risco de desenvolver coronariopatia. Assim, se há um acréscimo de 10% no peso corporal, o risco do desenvolvimento da doença cresce 38% ($\times 1,38$).

Se, ao invés de observar a média da pressão sanguínea dentro de uma população, for verificada a proporção de pessoas que requerem tratamento para hipertensão, ficará evidente um grande número de pessoas com excesso de peso. É o que indicam os dados de populações de homens, estudadas na Suécia (LARSSON, BJÖRNTORP, TIBBLIN, 1981) e de mulheres, nos Estados Unidos (RIMM *et al.* 1975), mostrados nos gráficos das figuras 1.2 e 1.3, respectivamente. Há um aumento progressivo no número de pessoas que requerem tratamento hipotensivo nas quais um aumento de gordura corporal é observado.

Assim, parece evidente que o risco de desenvolver cardiopatias está positivamente relacionado à excessiva gordura de depósito, seja direta ou indiretamente (KATCH, McARDLE, 1984).

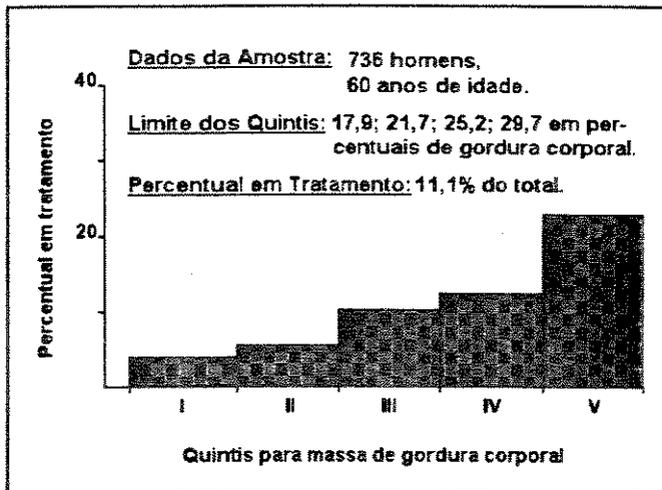


Figura 1.2 - Percentual de homens em tratamento para hipertensão distribuídos em quintis de gordura corporal.

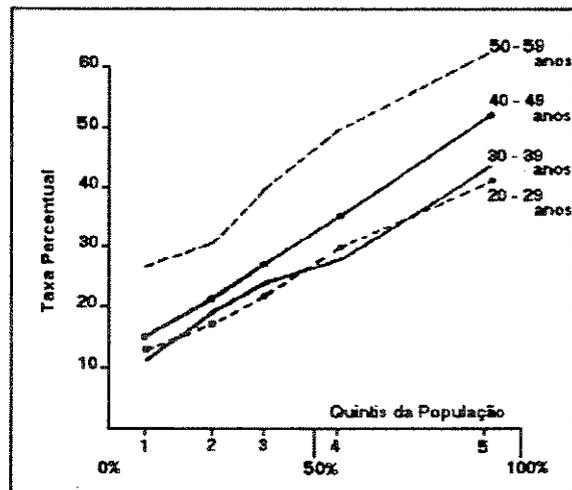


Figura 1.3 - Distribuição de níveis de obesidade em mulheres hipertensas.

1.1.2.2 - Diabetes

O efeito da obesidade em acelerar o aparecimento de sintomas e sinais bioquímicos de diabetes *mellitus* é bem conhecido, especialmente no que concerne à diabetes tipo II (não insulino-dependente) (BRAY, 1979).

Conforme esclarece o *National Diabetes Data Group - NDDG* (1979), a ingestão de uma excessiva quantidade de calorias, levando ao excesso de peso e à obesidade é, provavelmente, um importante fator na patogenia da diabetes, responsável por 2% dos óbitos nos Estados Unidos, segundo avaliações de 1978 (KATCH, McARDLE, 1984). Dados do *NDDG* (1979) indicam também que a perda de peso normalmente melhora os quadros de hiperglicemia e intolerância à glicose detectados.

A figura 1.4 relaciona o risco de desenvolver diabetes de acordo com o grau de obesidade (WESTLUND, NICOLAYSON, 1972). O gráfico sugere que há um risco progressivo de desenvolver diabetes conforme o peso aumenta. Estes dados são confirmados pelos dados do Estudo *Framingham*, para ambos os sexos.

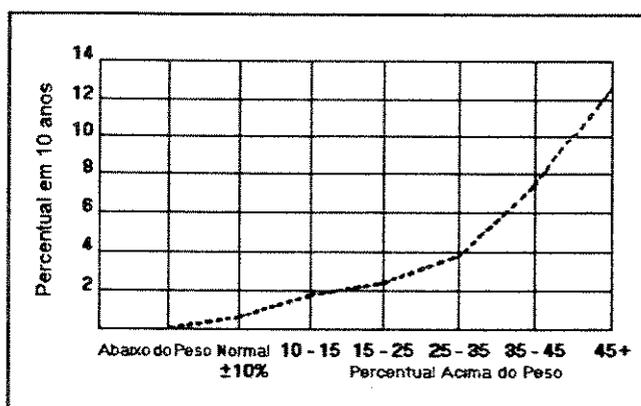


Figura 1.4 - Proporção de homens de Oslo que desenvolveram diabetes mellitus *versus* seu peso inicial.

Além disso, uma vez que a obesidade esteja estabelecida, há um risco muito maior de desenvolver diabetes, e este risco cresce com a idade e com o ganho de peso adicional (RIMM *et al.* 1975).

Dados colhidos por Keen (1975) indicam que a ocorrência da obesidade em pessoas que

já possuam predisposição genética mais que dobra o risco do desenvolvimento da doença.

Vague *et al.* (1979) por muitos anos enfatizaram que o risco de desenvolver diabetes e outras complicações metabólicas oriundas da obesidade parecia estar positivamente associado a um excesso de gordura principalmente localizado no tronco⁵. Esta relação entre distribuição de gordura e perturbações metabólicas com a obesidade, veio a ser confirmada em 1982 (KISSEBAH *et al.* 1982).

1.1.2.3 - Cálculos de vesícula

A obesidade e a formação de cálculos na vesícula biliar estão intimamente relacionadas, fisiológica e epidemiologicamente (JRCPL, 1983). Com o desenvolvimento da obesidade, a síntese de colesterol pelo fígado e por outros tecidos cresce (síntese endógena). Assim, embora não haja um aumento expressivo na concentração do colesterol circulante, existe um grande aumento na taxa de colesterol excretado na bile (MABEE *et al.* 1976). O desenvolvimento dos cálculos depende da precipitação do colesterol presente na bile supersaturada.

Segundo Rimm *et al.* (1975), há um apreciável aumento no risco de desenvolver cálculo de vesícula se o indivíduo for obeso.

⁵A este tipo de distribuição de gordura corporal, convencionou-se chamar distribuição andróide, ou centralizada. À distribuição inversa, i.e., localizada nos membros, denominou-se distribuição ginóide, ou generalizada (MUELLER, JOOS, 1985).

1.2 - Sistemas para quantificação da composição corporal

No universo da quantificação da composição corporal, diversos sistemas foram desenvolvidos, no sentido de facilitar aos profissionais das áreas correlatas a aquisição de valores de composição corporal confiáveis.

Alguns destes sistemas são descritos a seguir. Uma tabela reúne, ao final, vantagens e desvantagens de cada sistema.

1.2.1 - Paquímetro de dobra cutânea

A medida da dobra cutânea como quantificador da composição corporal, utilizando o paquímetro de dobra cutânea, foi referenciada pela primeira vez por Matiegka (1921), que formulou uma equação de predição da gordura corporal através de medidas de superfície corporal e de seis dobras cutâneas. Essa técnica foi em seguida padronizada por diversos autores e é ainda bastante difundida (DURNIN, RAHAMAN, 1967; MEREDITH, 1985; KAPLOWITZ, 1987; SANN *et al.* 1988).

Trata-se de uma técnica que requer treinamento por parte do operador, que deve "pinçar" uma quantidade de pele e tecido adiposo com os dedos polegar e indicador, enquanto posiciona as garras do paquímetro a uma determinada distância do ápice da dobra formada⁶, passando à leitura da medida em uma escala de ponteiro (DURNIN, RAHAMAN, 1967).

⁶ As garras do compasso são, normalmente, aplicadas entre 1 cm e 2 cm da crista da dobra, de acordo com o local onde a medida estiver sendo executada e o tipo de compasso utilizado (FLETCHER, 1962; BOOTH, GODDARD, PATON, 1966).

A determinação da gordura corporal através da medida das dobras cutâneas requer a utilização de paquímetros específicos, com pressão constante sobre a dobra qualquer que seja a abertura. Há uma variedade de paquímetros disponíveis, dentre os quais o de Best, também chamado MNL, desenvolvido por Best (1954) e modificado por Pařízková e Goldstein (1970); o de Harpenden,

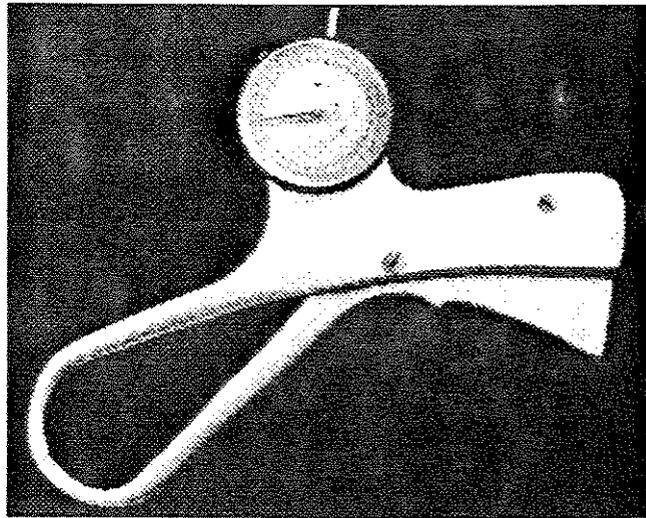


Figura 1.5 - Compasso utilizado para medida de dobra cutânea (Holtain).

desenvolvido por Tanner e Whitehouse (1955); o de Franzen, citado por Edwards, Hammond, Heale, Tanner e Whitehouse (1955); o de Lange, desenvolvido por Lange e Brožek (1961)⁷; o MLPH, utilizado por Pett e Ogilvie (1957) e por Montoye, Epstein e Kjelsberg (1965); o de Holtain, utilizado por Pařízková e Rath (1972) e o *Lafayette Instrument Co.*, utilizado por Flegner (1983). A figura 1.5 mostra um paquímetro (Holtain — variação do Harpenden).

A intensidade da pressão exercida sobre a dobra é determinante na fidelidade da medida, sendo que para pressões entre 10 g/mm² e 90 g/mm² medida da dobra não varia substancialmente (OLIVEIRA, 1987), ao passo que a aplicação de pressões entre 2 g/mm² e 10 g/mm² resulta em variações substanciais nos valores das espessuras das dobras cutâneas medidas, comprometendo sobremaneira a repetibilidade da medida (LOHMAN, 1981). Segundo Edwards *et al.* (1955), valores de pressão inferiores a 3 g/mm² levam a resultados irreprodutíveis.

⁷Industrializado pela *Cambridge Scientific Instruments, Cambridge, MD.*

As medidas podem ser tomadas em diversos locais do corpo, sendo que os mais comuns são a crista ilíaca (medida supra-ilíaca), a região sub-escapular, as dobras bicipital e tricipital, a parte intermediária da coxa e da panturrilha (DURNIN, RAHAMAN, 1967; HIMES, ROCHE, SIERVOGEL, 1979; MUELLER, STALLONES, 1981; BAUMGARTNER *et al.* 1986; HIMES, ROCHE, 1986; OLIVEIRA, 1987; KAPLOWITZ *et al.* 1987, REICHLEY *et al.* 1987). A figura 1.6 ilustra a aplicação do paquímetro

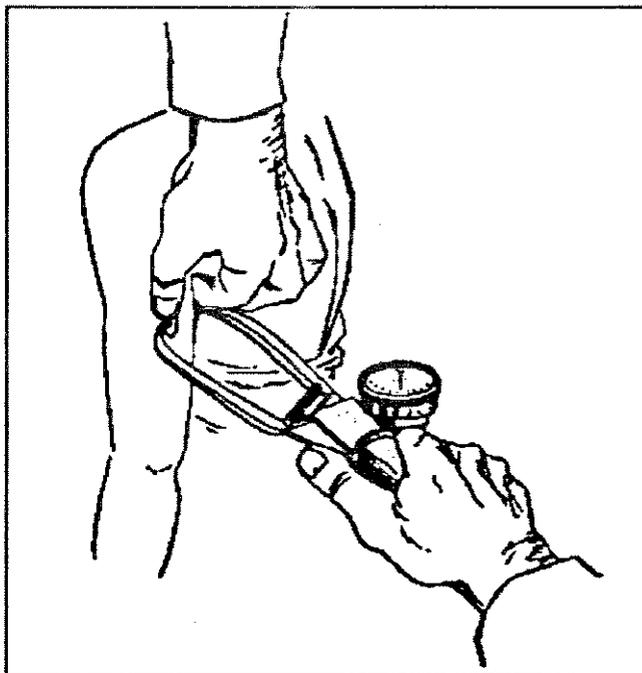


Figura 1.6 - Medida de dobra tricipital utilizando compasso Harpenden.

Harpenden na medida da prega (dobra) tricipital.

Os valores da espessura da dobra cutânea são levados a equações de predição da composição corporal, desenvolvidas a partir de outros métodos de medição da composição corporal de grande exatidão, tais como a pesagem hidrostática ou os métodos químicos. Brožek e Keys (1951) foram os primeiros a utilizar relações entre dobras cutâneas e densidade corporal na medição do conteúdo de gordura corporal. As dobras escolhidas por eles não eram as melhores para predizer a gordura corporal e foram pouco utilizadas (DURNIN, RAHAMAN, 1967), mas o trabalho de outros pesquisadores, no sentido de obter melhores equações de predição (PASCALE *et al.* 1956; PAŘÍZKOVÁ, 1961; FLETCHER, 1962; STEINKAMP *et al.* 1965), serviu para popularizar a medida das dobras cutâneas como uma técnica simples para medida da composição

corporal. Além do mais, o custo relativamente baixo dos paquímetros em relação ao custo da instrumentação requerida pelos outros métodos, aliado à simplicidade da sua utilização, foram um atrativo em favor da disseminação do seu uso (BORKAN *et al.* 1982; CHUMLEA, ROCHE, 1986).

No entanto, diversos fatores surgem como geradores de erro e comprometedores da confiabilidade e repetibilidade da técnica, a saber: variações da elasticidade dos tecidos decorrentes da idade (OLIVEIRA, 1987) ou do sexo (HIMES, ROCHE, SIERVOGEL, 1979), resultando numa conseqüente deformação da gordura subcutânea devido à pressão exercida pelas garras do paquímetro⁸; dificuldades de medição em indivíduos com grande volume de tecido adiposo subcutâneo (SLOAN, SHAPIRO, 1972; BURKINSHAW, JONES, KRUPOWICZ, 1973; WOMERSLEY, DURNIN, 1973; MURRAY, SHEPHARD, 1988); tempo de execução da medida (SANN *et al.* 1988); impossibilidade de executar a medida em várias áreas do corpo (CHUMLEA, ROCHE, 1986). Estas limitações podem resultar em valores de dobra irreais, prejudicando a estimação do valor da gordura corporal.

Durnin e Rahaman (1967) obtiveram em seus estudos um coeficiente de correlação r de $-0,8$, aproximadamente. Suas equações de regressão predizem o conteúdo de gordura corporal com um erro em torno de $\pm 3,5\%$. Isto é particularmente crítico em mulheres magras, para as quais as equações de regressão predisseram muito menos gordura corporal que o esperado. Sann *et al.* (1988), em experimentos com dobras cutâneas de crianças, relatou um coeficiente de variação entre medidas de até 5% , especialmente quando o tempo de medição era muito diferente de uma leitura para outra.

⁸As variações da compressibilidade da gordura subcutânea têm sido atribuídas a fatores tais como quantidade de tecido adiposo subcutâneo, estado de hidratação do tecido, distribuição de tecido fibroso e de vasos sanguíneos (FANELLI, KUCZMARSKI, 1984).

1.2.2 - Impedância bioelétrica

Diversos estudos utilizam a impedância elétrica do corpo para quantificar sua composição (BOOTH, GODDARD, PATON, 1966; HOFFER, MEADOR, SIMPSON, 1969; LUKASKI *et al.* 1985; KUSHNER, SCHOELLER, 1986; KHALED *et al.* 1988; BAUMGARTNER, CHUMLEA, ROCHE, 1989; GRAY *et al.* 1989; GUO, ROCHE, HOUTKOOPE, 1989). Os equipamentos utilizados, em sua maioria, são seguros, portáteis, indolores e não invasivos⁹.

Em estruturas biológicas, a aplicação de uma corrente alternada constante de baixa intensidade, define uma impedância que é função do espalhamento de corrente e da frequência (LUKASKI *et al.* 1985). No organismo, os fluidos intracelulares e extracelulares comportam-se como condutores elétricos, e as membranas das células atuam como capacitores, sendo consideradas elementos reativos. Em baixas frequências (~1 kHz), a corrente percorre principalmente os fluidos extracelulares, enquanto que em frequências mais elevadas, ela flui por ambos. Deste modo, os fluidos e eletrólitos corporais são responsáveis pela condutância elétrica (inverso da impedância) e as membranas celulares estão associadas com a capacitância corporal (THOMASSET, 1962, 1963). Como o tecido não-esquelético livre de gordura contém eletrólitos, teoricamente ele se comporta como um condutor elétrico, cujas propriedades elétricas são função da mobilidade e da concentração dos íons diluídos nesses eletrólitos (KHALED *et al.* 1988).

Em princípio, a medida realizada com o método da impedância bioelétrica é a do volume

⁹Atualmente, o equipamento utilizado na maioria dos trabalhos é o Analisador de Impedância Bioelétrica, modelo BIA 101 RJL Systems, desenvolvido em Detroit, USA.

do compartimento condutor, i.e., do conjunto de fluidos e eletrólitos corporais (massa magra) internos à camada de gordura subcutânea, esta muito menos condutora.

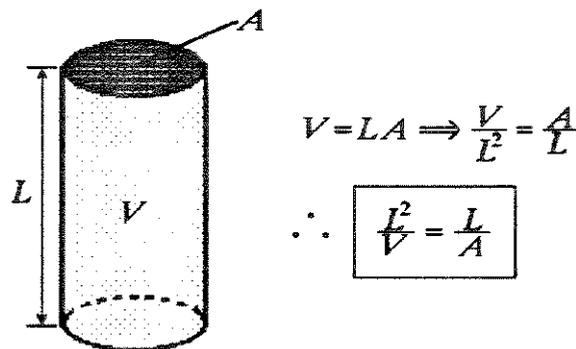
Hoffer, Meador e Simpson (1969) foram os primeiros a utilizar o método de análise da impedância bioelétrica para estimar o volume corporal. Para tanto, reduziram a complexa geometria do corpo humano a um cilindro condutor de comprimento L [m], equivalente à estatura, e área de seção transversal A [m²]. Sua resistência, dada por

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (1.1)$$

onde ρ representa a resistividade [$\Omega \cdot m$], e R a resistência elétrica do condutor [Ω], foi modificada para

$$R = \rho \frac{L^2}{V} \quad (1.2)$$

onde V é o volume do cilindro [m³], através das seguintes relações, válidas para o cilindro:



Nos instrumentos para medição da impedância bioelétrica utilizados na maioria dos trabalhos, a corrente é senoidal, com intensidade de $800 \mu A$ e frequência de 50 kHz . A esta

freqüência, a componente reativa (reatância X_C), devida à capacitância das membranas, deve ser considerada no cálculo da impedância (KHALED *et al.* 1988). Isto significa que a resistência R deve ser trocada por $|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2}$, o que na equação 1.2 resulta em:

$$Z = \rho \frac{L^2}{V} \quad (1.3)$$

Rearranjando os termos da equação 1.3, chega-se à seguinte relação entre volume e impedância elétrica corporal:

$$V = \rho \frac{L^2}{Z} \quad (1.4)$$

Desta forma, Hoffer, Meador e Simpson (1969) e mais recentemente Lukaski *et al.* (1985), utilizaram como elemento preditivo da quantidade massa magra a relação L^2/Z , obtendo um coeficiente de correlação $r = 0,98$.

Khaled *et al.* (1988), utilizam uma abordagem diferente na análise da impedância corporal, descrita como segue: em uma solução eletrolítica a condutividade é diretamente proporcional ao número de íons livres (N_i) por unidade de volume V [m^3]. Portanto, a resistividade, que é o inverso da condutividade, é proporcional a V/N_i . A emulsificação de materiais gordurosos com uma solução eletrolítica reduz N_i de tal maneira que, conforme a quantidade de gordura aumenta, a resistividade também aumenta. Isto significa que a resistividade é diretamente proporcional à quantidade de gordura, ou seja:

$$\rho = KF \quad (1.5)$$

onde K é uma constante de proporcionalidade e F é a massa de gordura corporal [kg].

Levando estas considerações à equação 1.3, vem que:

$$KF = \frac{ZV}{L^2} \quad (1.6)$$

Admitindo que a densidade média do corpo é igual a 1 g/ml (KHALED *et al.* 1988) e utilizando a definição de densidade¹⁰, pode-se trocar o volume pelo peso do indivíduo na equação 1.6. Khaled *et al.* (1988) chegaram então à seguinte equação para predição da massa de gordura corporal:

$$KF = \frac{ZW}{L^2} \quad (1.7)$$

onde W representa o peso do indivíduo [kg].

Testando a capacidade de predição da quantidade de gordura corporal do fator ZW/L^2 , obteve-se um coeficiente de correlação $r = 0,98$ com o método hidrostático-densitométrico (item 1.2.3 - página 21), um dos métodos normalmente utilizados como referência para a análise de composição corporal. Este alto índice de correlação é aplicável à maioria dos indivíduos, desde que não ocorram grandes variações na quantidade dos fluidos corporais.

O termo W/L^2 presente no segundo membro da equação 1.7 é o índice de massa corporal (*BMI*), comentado no item 1.1.2.1 (ver nota de rodapé nº 2 - página 6).

A impedância é medida através de 4 eletrodos de superfície colocados (a) nos membros de um mesmo lado do corpo, procedimento adotado na maioria dos trabalhos (LUKASKI *et al.* 1985,1986; KUSHNER, SCHOELLER, 1986; KHALED *et al.* 1988; BAUMGARTNER, CHUMLEA, ROCHE, 1989) ou (b) nos membros na diagonal do corpo (mão esquerda/direita e pé direito/esquerdo), i.e., no

¹⁰Dá-se o nome de densidade de um objeto qualquer à razão entre a sua massa [g] e o seu volume [ml].

sentido do maior comprimento condutor (HOFFER, MEADOR, SIMPSON, 1969). Ambos os métodos utilizam a técnica tetrapolar na medição, o que minimiza a resistência de contato (ou interação pele-eletrodo) no local do eletrodo de excitação (figura 1.7).

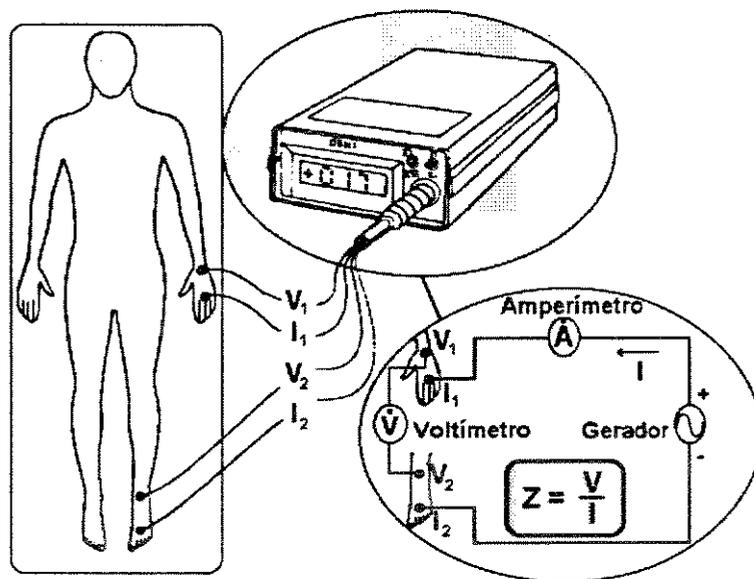


Figura 1.7 - Sistema de medição e disposição dos eletrodos para medida de impedância corporal (Fonte: Lukaski *et al.* 1985).

A corrente I aplicada ao corpo pelo gerador é medida pelo amperímetro vetorial¹¹ e provoca o aparecimento de uma diferença de potencial que é medida pelo voltímetro vetorial \dot{V} , em paralelo com o corpo. O protocolo normalmente utilizado para a medida da impedância bioelétrica do corpo é o adotado por Lukaski *et al.* (1985) e por Kushner e Schoeller (1986), entre outros.

¹¹A notação vetorial, utilizada tanto para o voltímetro quanto para o amperímetro, indica que eles medem, além da componente ativa da tensão e da corrente, uma componente reativa, intrinsecamente relacionada a reatância X_C .

Muito embora altos índices de correlação tenham sido obtidos entre este método e os métodos de grande exatidão, a literatura indica que ele superestima a quantidade de gordura em homens magros e a subestima nos obesos de ambos os sexos (KHALED *et al.* 1988; BAUMGARTNER, CHUMLEA, ROCHE, 1989). Khaled *et al.* (1988) menciona também que, devido à massa magra de crianças conter menor concentração de minerais e/ou maior quantidade de água corporal, a resistividade ρ pode ser diferente para elas, levando a medidas de gordura corporal e massa magra inexatas. Por razões similares Cohn (1985), Katch *et al.* (1986) e Katch e McArdle (1988) questionaram a validade das medidas de impedância bioelétrica.

1.2.3 - Método hidrostático-densitométrico (pesagem hidrostática)

O método hidrostático-densitométrico, conhecido como pesagem submersa, subaquática ou hidrostática, é o método de avaliação corporal indireto normalmente utilizado como referência no que concerne aos métodos de avaliação corporal, devido a sua grande exatidão (GARROW, 1982). Behnke, Feen e Welham (1942) foram os pioneiros na utilização deste método, que tem sido muito usado, com modificações, desde então.

O método utiliza o princípio de Arquimedes para calcular a densidade do corpo do paciente, através do peso do volume de água deslocado na imersão completa. A montagem para a medição, utilizada por Durnin e Rahaman (1967), é mostrada pela figura 1.8 na página seguinte.

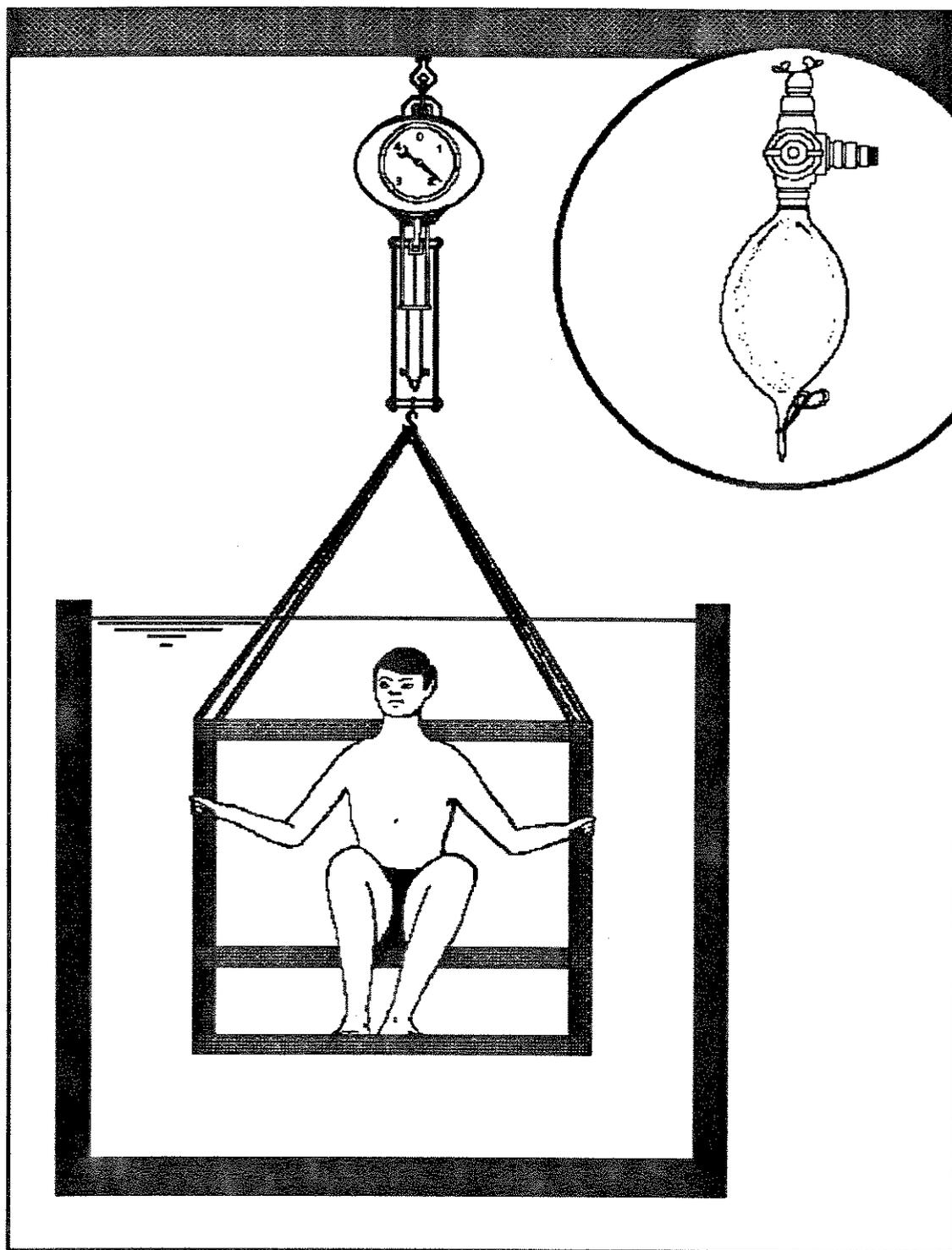


Figura 1.8 - Montagem para medição de volume via pesagem hidrostática. O detalhe ilustra o equipamento para medição do volume residual de ar nos pulmões (Fonte: Durnin, Rahaman, 1967).

Obtidos o peso do paciente no ar e o peso do volume de água deslocado durante a imersão completa, sua densidade pode ser calculada através da expressão:

$$D = \frac{\text{Peso do paciente no ar}}{\text{Peso do volume de água deslocado}} = \frac{\text{Peso do paciente no ar}}{\text{volume de água deslocado}} \quad (1.8)$$

À temperatura do corpo, a densidade da gordura e a densidade da massa magra são, aproximadamente, 0,9 g/ml e 1,1 g/ml, respectivamente (WELLS, 1977; KATCH, McARDLE, 1984). Assumidos estes valores, e com o valor da densidade do indivíduo, seu conteúdo de gordura corporal pode ser calculado, através de uma das duas equações seguintes:

$$\%GC = 100 \left(\frac{4,95}{D} - 4,5 \right) \quad (1.9)$$

ou

$$\%GC = 100 \left(\frac{4,570}{D} - 4,142 \right) \quad (1.10)$$

onde %GC é o percentual de gordura corporal. A equação 1.9 foi desenvolvida por Siri em 1956 e a equação 1.10 por Brožek *et al.*, em 1963. Os resultados obtidos pelas duas equações são similares.

Para calcular a massa de gordura corporal (MGC) basta multiplicar %GC pelo peso do paciente, obtendo então:

$$MGC = \text{Peso do Indivíduo} \frac{\%GC}{100} \quad [kg] \quad (1.11)$$

A massa magra será, então:

$$MM = \text{Peso do paciente} - MGC \quad [kg] \quad (1.12)$$

O protocolo normalmente utilizado na medição do volume corporal é descrito por Katch

e McArdle (1984).

Uma dificuldade do método é quantificar o volume de ar que permanece nos pulmões, mesmo após uma expiração máxima forçada (volume residual pulmonar), normalmente executada antes da imersão. Este volume de ar deve ser medido imediatamente antes da pesagem, pela técnica de diluição de nitrogênio (ver detalhe na figura 1.8). O efeito de flutuação do volume de ar obtido é, então, subtraído no cálculo da densidade corporal.

Uma evolução deste método foi o uso de um pletismógrafo, que elimina a necessidade da imersão total do indivíduo. Neste caso, o tanque é cheio até a altura do pescoço, e o volume de ar em torno da cabeça do indivíduo e em seus pulmões é medido através das variações de pressão produzidas por uma bomba de precisão externa, de volume de inserção conhecido (GARROW *et al.* 1979). Embora mais complexo, este sistema dispensa toda a instrumentação para a medida do volume residual pulmonar, levando ao mínimo a necessidade de cooperação do paciente (GARROW, 1982).

Segundo Lukaski *et al.* (1985), com o método hidrostático-densitométrico a massa de gordura corporal pode ser estimada com uma exatidão melhor que 1%.

Garrow (1982) e Oliveira (1987), entre outros, mencionam que, a despeito da precisão do método, diversas são as dificuldades de se proceder a medição do volume corporal via pesagem hidrostática:

1. A dificuldade de instalação, manutenção e operação do equipamento para medida do volume corporal. Via de regra, um sistema de filtros garante a pureza da água, e a temperatura deve ser mantida constante.

2. A dificuldade de determinação do volume de ar residual e de outros gases no organismo do indivíduo. Apesar de ser possível quantificar o volume pulmonar residual, é difícil estimar o volume dos gases que permanece ao longo do trato gastrointestinal. Vander, Sherman e Luciano (1981) calculam que cerca de 500 ml de ar podem ser deglutidos por refeição e, embora a maior parte deste ar não vá além do esôfago, parte dele alcança o estômago e é passado ao intestino. Além disso, existe a produção de gás intestinal ao nível do cólon em um volume de 400 ml a 700 ml, resultante da fermentação bacteriana.

3. O paciente deve estar apto a permanecer submerso e imóvel pelo tempo suficiente para que o valor da medida seja lido na balança. Isso, não raro, resulta na necessidade de uma adaptação prolongada do indivíduo às condições de teste, especialmente quando se trata de idosos e de pessoas que não sabem nadar.

1.2.4 - Métodos químicos

Os primeiros estudos quantitativos de composição corporal como um indicador do estado nutricional foram desenvolvidos por pediatras alemães há cerca de 90 anos. Analisando a quantidade de água de corpos de crianças mortas devido à má-nutrição eles perceberam que o volume de água corporal das mal-nutridas é notadamente maior que o das normais. Este excesso de água pode ser explicado por uma maior perda de tecido adiposo que de tecidos não-adiposos. Mas mesmo estes últimos possuíam um conteúdo de água maior que o normal (GARROW, 1982).

Assumindo que o corpo humano consiste de dois compartimentos de composição

constante — gordura e tecido não-adiposo — pode-se estimar a composição corporal de indivíduos vivos medindo seu conteúdo de água ou potássio¹², calculando a massa magra a partir desta medida e o conteúdo de gordura pela diferença com o peso corporal (GARROW, 1982; OLIVEIRA, 1987).

1.2.4.1 - Medida do conteúdo de água corporal (TBW¹³)

A água é o elemento presente em maior quantidade no corpo humano. Segundo Vander, Sherman e Luciano (1981), pode-se considerar que o organismo humano contém três compartimentos hídricos: (1) o plasma sanguíneo, (2) o líquido intersticial e (3) o líquido intracelular. A água responde por aproximadamente 60% do peso corporal normal, ou 45 ℓ, em um indivíduo de 75 kg. Dois terços da água corporal total (30 ℓ) estão localizados no interior das células. O terço

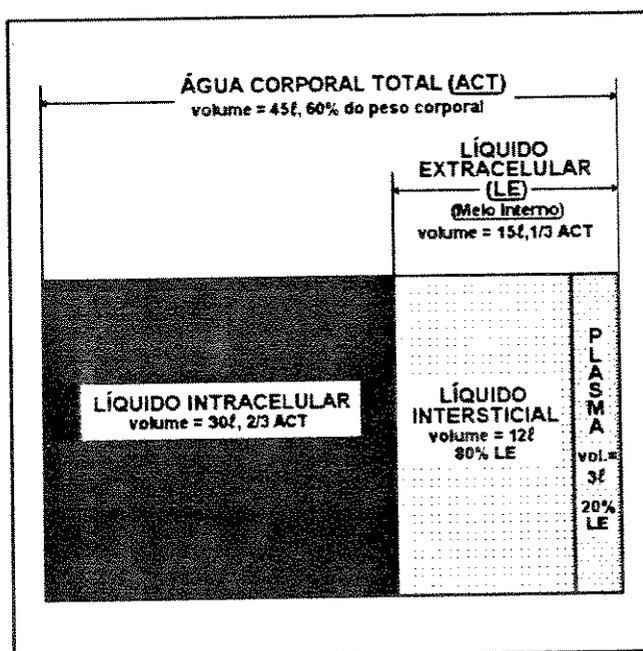


Figura 1.9 - Compartimentos hídricos do organismo (Fonte: Vander, Sherman, Luciano, 1981).

¹²Os tecidos não-adiposos apresentam uma composição razoavelmente constante: cerca de 73% de água, 20% de proteína e 69 mmol de potássio por kg, mesmo em indivíduos diferindo em seu conteúdo de gordura (MITCHELL, 1945; FORBES, 1956).

¹³TBW - Total Body Water.

restante da água (15 ℓ) está dividido entre os dois líquidos extracelulares: 80% são intersticiais (12 ℓ) e 20%, plasma sanguíneo (3 ℓ) (figura 1.9).

A medida do conteúdo de água corporal é feita através de um isótopo estável como marcador de dose de água, fornecida ao indivíduo. A concentração do isótopo atingirá o equilíbrio com virtualmente toda a água do corpo em 3 ou 4 horas (variável, de acordo com o marcador). Após este período, se a concentração de equilíbrio do marcador for medida, o volume de diluição, que corresponde ao conteúdo de água corporal, poderá ser calculado.

Existem vários tipos de isótopos que servem como marcador, sendo os mais comuns os do hidrogênio — trítio (^3H) e deutério (^2H) — e um isótopo pesado estável do oxigênio, o ^{18}O . A vantagem do trítio é a facilidade de medida por contagem através de cintilação, mas é preferível que se utilize um isótopo mais estável, que não exponha o indivíduo à radiação.

O uso do ^{18}O como isótopo marcador apresenta diversas vantagens, especialmente no que tange à análise das amostras, visto que basta coletar-se o C^{18}O_2 do ar expirado e tem-se a amostra pronta para análise. Além do mais, como o deutério, o ^{18}O também não é radioativo (GARROW, 1982).

Existem diversos fatores a observar de modo a não comprometer a validade dos resultados:

1. A dose administrada do marcador deve ser medida com grande exatidão;
 2. É importante certificar-se que o indivíduo não beba durante o período de equilíbrio da concentração do marcador;
 3. A manipulação das amostras deve ser feita cuidadosamente, para evitar que ela seja
-

contaminada pela água presente na umidade do ar antes da análise.

Um fator de erro inerente a esse método é a suposição de um volume constante de água no tecido não-adiposo. Segundo Garrow (1978), esta aproximação resultaria numa subestimação do conteúdo de gordura corporal.

1.2.4.2 - Medida do conteúdo de potássio corporal (TBK¹⁴)

Assumindo que o tecido não-adiposo possua uma quantidade de potássio constante, é possível calcular a massa magra e o conteúdo de gordura corporal através da medida do conteúdo de potássio corporal. Isto é facilitado pela existência de um isótopo natural do potássio (⁴⁰K), que representa uma fração constante (0,012%) do conteúdo de potássio corporal. Este isótopo emite um raio γ de alta energia — 1,46 Mev (LUKASKI *et al.* 1986) —, mas como existe em uma concentração muito baixa no organismo, é necessário utilizar instrumentação muito sensível e ao mesmo tempo isolada da radiação de fundo, para que se obtenham valores confiáveis na medida. Os valores de radiação obtidos pelos detectores são convertidos, por uma equação adequada, para os valores de potássio corporal (FORBES, LEWIS, 1956).

Inevitavelmente, o custo de tais detectores é elevado, estando sujeitos a um erro estatístico na contagem de, aproximadamente, 3% (GARROW, 1982; LUKASKI *et al.* 1985). Além disso, a aproximação feita, de que o conteúdo de potássio do tecido magro é constante, não reflete totalmente a realidade: em obesos, o tecido magro parece possuir uma quantidade de

¹⁴TBK - Total Body Potassium.

potássio menor que a usual. Isto pode ocorrer (1) porque a água no tecido adiposo é em maior parte extracelular e, por isso, pobre em potássio, quando comparada com a do fluido intracelular, ou (2) porque a camada de gordura subcutânea dos obesos pode absorver uma parte da radiação, levando a uma subestimação do conteúdo de potássio no organismo do indivíduo. Assim, assumindo os valores usuais de concentração de potássio no tecido magro, pode-se superestimar o conteúdo de gordura em indivíduos obesos.

1.2.5 - Raios-X

O emprego dos raios-X para a medida e observação de tecidos foi desenvolvido na Alemanha, após a II Guerra Mundial (STOUFFER, 1963), com o objetivo de estudar aspectos da conformação óssea de animais. Posteriormente, ainda com animais, sua utilização se estendeu à análise e quantificação de outros tecidos, prática especialmente voltada aos rebanhos de corte suíno e bovino. Através da utilização deste método, tornou-se possível a identificação das raças que acumulavam maiores quantidades de carne e/ou gordura, possibilitando a depuração das raças e o conseqüente aumento de produção e abastecimento.

Em seguida, Hammond (1955) e mais recentemente Himes, Roche e Siervogel (1979) e Katch e McArdle (1984), entre outros, empregaram os raios-X em seus estudos quantitativos de gordura humana. A técnica obteve uma grande aceitação por parte dos pesquisadores, dada a facilidade de leitura do resultado (OLIVEIRA, 1987).

Na chapa de raios-X, pode-se observar o delineamento das camadas de gordura, do

tecido muscular e do tecido ósseo. Katch e McArdle (1984) descrevem um processo para determinar o conteúdo de gordura corporal de um indivíduo, a partir da radiografia de seu braço direito. Conforme ilustra a representação na figura 1.10, existem algumas demarcações na radiografia entre gordura,

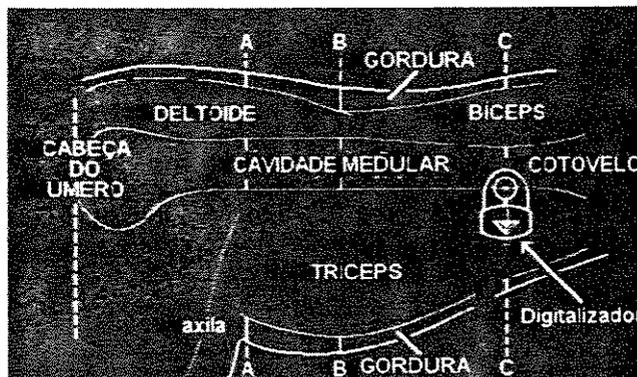


Figura 1.10 - Ilustração do sistema de análise de composição corporal utilizando radiografia do braço (Fonte: Katch, McArdle, 1984).

músculo e osso, indicadas pelas linhas verticais desenhadas perpendicularmente ao eixo do úmero (pontos A, B e C), que permitem avaliar com precisão as larguras radiografadas. Para tanto, as medidas devem ser efetuadas cuidadosamente, através da utilização de compassos de precisão ou instrumentação eletrônica de medição adequada. Em seu método, Katch e McArdle (1984) utilizam um sistema de medição acoplado a um microcomputador dotado de um digitalizador gráfico (ver detalhe na figura 1.10), que calcula os valores das medidas da largura da gordura nos pontos indicados, aplicando estes valores diretamente a uma equação de predição de gordura corporal.

Um coeficiente de correlação $r = 0,90$ foi obtido entre os valores de gordura percentual via pesagem hidrostática e os determinados a partir da chapa de raios-X utilizando o sistema descrito. A exatidão do método para gordura percentual foi estimada em $\pm 2\%$.

Embora a radiação utilizada seja mais baixa (10 milirems — aproximadamente metade da radiação utilizada no exame de tórax), a exposição de um indivíduo à radiação desnecessária sempre representa um inconveniente. Aliado a isso, há o problema do custo do equipamento de

raios-X, um ônus que pode inviabilizar a adoção do sistema.

1.2.5.1 - Tomografia computadorizada (CT)

Com o advento da tomografia computadorizada, a obtenção de imagens radiográficas de alta resolução de diversas seções transversais do corpo humano, abriu campos ainda pouco explorados na avaliação da composição corporal.

Em estudos utilizando CT foi possível diferenciar com exatidão o acúmulo de gordura de depósito. Através de programas de computador adequados, informações quantitativas relativas às áreas dos diversos tecidos mostrados na imagem podem ser fornecidas, sendo possível inclusive avaliar diretamente as modificações nos depósitos de gordura corporal, decorrentes de dietas e de programas de treinamento (KATCH, McARDLE, 1984).

Os problemas do método residem nos mesmos inconvenientes da utilização de raios-X, especialmente no que tange ao custo da instrumentação necessária.

1.2.6 - Ultra-som

O desenvolvimento de métodos de diagnóstico utilizando o ultra-som nasceu dos avanços da tecnologia de sonar, ocorridos durante a II Guerra Mundial. Entretanto, muito do desenvolvimento inicial era empírico e foi apenas a partir de meados da década de 50 que os métodos ultra-sônicos de diagnóstico começaram a se firmar como um valioso recurso da física

aplicada à medicina (HILL, 1986).

O som consiste de uma onda ou perturbação mecânica, que se propaga através de um meio devido à vibração das moléculas. Estas, criando regiões de alta e baixa pressões em suas vizinhanças, transferem em cadeia a energia da perturbação original (proveniente da fonte sonora ou de vibração) umas às outras (figura 1.11).

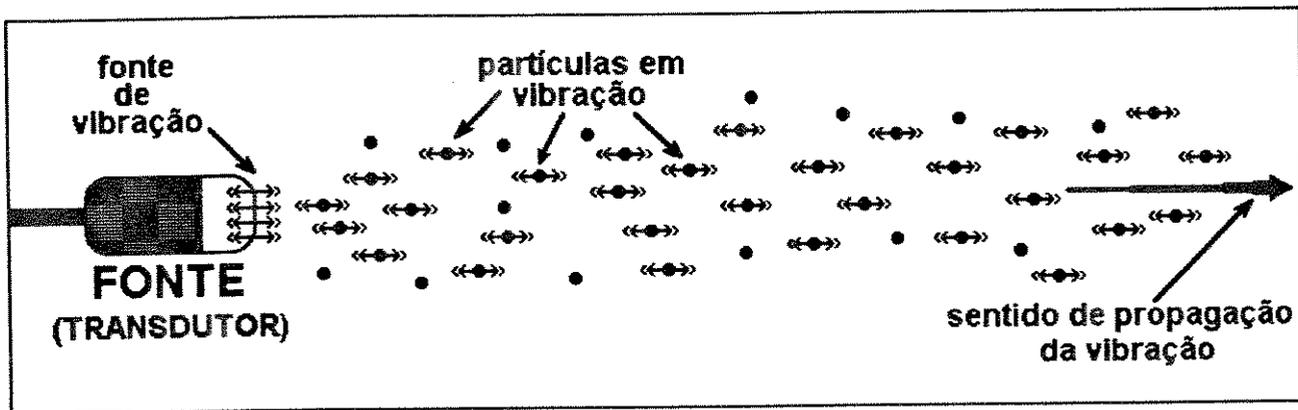


Figura 1.11 - Propagação de vibrações sonoras (Fonte: McDicken, 1981).

O número de oscilações das moléculas por unidade de tempo é conhecido como frequência do som. No caso da frequência ser superior à audível (acima de 20 kHz), então usa-se o termo ultra-som.

A instrumentação utilizada na medida das espessuras dos tecidos subcutâneos é um sistema pulso-eco em modo-A. Nestes sistemas, um equipamento eletrônico controla a emissão de ondas ultra-sônicas pelo transdutor (fonte de ultra-som). Essas ondas, por contato do transdutor com a pele, propagam-se pelo tecido adiposo e demais estrutura do corpo. Quando a camada muscular subjacente for atingida, uma parte das ondas é refletida nesta interface, devido

à diferença de impedância acústica entre os tecidos¹⁵, produzindo um eco que retorna ao transdutor. O tempo decorrido entre a emissão das ondas e o regresso do eco é medido pelo equipamento. Como se conhece a velocidade de propagação do som nos diversos meios, pode-se calcular a espessura dos tecidos dos quais se obtiver eco, através da equação:

$$d = c \Delta t = c(t_e - t_r) \tag{1.13}$$

onde d é a distância entre as interfaces [m], c é a velocidade do som no meio [m/s], e Δt é a diferença entre o tempo de emissão do pulso (t_e) e o tempo de retorno do eco (t_r) [s]. Os sinais de reflexão do ultra-som nas interfaces entre os diversos tecidos são mostrados na tela de um osciloscópio, permitindo um acesso visual à disposição dessas interfaces no interior do organismo, conforme mostra a figura 1.12.

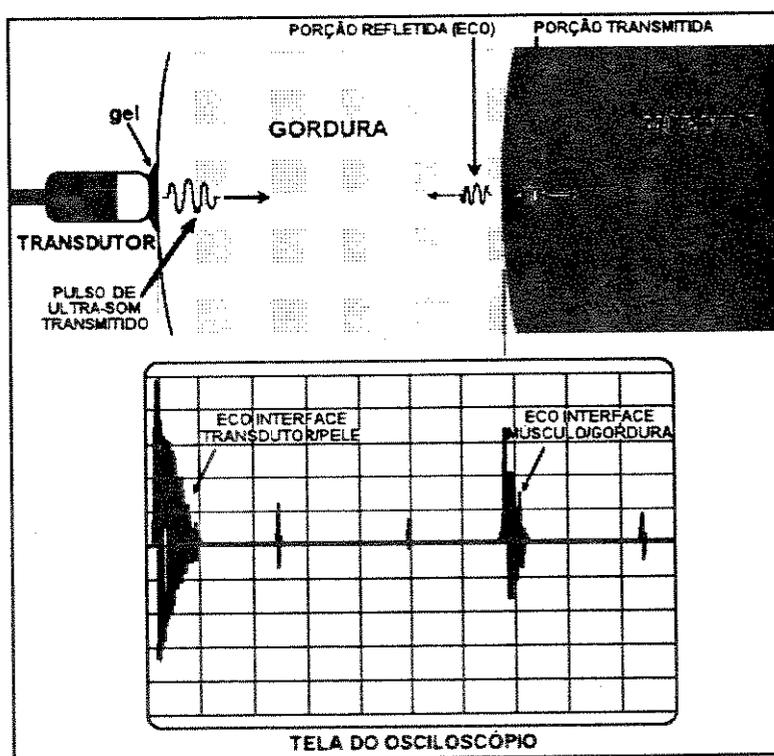


Figura 1.12 - Ilustração de um sistema ultra-sônico (modo-A), utilizado para medir a espessura de tecido adiposo subcutâneo.

¹⁵A reflexão em uma interface entre dois tecidos é causada pela diferença na impedância acústica entre eles. Genericamente, a impedância é definida como o produto entre a densidade do material e a velocidade do som nele, ou seja, $Z = \rho c$, onde Z é a impedância acústica [$\text{kg/m}^2\text{s} = \text{rayl}$], ρ é a densidade do material [kg/m^3] e c é a velocidade do som no meio [m/s].

Como no caso dos primeiros trabalhos com raios-X, a utilização do ultra-som na análise da composição corporal se inicia aplicada à análise corporal dos rebanhos suíno (CLAUS, 1957) e bovino (TEMPLE *et al.* 1956) de corte.

Poucos anos mais tarde, pesquisadores de diversos países aplicam a técnica ao corpo humano, caracterizando com precisão interfaces entre os tecidos adiposo/muscular e muscular/ósseo. Dentre eles, destaca-se o trabalho de Whittingham (1962), que utilizava um ultra-sonoscópio modelo *Mark 2*, com frequência de ressonância¹⁶ ajustável na faixa de 500 kHz a 10 MHz, projetado originalmente para análises de fissuras em metais. Neste estudo, dadas as características dos tecidos, os valores de f_r foram ajustados, de acordo com o local das medidas, numa faixa entre 2,5 MHz e 5 MHz. Nesta faixa foi possível discretizar um valor mínimo de espessura de tecido adiposo subcutâneo de 32 milésimos de polegada ($\sim 0,8$ mm). As medidas foram feitas em cinco locais do abdômen de pacientes em condições pré-operatórias (4 ♂ e 2 ♀), sendo as medidas feitas diretamente no curso da cirurgia. Os resultados indicaram um razoável grau de predição entre a medida direta (com régua) e a ultra-sônica.

Em 1963, Stouffer relacionou os dados de composição corporal obtidos via raios-X com os obtidos via ultra-som, indicando este último como uma técnica promissora para a medida de gordura subcutânea em humanos.

¹⁶A frequência de ressonância (f_r) de um equipamento ultra-sônico é a frequência da onda ultra-sônica, fornecida pelo transdutor ao meio físico, cuja amplitude é máxima para um dado transdutor. Ela é um parâmetro importante no estudo das propriedades físicas do ultra-som, sendo responsável por características como atenuação e resolução axial (capacidade de discretização de interfaces), conforme será visto oportunamente.

Na Dinamarca, Bullen *et al.* (1965), utilizando um equipamento de ultra-som Siemens¹⁷ com $f_r = 2$ MHz, em um estudo sobre 51 ♂ e 49 ♀, obtiveram coeficientes de repetibilidade para o tríceps, região sub-escapular¹⁸ e abdômen de 98,5%, 98,6% e 99,4%, respectivamente. O coeficiente de correlação entre as medidas com o método ultra-sônico e a medida direta da camada de gordura executada por inserção de agulha, foi de $r = 0,98$. Comparações realizadas com dobras cutâneas obtidas com um paquímetro Lange resultaram em correlações de 0,80 para ambos os sexos, em medidas sobre o tríceps. Para medidas na região abdominal, os índices de correlação foram de 0,90 (♂) e 0,85 (♀).

Booth, Goddard e Paton (1966) compararam a medida da espessura do tecido adiposo subcutâneo obtida através das técnicas de ultra-som, condutividade elétrica (método invasivo¹⁹) e de dobras cutâneas (paquímetro Harpenden), obtendo uma alta exatidão através do método ultra-sônico, com um coeficiente de correlação $r = 0,98$ com o método de condutividade elétrica. A instrumentação utilizada por eles possuía dois transdutores ultra-sônicos: um operando em 1,5 MHz e o outro em 2,5 MHz (modelo *Mark VII*).

Em 1976, Haymes *et al.*, trabalhando com um eco-encefaloscópio Hewlett-Packard (Modelo 7215A) com $f_r = 5$ MHz sobre peças de carne de porco com a pele intacta, e depois com 42 pacientes (22 ♀ e 20 ♂) obtiveram resultados similares para a precisão da técnica ultra-

¹⁷*Echo-ranging encephalograph ultrasonic instrument.*

¹⁸Logo abaixo da escápula (omoplata).

¹⁹Booth, Goddard e Paton (1966) utilizaram agulhas hipodérmicas como eletrodos, inseridas na pele através de pequenas incisões (2,5 cm de comprimento).

sônica e a da técnica de dobras cutâneas, quando comparados com resultados da técnica de raios-X. A utilização da peça de carne de porco tinha como propósito analisar o grau de deformação da camada de tecido adiposo subcutâneo, decorrente da pressão exercida pela ponta do transdutor ultra-sônico. As medidas executadas por Haymes *et al.* (1976) indicam que, devido à pequena área de contato na ponta da maioria dos transdutores de ultra-som, a medida deve ser executada muito cuidadosamente, pois pressões da ordem de $0,4 \text{ g/mm}^2$ introduzem deformações de cerca de 3 mm na medida. Whittingham (1962) já havia atentado para este fato, utilizando dispositivos para aumento da área de contato na forma blocos de plástico (*Perspex*) de $6" \times 6"$ ($\sim 15 \times 15 \text{ cm}$) na ponta de seus transdutores, conseguindo assim reduzir a compressibilidade do tecido. Esta técnica apresenta a desvantagem de inserir outras interfaces entre a camada de tecido adiposo e o transdutor.

Três anos mais tarde, Gleim, Nicholas e Veras (1979), medindo a composição corporal de 43 jogadores profissionais de futebol americano pela técnica ultra-sônica ($f_r = 2,5 \text{ MHz}$) e por pesagem hidrostática, obtiveram um índice de correlação $r = 0,885$ entre os dois métodos.

Mais recentemente, Fanelli e Kuczmarski (1984), em um estudo com 124 homens e utilizando o equipamento da *ADR Ultrasound*²⁰ ($f_r = 7 \text{ MHz}$) com um osciloscópio Hewlett-Packard para visualização dos resultados, concluíram basicamente o mesmo que Haymes *et al.* (1976), através de comparações com a técnica de dobras cutâneas (utilizando um paquímetro

²⁰*ADR Real Time Scanner*, modelo 2130.

Lange) e com pesagem hidrostática, com resultados levemente superiores para o ultra-som²¹.

A partir do final da década de 70, a indústria norte-americana lança no mercado instrumentação ultra-sônica específica para a medida de espessura de tecido adiposo subcutâneo, que passa a ser utilizada na maioria dos trabalhos na área desde então. O Medidor de Composição Corporal (*Body Composition Meter - BCM*), modelo 731AM101, fabricado pela *Ithaco Corp.*, é um equipamento portátil, alimentado a bateria, com uma escala de 50 LED's (diodos emissores de luz) e controles de ganho, chave de mudança de escala e teste de bateria. Cada diodo representa uma profundidade de 1 mm, quando a chave de mudança de escala está na posição 50 mm, ou 2 mm quando ela está na posição 100 mm.

O transdutor tem 15 mm de diâmetro, opera em $f = 2,5$ MHz e o equipamento é calibrado para a velocidade do som padrão de instrumentos ultra-sônicos (1500 m/s), maior que a velocidade do som na gordura (~ 1450 m/s) e menor que a no tecido muscular (~ 1570 m/s), implicando em uma superestimação do tecido adiposo e uma subestimação do tecido muscular. Um bloco de plástico de 40 mm de espessura é fornecido pelo fabricante para calibração do instrumento. O aspecto externo do equipamento é mostrado na figura 1.13.

Dos trabalhos utilizando o Ithaco-BCM, destacam-se os de Borkan *et al.* (1982), Volz e Ostrove (1984), Katch (1983), Katch e McArdle (1984) e Chumlea e Roche (1986). Dois traba-

²¹ $r = 0,809$ e erro padrão estimado = 0,78% contra $r = 0,779$ e erro padrão estimado = 0,83% da técnica de dobras cutâneas; os valores são para a predição da densidade corporal, obtida por pesagem hidrostática.

lhos utilizando este equipamento — Borkan *et al.* (1982) e Chumlea e Roche (1986)²² — obtiveram melhores resultados para a técnica de dobras cutâneas do que para a ultra-sônica, enquanto que os trabalhos restantes reportam resultados no mínimo semelhantes para as duas técnicas. Volz e Ostrove (1984), tal como Wittingham (1962), utilizam um bloco de

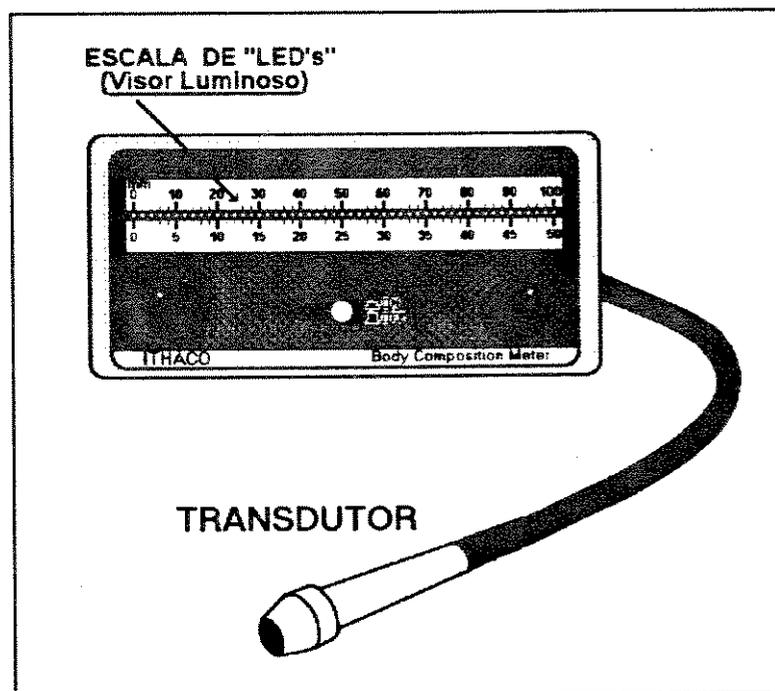


Figura 1.13 - Medidor de composição corporal Ithaco-BCM ($f_0 = 2,5$ MHz, $\phi = 15$ mm).

material plástico (*lucite*) para aumentar a área na interface transdutor/pele, aumentando o diâmetro do transdutor para 5 cm, e assim reduzindo a deformação da pele no local da medida.

No Brasil a utilização do ultra-som na medida da espessura do tecido adiposo teve como pioneiro o trabalho de Oliveira (1987), que estabeleceu matrizes de correlação entre medidas executadas com o método ultra-sônico²³ e com o método de dobras cutâneas (paquímetro Harpenden). Oliveira desenvolveu também um nomograma que permite predizer diretamente as

²²Ambos utilizaram o equipamento na opção de escala 100 mm, com resolução de 2 mm. Borkan *et al.* (1982) utilizou um transdutor de 3,5 MHz ao invés do de 2,5 MHz, fornecido pelo fabricante.

²³Oliveira (1987) utilizou um aparelho marca Krautkramer, modelo USM-2, que já possui o osciloscópio acoplado e tem ganho variável entre 0 e 80 dB (o que em tensão significa entre 1 e 10.000 vezes); o transdutor utilizado possui 13 mm de diâmetro e $f_c = 2,25$ MHz.

medidas ultra-sônicas através das medidas feitas com paquímetro.

Adicionalmente, o mercado nacional conta com a opção de equipamentos importados. Além do Ithaco-BCM existe também o Medidor do Teor de Gordura Corporal, modelo FUTREX 5000A, fabricado pela *Futrex Inc.*, que possui software de aquisição e processamento dos valores de espessura para microcomputadores IMB/PC e compatíveis.

As desvantagens do método são: compressão da pele pela ponta do transdutor (já mencionada) e o custo da instrumentação, cerca de 10 vezes o custo de um paquímetro de dobra cutânea (CHUMLEA, ROCHE, 1986).

1.3 - Resumo comparativo dos métodos de quantificação de composição corporal

Há muitos métodos disponíveis para estimar a composição corporal, variando em complexidade. A escolha de um método depende do propósito a que se destina a medida, mas um método ideal envolveria fatores como segurança e pouco desconforto ao usuário e ao paciente, exatidão, alta repetibilidade, baixo custo, facilidade de operação e ausência de necessidade de treinamento/experiência por parte do operador. Pela análise anterior, fica claro que não existe um método disponível que reúna todas estas características.

A tabela 1.2, nas páginas seguintes, sumariza as vantagens e desvantagens dos métodos já descritos.

MÉTODO			VANTAGENS	DESVANTAGENS
Paquímetro de dobra cutânea			1. Baixo custo; 2. Boa exatidão para pessoas magras; 3. Razoavelmente simples; 4. Portátil; 5. Seguro; 6. Requer pouca cooperação do paciente.	1. Requer treinamento; 2. Compressão da gordura introduz erro na medida; 3. Não permite medidas em alguns locais do corpo; 4. Não permite medidas em pessoas muito gordas.
Impedância bioelétrica			1. Boa exatidão; 2. Portátil; 3. Seguro; 4. Requer pouca cooperação do paciente.	1. Custo do equipamento; 2. Superestima MGC em pacientes ♂ magros; 3. Subestima MGC em obesos; 4. Baixa exatidão para crianças.
Pesagem hidrostática			1. Excelente exatidão;	1. Requer grande cooperação do paciente; 2. Custo do equipamento; 3. Requer treinamento.
Métodos Químicos	TBW	³ H	1. Exatidão razoável; 2. Medição simples.	1. Expõe o paciente a radiação; 2. Custo do contador de cintilações; 3. Custo do marcador; 4. Paciente não pode beber durante a medição; 5. Dose deve ser administrada com precisão; 6. Cuidados para não contaminar amostra com umidade do ar; 7. Requer treinamento.

		^2H	<ol style="list-style-type: none"> 1. Boa exatidão; 2. Não expõe o paciente a radiação. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Custo do espectrômetro de massa; 2. Custo do marcador; 3. Preparação de dose demorada; 4. Paciente não pode beber durante a medição; 5. Dose deve ser administrada com precisão; 7. Cuidados para não contaminar amostra com umidade do ar; 8. Requer treinamento.
		^{18}O	<ol style="list-style-type: none"> 1. Boa exatidão; 2. Não expõe o paciente a radiação; 3. Amostra de fácil obtenção. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Custo do espectrômetro de massa; 2. Custo do marcador; 3. Paciente não pode beber durante medição; 4. Dose deve ser administrada com precisão; 5. Cuidados para não contaminar amostra com umidade do ar; 6. Requer treinamento.
		TBK	<ol style="list-style-type: none"> 1. Boa exatidão; 2. Requer pouca cooperação do paciente; 3. Utiliza marcador natural. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Custo elevadíssimo do equipamento de medição; 2. Requer treinamento.
Raios-X	Convencional		<ol style="list-style-type: none"> 1. Boa exatidão; 2. Facilidade de análise. 	<ol style="list-style-type: none"> 1. Expõe o paciente a radiação; 2. Custo do equipamento de medição; 3. Requer treinamento; 4. Requer equipamento computacional para digitalizar a imagem.

	Tomografia Computadorizada	1. Excelente exatidão; 2. Facilidade de análise e medição;	1. Expõe o paciente a radiação; 2. Custo elevadíssimo do tomógrafo; 3. Requer treinamento.
	Ultra-som	1. Boa exatidão ; 2. Portátil; 3. Seguro; 4. Requer pouca cooperação do paciente. 5. Requer pouco treinamento.	1. Custo do equipamento de medição; 2. Compressão da pele pela ponta do transdutor;

Tabela 1.2 - Resumo das vantagens e desvantagens dos diversos métodos de quantificação de composição corporal.

1.4 - Objetivo deste trabalho

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um instrumento para quantificar a composição corporal, que possua as seguintes características:

1. Boa exatidão;
2. Segurança para o operador e paciente;
3. Baixo custo;
4. Portabilidade;
5. Não necessite de cooperação por parte do paciente;
6. Não requeira (ou requeira pouco) treinamento por parte do operador.

Após a apresentação e análise dos diversos métodos de quantificação da composição

corporal, e levando em consideração as características supracitadas, a escolha recai sobre dois métodos, a saber: impedância bioelétrica e ultra-som.

De acordo com o exposto na tabela 1.2, as duas técnicas apresentam resultados similares, com o mínimo de inconveniente ao paciente. O ultra-som, de acordo com as características do equipamento, pode requerer um tempo maior de treinamento por parte do operador, do que aquele dispendido pelo "bioimpedanciômetro", para que uma boa repetibilidade e exatidão sejam obtidas nas medições. Em contrapartida, não apresenta os erros de estimação de conteúdo de gordura corporal relatados para a medida da impedância.

Desta forma, seguindo a linha de pesquisa já iniciada no Departamento de Engenharia Biomédica da Faculdade de Engenharia Elétrica da Unicamp, o método ultra-sônico foi escolhido para o desenvolvimento da instrumentação, que será descrita a seguir.

Capítulo 2 - Materiais e Métodos

Neste capítulo será descrito o desenvolvimento da instrumentação para quantificação da composição corporal, passando pelos seguintes tópicos:

1. Descrição geral do sistema proposto;
2. Caracterização do transdutor ultra-sônico;
3. Circuitos de excitação do transdutor e recepção dos ecos;
4. Circuito de controle;
5. Alimentação dos circuitos eletrônicos.

Com o intuito de facilitar o entendimento das funções de cada bloco do sistema, será apresentado apenas o funcionamento básico dos circuitos de cada um, deixando o detalhamento do projeto no caderno de anexos, que acompanha este trabalho.

2.1 - Descrição geral do sistema proposto

O sistema desenvolvido é um sistema ultra-sônico pulso-eco em modo-A²⁴, consistindo dos blocos ilustrados no diagrama da figura 2.1, a seguir:

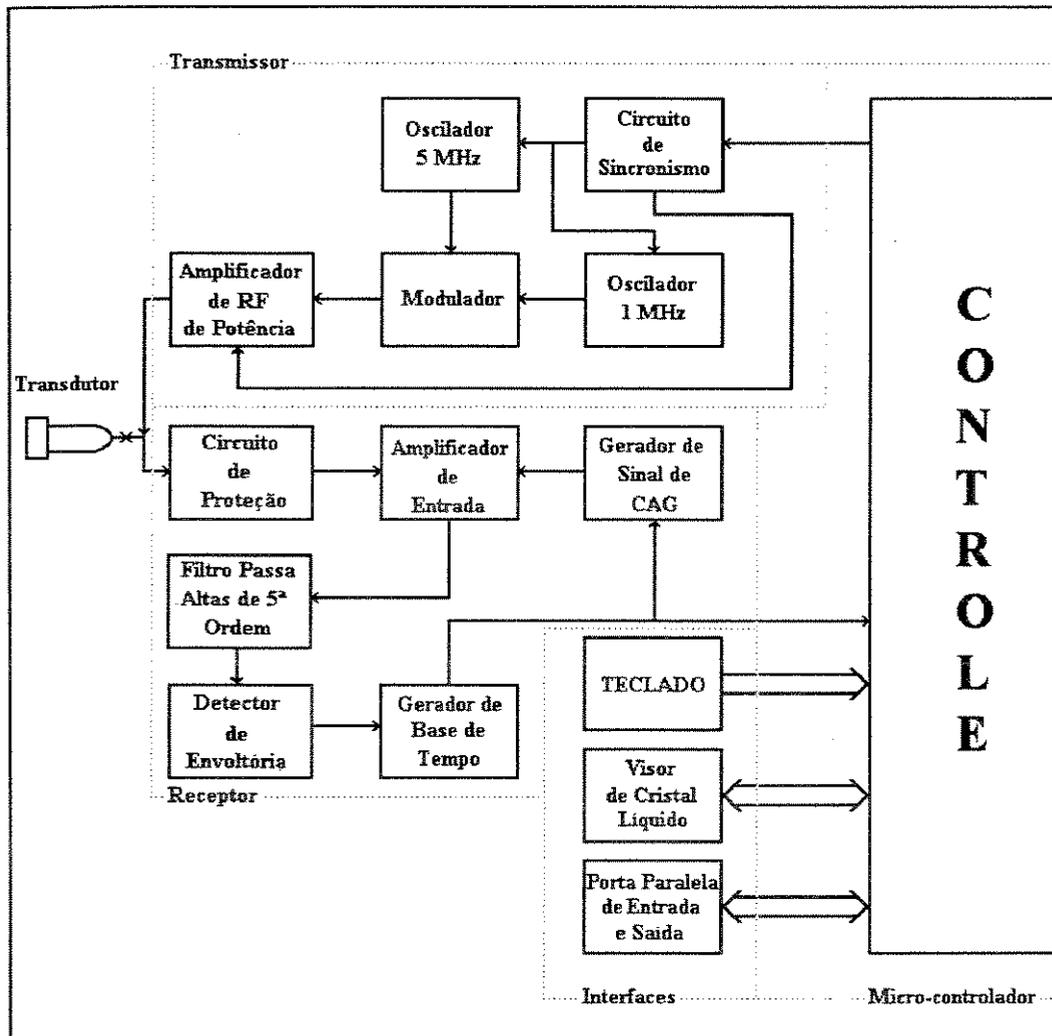


Figura 2.1 - Diagrama em blocos do sistema.

²⁴Modo-A: a letra A significa amplitude, pois o modo caracteriza as diversas interfaces presentes no prolongamento do eixo axial do transdutor através da medida da amplitude do eco por elas produzido.

As divisões em linha pontilhada na figura 2.1 definem 5 elementos funcionais, que são:

1. Transdutor

O transdutor ultra-sônico é responsável pela geração do sinal de ultra-som que é aplicado ao paciente, bem como pela recepção dos ecos oriundos das reflexões do sinal emitido, nas diversas interfaces entre tecidos. Quando uma tensão elétrica é aplicada ao transdutor, ele responde gerando uma onda de pressão, cuja frequência depende do sinal de excitação e das características construtivas do transdutor. Essa onda de pressão ultra-sônica é aplicada ao meio físico que se deseja analisar (no caso, os tecidos do corpo). Como o transdutor tem funcionamento reversível, ele responderá com a geração de níveis de tensão quando for atingido por ondas de pressão acústicas. Desta forma, os ecos das interfaces são convertidos em sinais elétricos, passíveis de processamento.

2. Transmissor

O circuito de transmissão condiciona o sinal elétrico aplicado ao transdutor. Em modo-A, os sinais aplicados são normalmente pulsos de curta duração ou "trens de pulso" senoidais (WELLS, 1977; McDICKEN, 1981; HILL, 1986; CHRISTENSEN, 1988; FISH, 1990). O transmissor contém os seguintes blocos:

1. CIRCUITO DE SINCRONISMO: sincroniza o funcionamento dos osciladores e do amplificador de RF²⁵ de potência do transdutor;

2. OSCILADOR DE 1 MHz: produz um sinal senoidal de tensão na frequência de 1 MHz, com amplitude de tensão de 1,5 V e *offset* de +1 V, aproximadamente;

²⁵RF: rádio-frequência.

3. OSCILADOR DE 5 MHz: produz um sinal senoidal de tensão na frequência de 5 MHz, com amplitude de tensão de 1 V e *offset* de +300 mV, aproximadamente;
4. MODULADOR: "multiplica"²⁶ os dois sinais senoidais;
5. AMPLIFICADOR DE RF DE POTÊNCIA: cede ao sinal de tensão "produto das senóides" a potência necessária para excitar o transdutor.

3. Receptor

Cabe ao receptor processar os sinais de tensão produzidos pelo transdutor em resposta aos ecos originados nas interfaces entre os tecidos, preparando-os para serem convertidos em informação de tempo ou espessura. Para isto, o receptor é composto dos seguintes blocos:

1. CIRCUITO DE PROTEÇÃO: impede que o sinal de alta potência (1,2 W, 7 V), enviado ao transdutor pelo circuito de transmissão, danifique o circuito de recepção, dimensionado para receber sinais de baixa amplitude (tipicamente, dezenas de mV);
2. AMPLIFICADOR DE ENTRADA: provê ao sinal de eco uma amplificação inicial, que é proporcional à espessura do tecido adiposo subcutâneo. Assim, se a interface gordura-músculo estiver localizada mais profundamente, o ganho do amplificador será maior, compensando a atenuação adicional conferida ao sinal de ultra-som por ter que percorrer uma distância maior entre a interface e o transdutor. A este recurso dá-se o nome de controle automático de ganho (CAG);
3. FILTRO PASSA-ALTAS DE 5ª ORDEM: suprime dos sinais de eco as componentes de baixa frequência indesejáveis, inseridas pelo CAG do amplificador de entrada;

²⁶Modulação AM-DSB+C (*Amplitude Modulation - Dual Side Band plus (+) Carrier*).

4. DETECTOR DE ENVOLTÓRIA: recupera a envoltória do módulo²⁷ do sinal de eco recebido, facilitando o gatilhamento da base de tempo usada na medida de atraso, pelo microcontrolador;

5. GERADOR DE SINAL PARA CAG: produz uma tensão exponencial decrescente em relação ao tempo, com decaimento controlável, que tem por função ajustar o ganho do amplificador de entrada, compensando o efeito da atenuação do sinal de eco proveniente de interfaces gordura-músculo mais profundas;

6. GERADOR DE BASE DE TEMPO: produz um pulso de duração igual ao tempo decorrido entre dois sinais de eco adjacentes, correspondentes às interfaces transdutor-pele/gordura e gordura-músculo;

4. Microcontrolador

Recebe os comandos do usuário e controla o processo de medida, habilitando o *hardware* analógico a funcionar. Recebe o pulso produzido pelo gerador de base de tempo, converte seu valor para a medida de distância correspondente e apresenta-a ao usuário.

5. Interfaces ou periféricos

As interfaces possibilitam a comunicação do sistema com o usuário e o mundo externo. É através delas que o usuário envia ordens ao sistema de controle e verifica os resultados de suas medidas. Os blocos que constituem as interfaces do sistema são os seguintes:

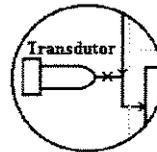
1. TECLADO: elemento de atuação do usuário sobre o sistema; é através dele, em primeira instância, que as ordens são dadas ao sistema de controle;

²⁷ O módulo equivale à retificação em onda completa de um sinal alternado.

2. VISOR DE CRISTAL LÍQUIDO: é onde são apresentados os resultados das medidas;

3. PORTA PARALELA DE ENTRADA E SAÍDA: esta interface tem por função a comunicação com outros sistemas de controle, tais como os microprocessadores de outros computadores. Isso permite automatizar o processo de cálculo da composição corporal e possibilita a implementação de dispositivos de acionamento remoto do equipamento.

2.2 - Caracterização do transdutor ultra-sônico



Existem diversos fatores a considerar na escolha do transdutor ultra-sônico do sistema. As características transdutivas (frequência de operação; face circular ou quadrada; raio da face, se circular; focalização do transdutor) aliadas às características físicas dos tecidos adiposo e muscular são condições de contorno a se considerar na definição do melhor transdutor.

2.2.1 - Frequência de operação

O primeiro parâmetro a definir é a frequência de operação do transdutor. Os trabalhos na área, conforme foi visto no capítulo 1, utilizam frequências variando entre 1,5 MHz e 7 MHz.

O valor da frequência de operação influi em algumas características da propagação do ultra-som nos tecidos, como resolução axial, atenuação e comprimento de onda, este último

intrinsecamente ligado à resolução da medida.

A resolução axial é definida como a distância mínima entre duas estruturas cujos ecos podem ser discriminados (McDICKEN, 1981). Na figura 2.2(a) têm-se duas superfícies adjacentes, produzindo ecos. Devido à grande separação entre elas, os sinais de eco apresentam-se bem discriminados. À medida que a distância entre as superfícies diminui, os ecos se aproximam até o ponto em que não se consegue distinguí-los (figura 2.2(b)).

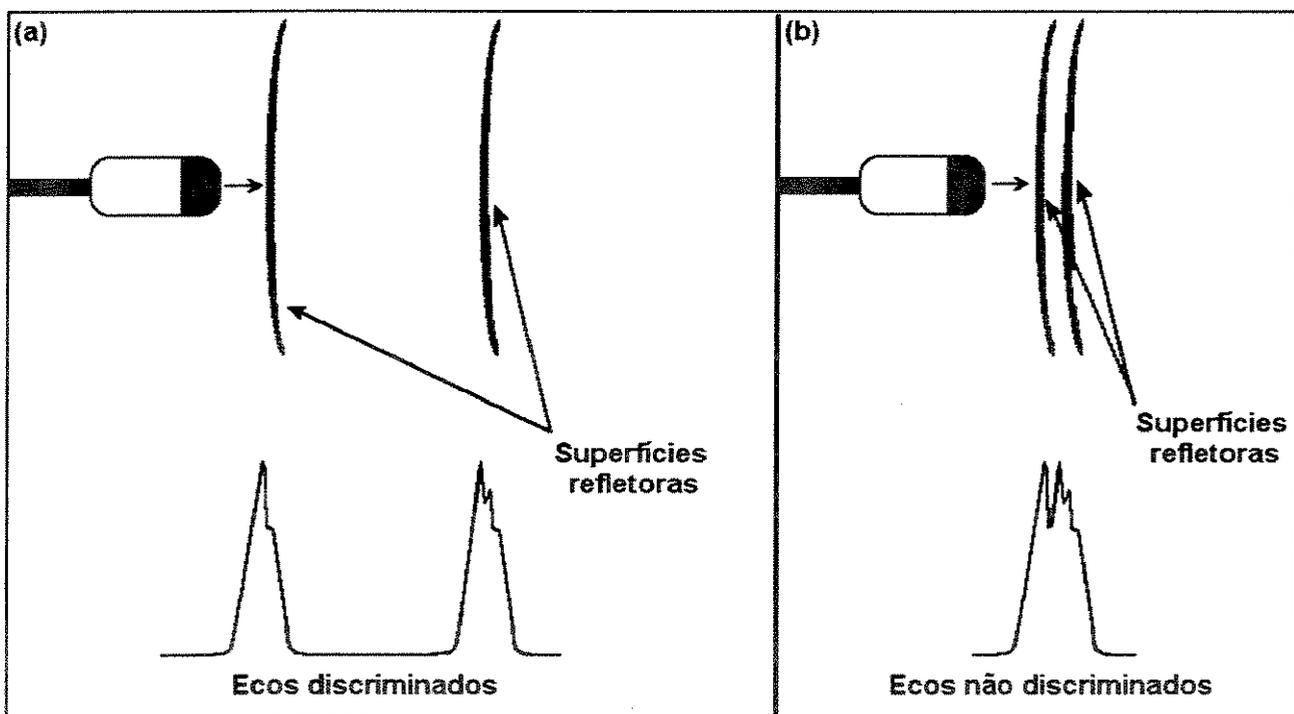


Figura 2.2 - Resolução axial em modo-A.

A resolução axial depende da largura de pulso ultra-sônico (WELLS, 1977; McDICKEN, 1981; CHRISTENSEN, 1988). Pela figura 2.2 pode-se observar que uma boa resolução axial resulta de pulsos ultra-sônicos estreitos, o que na prática é conseguido aumentando-se a frequência.

A tabela 2.1 relaciona os valores típicos de resolução axial com a frequência do sinal

ultra-sônico, tomando a média entre os tecidos moles ($c = 1540$ m/s) (McDICKEN,1981).

Frequência [MHz]	Resolução axial [mm]
1	4,6
2	2,3
5	0,9
10	0,5
15	0,3
25	0,2

Tabela 2.1 - Valores típicos de resolução axial em modo-A (Fonte: McDicken,1981).

A atenuação do sinal é outra variável dependente da frequência de operação do transdutor. Diversos fatores influem no nível de atenuação do sinal ultra-sônico, tais como reflexões, refração (desvio) do pulso na interface, dispersão, absorção, entre outros (McDICKEN, 1981). O aumento da atenuação com a frequência indica que a absorção é um fator importante, sendo que, por vezes, faz-se referência à atenuação através do termo absorção (WELLS, 1977, McDICKEN, 1981).

A absorção do ultra-som é o processo pelo qual a energia de agitação das moléculas, causada pela propagação da onda de pressão, é dissipada principalmente na forma de calor. Conforme o pulso ultra-sônico viaja através do meio, sua intensidade cai exponencialmente com a distância percorrida. Se a frequência cresce, este decaimento torna-se mais acentuado, pois há maior agitação molecular.

Segundo Fish (1990), a equação que descreve a variação de intensidade do pulso ultra-sônico com a profundidade é:

$$I = I_0 e^{-\alpha x} \quad (2.1)$$

onde I é a intensidade do pulso ultra-sônico [W/m^2] à profundidade x [m], I_0 é a intensidade inicial do pulso (profundidade 0) e α é o coeficiente de atenuação [m^{-1}] considerando todos os efeitos de absorção, dispersão, etc.

A medida de intensidade ultra-sônica absoluta é geralmente difícil, em vista dos baixos níveis de sinal praticados. Deste modo, costuma-se quantificar o sinal em relação à intensidade original, como segue:

$$\frac{I}{I_0} = e^{-\alpha x} \quad (2.2)$$

Aplicando a notação em decibel para ambos os termos, a equação 2.2 fica:

$$\begin{aligned} 10 \log_{10}\left(\frac{I}{I_0}\right) &= 10 \log_{10}(e^{-\alpha x}) \\ &= -10\alpha x \log_{10}(e) \\ &= -4,343\alpha x \end{aligned} \quad (2.3)$$

Chamando de μ a constante $4,343\alpha$ e aplicando na equação anterior, vem:

$$\begin{aligned} 10 \log_{10}\left(\frac{I}{I_0}\right) &= -\mu x \\ \therefore \mu &= -\frac{10 \log_{10}\left(\frac{I}{I_0}\right)}{x} \end{aligned} \quad (2.4)$$

A constante μ é o coeficiente de atenuação em dB/m. Este coeficiente é diretamente proporcional à frequência f (MHz) (FISH, 1990), e define a constante de atenuação k :

$$k = \frac{\mu}{f} \quad (2.5)$$

em dB/m · MHz.

Finalmente, k relaciona-se com a intensidade ultra-sônica através da expressão:

$$k = - \frac{10 \log_{10} \left(\frac{I}{I_0} \right)}{f x} \quad (2.6)$$

A tabela 2.2 reúne as estimativas da constante de atenuação k para diversos tecidos.

Tipo de tecido	Constante de atenuação [dB/m · MHz]
Sangue	20
Ossos	1500
Cérebro	90
Gordura	60
Músculo	200
Média nos tecidos moles	70

Tabela 2.2 - Constante de atenuação k para diversos tecidos.

Vale lembrar que o mesmo desenvolvimento feito para a atenuação em intensidade é válido para a atenuação em amplitude de pressão sonora²⁸.

²⁸De acordo com Wells (1977), $I = p^2 / (2 \rho c)$ onde ρ , c e p são respectivamente a densidade [kg/m³], a velocidade do som [m/s], e a amplitude de pressão [N/m²] no meio. Assim, $I/I_0 = [p^2 / (2 \rho c)] / [p_0^2 / (2 \rho c)] = (p/p_0)^2$. Daí:

$$10 \log_{10} \left(\frac{I}{I_0} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{p}{p_0} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{p}{p_0} \right)$$

Outro fator dependente da frequência é a resolução da medida, definida como a menor quantidade incremental que se pode medir com certeza (WEBSTER, 1989). Essa dependência normalmente é expressa em termos do comprimento de onda do sinal, relacionado à frequência através da expressão:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.7)$$

onde c é velocidade do som ou ultra-som no meio em que ele se propaga [m/s], λ é o comprimento de onda [m] e f a frequência [Hz]. A tabela 2.3 assinala os valores de λ para diversos tipos de tecido, em diversas frequências.

Tecidos	Frequência [MHz]					
	1	2	5	10	15	20
Água (20°C)	1,480	0,740	0,296	0,148	0,099	0,074
Gordura	1,460	0,730	0,292	0,146	0,097	0,073
Músculo	1,575	0,786	0,315	0,156	0,105	0,079
Osso	3,300	1,650	0,660	0,330	0,220	0,165
Sangue	1,560	0,780	0,312	0,156	0,104	0,078
Cérebro	1,500	0,750	0,300	0,150	0,100	0,075
MTM*	1,530	0,765	0,306	0,153	0,102	0,077

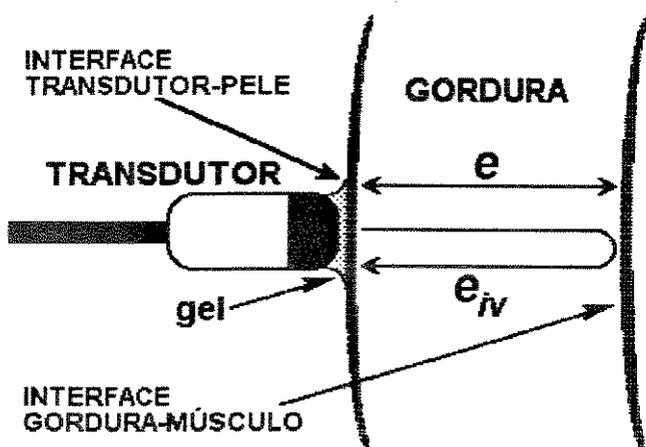
*Média para Tecidos Moles.

Tabela 2.3 - Comprimentos de onda ultra-sônica [mm] em diversos tecidos sob diversas frequências (Fonte: Kinsler, Frey, 1962; Wells, 1977; McDicken, 1981; Hill, 1986; Fish, 1990).

Segundo McDicken (1981), em condições ideais, nas quais um pulso ultra-sônico seja aplicado sobre uma superfície perfeitamente regular, as medidas de tempo/espessura podem ser

feitas com uma resolução da ordem de $\lambda/20$, se a onda sonora incidir sobre a superfície perpendicularmente. Tal valor de resolução ocorre, na prática, somente em sistemas experimentais altamente controlados. Normalmente, considera-se muito boa uma resolução de 1 comprimento de onda (McDICKEN, 1981).

Um último fator que condiciona a escolha da frequência de operação do transdutor é a resolução do sistema de medida digital utilizado, limitada pela frequência do *clock* interno do



microcontrolador que gerencia o sistema de controle. Esta frequência é de 2 MHz, o que resulta em um período de $0,5 \mu\text{s}$ para o *clock* do microcontrolador. Este é o valor mínimo de tempo que o sistema de controle é capaz de medir, e que resulta em uma espessura de gordura $e = 0,365 \text{ mm}$, para uma velocidade do som²⁹ de 1460 m/s, considerando que o

trajeto do pulso é o dobro a espessura ($e_{iv} = 2e$ — ver esquema ao lado). Esta é a menor espessura que se pode medir com o sistema considerado.

Comparando este valor com os dados da tabela 2.3, observa-se que um valor de resolução em torno de 0,3 mm pode ser obtido com uma frequência de ressonância de 5 MHz. Neste caso, conforme indica a tabela 2.1, a resolução axial será de 0,9 mm, e o coeficiente de

²⁹Média das velocidades indicadas por Kinsler e Frey (1962), Wells (1977), McDicken (1981), Hill (1986) e Fish (1990).

atenuação para intensidade de pulso ultra-sônico, pelo exposto anteriormente, será de $\mu = 60$ dB/m.

Por estas razões, a frequência de operação escolhida para o transdutor foi 5 MHz, que deverá operar na ressonância, visto que esta é a condição que possibilita melhor rendimento, com um mínimo de reflexão para a fonte (WELLS, 1977; HILL, 1986).

2.2.2 - Análise do campo acústico

Com o objetivo de obter as especificações finais do transdutor ultra-sônico (geometria da face; diâmetro, para geometria circular; tipo — focalizado ou não-focalizado) para o desenvolvimento da instrumentação de medida, foram feitos alguns experimentos para se determinar o campo acústico de alguns transdutores, tendo como ponto de partida a análise teórica de Kinsler e Frey (1962) e a numérica de Zemanek (1971).

A teoria que descreve o comportamento do campo acústico não será extensivamente desenvolvida aqui. Alguns resultados serão utilizados e, apenas quando necessário, serão feitas incursões mais detalhadas em pontos que vierem a se mostrar relevantes ao desenvolvimento deste trabalho.

A descrição do campo acústico gerado a partir de uma fonte plana de geometria arbitrária utiliza como conceito fundamental o Princípio de Huygens na forma descrita por Frésnel (HARRIS, 1981), considerando que todo ponto da superfície emissora comporta-se como uma fonte esférica emissora de ondas, conforme ilustra a figura 2.3.

A descrição do campo acústico produzido por uma fonte plana é geralmente dividida em duas partes: (a) uma limitada às vizinhanças da fonte, denominada região de campo próximo ou região de difração de Frénel e (b) uma segunda região, situada após a anterior, denominada região de campo distante ou região de Fraunhofer.

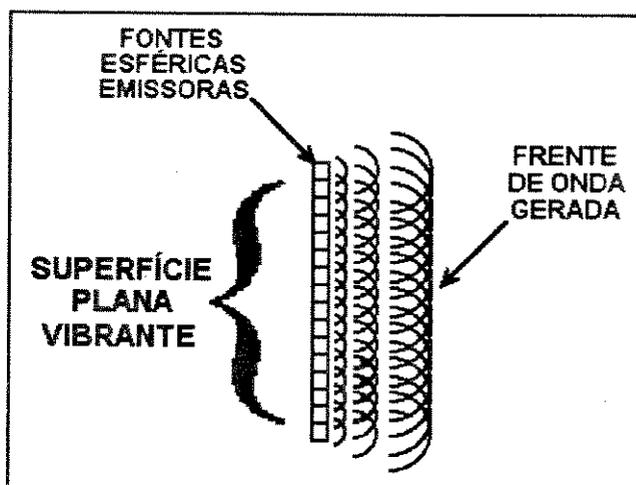


Figura 2.3 - Princípio de Huygens.

Em um ponto localizado no espaço a uma determinada distância da fonte, o campo acústico é formado pelas contribuições das diversas fontes, de acordo com o princípio de Huygens. No campo próximo, onde as contribuições dessas fontes estiverem em fase, elas interferem umas sobre as outras de maneira construtiva, resultando em amplitude máxima do campo acústico naquele ponto; mas, onde elas estiverem em contra-fase (defasadas de 180°), ocorre interferência destrutiva e, conseqüentemente, há um mínimo de amplitude. Valores de fase entre 0° e 180° resultam em valores de amplitude de campo entre o máximo e o mínimo. Essas variações de fase ocorrem devido às variações nas distâncias dos caminhos das fontes pontuais, dispostas na superfície do transdutor, até a posição do ponto no espaço. No caso do campo distante, as distâncias até o ponto no espaço podem ser consideradas iguais, visto que elas são muito grandes em relação à distância que separa as diversas fontes na superfície do transdutor, resultando daí que há sempre interferência construtiva (KINSLER, FREY, 1962; WELLS, 1977).

De acordo com a geometria da fonte, modificam-se as características da distribuição do

campo nas regiões de campo próximo e distante. As geometrias de transdutor mais comumente utilizadas em modo-A, são a circular e a quadrada (McDICKEN, 1981). Neste trabalho, foi utilizado um transdutor de geometria circular, visto que este possui um campo acústico mais bem comportado na região de Frésnel e, para um transdutor quadrado de lado igual ao seu diâmetro, o campo próximo se estende para além da região correspondente de um transdutor circular (WELLS, 1977).

Para se escolher o raio do transdutor e o tipo (focalizado ou não-focalizado), é necessário analisar alguns resultados que descrevem o comportamento do campo acústico, além de algumas de suas características dentro do meio de interesse (tecido adiposo).

2.2.2.1 - Raio

Assumindo que o raio do transdutor seja a e que sua superfície fique no plano xy , com centro coincidente com a origem das coordenadas, conforme ilustra a figura 2.4, a radiação será simétrica sobre o eixo z , sendo suficiente especificar a posição de um ponto no espaço através das coordenadas esféricas r e θ , onde r é a distância radial do centro do transdutor circular e θ é o ângulo entre o

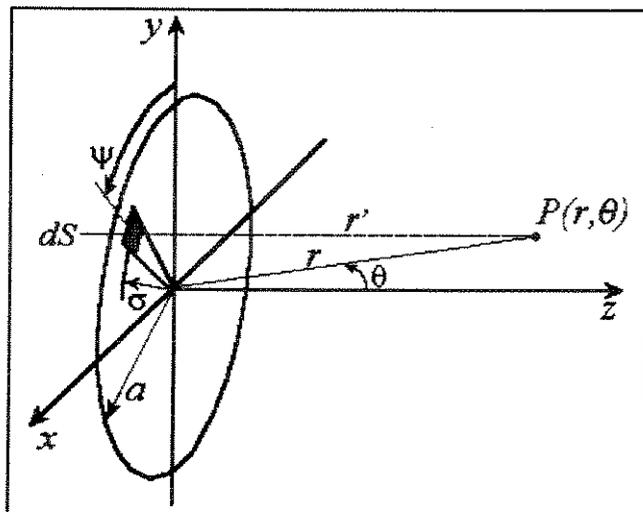


Figura 2.4 - Sistema de coordenadas utilizado no cálculo do campo de pressão sonora de um transdutor circular de superfície plana.

vetor radial³⁰ e o eixo z.

Seja r' a distância de um elemento de área dS na superfície do transdutor circular a um ponto $P(r, \theta)$, na região de medida. A pressão acústica dp produzida neste ponto, devida a dS , de acordo com Kinsler e Frey (1962), é:

$$dp = \frac{j\rho ck}{2\pi r'} U_0 dS e^{j(\omega t - kr')} \quad (2.8)$$

onde ω é a frequência angular, $j = (-1)^{1/2}$, k é o número de onda ($k = \omega/c = 2\pi/\lambda$), U_0 é a amplitude máxima da velocidade da vibração na superfície do transdutor [m/s], ρ é a densidade [kg/m³] e c é a velocidade do som [m/s] no meio de propagação da onda ultra-sônica, e r' é a distância do ponto $P(r, \theta)$ à área incremental $dS = \sigma d\sigma d\psi$.

Segundo Kinsler e Frey (1962), pelo princípio de *Huygens* a pressão p no ponto de observação $P(r, \theta)$ é a somatória das contribuições de cada elemento de área dS , podendo ser escrita como:

$$p = \frac{j\rho ck}{2\pi} U_0 \int_0^a \sigma d\sigma \int_0^{2\pi} \frac{e^{j(\omega t - kr')}}{r'} d\psi \quad (2.9)$$

A figura 2.5 ilustra a distribuição de pressão no espaço, descrita pela equação 2.9, para valores particulares de a e λ .

Pela aplicação da Lei dos Cossenos ao triângulo de lados r' , r e σ da figura 2.4, a distância r' pode ser escrita como:

$$r' = \sqrt{r^2 + \sigma^2 - 2r\sigma \cos\theta \cos\psi} \quad (2.10)$$

onde r é a distância do ponto $P(r, \theta)$ ao centro do transdutor. Se a equação 2.10 for diretamente

³⁰O vetor radial liga o centro do transdutor circular e o ponto $P(r, \theta)$.

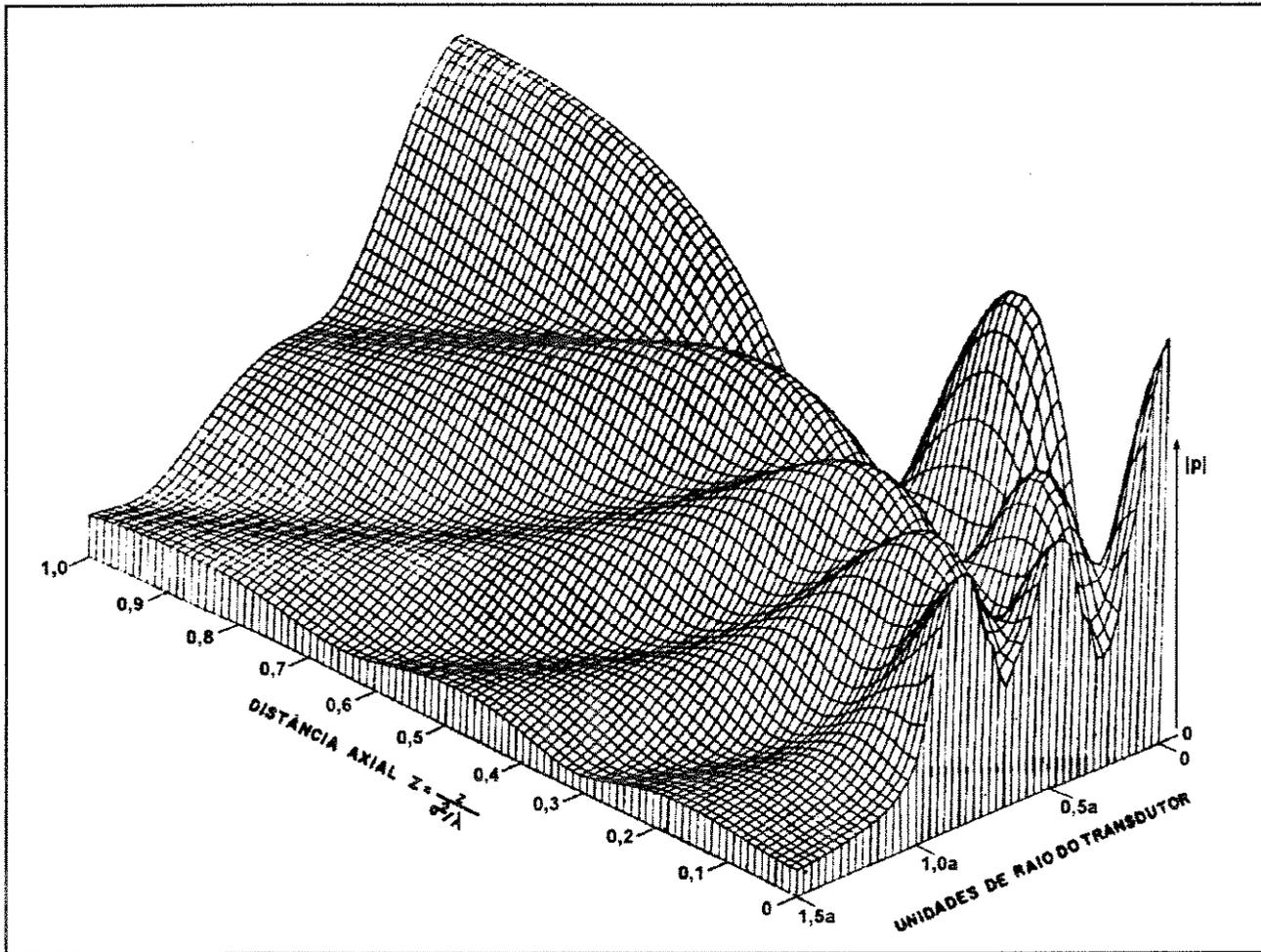


Figura 2.5 - Magnitude da pressão sonora de um transdutor circular (Fonte: Zemanek, 1971).

substituída na equação 2.9, a integral não é determinável. Mas se a distância até o ponto $P(r, \theta)$ for grande em relação ao raio do transdutor, ou seja, $r \gg a \geq \sigma$, a seguinte aproximação para r' pode ser feita:

$$r' = r - \sigma \sin\theta \cos\psi \tag{2.11}$$

Substituindo a equação 2.11 em 2.9 e integrando a expressão resultante, a pressão pode

ser expressa como:

$$p = \frac{j\rho cka^2U_0}{2r} e^{j(\omega t - kr)} \frac{2J_1(ka\sin\theta)}{ka\sin\theta} \tag{2.12}$$

onde $J_1(x)$ é a função de *Bessel* do primeiro tipo e de primeira ordem. Esse resultado é válido no campo distante, para distâncias grandes comparadas ao raio do transdutor.

Wells (1977) reporta que o último ponto de máximo no eixo da distribuição da pressão sonora é freqüentemente utilizado como uma estimativa do início da transição entre o campo próximo e o distante. A relação que descreve a distribuição da intensidade da pressão, ao longo do eixo z (ver figura 2.4) do campo acústico é:

$$\frac{I_z}{I_0} = \text{sen}^2\left[\frac{\pi}{\lambda}(\sqrt{a^2 + z^2} - z)\right] \quad (2.13)$$

com I e I_0 como definidos para a equação 2.1. Um gráfico representando o comportamento típico da equação 2.13 é mostrado na figura 2.6.

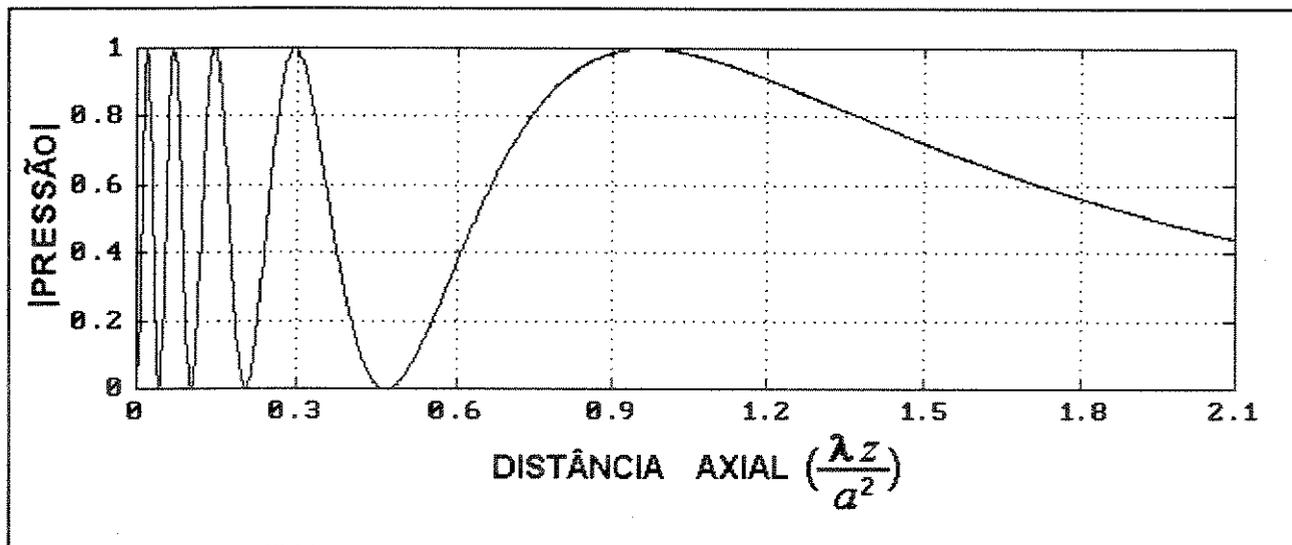


Figura 2.6 - Intensidade de pressão normalizada ao longo do eixo central (z) do campo acústico.

Soluções particulares da equação 2.13 levam aos valores dos pontos de máximo e de mínimo, mostrados nas equações 2.14 e 2.15, respectivamente.

$$z_{m\acute{a}x} = \frac{4a^2 - \lambda^2(2m + 1)^2}{4\lambda(2m + 1)} \quad (2.14)$$

$$z_{m\acute{i}n} = \frac{a^2 - \lambda^2 n^2}{2n\lambda} \quad (2.15)$$

onde $m \in \mathbb{N} (0, 1, 2, \dots)$ e $n \in \mathbb{N}^* (1, 2, 3, \dots)$.

A posição do último máximo de pressão ocorre, ao longo do eixo z , em:

$$z'_{m\acute{a}x} = \frac{4a^2 - \lambda^2}{4\lambda} \quad (2.16)$$

Se $a^2 \gg \lambda^2$, esta equação pode ser simplificada para:

$$z'_{m\acute{a}x} = \frac{a^2}{\lambda} \quad (2.17)$$

Zemanek (1971), estudando o comportamento do campo próximo de um transdutor circular, estabelece uma melhor estimativa para a fronteira entre os dois campos, situando o início da região de Fraunhofer em

$$z = 0,75 z'_{m\acute{a}x} = 0,75 \frac{a^2}{\lambda} \quad (2.18)$$

Outro componente a se considerar na escolha do raio do transdutor é o ângulo de divergência do campo acústico no campo distante caracterizado pelo fator

$$D = \frac{2J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \quad (2.19)$$

presente na equação 2.12. Este fator é chamado de fator de diretividade (KINSLER, FREY, 1962) e indica que a distribuição de energia na região de *Fraunhofer* está confinada dentro de lobos, conforme ilustra a figura 2.7(b) (CHRISTENSEN, 1988).

A explicação deste comportamento reside no denominador da equação 2.19 e no

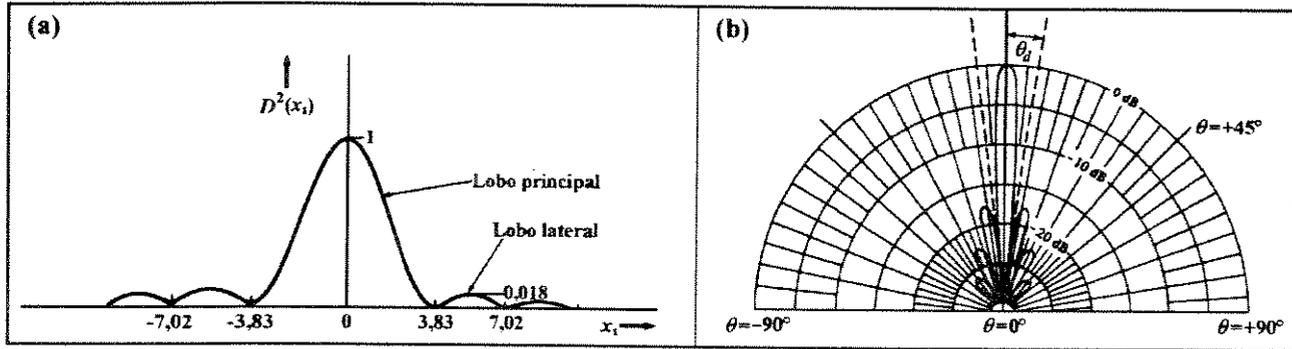


Figura 2.7 - Padrões de radiação para o campo distante (Fonte: Christensen, 1988).

comportamento da função de $J_1(x)$, que levam a densidade de potência a cair rapidamente conforme a distância lateral, e conseqüentemente o ângulo θ , aumentam. Além disso, conforme a função $J_1(x)$ oscila com o aumento de $ka \text{ sen}\theta$, repetem-se os zeros e os picos na função diretividade (figura 2.7(a)), gerando os lobos laterais que aparecem no padrão de irradiação da figura 2.7(b).

É importante perceber que a maior parte da potência entregue ou recebida pelo campo, está contida no lobo principal do padrão de radiação, e é reduzida a zero nos ângulos $\pm\theta_1$ dados por:

$$\theta_1 = \arcsen\left(\frac{3,83}{ka}\right) = \arcsen\left(0,61 \frac{\lambda}{a}\right) \quad (2.20)$$

Em relação aos lobos laterais, de acordo com o ilustrado na figura 2.7(b), os próximos zeros da função $J_1(x)$ ocorrem em 7,02; 10,15; etc, e os primeiros lobos laterais estão limitados por $\pm\theta_1$ e $\pm\theta_2$ igual a:

$$\theta_2 = \arcsen\left(\frac{7,02}{ka}\right) = \arcsen\left(1,12 \frac{\lambda}{a}\right) \quad (2.21)$$

Segundo Kinsler e Frey (1962) e Wells (1977), a intensidade máxima da pressão acústica

no primeiro lobo lateral (se ele existe) é cerca de 18 dB menor que a intensidade máxima do lobo principal.

A característica que a diretividade imprime ao campo acústico depende do raio do transdutor. Se o raio for grande ($a > \lambda$) o padrão de radiação é concentrado em torno do eixo central, mas existem lobos laterais que, segundo Fish (1990), podem dar origem a ruídos, devido a estruturas fora da direção axial do transdutor. Em contrapartida, se o raio for pequeno ($a < \lambda/2$), o padrão de radiação produz uma onda de pressão cujo feixe se espalha consideravelmente à medida que se afasta do transdutor, não apresentando, contudo, lobos laterais.

McDicken (1981) propõe que o ângulo θ_1 , que encerra o lobo principal, como medida do ângulo de divergência do campo distante, na forma ilustrada na figura 2.8, que reúne também a estimativa da fronteira entre os campos próximo e distante, descrita por Zemanek (1971).

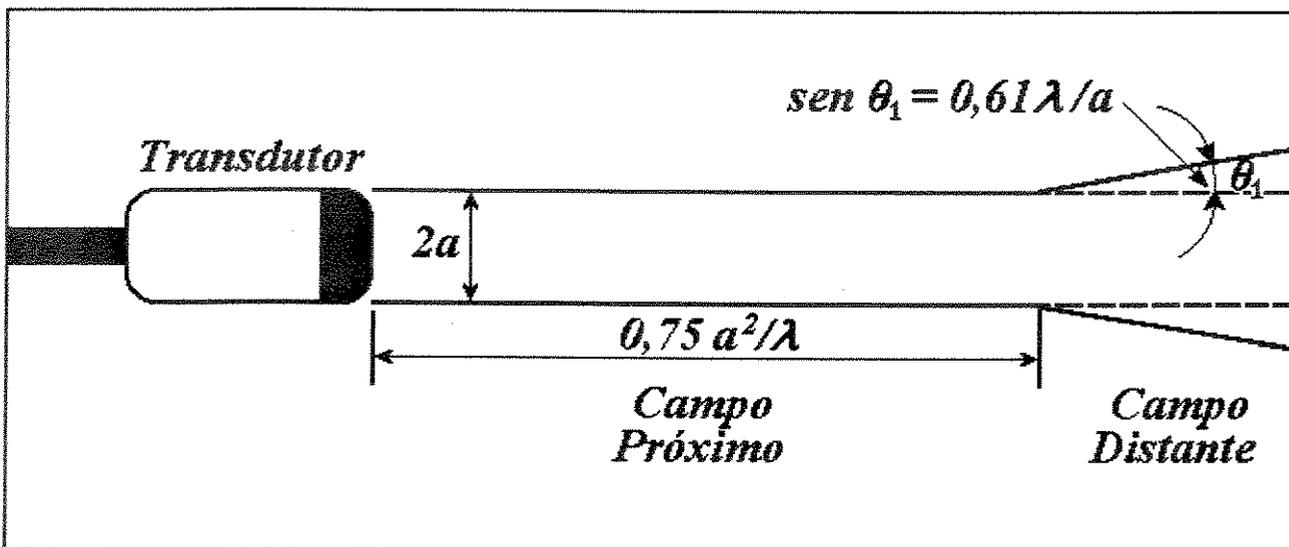


Figura 2.8 - Campo ultra-sônico simplificado para um transdutor circular.

A tabela 2.4 reúne os dados concernentes à fronteira entre os campos próximo e distante e o ângulo de divergência do campo distante, para valores de raio de transdutores encontrados no mercado especializado (McDICKEN,1981).

Diâmetro ($2a$) [mm] (valores comerciais)	Fronteira entre os campos próximo e distante [mm]	Ângulo de divergência do campo distante
2	2,5	10°22'
3	5,7	6°53'
5	15,9	4°7'
6	22,9	3°26'
8	40,7	2°34'
10	63,6	2°4'
13	107,4	1°35'
15	143,0	1°22'
20	254,2	1°1'

Tabela 2.4 - Fronteira entre campos próximo e distante e ângulo de divergência do campo distante para diâmetros normalmente utilizados em ultra-som diagnóstico (Fonte: McDicken, 1981).

Além do conjunto de variáveis apresentado anteriormente, uma consideração adicional deve ser feita, na escolha do valor do raio do transdutor: de acordo com os dados da tabela 2.4 e os fatores descritos anteriormente, valores razoáveis de diâmetro estariam na faixa entre 3 mm e 6 mm, no máximo. No entanto, devido à pequena área de contato com a pele, pressões exercidas com a ponta do transdutor resultam em deformação da camada de tecido adiposo. Assim, como Wittingham (1962) e Volz e Ostrove (1984), percebeu-se a necessidade de um

acoplador mecânico para aumentar a área de contato entre o transdutor e a pele. A proposta de acoplador sugerida, bem como as vantagens que se obteve a partir da escolha do valor do raio em sua construção, estão descritas mais adiante.

Desta forma, conhecendo o comprimento de onda do sinal e analisando as posições das interfaces gordura-músculo verificadas para diversos grupos de pessoas, que normalmente se situam na faixa entre 5 mm e 15 mm (BOOTH, GODDARD, PATON, 1966; VOLZ, OSTROVE, 1984), considerando a faixa de medida de equipamentos comerciais de ultra-som, para medida de tecido adiposo subcutâneo³¹ e seguindo recomendações de Zemanek (1971) de trabalhar o máximo possível dentro do campo distante (i.e, evitando ao máximo o conjunto de variações característico do campo próximo), além de levar em conta as características construtivas do acoplador, caracterizou-se o raio do transdutor em 3 mm (diâmetro 6 mm).

2.2.2.2 - Tipo de transdutor

A focalização do campo acústico é um processo pelo qual, através do uso de lentes apropriadas, ou por outros processos que fogem ao escopo deste trabalho, pode-se intensificar o campo sonoro numa determinada região. A essa região denominou-se ponto focal, ou simplesmente foco do feixe de ultra-som. A figura 2.9 ilustra o conceito.

Como a teoria que trata de campos ultra-sônicos de transdutores não-focalizados ainda requer pesquisa adicional (CHIVERS, 1981), desenvolveu-se um experimento para mapear o campo

³¹Ithaco - Body Composition Meter: profundidade máxima = 100 mm.

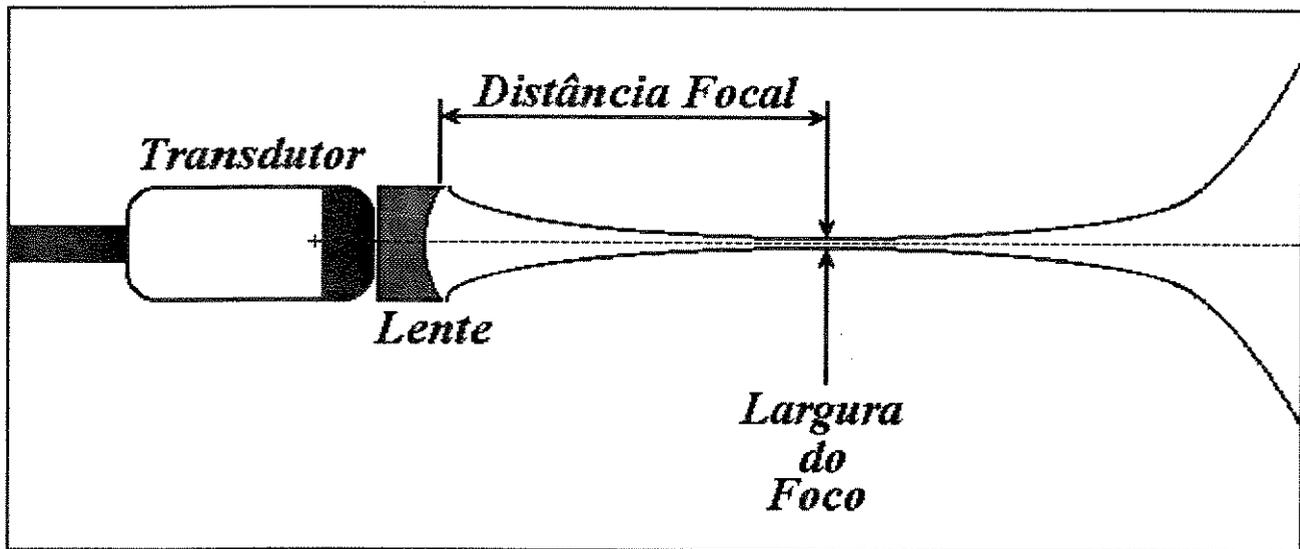


Figura 2.9 - Focalização do campo acústico.

acústico do transdutor focalizado disponível. Levantou-se também o campo acústico do transdutor não-focalizado, confirmando-se os resultados teóricos apresentados anteriormente. O levantamento dos dados foi feito no Laboratório de Mecatrônica e Automação da Faculdade de Engenharia Mecânica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, sendo o experimento descrito como segue (ver figura 2.10):

1. Materiais: transdutores ultra-sônicos FUNBEC, modelos 107509H 5,0 MHz/ ϕ 6 mm não-focalizado e 161563H 5,0 MHz/ ϕ 6 mm focalizado; hidrofone tipo NP1000, modelo TNU001A, fabricado por NTR Systems Inc.®), para captação do sinal de ultra-som; duas escalas graduadas em mm

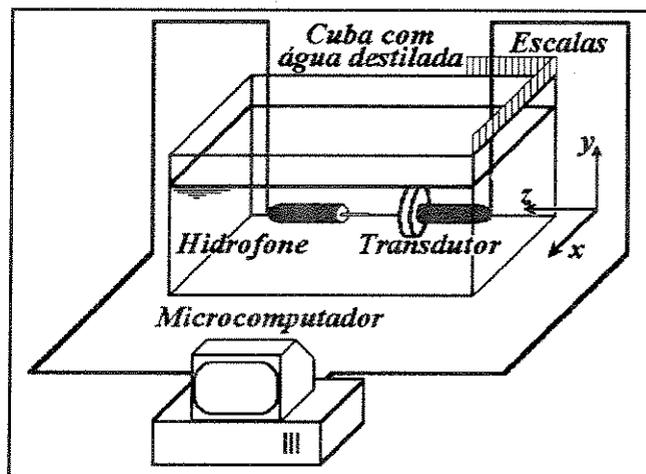


Figura 2.10 - Levantamento de campo acústico - montagem.

para medida da localização espacial do hidrofone; uma cuba com água destilada; programa de computador *UDASP*[®] (*Ultrasonic Data Acquisition and Signal Processing* - Versão 1.04 - ©1989-91, *UltraOptec Inc.*[®]; ©1989-90, *National Research Council Canada*; ©1989-90, *CRC Technologies*[®]), instalado em um microcomputador IBM-PC/486, para gerenciamento da medida da pressão acústica na posição onde se encontra o hidrofone; programa de computador desenvolvido em *MATLAB*[®], versão 3.5j, para refinamento e apresentação dos resultados.

2. Procedimento: em um sistema de coordenadas xyz com a origem no centro da face do transdutor circular, o hidrofone desloca-se no plano xz , dentro dos limites $5 \text{ mm} \leq z \leq 80 \text{ mm}$ e $-21 \text{ mm} \leq x \leq 21 \text{ mm}$, com incrementos de 3 mm; em cada um desses pontos o programa *UDASP*[®] calcula um valor relativo da intensidade de pressão. Os valores dos pontos e da intensidade assim obtidos são refinados pelo programa desenvolvido em *MATLAB*[®] (anexo A) através de uma interpolação cúbica, gerando a distribuição espacial de pressão sonora. O resultado desta distribuição encontra-se nas figuras 2.11 e 2.12 para os transdutores focalizado e não-focalizado, respectivamente.

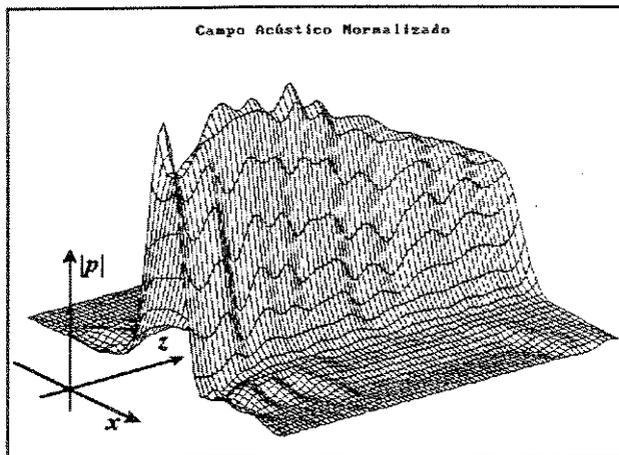


Figura 2.11 - Campo acústico do transdutor focalizado.

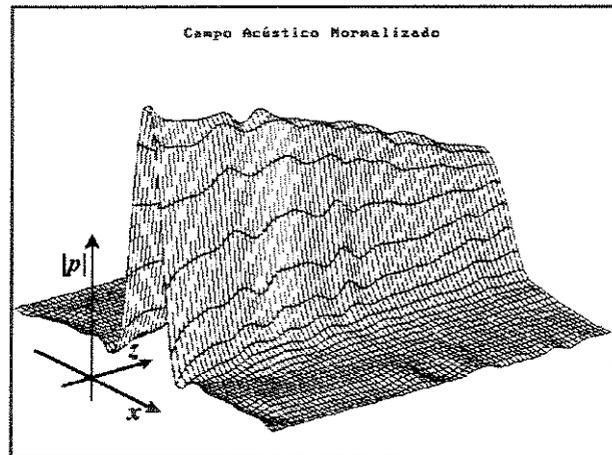


Figura 2.12 - Campo acústico do transdutor não-focalizado.

Para comparar o comportamento do campo dos dois transdutores, utiliza-se a componente axial do campo acústico. As figuras 2.13 e 2.14 mostram essa componente. Adotando este procedimento, percebe-se que o campo do transdutor focalizado tem seu máximo de pressão com um valor mais elevado que o transdutor não-focalizado, que ocorrem respectivamente, a uma distância de 35 mm e 30 mm da origem. Entretanto, como a posição da interface gordura-músculo varia em uma faixa larga, somente ocasionalmente se aproveitaria o campo acústico mais intenso do ponto focal. Além disso, fora dessa faixa o campo do transdutor focalizado tem um decaimento mais acentuado que do não-focalizado, este com decaimento mais constante em toda a região de campo distante.

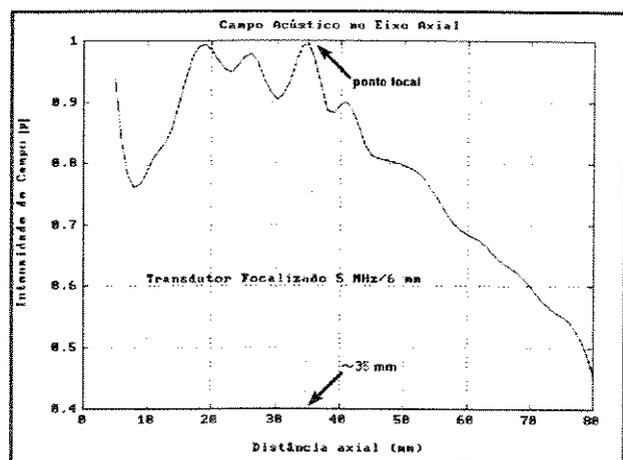


Figura 2.13 - Campo acústico no eixo longitudinal do transdutor focalizado.

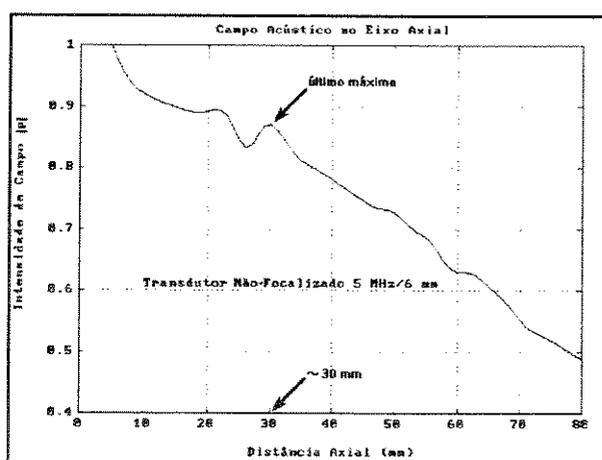


Figura 2.14 - Campo acústico no eixo longitudinal do transdutor não-focalizado.

Convém ressaltar também que o comportamento do campo próximo do transdutor focalizado apresenta mais irregularidades que o do não-focalizado, cujos valores teóricos obtiveram uma boa concordância com os do experimento, e que caracterizou a fronteira entre os campos próximo e distante a uma distância de aproximadamente 22,5 mm ($\frac{3}{4}$ da posição do

último máximo, em 30 mm), resultado bastante próximo dos 22,9 mm constantes da tabela 2.4.

Por essas razões, justifica-se a utilização do transdutor não-focalizado neste trabalho.

2.3 - Acoplador

Conforme mencionado no final do item 2.2.2.1, um acoplador mecânico foi idealizado no sentido de impedir que a pressão da ponta do transdutor de ultra-som deformasse a camada de tecido adiposo subcutâneo a ser medida. Trabalhos anteriores utilizavam peças cilíndricas de plástico (*Perspex* ou *Lucite*) que se encaixavam à cabeça do transdutor aumentando a área de contato do transdutor com a pele e assim reduzindo a deformação de contato com a pele (WITTINGHAM, 1962; VOLZ, OSTROVE, 1984). O problema deste tipo de acoplador é que o aparecimento de outras interfaces entre transdutor e pele contribui para a geração de ruídos, resultante dos ecos destas novas interfaces (VOLZ, OSTROVE, 1984).

O acoplador desenvolvido neste trabalho não encontra implementação similar na literatura. A proposta de dispositivo de acoplamento deveria "casar" a impedância mecânica da pele com a impedância da face do transdutor e, além disso, colocar a região de medida (camada de gordura subcutânea) na região de campo distante, sem introduzir distorções ou atenuação no sinal de ultra-som.

A idéia era utilizar uma face móvel que, tocando a pele do paciente, se deformasse evitando a deformação da camada de gordura. O acoplador foi concebido na forma de um cilindro oco, cuja cavidade foi preenchida com água destilada e deionizada, com uma membrana

de látex para a contenção do líquido colocada na interface de contato com a pele. Assim, comprimindo-se o transdutor contra a pele, a mobilidade da membrana assimila o deslocamento imposto à camada do tecido.

Para garantir uma boa mobilidade à membrana de contato, foi idealizado um dispositivo de compensação de volume, de tal modo que a pressão da água dentro do acoplador se mantenha constante. Isso foi possível através da implementação de um outro corpo cilíndrico oco, também com uma câmara interna separada do meio externo por uma membrana de látex. Este dispositivo fica anexo à lateral do corpo cilíndrico do acoplador, ambos tendo suas câmaras internas interconectadas. A figura 2.15 mostra o acoplador implementado. O projeto do acoplador, com suas dimensões e montagem se encontram no anexo B.

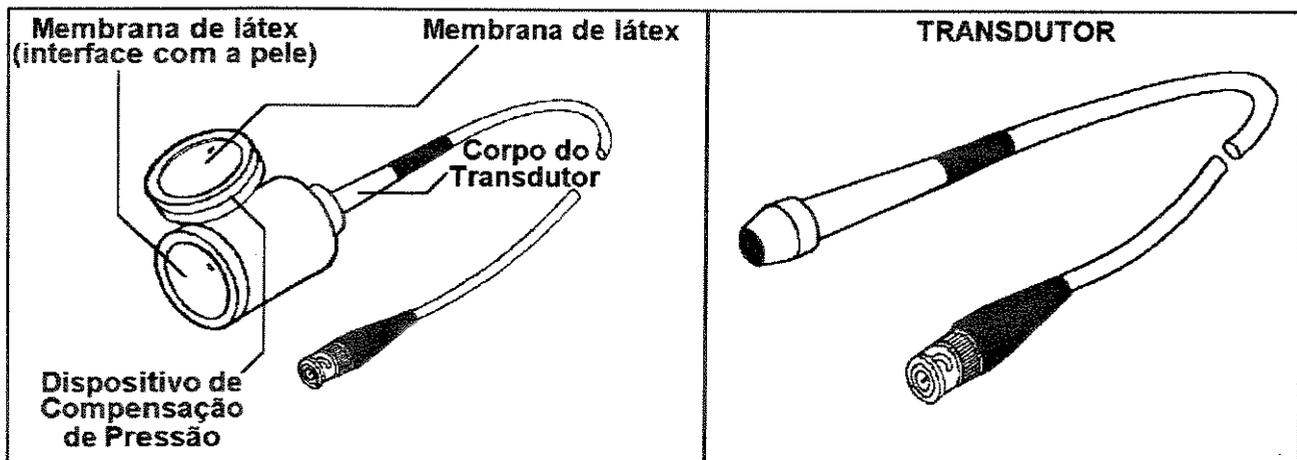


Figura 2.15 - Acoplador desenvolvido. Ao lado um detalhe do transdutor utilizado.

O acoplador foi feito em acrílico, o que lhe confere leveza e resistência. As membranas utilizadas são: (1) membrana de contato com a pele: preservativo Jontex® comum, fabricado pela *Johnson & Johnson S/A*. Segundo dados obtidos através do departamento de serviço ao

consumidor da empresa, a espessura do látex utilizado na confecção da membrana varia entre 60 μm e 90 μm , com uma densidade de 0,935 g/ml e módulo de elasticidade igual a 58,17 kgf/cm².

(2) membrana de compensação de pressão: luva cirúrgica comum, mais espessa que o preservativo.

O comprimento do corpo do acoplador é de 22,5 mm, igual à fronteira entre campo próximo e distante, ficando a membrana levemente abaulada para fora.

Para se estimar o valor mínimo do raio interno do corpo cilíndrico, levou-se em consideração as curvas de nível de -3 dB e -6 dB da figura 2.12, que são vistas de cima na figura 2.16. Nestas curvas a intensidade do

campo é igual a 50% e 25% da intensidade máxima, respectivamente. O valor mínimo do raio foi de 3 mm. Na prática, entretanto, foi definido um diâmetro de 30 mm, suficiente para não perturbar o campo acústico irradiado e para que a área de contato da membrana com a pele fosse grande, garantindo à membrana uma boa mobilidade. O diâmetro externo de 40 mm assegura uma distribuição do esforço aplicado no transdutor sobre uma área de pele quase 50 vezes maior que no caso do transdutor somente.

Detalhes adicionais sobre o desempenho do acoplador junto aos diversos sistemas desenvolvidos serão comentados posteriormente neste capítulo. Os resultados dos testes da

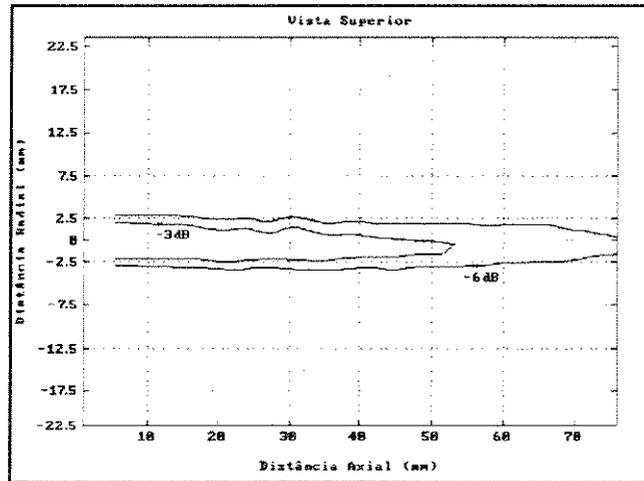


Figura 2.16 - Curvas de nível de -3 dB e -6 dB do campo acústico do transdutor não-focalizado.

influência exercida por ele sobre o campo acústico são dados no capítulo 3.

2.4 - Considerações adicionais para o projeto dos circuitos

Algumas grandezas foram definidas anteriormente com o objetivo de caracterizar as especificações que os diversos circuitos deverão atingir, sendo que outras serão definidas para que se possa fechar o conjunto dessas especificações.

Em primeiro lugar, é mister que se façam analogias entre as grandezas mecânicas e elétricas, relacionadas umas às outras pela atuação do transdutor de ultra-som. Assim, quando se fala em intensidade do ultra-som, uma grandeza mecânica, deve-se relacioná-la à potência elétrica do sinal, uma grandeza elétrica. Da mesma forma, à amplitude da pressão sonora, corresponde uma tensão ou voltagem elétrica.

Uma grandeza definida no capítulo 1 é a impedância acústica, descrita pela relação:

$$Z = \rho c \quad (2.22)$$

onde ρ e c são a densidade e a velocidade de propagação do meio, conforme definido anteriormente. A relação descrita pela equação 2.22 é análoga àquela existente entre tensão e corrente elétrica, descrita pela Lei de Ohm, para a pressão e a velocidade de vibração de partículas solicitadas pela onda de ultra-som. É a impedância acústica que descreve algumas características importantes do comportamento do sinal ultra-sônico, como sua reflexão e transmissão enquanto se propaga através dos diversos tecidos. A tabela 2.5, na página seguinte, assinala os valores de ρ , c e Z em diversos meios.

Meio	ρ (g/ml)	c (m/s)	Z [kg/(m ² s)] ($\times 10^6$)
Água (20°C)	1	1480	1,48
Ar (CNTP)	0,0012	330	0,0004
Cérebro	1,03	1540	1,58
Gordura	0,92	1460	1,34
Músculo	1,07	1550	1,65
Osso	2,23	3500	7,80
Sangue	1,04	1560	1,62
MTM*	1,07	1530	1,63

*Média para Tecidos Moles

Tabela 2.5 - Densidades, velocidades e impedâncias acústicas para alguns materiais e tecidos (Fonte: Kinsler, Frey, 1962; Wells, 1977; McDicken, 1981; Hill, 1986; Fish, 1990).

Um elemento importante para a especificação de algumas características do circuito, tais como o seu fator de amplificação é o índice de reflexão, no caso deste trabalho, apenas para incidência perpendicular da onda de ultra-som sobre a interface. Este índice indica, para a intensidade da onda ultra-sônica, qual a porção da energia que é refletida pela interface entre os tecidos e, para a sua amplitude, a parcela de pressão refletida. O índice de reflexão para a intensidade, é dado pela expressão (HILL, 1986):

$$r = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2 \quad (2.23)$$

Para a amplitude de pressão ultra-sônica, o índice de reflexão é definido pela seguinte expressão (HILL, 1986):

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (2.24)$$

A tabela 2.6 mostra os valores dos coeficientes de reflexão para intensidade e amplitude de pressão sonora em porcentagem.

Exemplo de cálculo para o caso de uma camada de gordura subcutânea de 80 mm e espessura³²:

Interface	r (%)	R (%)
água/MTM*	0,23	4,82
ar/MTM	99,90	99,95
gordura/músculo	1,08	10,37
gordura/osso	49,95	70,68
músculo/osso	42,35	65,08
sangue/músculo	0,02	1,23

*Média nos tecidos moles

Para um pulso ultra-sônico de amplitude de pressão p_0 e intensidade I_0 aplicado à

Figura 2.6 - Índice de reflexão percentual para intensidade e amplitude de pressão ultra-sônica.

superfície da pele, o eco resultante, levando-se em conta os coeficientes de atenuação da gordura (60 dB/m · MHz) e reflexão da camada gordura/músculo (que insere uma atenuação adicional de 19,7 dB), terá a seguinte amplitude e intensidade³³:

$$P_{eco} = \frac{p_0}{2512} \quad (2.25)$$

$$I_{eco} = \frac{I_0}{6309574} \quad (2.26)$$

Isto significa que, para recuperar um eco proveniente de uma interface gordura-músculo nesta profundidade deve-se amplificar o sinal em, aproximadamente, 70 dB (24 dB de atenuação na ida do pulso até a interface gordura-músculo + 19,7 dB de atenuação devida à reflexão na

³²Valor de espessura na qual a intensidade de campo acústico na linha axial, cai para 25% da inicial, conforme indicado pela figura 2.16.

³³Valores para a frequência de 5 MHz.

interface + 24 dB de atenuação no retorno do pulso ao transdutor = 68 dB de atenuação total).

Aplicando os diversos conceitos e grandezas definidas à medida de espessura de gordura, pode-se também especificar o tipo de sinal e a potência elétrica a ser entregue pelo transdutor ao meio a ser medido.

2.4.1 - Sinal utilizado para a excitação do transdutor

Os sinais de excitação normalmente utilizados em sistemas ultra-sônicos pulso-eco são pulsos estreitos, semelhantes a uma função impulso $\delta(t)$ visando promover uma grande perturbação inicial ao transdutor de ultra-som, que depois oscila na sua própria frequência de ressonância. Este tipo de sinal é simples de produzir e confere uma resolução axial razoável ao sistema de medida, que pode ser melhorada se o número de oscilações produzido pelo transitório do transdutor for reduzido.

Além disso, quando se utiliza um impulso, um conjunto "infinito" de harmônicos é fornecido ao transdutor, cabendo a ele filtrar as componentes que estiverem fora da frequência de ressonância. No entanto, o transdutor apresenta outras frequências de ressonância além da principal, originadas pelos seus vários modos de vibração e estas ressonâncias podem introduzir sinais indesejáveis no sinal de excitação do transdutor.

Com o objetivo de evitar estes problemas, neste trabalho utilizou-se como sinal de excitação um pulso estreito de senóide, na frequência de operação do transdutor (5 MHz), multiplicado por um semiciclo de senóide de frequência igual a 1 MHz, na forma ilustrada pela

figura 2.17. A idéia é excitar o transdutor com um sinal que possa reduzir o número de oscilações geradas por um sinal na forma de impulso, "levando" o transdutor até a frequência de ressonância através do aumento gradual da amplitude da senóide e voltando à posição de repouso. Ao mesmo tempo, procura-se produzir um espectro de

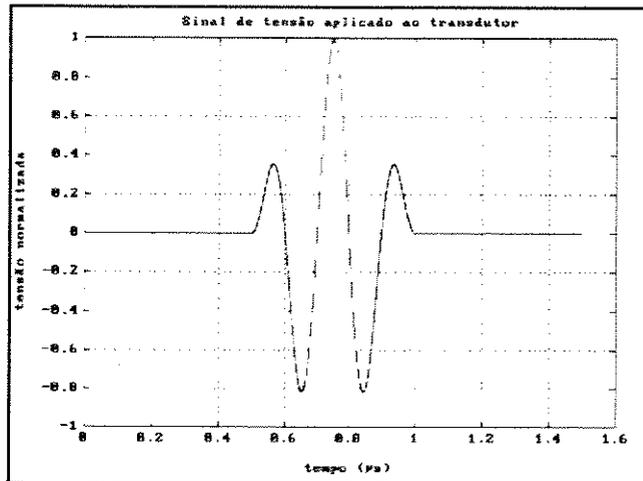


Figura 2.17 - Forma do sinal idealizado para excitar o transdutor de ultra-som.

freqüências mais estreito que o da função impulso para o sinal de excitação, minorando os efeitos da atenuação sobre harmônicos de altas freqüências que porventura sejam gerados e, conseqüentemente, as distorções inseridas por eles no pulso ultra-sônico durante a propagação através dos tecidos³⁴, melhorando a "qualidade" dos ecos recebidos (WELLS, 1987; McDICKEN, 1981).

O espectro de freqüência e de densidade de potência para o sinal mostrado na figura 2.17 é apresentado nas figuras 2.18 e 2.19 respectivamente.

Os gráficos mostram que, muito embora o espectro de freqüências, dado pela Transformada de Fourier do sinal, contenha componentes em toda a faixa de freqüências, as componentes fora da faixa entre 2 MHz e 8 MHz são de baixíssima potência (ver figura 2.19), resultando numa banda-passante de 6 MHz, sendo que a componente de 5 MHz é a que possui

³⁴Segundo Wells (1977) e McDicken (1981), e como foi visto no item que tratava da atenuação do sinal ultra-sônico nos tecidos, as componentes de alta freqüência sofrem uma atenuação diferenciada (maior) que as de baixa freqüência, o que resulta em distorção do sinal originariamente aplicado ao tecido durante a propagação.

maior densidade de potência.

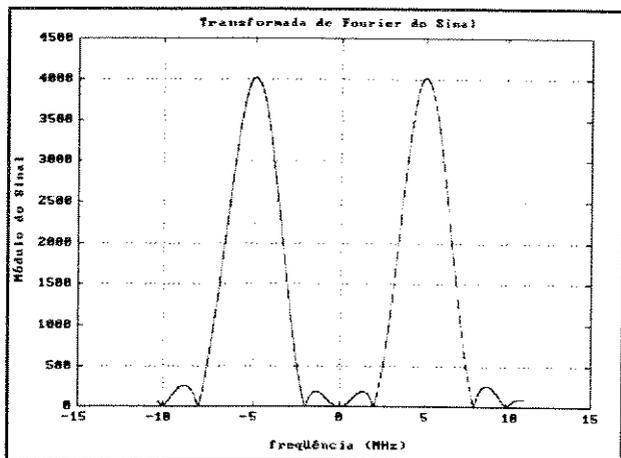


Figura 2.18 - Transformada de Fourier do sinal.

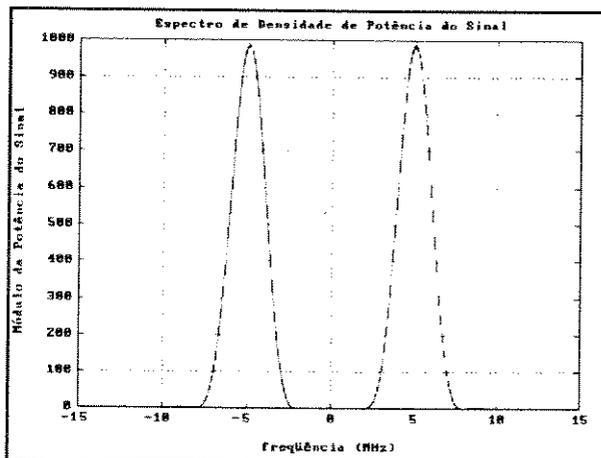


Figura 2.19 - Espectro da densidade de potência do sinal.

2.4.2 - Potência elétrica do sinal de excitação

O nível de potência escolhido para o sinal leva em conta a profundidade da interface gordura-músculo que se deseja medir, bem como a sensibilidade e o ganho do circuito receptor. Além disso, há que se considerar os aspectos de segurança para o paciente, no que diz respeito à exposição a uma elevada intensidade de radiação ultra-sônica.

Para analisar a intensidade efetivamente entregue pelo sinal à região de medida com o pulso "ligado", é necessário calcular seu valor eficaz. A equação que descreve o sinal escolhido, em termos de tensão elétrica, é:

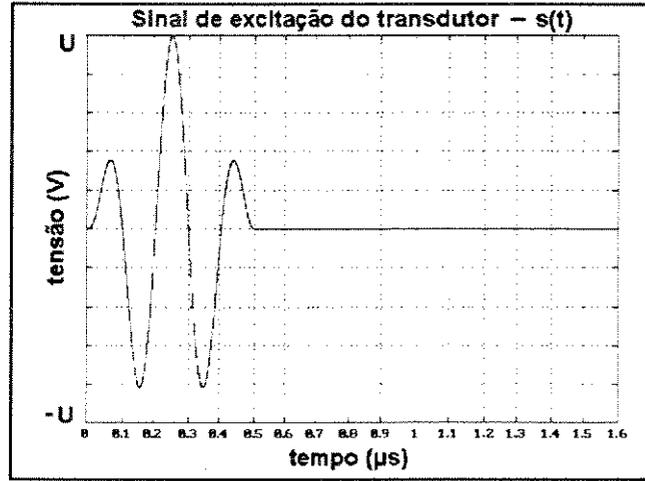
$$s(t) = \begin{cases} U \text{sen}(2\pi 10^6 t) \text{sen}(10^7 \pi t), & 0 \leq t \leq 0,5 \mu\text{s} \\ 0, & t < 0, t > 0,5 \mu\text{s} \end{cases} \quad (2.27)$$

onde U é a amplitude do sinal [V] e t o tempo [s]. O sinal é mostrado na figura 2.20.

O valor da tensão eficaz pode ser obtido utilizando a seguinte equação:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt} \quad (2.28)$$

onde T é o tempo em que o pulso está sendo entregue ao transdutor.



A potência elétrica eficaz será, então: **Figura 2.20 - Sinal de excitação do transdutor.**

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{Z} \quad (2.29)$$

onde Z representa a impedância elétrica do transdutor [Ω], o que resulta na seguinte expressão para a potência elétrica eficaz:

$$P_{RMS} = \frac{1}{ZT} \int_0^T s^2(t) dt \quad (2.30)$$

Admitindo uma eficiência de 100% (rendimento $\eta = 1$) na conversão de energia elétrica em acústica por parte do transdutor, vem que:

$$I_{RMS} = \eta \frac{P_{RMS}}{A} = \frac{P_{RMS}}{A} \quad (2.31)$$

onde I_{RMS} é a intensidade de pressão acústica eficaz [W/m^2] e A é a área da secção transversal do feixe ultra-sônico na posição onde a intensidade está sendo medida [m^2].

A intensidade pode então ser descrita como:

$$I_{RMS} = \frac{1}{AZT} \int_0^T s^2(t) dt \tag{2.32}$$

Para o sinal utilizado, isto resulta em:

$$\begin{aligned}
 I_{RMS} &= \frac{1}{AZT} \int_0^T [U \text{sen}(2\pi 10^6 t) \text{sen}(10^7 \pi t)]^2 dt = \\
 &= \frac{U^2}{4AZT} \left[T + \frac{\text{sen}(4\pi 10^6 T)}{8\pi 10^6} + \frac{\text{sen}(16\pi 10^6 T)}{32\pi 10^6} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{\text{sen}(20\pi 10^6 T)}{40\pi 10^6} + \frac{\text{sen}(24\pi 10^6 T)}{48\pi 10^6} \right] \tag{2.33}
 \end{aligned}$$

E, como $T = 0,5 \mu\text{s}$, a intensidade será igual a:

$$I = \frac{U^2}{4AZ} \tag{2.34}$$

Como o sinal está na frequência de ressonância do transdutor, deve-se tomar o valor de sua impedância nesta frequência. Este valor foi obtido utilizando um impedanciômetro vetorial Hewlett-Packard (LF Impedance Analyzer), modelo 4192A, cuja medida

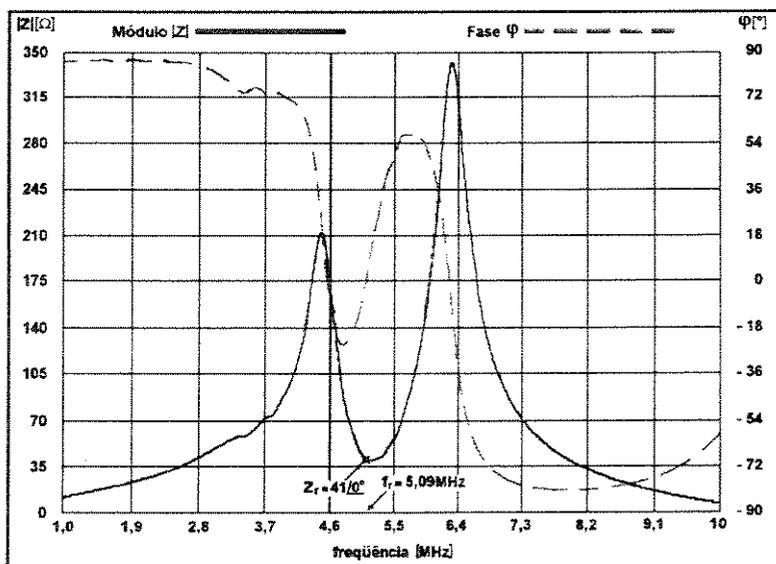


Figura 2.21 - Característica de impedância *versus* frequência do transdutor de ultra-som.

2.21 mostra a característica de impedância *versus* frequência do transdutor de ultra-som utilizado.

De acordo com a figura 2.16, o campo ultra-sônico cai 6 dB em intensidade em um valor de distância radial igual ao raio do transdutor, em uma faixa que se estende até aproximadamente 80 mm no eixo longitudinal. Por esta razão, admite-se uma área de secção transversal circular do feixe com raio de 3 mm. Isso resulta em um valor de área igual a $A = 9\pi \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$.

Levando estes valores à equação 2.34, obtém-se a seguinte relação entre a tensão de pico U e a intensidade de campo I :

$$I = \frac{U^2}{1,476\pi \cdot 10^{-3}} \quad (2.35)$$

ou, colocando a tensão em termos de intensidade,

$$U = \sqrt{1,476\pi \cdot 10^{-3} I} \quad (2.36)$$

Devido à atenuação no tecido gorduroso e ao baixo índice de reflexão da camada gordura-músculo, será adequado utilizar o maior valor de intensidade possível, visto que quanto maior for a intensidade de pressão entregue ao tecido, maior será a amplitude de tensão do eco recebido pelo transdutor.

O valor máximo de intensidade esbarra em dois limites, a saber: 1. Tensão de alimentação do amplificador de potência, que determina a excursão (*compliance*) de saída; a tensão de alimentação é limitada, pela característica de portabilidade do equipamento, que implica no uso de baterias. 2. Limite de segurança indicado por Wells (1974), baseado no tempo de aplicação do pulso ao paciente, e mostrado na figura 2.22 (página seguinte). Neste gráfico pode-se observar duas regiões distintas, que indicam valores de intensidade e tempo de aplicação do

pulso de ultra-som, nos quais podem ou não ocorrer efeitos biológicos danosos aos tecidos.

Assim, levando em consideração este conjunto de parâmetros estimou-se um valor de intensidade eficaz a ser entregue aos tecidos em torno de 1 W/cm^2 (10 kW/m^2), admitindo que o transdutor converte energia elétrica em acústica com 100% de eficiência.

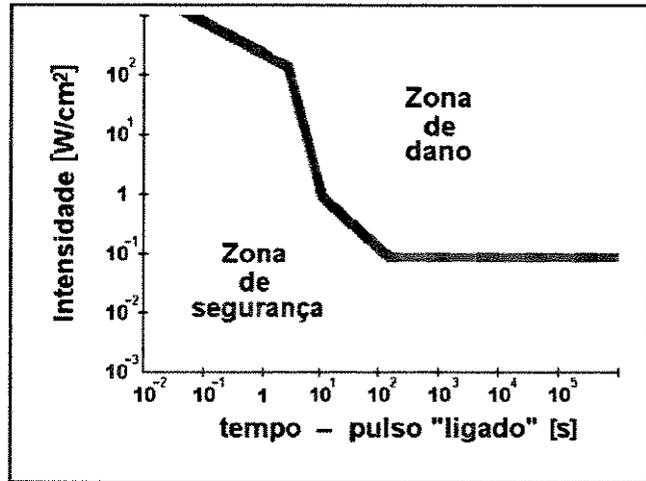


Figura 2.22 - Zonas de choque e segurança para aplicação de campo ultra-sônico.

Como o tempo de aplicação do pulso é muito pequeno ($0,5 \mu\text{s}$), este valor de intensidade se encontra bem abaixo do limite estabelecido pela curva da figura 2.22.

Levando o valor da intensidade à equação 2.36, chega-se no seguinte valor de amplitude para o sinal a ser fornecido pelo amplificador de potência ao transdutor:

$$U = \sqrt{1,476\pi 10^{-3} 10 \times 10^3} = 6,81[V] \tag{2.37}$$

ou $U \approx 7 [V]$.

Para este valor de tensão e tendo em vista o valor da impedância elétrica do transdutor, chega-se ao seguinte valor para a potência elétrica entregue ao transdutor:

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{Z} = \frac{U^2}{4Z} = \frac{7^2}{4 \times 41} = 0,299 \approx 300 [mW] \tag{2.38}$$

2.5 - Sistema analógico

O sistema eletrônico analógico consta de duas partes: emissor dos pulsos de ultra-som e receptor dos ecos originados pelas interfaces entre os tecidos. Nos itens seguintes o desenvolvimento deste sistema é apresentado. O diagrama esquemático de todo o circuito está no anexo C.

2.5.1 - Estágio de excitação do transdutor ultra-sônico

Os circuitos apresentados neste item são os do diagrama em blocos do início deste capítulo, contidos no bloco do transmissor. Sua função é produzir o sinal de excitação descrito anteriormente. São eles: circuito de sincronismo, oscilador de 1 MHz, oscilador de 5 MHz, modulador e amplificador de RF de potência.

2.5.1.1 - Circuito de sincronismo



O circuito de sincronismo tem quatro funções: (1) disparar os dois osciladores; (2) desligar o estágio de recepção quando estiver havendo emissão de pulso para o transdutor e mantê-lo ligado caso contrário; (3) "recortar" o sinal produto dos dois sinais senoidais e entregá-lo à etapa de potência; (4) disparar o "cronômetro" do sistema de controle para iniciar o processo de medida.

Isto é feito utilizando três monoestáveis (temporizadores) encapsulados em duas pastilhas integradas 74HC221, na configuração mostrada na página seguinte pela figura 2.23.

O sistema de controle dispara o monoestável U1:B, que gera um pulso que "liga" os dois

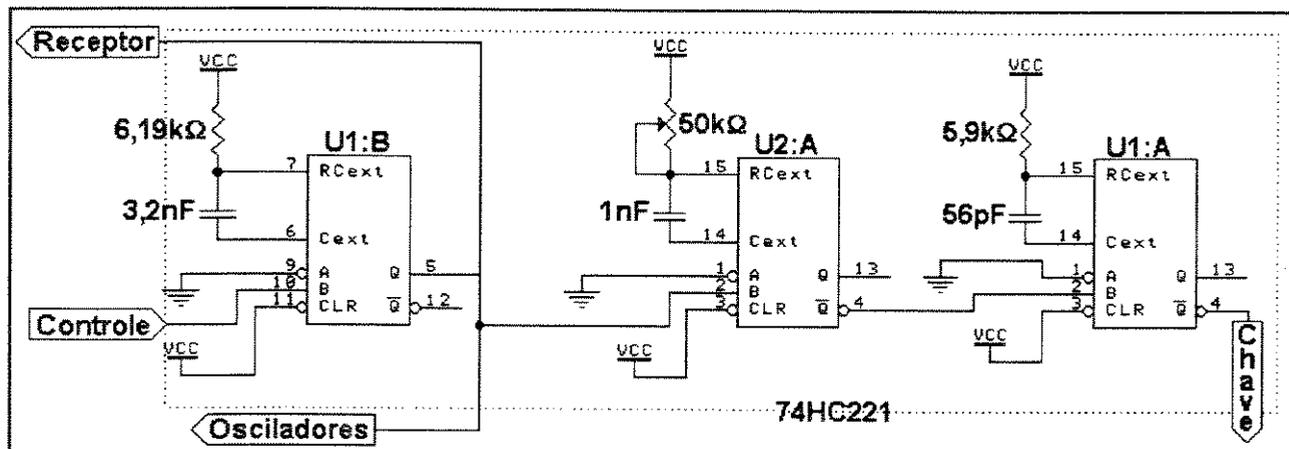


Figura 2.23 - Circuito de sincronismo.

osciladores, "desliga" o estágio receptor e dispara o monoestável U2:A. Este aguarda o término do transitório dos osciladores para então disparar o monoestável U1:A, que "recorta" o sinal na forma ilustrada na figura 2.17 (produto das senóides dos dois osciladores) através da saída, indicada pelo rótulo "chave". O sinal assim produzido é entregue à etapa de amplificação de potência. A figura 2.24 ilustra o processo.

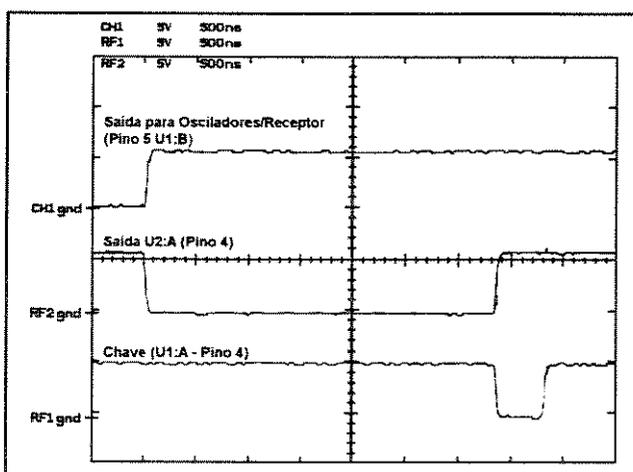


Figura 2.24 - Funcionamento do circuito de sincronismo.

2.5.1.2 - Oscilador de 1 MHz



O oscilador utilizado para produzir a senóide de 1 MHz de frequência é baseado em uma configuração tipo *Collpits* modificada, o que lhe assegura um ajuste fino da frequência de

ressonância e grande estabilidade. Adicionalmente, filtros passa-faixa foram utilizados para retirar componentes harmônicas indesejadas. A figura 2.25 mostra o circuito idealizado.

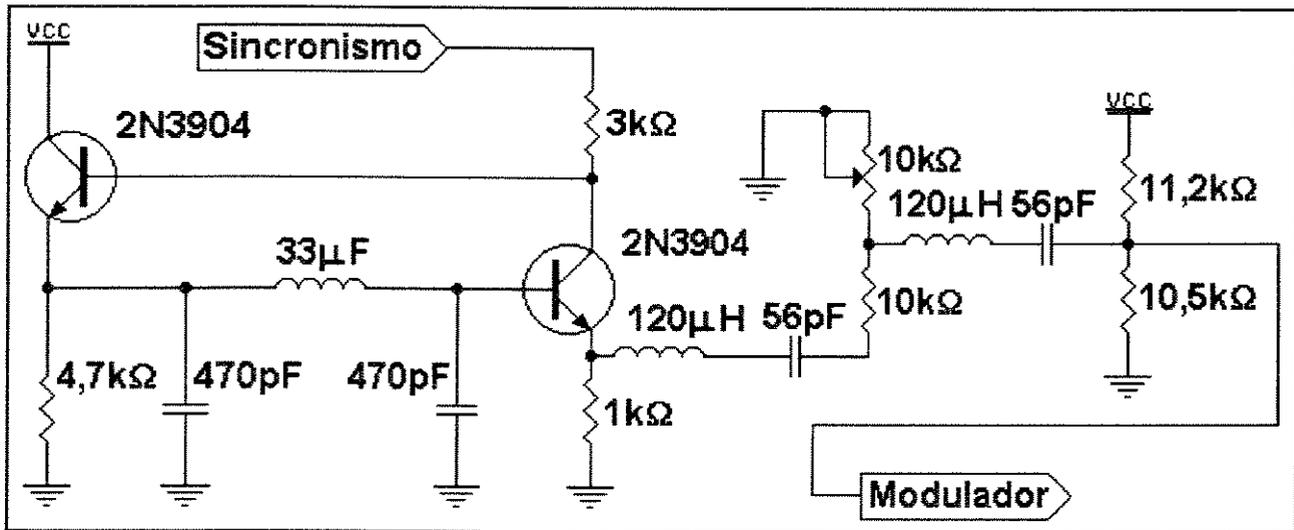
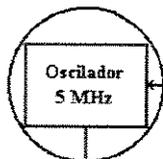


Figura 2.25 - Oscilador de 1 MHz.

O oscilador é controlado pelo circuito de sincronismo, e entrega a senóide produzida ao modulador.

2.5.1.3 - Oscilador de 5 MHz



A mesma topologia utilizada na confecção do oscilador de 1 MHz foi utilizada para o de 5 MHz, inclusive os filtros passa-faixa (neste caso, apenas um filtro foi necessário). Adicionalmente, foi utilizado um amplificador de corrente com transistor de efeito de campo (*FET*), no intuito de equalizar a impedância entre o oscilador e o modulador. Do mesmo modo que o anterior, o sinal de sincronismo é quem ativa o oscilador de 5 MHz. O circuito é mostrado na figura 2.26, a seguir.

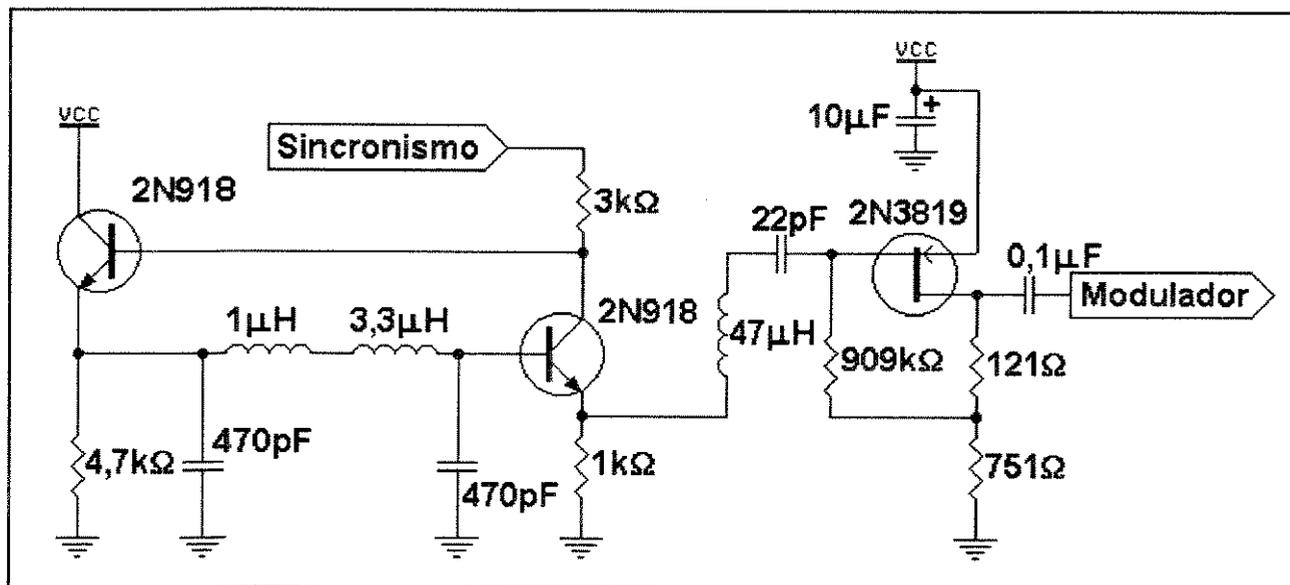
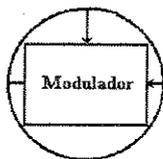


Figura 2.26 - Oscilador de 5 MHz.

2.5.1.4 - Modulador



Chama-se modulação a técnica de utilizar um sinal de informação para variar um ou mais parâmetros de um sinal auxiliar, chamado portadora, cujas características se adequam ao tipo de meio de propagação. Existem diversos tipos de modulação, de acordo com as características da portadora. Para modulação em onda contínua, que é o utilizado neste trabalho, os tipos existentes são: modulação de amplitude e modulação de ângulo (em frequência ou fase) (CARLSON, 1977; LATHI, 1982).

O tipo de modulação utilizado no desenvolvimento deste trabalho foi o de amplitude, na forma descrita pela expressão:

$$s(t) = [A + x(t)] \cos(\omega_0 t) \tag{2.39}$$

onde $x(t)$ é o sinal modulante, onde t é o tempo, A é um nível de tensão constante, $sen(\omega_c t)$ é a portadora de frequência $f_0 = \omega_0/2\pi$. Este tipo de modulação resulta na multiplicação dos sinais, somada à portadora, no sistema chamado AM-DSB+C (Amplitude Modulation, Dual Side Band plus (+) Carrier). No caso descrito aqui, $x(t) = sen[2\pi \times (1 \text{ MHz}) \times t]$ e $f_0 = 5 \text{ MHz}$.

O modulador é o dispositivo que realiza a modulação. O projeto do modulador utilizou um amplificador em circuito integrado MC1550G, com um pino de controle de ganho que foi empregado como entrada da onda modulante.

O circuito do modulador é mostrado na figura 2.27.

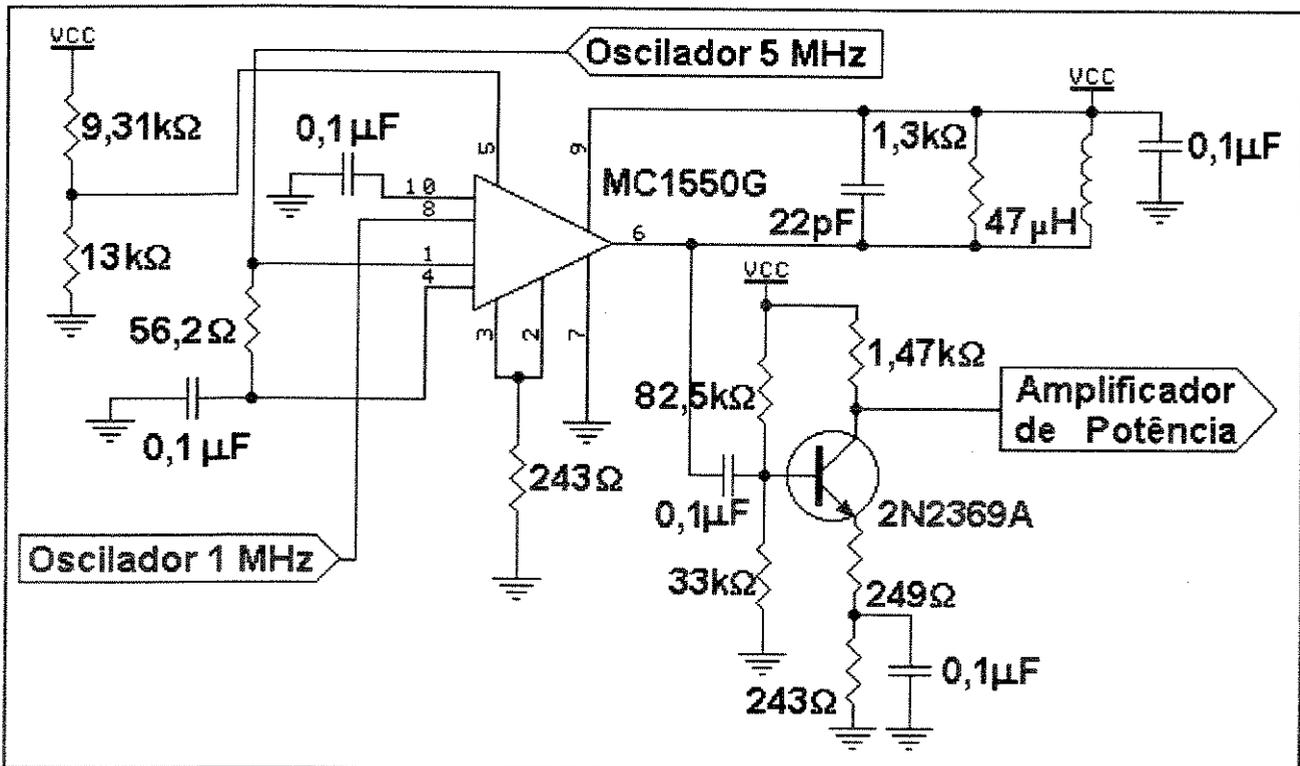


Figura 2.27 - Modulador.

Assim obtém-se o produto dos dois sinais senoidais. Um amplificador classe-A, a transistor, confere ao sinal o nível de tensão adequado à etapa posterior (amplificador de potência). A figura 2.28 ilustra os sinais de entrada (que vêm dos osciladores de 1 MHz e 5 MHz) e o resultado da modulação.

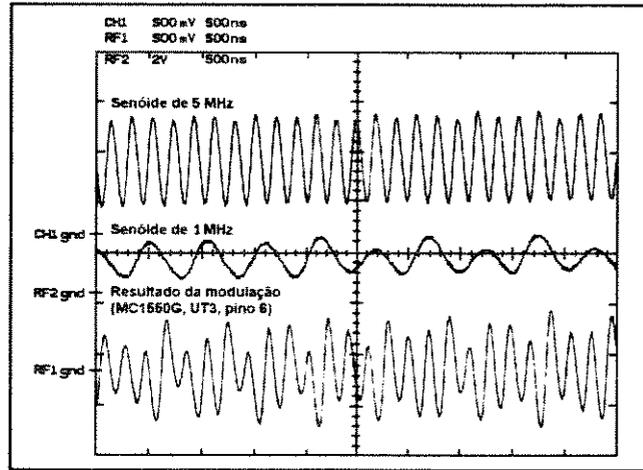


Figura 2.28 - Modulação.

2.5.1.5 - Amplificador de RF de potência



O amplificador de potência desenvolvido é um amplificador transistorizado classe AB, sendo suficiente apenas um diodo de pré-polarização para eliminar distorção de cruzamento (*cross-over*). O circuito consiste também de um amplificador classe A para produzir o ganho de tensão adequado (aproximadamente 17 dB), visto que o classe AB só confere ganho de corrente ao sinal (BOYLESTAD,

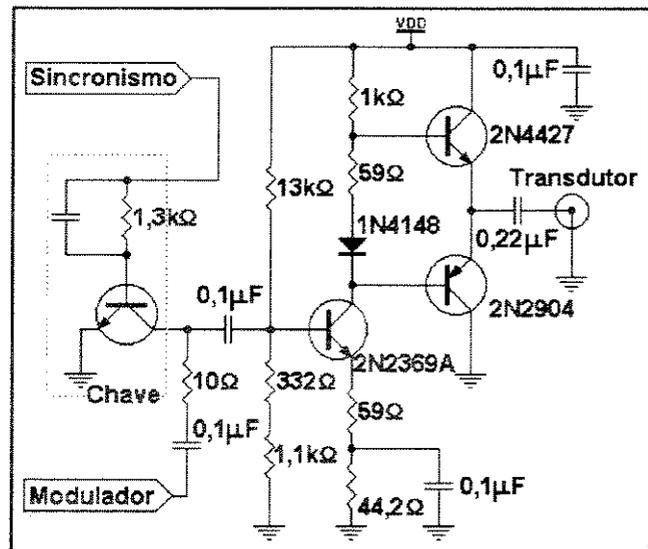


Figura 2.29 - Amplificador de RF de potência.

NASHELSKY, 1984; MALVINO, 1987). O circuito é mostrado na figura 2.29.

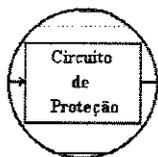
O sinal modulado entregue ao amplificador de potência é "recortado" pelo circuito de

sincronismo através da utilização do bloco indicado como "chave" no esquema elétrico, sendo então enviado ao amplificador propriamente dito, que se incumba de imprimir ao sinal a potência elétrica eficaz de 300 mW (ver item 2.4.2), entregando-o ao transdutor.

2.5.2 - Estágio de recepção dos ecos

Descrito o bloco transmissor, passa-se agora à descrição do bloco receptor da figura 2.1. Este bloco é, basicamente, responsável (1) pelo processamento do sinal de eco produzido nas diversas interfaces existentes ao longo do prolongamento do eixo longitudinal do transdutor, em resposta ao pulso aplicado; e (2) pela geração dos pulsos que servem de base de tempo para cálculo da medida da espessura de tecido. Os blocos descritos neste estágio são os seguintes: circuito de proteção, amplificador de RF com controle automático de ganho (CAG), filtro passa-altas de 5ª ordem, detector de envoltória, gerador de base de tempo, gerador de sinal para CAG (exponencial decrescente com o tempo, com argumento controlado) e gerador de referências de tensão.

2.5.2.1 - Circuito de proteção



O circuito de proteção tem como objetivo evitar que o sinal de potência aplicado ao transdutor pelo circuito de transmissão danifique o circuito de recepção, preparado apenas para receber sinais de pequena amplitude. O diagrama esquemático do circuito de proteção é

apresentado na figura 2.30.

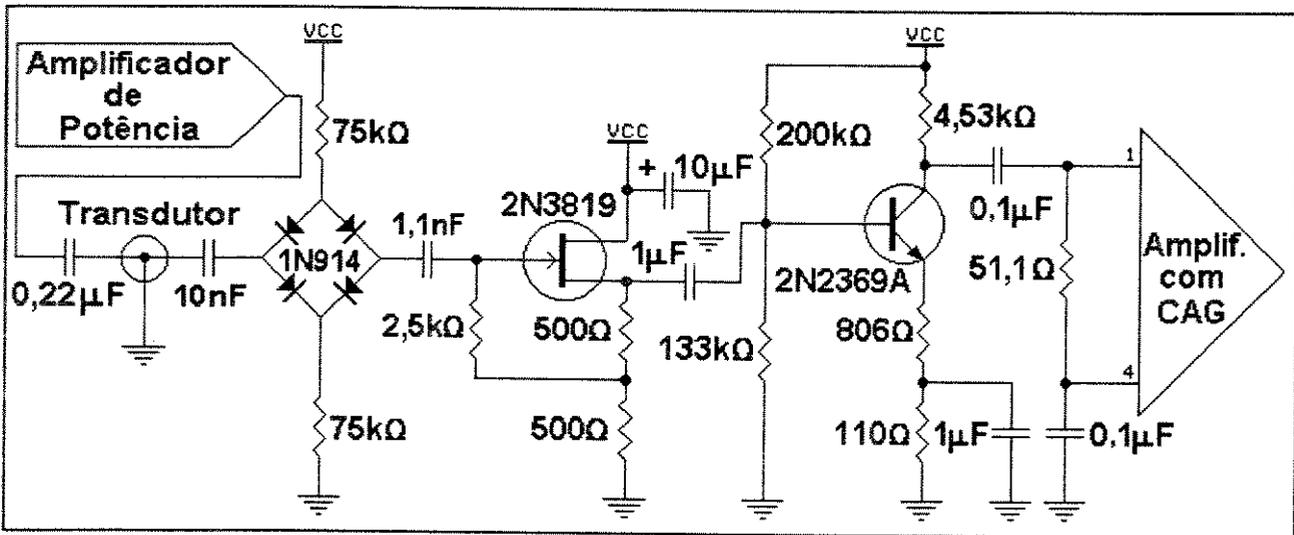


Figura 2.30 - Diagrama esquemático do circuito de proteção.

O circuito idealizado é uma variação do circuito de proteção utilizado por Gamba (1989), onde a ponte de diodos é polarizada diretamente, estado que deixa todos os seus diodos polarizados na condição de saturação. Assim, a corrente nos diodos, e conseqüentemente na carga (no caso um *buffer* a transístor de efeito de campo, com a função de casar a impedância de saída do circuito de proteção com a de entrada do bloco seguinte), vai depender dos valores dos resistores de polarização da ponte e do valor da carga.

A análise das correntes devidas à tensão de alimentação e à tensão aplicada pelo amplificador de potência ao transdutor de ultra-som, leva à seguinte equação, vinculando a tensão de alimentação (V_{CC}) à tensão máxima na saída da ponte de diodos ($V_{Pmáx}$):

$$V_{Pmáx} = V_{CC} \frac{2R_L}{2R_L + R_C} \quad (2.40)$$

onde R_L e R_C são, respectivamente, os valores da impedância da carga (impedância de entrada

do *buffer*) e dos resistores de polarização da ponte.

Para uma alimentação de 6 V e adotando como limite uma tensão máxima de saída igual a 1 V obtêm-se, aplicando a equação anterior, $R_L = 7,5 \text{ k}\Omega$ e $R_C = 75 \text{ k}\Omega$.

O estágio final do circuito de proteção (anterior ao bloco amplificador com CAG, indicado na figura 2.30) é um bloco amplificador a transistor de junção bipolar, com o objetivo de recuperar a atenuação inserida pelo *buffer* e pela ponte de diodos nos sinais de amplitude inferior a 1 V.

O grande mérito desta configuração de circuito limitador é que ela não distorce o sinal, mesmo quando a tensão ultrapassa o limite determinado pela carga e pelos resistores de polarização da ponte de diodos.

2.5.2.2 - Amplificador de entrada (com CAG)



Este estágio é responsável pela amplificação inicial do sinal de eco recebido, podendo amplificá-lo em tensão em até 25 dB. Esta amplificação, entretanto, é variável de acordo com o tempo que o sinal de eco leva para chegar à face do transdutor. Isso é feito com o objetivo de compensar a atenuação adicional conferida ao sinal por ele ter que atravessar uma maior extensão de tecido. Como elemento amplificador foi utilizado o circuito integrado MC1550G, fabricado pela *MOTOROLA*®.

O circuito amplificador utilizado é mostrado na figura 2.31, a seguir.

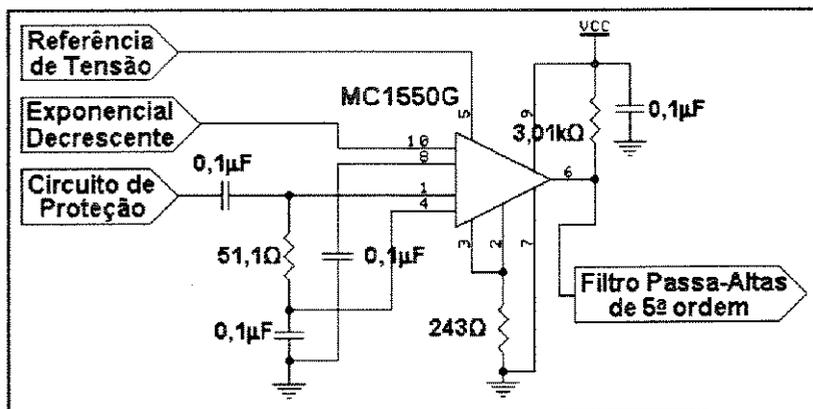


Figura 2.31 - Circuito amplificador com controle automático de ganho.

O controle de ganho é feito através da aplicação de um nível de tensão no pino 10 do MC1550G. Esta tensão de controle está na razão inversa do ganho, ou seja, para tensões maiores o ganho é menor e *vice-versa*. A variação da tensão de controle de ganho ocorre em uma faixa de 250 mV entre ganho unitário (0 dB) e máximo (25 dB), com um nível de *offset* de

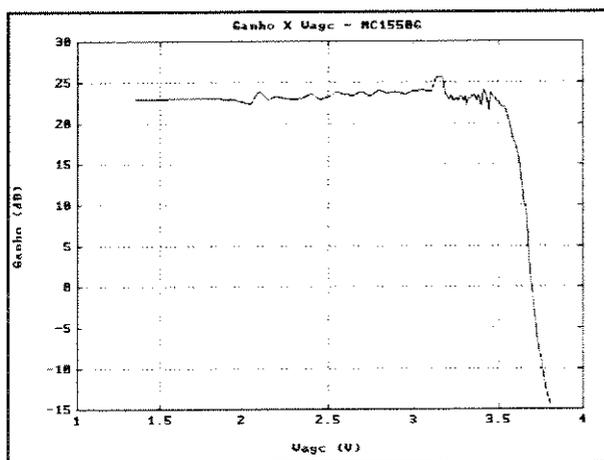


Figura 2.32 - Característica ganho [dB] versus tensão de controle [V] do MC1550G.

+3,70 V, inserido no circuito através do pino 5 por um circuito de referência de tensão de precisão, descrito adiante. Assim, os limites de tensão de controle de ganho são: 3,70 V para ganho unitário e 3,45 V para ganho máximo, conforme ilustra a figura 2.32 (ganho em dB). Um detalhe da figura 2.32, para a faixa de excursão é mostrado na figura 2.33, na página seguinte.

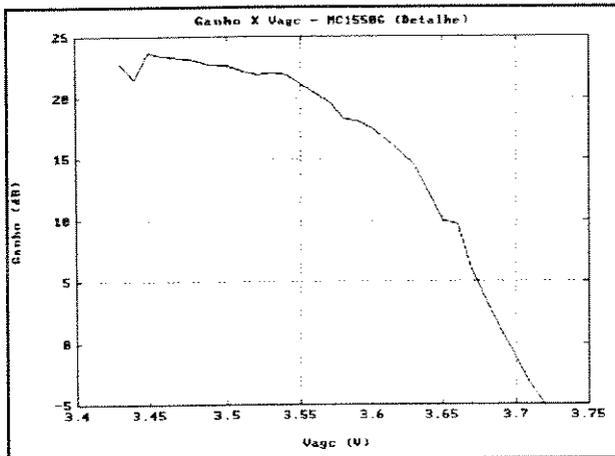


Figura 2.33 - Detalhe da característica ganho [dB] versus tensão de controle [V].

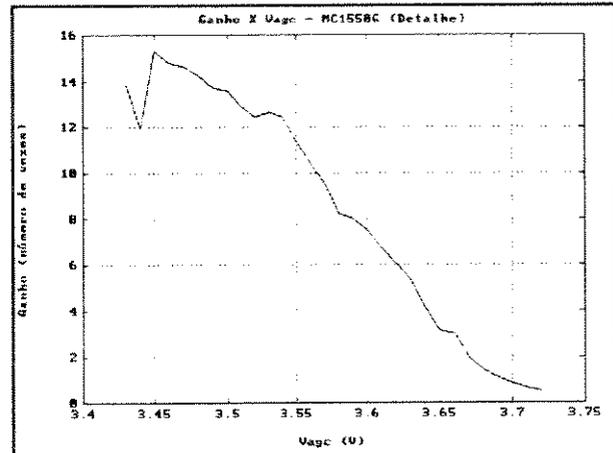


Figura 2.34 - Detalhe da característica ganho [número de vezes] versus tensão de controle [V] do MC1550G.

A figura 2.34 mostra a mesma faixa da figura 2.33, mas o ganho é dado como um fator multiplicativo da tensão de entrada, o que ilustra melhor o comportamento do circuito, no que concerne à linearidade que existe entre o ganho e a tensão de controle na faixa de variação de ganho.

Como a atenuação da onda ultra-sônica é um fenômeno que segue uma característica exponencial decrescente (WELLS, 1977; McDICKEN, 1981; HILL, 1986; FISH, 1990), adotou-se uma característica deste tipo para a tensão de controle, utilizando um circuito que permite variar o grau do seu decaimento e assim recuperar adequadamente a atenuação

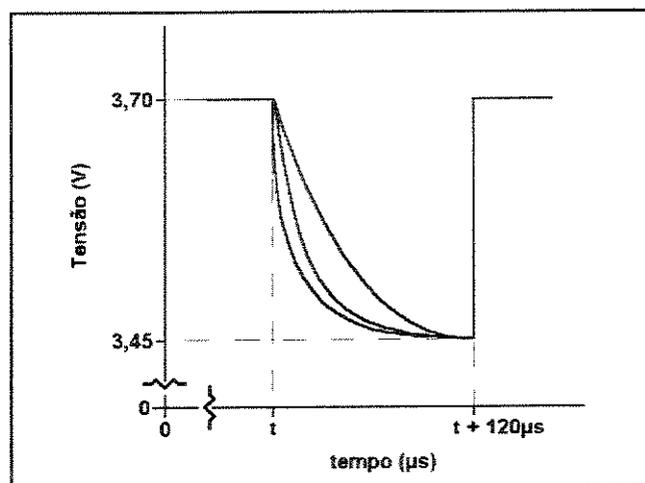


Figura 2.35 - Sinal de tensão utilizado para controle do ganho.

do sinal de eco de ultra-som. A figura 2.35 (na página anterior) mostra o comportamento da tensão de controle de ganho em função do tempo. O circuito utilizado para produzir a exponencial decrescente será descrito posteriormente neste capítulo.

2.5.2.3 - Filtro passa-altas de 5ª ordem



Devido ao tipo de amplificação utilizado no processo de controle de ganho, o amplificador insere o sinal de controle (exponencial decrescente com o tempo) no sinal de eco a ser processado, conforme pode ser visto na figura 2.36.

Como pode ser observado na figura, na saída do amplificador de entrada o nível da componente do sinal de eco pode ser muito

menor que o nível do sinal de controle, sendo que a informação de espessura está embutida no sinal de eco apenas. Isto implica na necessidade de se retirar dele qualquer outro tipo de sinal, por meio de filtragem.

Observando o espectro de freqüências do sinal de saída do amplificador de entrada, bem como seu espectro de densidade de potência (ilustrados nas figuras 2.37 e 2.38, na página seguinte) e comparando-os respectivamente com os das figuras 2.18 e 2.19, percebe-se que existe

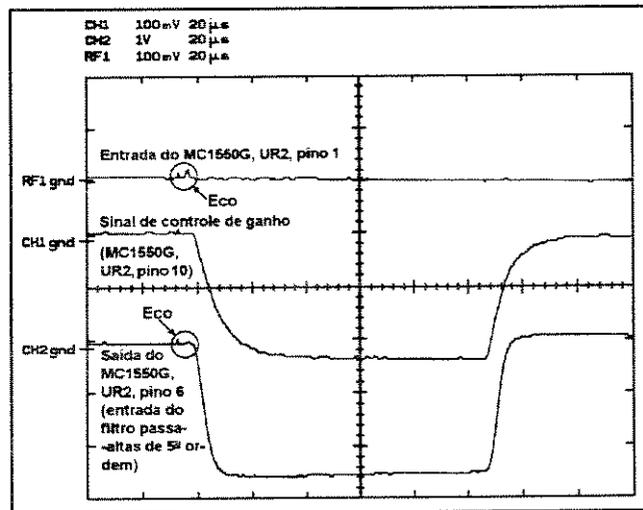


Figura 2.36 - Sinais de entrada, saída e de controle de ganho do amplificador de entrada.

apenas uma componente de baixa frequência a mais nos dois últimos espectros, na faixa de 0 a 200 kHz, aproximadamente.

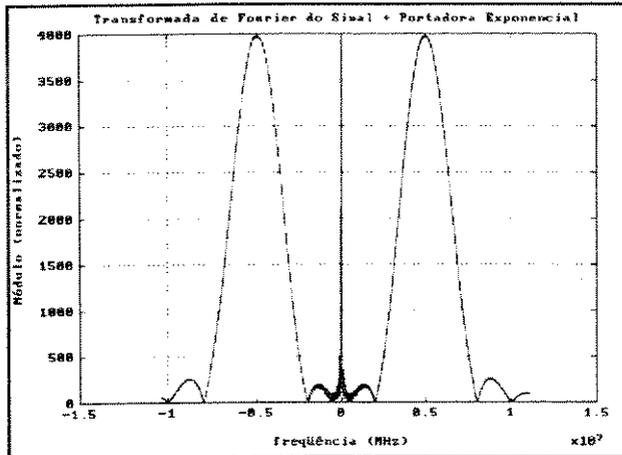


Figura 2.37 - Transformada de Fourier da composição do eco com a portadora exponencial.

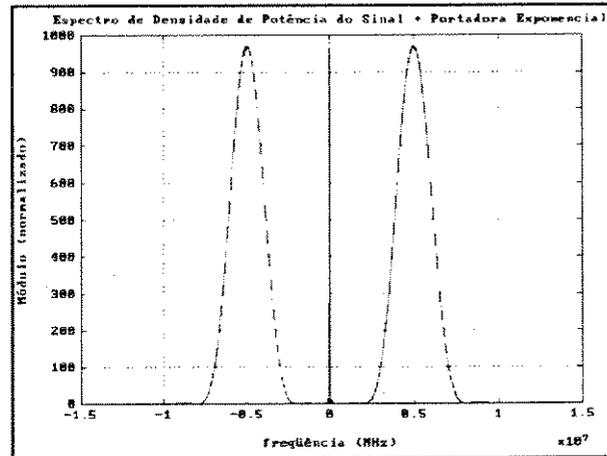


Figura 2.38 - Espectro da densidade de potência da composição do eco com a portadora exponencial.

Entretanto, as componentes de frequência apresentam nível de potência significativo apenas numa faixa até aproximadamente algumas dezenas de kHz.

Assim, idealizou-se um filtro passa-altas para retirar as componentes de frequência na faixa de 0 a 200 kHz. A resposta em frequência escolhida é a maximamente plana (*Butterworth*), por inserir o mínimo de distorção no sinal. Devido aos níveis dos sinais de eco e do sinal exponencial de controle de ganho, escolheu-se uma atenuação de 80 dB para o sinal na banda de rejeição. A banda de passagem foi colocada entre 200 kHz e 2 MHz, visto que nesta região as componentes de frequência apresentam potência muito baixa, conforme ilustra o espectro de densidade de potência mostrado na figura 2.38; a atenuação máxima da banda de passagem foi fixada em 1 dB. A máscara idealizada para o projeto do filtro passa-altas é mostrada na figura

2.39. Os cálculos e a metodologia de projeto encontram-se reunidos no anexo D.

Para cumprir todas as especificações impostas pela máscara da figura 2.39, utiliza-se um filtro de 5ª ordem, numa topologia denominada "malha em escada". Com esta ordem, a atenuação na banda de rejeição aumenta para quase 100 dB, o restante permanecendo segundo as especificações.

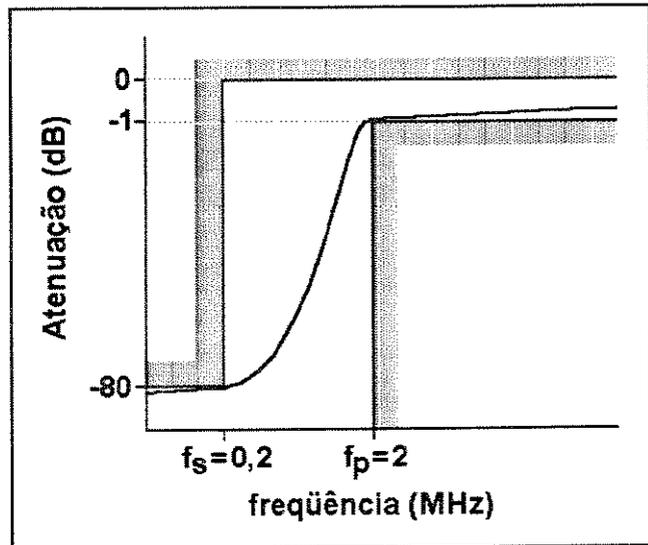


Figura 2.39 - Máscara utilizada para o projeto do filtro passa-altas.

O circuito desenvolvido é mostrado na figura 2.40.

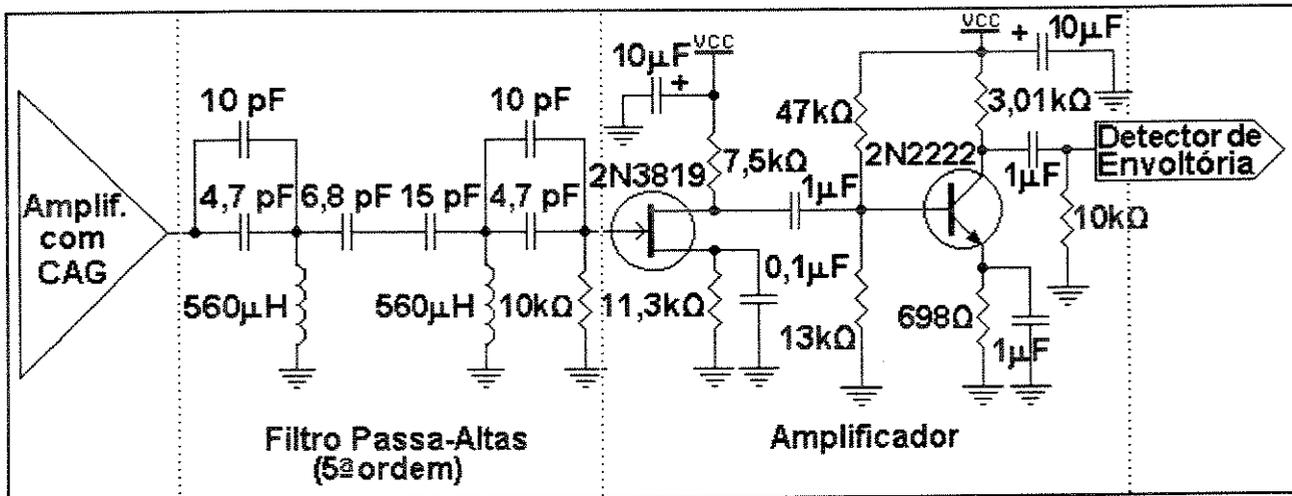


Figura 2.40 - Circuito do filtro passa-altas de 5ª ordem. O amplificador recupera a atenuação inserida no sinal pelo filtro na banda passante.

2.5.2.4 - Detector de envoltória



O circuito detector de envoltória idealizado utiliza um circuito de retificação em onda completa, devido ao pequeno número de ciclos do trem de pulsos senoidal. Isto garante uma boa recuperação da envoltória do sinal. O princípio de funcionamento do retificador é mostrado na figura 2.41. O circuito é mostrado na figura 2.42.

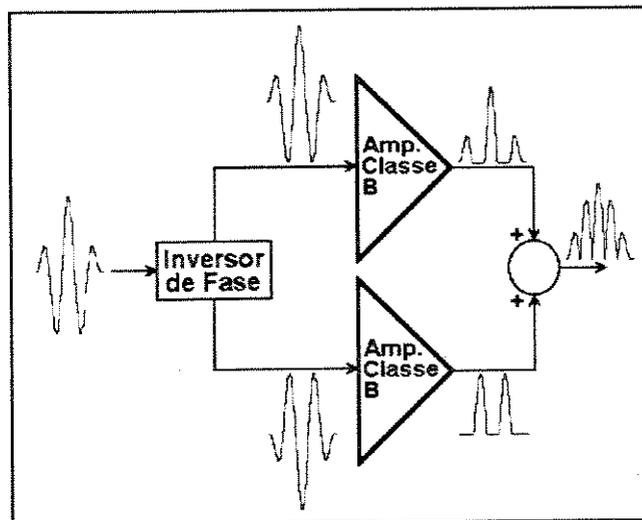


Figura 2.41 - Princípio de funcionamento do retificador em onda completa utilizado.

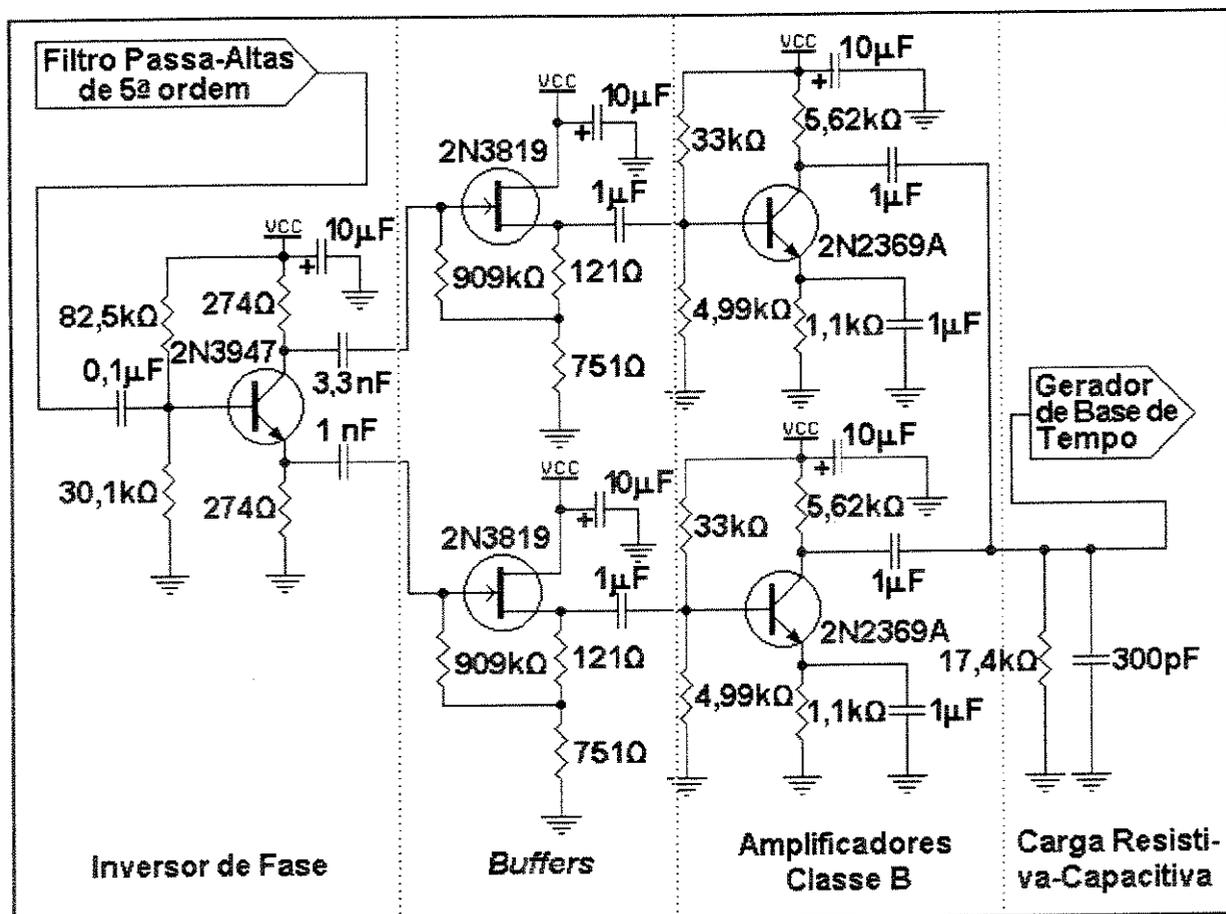


Figura 2.42 - Circuito detector de envoltória desenvolvido.

A topologia do circuito retificador consiste basicamente de um circuito inversor de fase e de dois amplificadores classe B, estes últimos entregando o sinal retificado a uma carga resistivo-capacitiva adequada. A utilização dos amplificadores classe B para obter somente o semi-ciclo positivo do sinal apresenta a vantagem de também amplificar o sinal, além de dissipar uma quantidade desprezível de potência.

2.5.2.5 - Gerador de base de tempo



O gerador de base de tempo produz o sinal que é utilizado pelo controle para calcular a medida de espessura. São os dois primeiros ecos adjacentes, correspondentes às duas primeiras interfaces no prolongamento do eixo longitudinal do transdutor (membrana do acoplador-pele/gordura e gordura-músculo), que geram a base de tempo para a medição.

O gerador toma o sinal que sai do detector de envoltória, imprime a ele amplificação adicional e um nível de tensão DC adequado, ajustando-o para que se possa obter uma onda quadrada a partir da envoltória recuperada. Isto é feito utilizando um *Schmitt trigger* encapsulado numa pastilha integrada (SD40106BE). Após a envoltória dos ecos passar pelo *Schmitt trigger*, o sinal assim modificado segue para um *flip-flop* tipo D, com o objetivo de obter um pulso cujo comprimento seja aquele compreendido entre as bordas de subida dos dois ecos adjacentes. Este comprimento já é a base de tempo da medida (τ , na figura 2.43), e é entregue ao estágio de controle, que se incumbe de calcular o valor da espessura a partir dela. O diagrama em blocos da figura 2.43, a seguir, ilustra o processo.

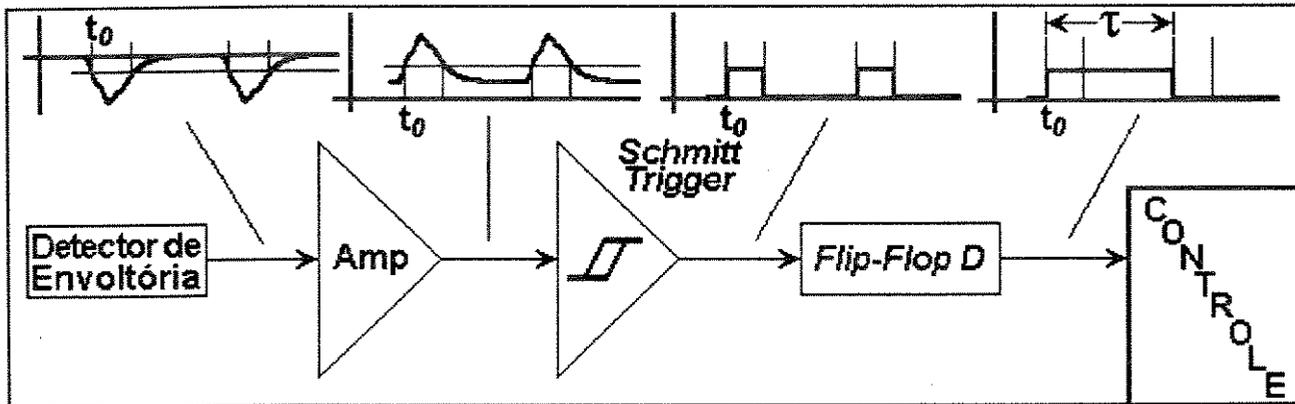


Figura 2.43 - Processo de geração da base de tempo da medida de espessura.

O circuito desenvolvido é mostrado na figura 2.44.

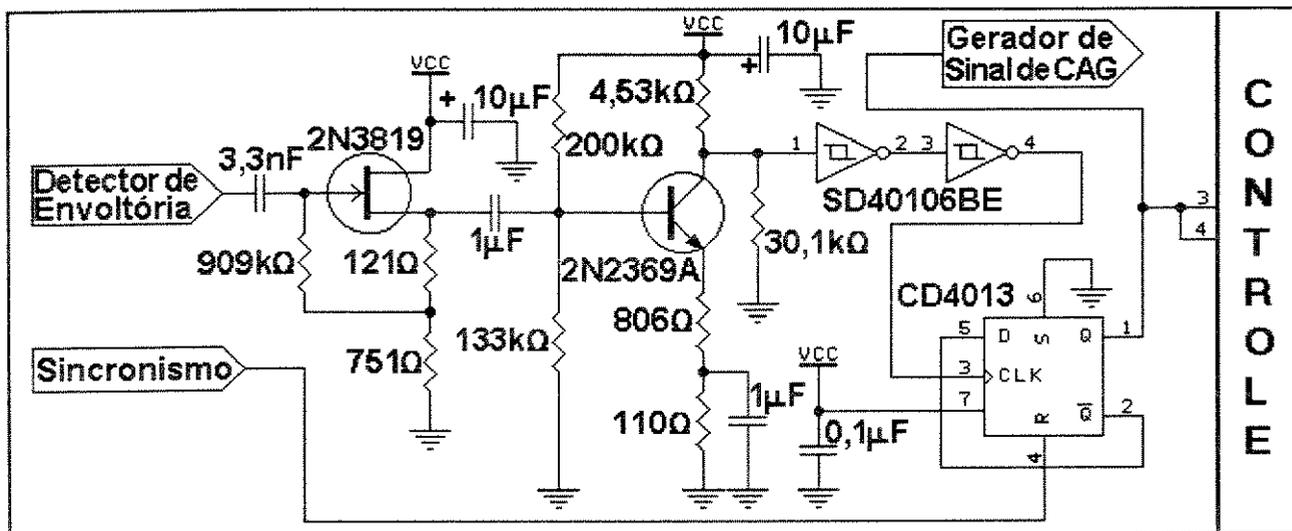


Figura 2.44 - Circuito gerador de base de tempo.

Restam ainda ao circuito gerador de base de tempo duas outras funções: (1) disparar o circuito de geração do sinal de controle automático de ganho, realimentado para o amplificador de entrada e (2) impedir que o sinal de alta potência dispare o processo de geração do sinal controle de ganho, evitando assim que a base de tempo entregue ao circuito de controle seja resultado do sinal de potência e do eco membrana-pele/gordura, ao invés dos ecos das interfaces

membrana-pele/gordura e gordura músculo. Esta segunda função é cumprida pelo *flip-flop* tipo D, que recebe do circuito de sincronismo do estágio transmissor um pulso que o inibe durante a aplicação do sinal de alta potência ao transdutor, habilitando-o durante a recepção dos ecos.

2.5.2.6 - Gerador de sinal de controle automático de ganho (CAG)



Conforme foi discutido no final do item 2.5.2.2 desta seção, para promover o controle de ganho adequado à recuperação do sinal degradado pela atenuação do tecido adiposo, é necessária a produção de um sinal exponencial decrescente com o tempo, que é aplicado ao pino de controle de ganho do amplificador de entrada (MC1550G). Este sinal é o ilustrado na figura 2.35 do item 2.5.2.2, tendo seus limites de tensão em 3,70 V para ganho unitário e 3,45 V para ganho máximo (25 dB). A figura 2.45 mostra o circuito utilizado para produzir o sinal de CAG.

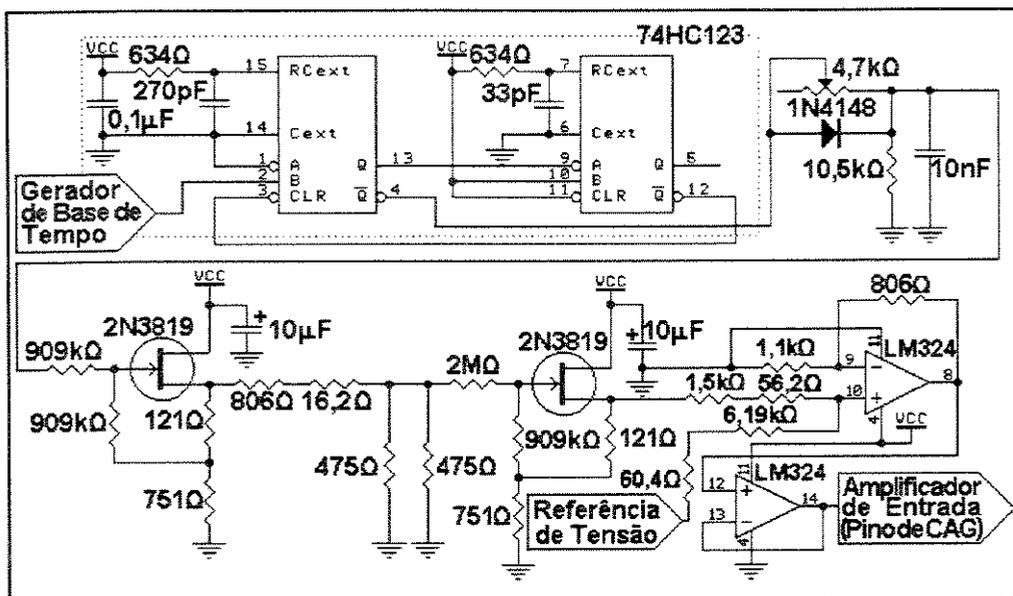


Figura 2.45 - Circuito gerador de sinal de controle automático de ganho.

O gerador de sinal de CAG é disparado pela subida de pulso à saída do gerador de base de tempo (pino 1 do *flip-flop* CD4013), que aciona um par de monoestáveis encapsulados em uma pastilha integrada tipo 74HC123 (pino 2). Um pulso invertido é tomado à saída \bar{Q} do primeiro monoestável (pino 4) e entregue a um par RC, passando antes por um conjunto resistor-diodo (1N4148) que tem por função controlar o decaimento e a subida da exponencial produzida, resultando na forma da exponencial ilustrada na figura 2.35. O outro monoestável (entrada A no pino 9, saída \bar{Q} no pino 12) tem por função estabilizar o funcionamento do primeiro, evitando oscilações e "regatilhamento" (*retrigger*) accidental.

O sinal entregue ao par RC é condicionado em seu nível de tensão, para que o ganho do amplificador de entrada seja modulado entre ganho máximo e mínimo, de acordo com as curvas ilustradas nas figuras 2.32, 2.33 e 2.34 (item 2.5.2.2). Isto é feito através do conjunto de *buffers* a transístor de efeito de campo e pelo par de amplificadores operacionais LM324 mostrados na figura 2.45, sendo o sinal produzido (pino 14 do LM324) finalmente entregue ao amplificador de entrada (pino 10 do MC1550G).

2.6 - Sistema de controle

O sistema utilizado para controle dos processos de medição, apresentação, manipulação e transferência dos resultados emprega um microcontrolador *MOTOROLA*® de 8 bits, modelo

MC68HC11[©] em EPROM³⁵ (2764) e utilizando uma RAM³⁶ (6264), ambas de 8 kbytes, para gerenciamento das funções dos diversos periféricos empregados.

A frequência de trabalho utilizada foi de 2 MHz, garantida pela utilização de um circuito a cristal que fornece um *clock* de referência de 8 MHz ao microcontrolador.

As funções desempenhadas pelo sistema são as seguintes: (1) receber instruções através do teclado, (2) gatilhar o circuito de excitação, (3) receber a base de tempo produzida pelo circuito receptor dos ecos e converter essa base de tempo para um valor em mm, (4) enviar mensagens ao visor de cristal líquido, (5) executar rotinas de auto-calibração e de conversão de códigos hexadecimais para ASCII e (6) enviar dados via porta paralela a outros sistemas microprocessados, de acordo com o modo de operação escolhido (ainda não implementado).

A figura 2.46, na página seguinte, mostra o circuito do sistema de controle.

2.6.1 - Programa monitor básico

O programa monitor básico, responsável pelo controle do processo de medição e dos diversos periféricos (interfaces) ligados ao sistema de controle foi feito de maneira modular, em linguagem de programação de baixo nível (*assembly*). As rotinas desenvolvidas são as seguintes: (1) leitura do teclado e chamada das outras rotinas (programa principal), (2) medição, (3) calibração automática, (4) conversão de valores em μs para mm, (5) conversão dos valores em

³⁵Eraseble Programmable Read Only Memory.

³⁶Random Access Memory.

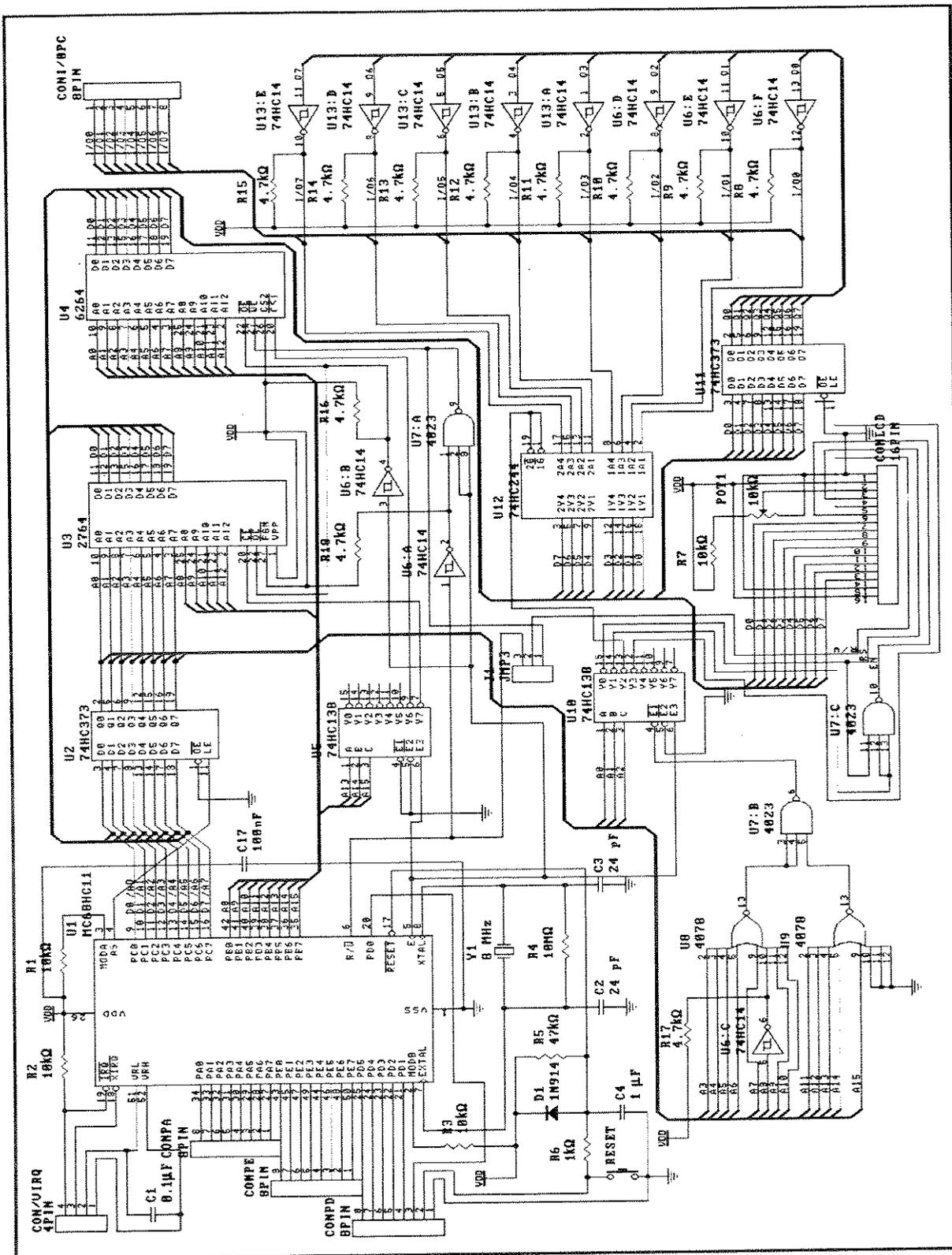


Figura 2.46 - Circuito do sistema de controle.

base hexadecimal para ASCII e (5) apresentação dos resultados em visor de cristal líquido. O anexo E apresenta as listagens comentadas das rotinas desenvolvidas.

As rotinas de escolha de modo de operação e de transferência de dados pela porta paralela de entrada e saída serão objeto de desenvolvimento complementar, quando o programa de manipulação dos dados medidos pelo equipamento estiver em fase de implementação, o que visa a obtenção de um protocolo otimizado de transferência e analisando as necessidades do usuário. Contudo, as estruturas em *hardware* e em *software* já estão prontas, bastando que sejam inseridos nos programas os módulos que faltam, trocando-se a *EPROM*. Assim, se as teclas de escolha de modo e de transferência de dados forem acionadas, a mensagem NÃO IMPLEMENTADO aparecerá no visor do equipamento por alguns segundos, retornando ao programa principal.

Os sub-itens seguintes mostram os fluxogramas do programa principal, compreendendo as rotinas de gerenciamento de teclado (por interrupção) e as duas principais subrotinas, que são as de calibração automática e medição (por *polling*), sendo as duas últimas objeto de explicações adicionais.

2.6.1.1 - Programa principal

Ao programa principal cabe a inicialização do sistema, o que compreende a alocação das áreas de memória utilizadas para variáveis e mensagens (faixa \$D000 a \$DFFF) e para a execução do programa (faixa \$C000 a \$CFFF), atribuição de valores a variáveis, definições quanto ao modo de funcionamento do microcontrolador (modo expandido multiplexado) e

especificação da posição do mapa de memória.

O programa principal executa também a função inicial de auto-calibração, que prepara o equipamento para realizar as medições. A partir daí, o programa aguarda uma interrupção via teclado para executar as outras rotinas. O fluxograma do programa principal é mostrado na figura 2.47.

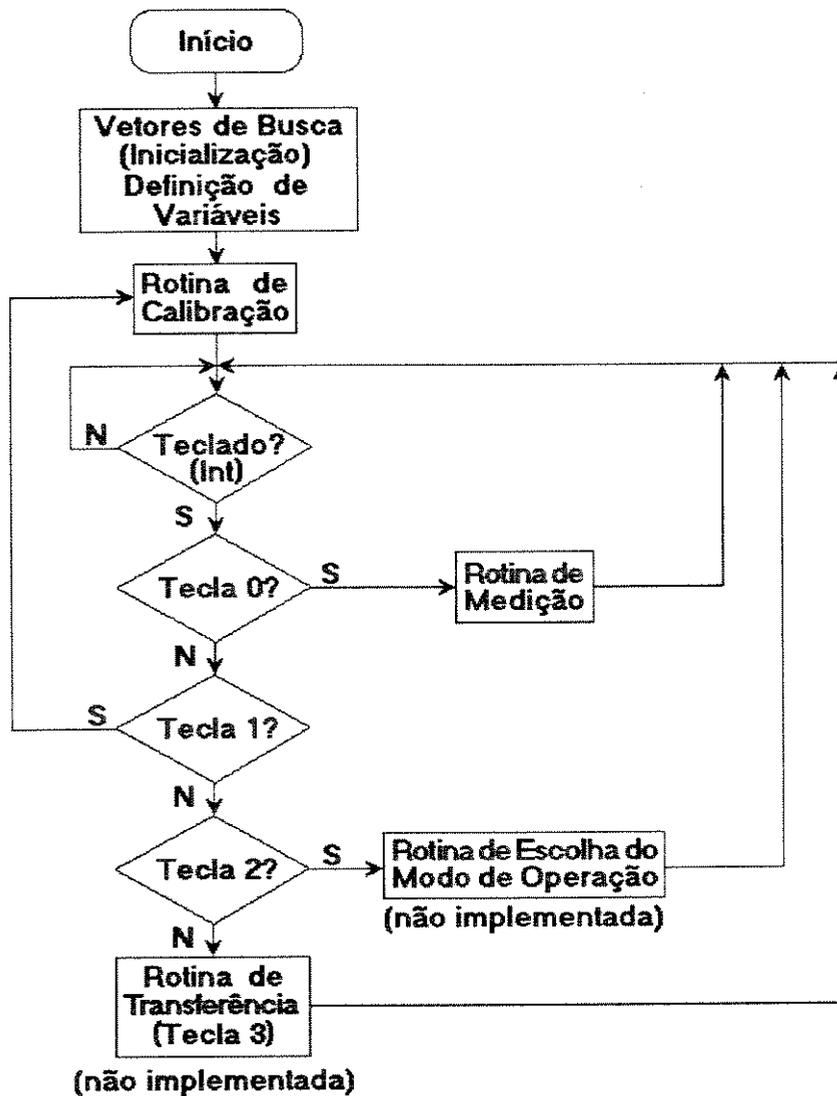


Figura 2.47 - Fluxograma do programa principal.

2.6.1.2 - Rotina de calibração automática

Uma das vantagens em se utilizar no transdutor o acoplador mecânico-acústico desenvolvido, é a possibilidade que ele confere ao sistema de fazer as medidas sempre com a mesma (baixa) pressão da membrana sobre a pele, evitando a deformação da camada de gordura subcutânea. A utilização do acoplador também permite ao sistema avaliar esse valor de pressão, através da medida da distância da face do transdutor até a primeira interface (membrana/pele).

De acordo com o exposto no item 2.3 deste capítulo, esta distância é fixa, desde que não haja compressão do transdutor sobre a pele, e o tempo de ida e volta do pulso ultra-sônico da face do transdutor até a membrana deveria ser fixo em t_0 . Caso ele seja menor que $t_0 - \Delta t$, onde Δt é uma margem de tempo que corresponde a um nível tolerável (e constante) de compressão, a medida de espessura não será válida.

O valor t_0 é obtido na rotina de calibração automática, cujo fluxograma é mostrado na figura 2.48, através de algumas das funções do *timer* do microcontrolador. Este possui um cronômetro de contagem contínua, cujo período do *clock* é de 500 ns, com limites de contagem em 0 e 65536, numa configuração em anel que retorna a 0 ao final da contagem, iniciando um novo ciclo. O valor de contagem é simbolizado por Clk no fluxograma.

O tempo de ocorrência de eventos externos pode ser marcado utilizando três registradores de eventos (*input capture*), sensíveis a bordas de transição (\uparrow ou \downarrow) definidas pelo programador. Os registradores de eventos são registradores de 16 bits, somente de leitura, e

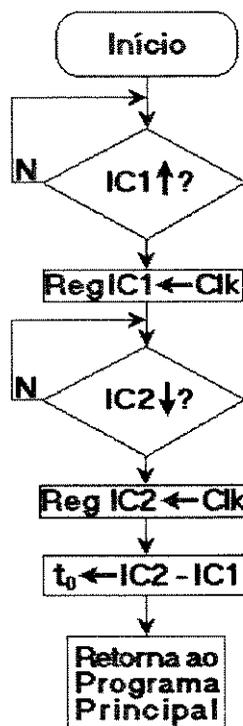


Figura 2.48 - Fluxograma da rotina de calibração automática.

funcionam como *latches*³⁷ dos valores do cronômetro. Quando uma transição é identificada pelo detector de borda que cada registrador possui, o valor de tempo marcado no cronômetro durante a ocorrência do evento fica disponível no registrador.

No fluxograma da figura 2.48 o registrador de eventos 1 (IC1) é sensível a borda de subida (↑), e o segundo (IC2) a borda de descida (↓). Assim, durante a execução da rotina, quando um pulso de duração t_0 chega às entradas dos registradores de evento, o registrador 1 marca o tempo de início do pulso e o registrador 2 o tempo de término. A diferença entre estes tempos é o tempo de duração do pulso (t_0). Este valor é utilizado pela rotina de medição como

³⁷Circuito lógico com capacidade de armazenamento de *bits* (memória).

estimativa de compressão da pele, ficando gravado em uma variável na memória.

2.6.1.3 - Rotina de medição

Conhecido o valor de t_0 e considerando a margem de compressão tolerada, pode-se desenvolver uma rotina que torne o processo de medição mais "inteligente", o que significa torná-lo o mais independente possível dos erros e do treinamento do operador. O algoritmo para tanto é o mostrado através do fluxograma da figura 2.49.

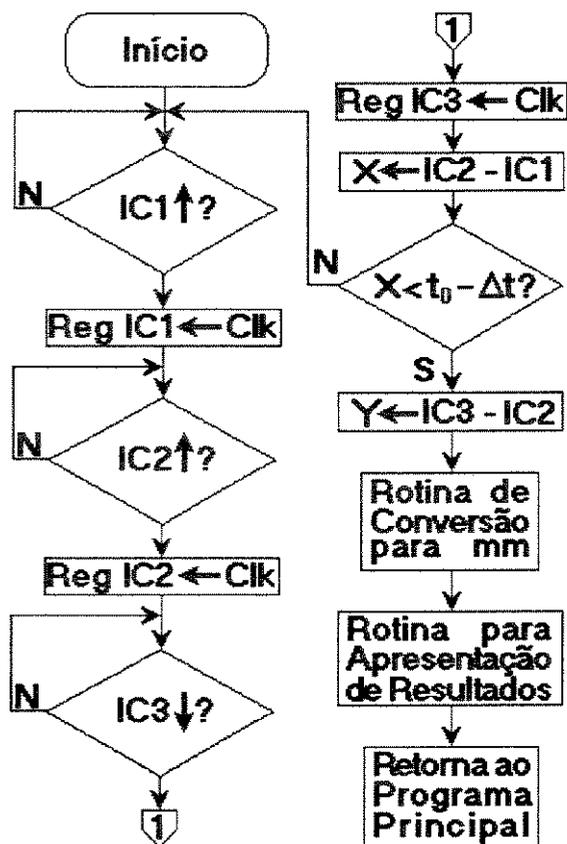


Figura 2.49 - Fluxograma da rotina de medição.

A idéia básica é utilizar o valor de t_0 , obtido pela rotina de calibração automática sem compressão da membrana de contato, como elemento de "regatilhamento" do processo de medida, caso o valor de tempo de retorno do primeiro eco seja menor que $t_0 - \Delta t$.

O fluxograma da figura 2.49 é semelhante ao da figura 2.48. O circuito de transmissão envia um pulso a um dos registradores de eventos do *timer* do sistema de controle (IC1, configurada para ser sensível a borda de \uparrow) que marca o tempo em que o sinal de excitação é entregue ao transdutor; em seguida, o circuito de recepção dos ecos entrega ao sistema a base de tempo produzida como resultado dos dois sinais de eco que retornam ao transdutor, correspondente às interfaces membrana-pele (borda de \uparrow para IC2) e gordura-músculo (borda de \downarrow para IC3), que marca o tempo de chegada de cada um dos ecos. De posse destes três tempos, faz-se a diferença entre o tempo de excitação do transdutor e o tempo de chegada do eco da primeira interface; se este valor for menor que $t_0 - \Delta t$, reinicia-se o processo de medida, pois o valor de tempo obtido indica um valor de compressão da pele que pode prejudicar a exatidão da medida; caso contrário, faz-se a diferença entre o tempo de chegada do segundo eco (interface gordura-músculo) e o tempo de chegada do primeiro (interface membrana-pele), o valor de tempo obtido para a medida de espessura de gordura é convertido em mm e apresentado no visor de cristal líquido, e retornando-se ao programa principal.

O valor de Δt utilizado é igual a 10% de t_0 , pois a área de contato entre a membrana e a pele é grande quando comparada com a área da face do transdutor, e a membrana apresenta uma mobilidade. Este valor de Δt , entretanto, merece considerações adicionais em trabalhos futuros.

2.6.2 - Interfaces (periféricos)

São basicamente três as interfaces utilizadas pelo sistema de controle: visor de cristal líquido (já com módulo de decodificação), teclado e porta paralela de entrada e saída. O funcionamento e, conforme o caso, o desenvolvimento de cada uma delas é descrito nesse item.

2.6.2.1 - Visor de cristal líquido



O visor de cristal líquido utilizado neste trabalho utiliza um sistema que se convencionou chamar de módulo matricial inteligente, dada a tecnologia de interfaceamento agregada a ele, consistindo de memórias diversas (*RAM* e *ROM*) além da lógica de codificação, responsável pela conversão dos dados que um sistema microprocessado qualquer fornece ao módulo em informação passível de leitura no visor.

O módulo utilizado (figura 2.50) é o modelo LCM-1601-0630, fabricado pela Alfacom S.A.[®], que apresenta as informações ao usuário no formato 1 linha × 16 caracteres, e conta com as seguintes características gerais: (1) interfaceamento

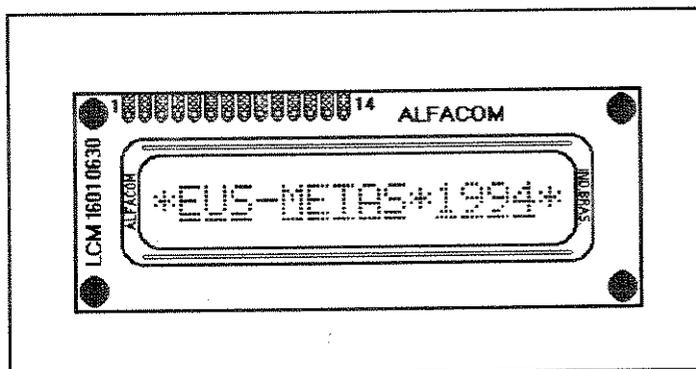


Figura 2.50 - Módulo matricial inteligente utilizado.

direto com qualquer sistema microprocessado de 4 e 8 bits; (2) compatibilidade total com o código ASCII; (3) consumo de corrente extremamente reduzido; (4) possibilidade de criação de cara-

cteres especiais; (5) caracter no formato 8×5 pontos, com 6,3 mm de altura; (6) gerador de caracter e acionador de linhas/colunas incluídos; (7) instruções de programação simples; (8) ângulo de visão ajustável; (9) possibilidade de utilização do cursor ou de todo o visor no modo "piscante"; (10) deslocamento à direita e à esquerda; (11) o sistema está montado em uma placa de circuito impresso de $80 \text{ mm} \times 36 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$ (largura \times altura \times profundidade).

O módulo utiliza apenas 14 conexões, cujas funções estão identificadas na tabela 2.7.

Pino	Símbolo	Entrada/Saída	Função
1	V_{SS}	-	0V (terra)
2	V_{DD}	-	+5V (tensão positiva de alimentação)
3	V_O	-	Tensão negativa para acionador do visor
4	RS	Entrada	1: entrada de dados; 0: entrada de instruções
5	R/W	Entrada	1: leitura (CPU/LCM); 0: escrita (CPU/LCM)
6	E	Entrada	Habilitação
7	D_0	Entrada/Saída	VIA DE DADOS
8	D_1	Entrada/Saída	
9	D_2	Entrada/Saída	
10	D_3	Entrada/Saída	
11	D_4	Entrada/Saída	
12	D_5	Entrada/Saída	
13	D_6	Entrada/Saída	
14	D_7	Entrada/Saída	Utilizado como <i>busy-flag</i>

Tabela 2.7 - Conexões e funções do módulo de cristal líquido matricial utilizado.

O sistema de controle se comunica com o módulo de cristal líquido como se este fosse

uma memória, sem que seja necessária a utilização de um *buffer* de dados bidirecional. Isso se deve à existência, na entrada do módulo, de dois registradores (de dados — RD, e de instruções — RI) que podem ser acessados pela unidade de processamento utilizada. Estes registradores armazenam temporariamente as informações de controle, precedendo o início das operações internas.

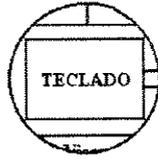
2.6.2.2 - Porta paralela de entrada e saída



Embora as rotinas que gerenciam a escolha do modo de operação (*ON-LINE*, *OFF-LINE*, aquisição de n dobras, etc) e a transferência de dados para um sistema computadorizado de análise ainda não estejam desenvolvidas, o *hardware* para que estas duas funções sejam executadas já se encontra implementado. Além disso, o programa principal já responde às chamadas das duas funções pelo teclado, restando somente inserir o corpo das rotinas nas posições de memória indicadas no programa.

A via de transferência de dados também já está implementada: uma porta adicional de entrada e saída está disponível, sendo necessária apenas a confecção de um protocolo de comunicação entre o sistema de controle do equipamento e a unidade de processamento externo que receberá os dados, o que vai requerer, além do barramento de dados adicional (ver figura 2.46: CONI/OPC), sinais de controle adicionais (as portas A, D e E ainda possuem um número razoável de vias livres).

2.6.2.3 - Teclado



O circuito desenvolvido para cada tecla entrega uma borda de descida (\downarrow) ao pino de "requisição de interrupção" (*interrupt request*), entregando-o ao mesmo tempo às entradas da porta E. O programa monitor se incumbe de analisar em qual das teclas foi verificada a transição, efetivando a tarefa acionada pelo usuário: medir, calibrar, escolher modo ou transferir dados (as duas últimas ainda não implementadas).

A figura 2.51 mostra o circuito desenvolvido³⁸.

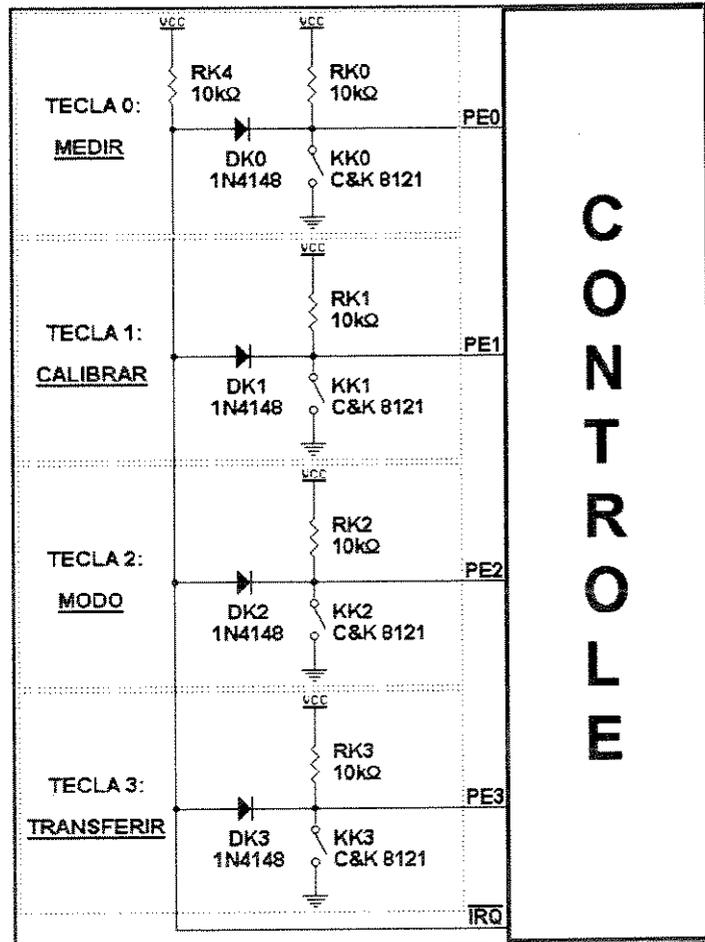


Figura 2.51 - Circuito do teclado.

2.7 - Alimentação

A necessidade da utilização do equipamento fora dos limites de um laboratório, onde não

³⁸IRQ: *interrupt request*; PE_n: bit n da porta E.

exista rede elétrica, caracteriza uma dificuldade adicional no desenvolvimento do protótipo: a alimentação.

Os circuitos desenvolvidos utilizam três tensões de alimentação diferentes, todas produzidas por fontes independentes: o sistema de controle utiliza uma tensão de 5 V, os circuitos de transmissão (a menos da etapa de potência) e recepção utilizam uma tensão de 6 V (devido à calibrações) e a etapa de potência do estágio transmissor usa uma tensão de alimentação de 20 V para gerar os 300 mW de potência elétrica eficaz sobre o transdutor de ultra-som (a impedância do transdutor na ressonância é da ordem de 40 Ω).

Além disso, a calibração do controle de ganho do estágio receptor necessita uma referência de tensão fixa, tornando necessário o desenvolvimento de circuitos adequados para executar essa tarefa.

O consumo geral dos circuitos é da ordem de 1,9 W (100 mA/5 V para o circuito de recepção e transmissão — excluído o circuito de potência; 10 mA/20 V para o circuito de potência; 200 mA/6 V para o circuito do sistema de controle). Foram utilizadas, assim, duas baterias recarregáveis do tipo Chumbo-Cálcio (*Lead-Calcium*) de 12 V em série, capazes de fornecer uma corrente de 1,9 Ah, cuja soma de tensões (24 V) foi regulada nas tensões de alimentação citadas anteriormente.

Deste modo, três circuitos adicionais foram desenvolvidos: (1) duas referências de tensão de precisão; (2) três reguladores para as tensões de alimentação e (3) um circuito para identificação de bateria fraca.

2.7.1 - Referências de tensão

As referências de tensão desenvolvidas utilizam o componente ICL8069 (circuito integrado de funcionamento análogo a um diodo zener), que fornece um nível de tensão fixo de 1,2 V, com um baixíssimo consumo de corrente (da ordem de 10 μ A), o que é adequado para um

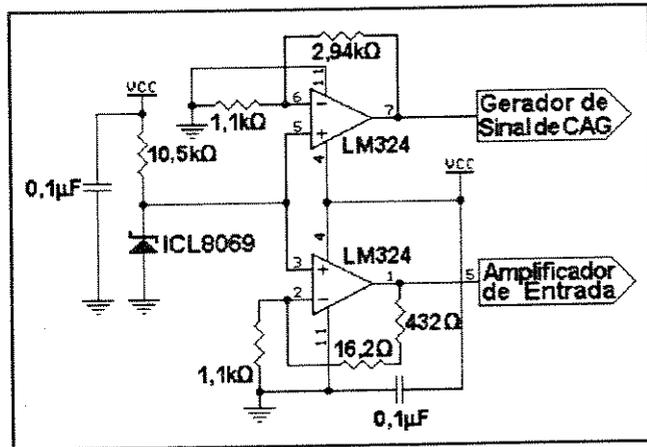


Figura 2.52 - Gerador de referências de tensão.

equipamento portátil. Os níveis de tensão necessários são obtidos com dois amplificadores operacionais em uma configuração não-inversora, que amplifica a tensão de referência cedida pelo ICL8069 ao nível de tensão desejado, de acordo com o ganho de tensão do amplificador.

O circuito desenvolvido é mostrado na figura 2.52.

2.7.2 - Reguladores das tensões de alimentação

Os reguladores foram feitos utilizando três circuitos reguladores integrados de precisão, modelo LM317, na configuração mostrada pelo circuito da figura 2.53 (página seguinte).

O uso de tais componentes é adequado devido à baixa variação da tensão obtida em sua saída (tipicamente 1%), mesmo operando na condição de fornecimento máximo de corrente (1,5 A).

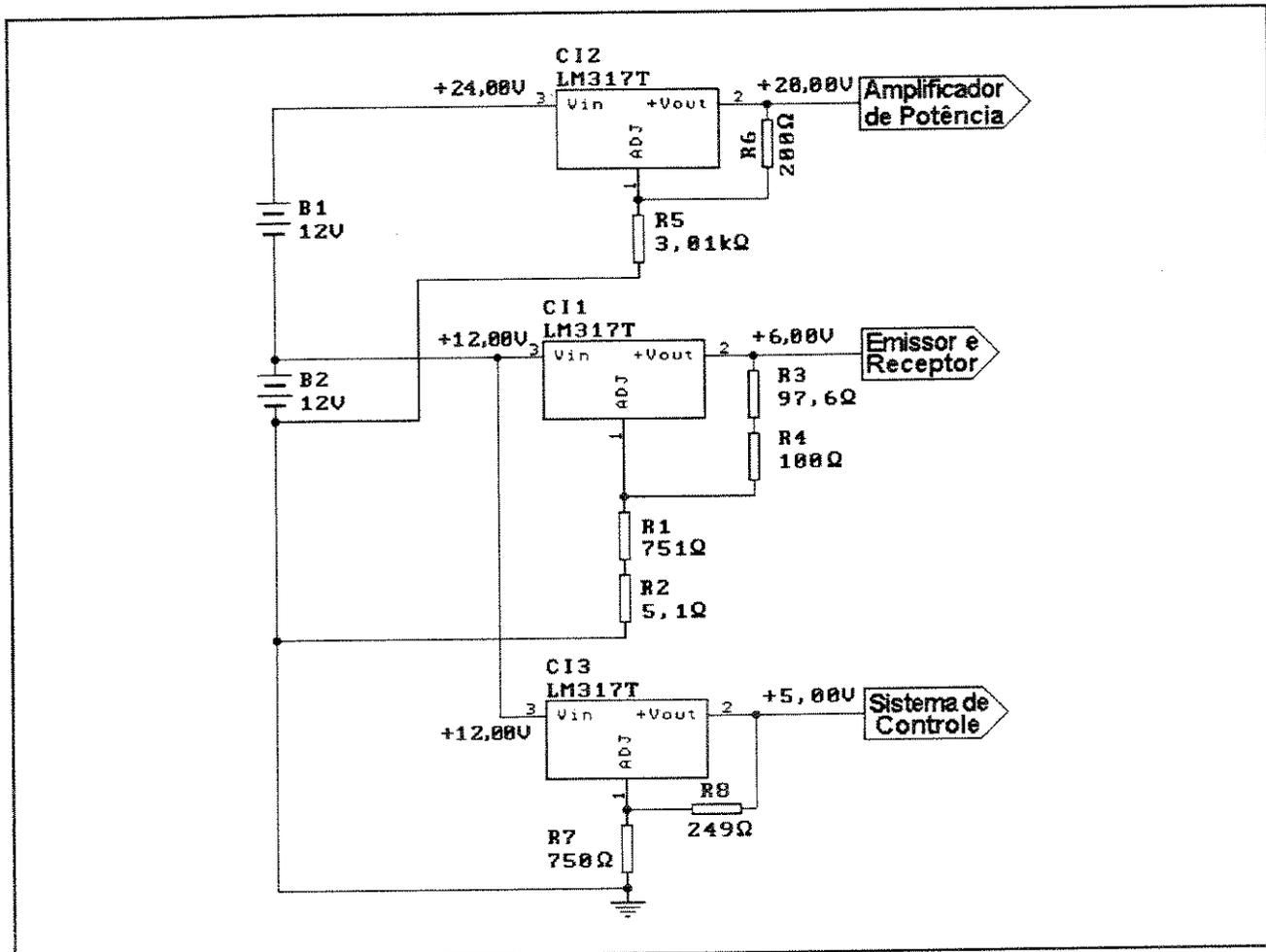


Figura 2.53 - Reguladores das tensões de alimentação

2.7.3 - Circuito para identificação de bateria fraca (*low-bat*)

Em equipamentos portáteis, o conhecimento do nível de tensão fornecido pela bateria é uma informação importante para que as funções do equipamento sejam desempenhadas adequadamente. Para realizar esta tarefa foi desenvolvido um circuito para identificação de bateria fraca (figura 2.54).

O circuito desenvolvido utiliza um amplificador operacional modelo LM358, em modo diferencial e malha aberta, muito sensível a variações na tensão de entrada.

Assim, é aplicada uma tensão "fixa" na entrada não-inversora do amplificador e uma porção da soma das tensões das baterias

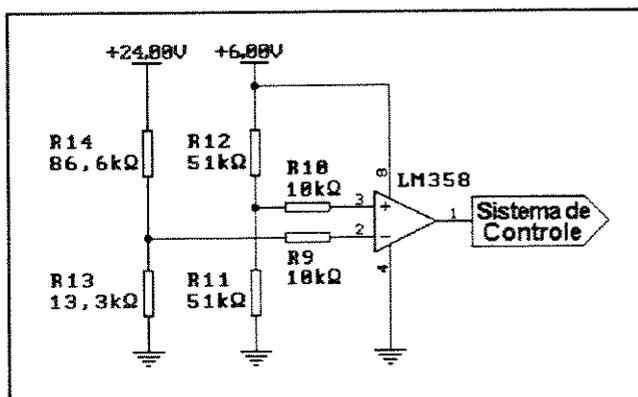


Figura 2.54 - Circuito para identificação de bateria fraca.

na entrada inversora, de tal modo que ambas as entradas do amplificador fiquem no mesmo potencial. Quando a tensão nas baterias começar a cair, aparecerá uma diferença de potencial entre as entradas do amplificador, devido à redução de potencial na entrada não-inversora. Como ele trabalha no modo diferencial, esta diferença de potencial será amplificada, e o amplificador entrará em saturação, gerando um pulso de tensão de transição positiva (\uparrow) em sua saída. Este pulso é entregue ao sistema de controle, ativando uma interrupção no programa principal que faz com que uma mensagem de bateria fraca seja colocada no visor.

O sistema de identificação de bateria fraca será acionado sempre que a soma das tensões das baterias cair abaixo de 22,5 V.

Capítulo 3 - Apresentação e Discussão dos Resultados

Descrita a metodologia de projeto do sistema, passa-se agora à apresentação e discussão dos resultados obtidos. Estes dividem-se em quatro partes: (1) mapeamento do campo acústico gerado pelo conjunto transdutor-acoplador; (2) análise das características de alguns blocos do circuito analógico — testes de bancada; (3) funcionamento do sistema de controle; (4) validação das medidas efetuadas com o sistema.

As medidas realizadas restringem-se a testes *in vitro*, utilizando peças de carne de porco de espessura de gordura variável.

3.1 - Influência do acoplador no campo acústico

Após a confecção do acoplador, efetuou-se novamente a medida do campo acústico, agora gerado pelo conjunto transdutor-acoplador. A realização da nova medida teve como objetivo avaliar o grau de modificação inserido pelo acoplador nas características do campo ultrassônico produzido pelo transdutor, especialmente no que tange à atenuação (devido à membrana, principalmente) e à inserção de interferência adicional da radiação de borda, modificada pelo reflexo e/ou absorção nas paredes do corpo do acoplador.

Além disso, considerou-se também o efeito de reflexão da membrana de látex na interface entre acoplador e paciente.

Assim, dois novos mapeamentos foram realizados, um com o conjunto completo e outro sem a membrana de látex, o que permitiu avaliar qualitativamente o grau de atenuação e perturbação inserido por ela no campo acústico. As figuras 3.1 e 3.2 mostram os campos.

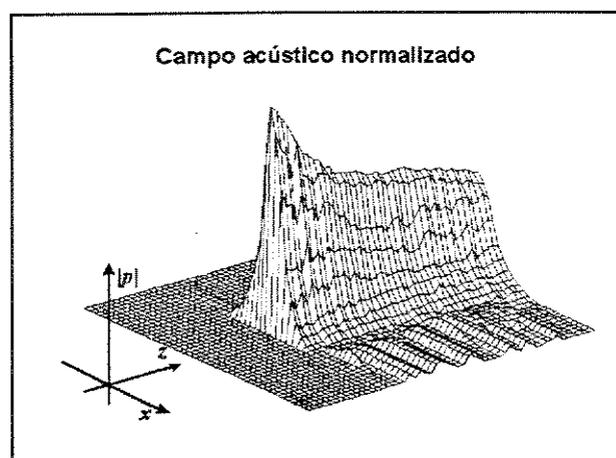


Figura 3.1 - Campo acústico normalizado do conjunto transdutor-acoplador completo.

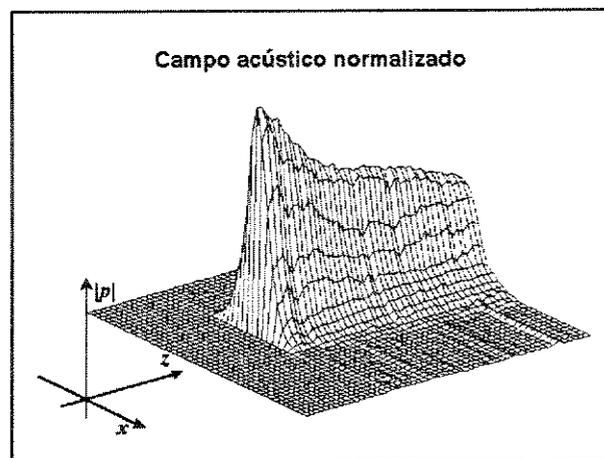


Figura 3.2 - Campo acústico normalizado do conjunto transdutor-acoplador sem membrana.

Nestes novos mapeamentos, a região em que o nível de pressão ultra-sônica é nulo corresponde ao campo ultra-sônico interno ao acoplador, que não foi levantado. Assim, essa região ilustra apenas o espaço compreendido pelo acoplador, que encerra o campo próximo em seu interior.

Comparando esses dois novos mapeamentos com o da figura 2.12 do capítulo anterior, nota-se que não foi introduzida perturbação adicional no campo acústico posterior ao acoplador. Verifica-se, entretanto, um aumento da atenuação do campo com a distância, principalmente naquele obtido do conjunto transdutor-acoplador completo, provavelmente devido à existência da membrana de látex na interface com o paciente. Isto pode ser percebido comparando-se os mapeamentos do conjunto com e sem a membrana, esta introduzindo menor atenuação.

No entanto, a atenuação introduzida pelo conjunto completo tende a se estabilizar com a distância, o que permite corrigi-la por meio de amplificação adicional.

3.2 - Funcionamento do circuito analógico

Existem alguns blocos do circuito analógico cujas características merecem algumas considerações, no que se refere ao desempenho. Isto porque, se medidas de prevenção contra ruído não forem adotadas, bem como um ajuste fino do controle automático de ganho não for efetuado, corre-se o risco de inviabilizar-se as medidas de gordura com exatidão.

Assim, o funcionamento de 3 blocos do circuito analógico será analisado a seguir: (1) amplificador de RF de potência; (2) filtro passa-altas de 5ª ordem; (3) gerador de sinal de

controle automático de ganho.

3.2.1 - Amplificador de RF de potência



Os testes de bancada mostraram que o amplificador de potência produziu um sinal de $7 V_p$ (aplicado sobre o transdutor de 41Ω), a partir da multiplicação das senóides de 5 MHz e 1 MHz (via modulação *AM-DSB+C*). Este sinal foi chaveado pelo circuito de sincronismo gerando o sinal da figura 2.17, mostrado na figura 3.3, juntamente com os sinais

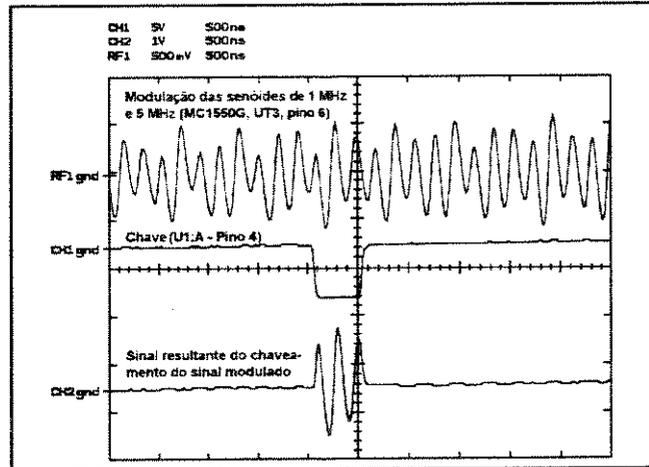


Figura 3.3 - Sinais envolvidos na produção do pulso de potência aplicado ao transdutor.

que o produzem. Este sinal, como foi visto no item 2.4.2, entrega uma potência elétrica eficaz ao transdutor de 300 mW.

3.2.2 - Filtro passa-altas de 5ª ordem



Como foi visto no item 2.5.2.3 do capítulo anterior, foi desenvolvido um filtro passa-altas de 5ª ordem para retirar a portadora exponencial dos sinais de eco que porventura chegassem ao transdutor de ultra-som (ver figura 2.36). Essa portadora é inserida pelo circuito do amplificador de entrada através do pino de controle de ganho, sendo produzida pelo circuito

gerador de sinal de CAG.

A característica de transferência do filtro desenvolvido é mostrada na figura 3.4.

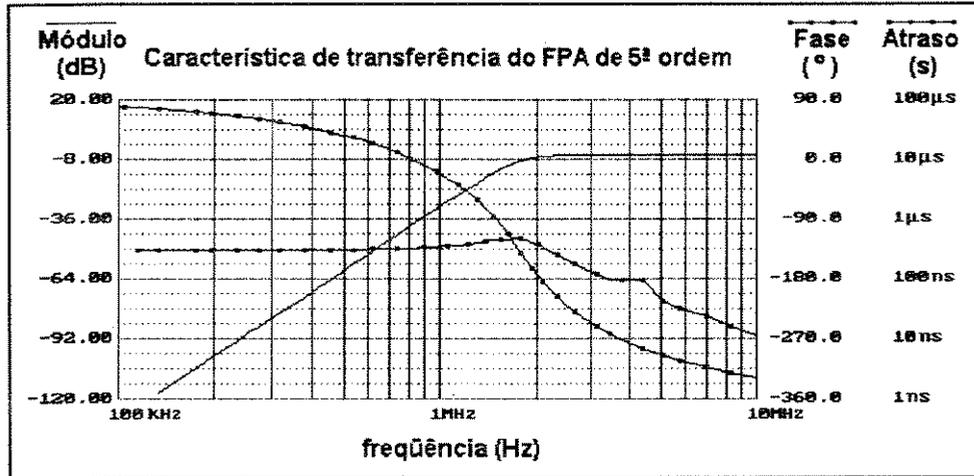


Figura 3.4 - Característica de transferência do FPA de 5ª ordem.

A figura 3.5 mostra o funcionamento do filtro desenvolvido frente a um sinal de eco.

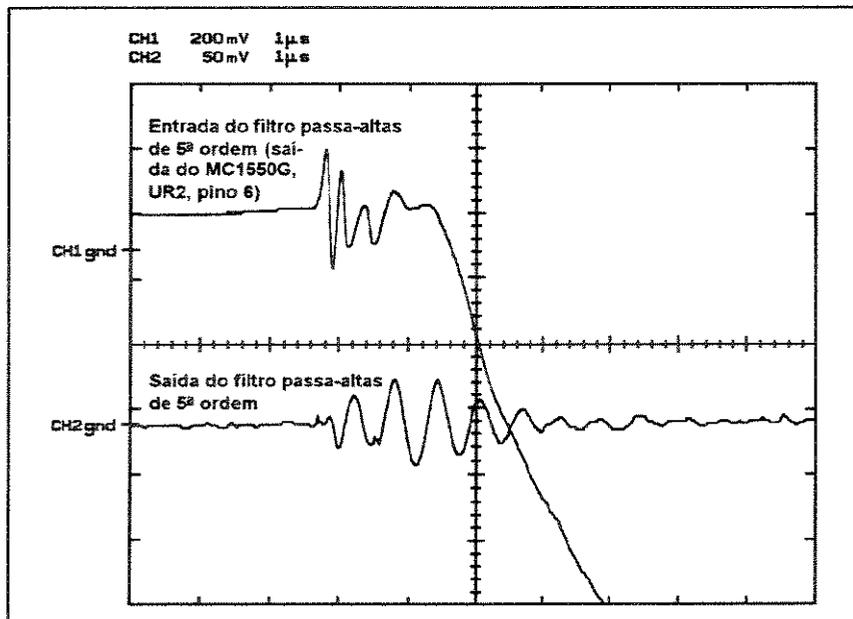


Figura 3.5 - Funcionamento do filtro desenvolvido.

3.2.3 - Gerador de sinal de controle automático de ganho (CAG)



O circuito gerador de sinal de controle de ganho alimenta o amplificador de entrada com um sinal exponencial de tensão decrescente com o tempo, com 3,7 V de máximo e 3,45 V de mínimo em tensão, correspondendo a 46 dB e 71 dB de ganho total de tensão mínimo e máximo, respectivamente, para o circuito de recepção.

O argumento da exponencial (i.e., seu decaimento), pode ser controlado no protótipo inicial através da utilização de um resistor variável (de 4,7 k Ω) na saída do par de monoestáveis indicado na figura 2.45 (item 2.5.2.6, do capítulo anterior). A figura 3.6 ilustra este controle.

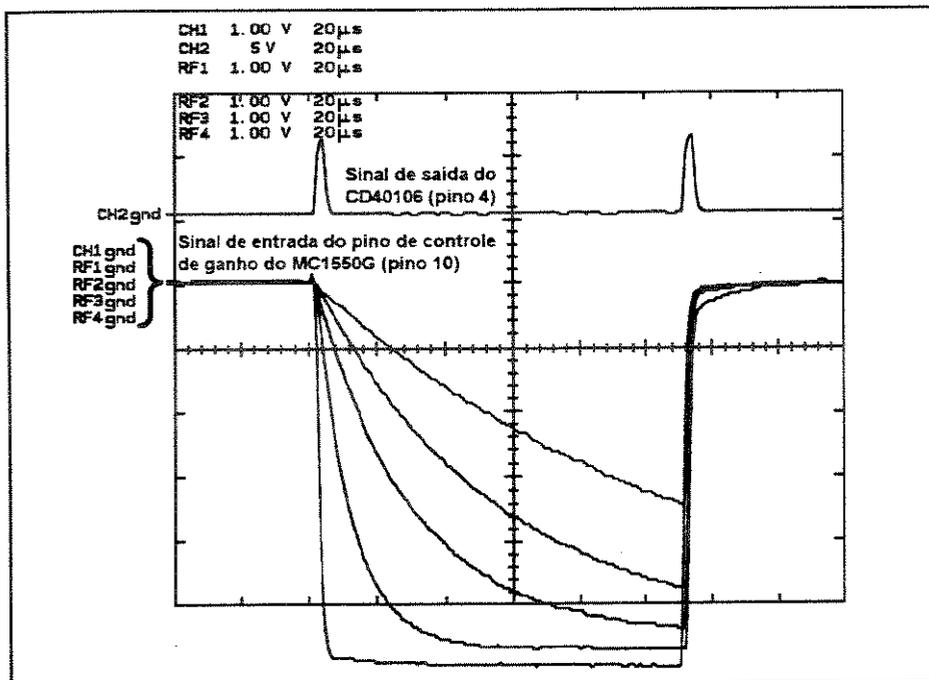


Figura 3.6 - Sinal de controle automático de ganho.

3.3 - Funcionamento do sistema de controle

O sistema de controle desenvolvido foi submetido a testes específicos, em condições limite de tempo de resposta. Isso foi feito entregando ao sistema pulsos estreitos, simulando os ecos das interfaces membrana-pele/gordura e gordura-músculo. Os resultados obtidos com tal procedimento chegaram a pulsos iguais a um ciclo de *clock* do microcontrolador, igual a $0,5 \mu\text{s}$ (máximo possível), e que equivale a uma espessura de gordura igual a $0,365 \text{ mm}$ ($\approx 0,4 \text{ mm}$).

Pelo exposto no item 2.2.1 do capítulo 2, este valor de espessura seria, em tese, a resolução do equipamento de medida, visto que, na prática, 1 comprimento de onda é o valor de resolução axial considerado muito bom para a frequência de operação escolhida (5 MHz), o que equivale a $0,292 \text{ mm}$ ($\approx 0,3 \text{ mm}$) para a gordura.

Assim, os valores da base de tempo fornecida pelo gerador de base de tempo do circuito analógico são, por enquanto, convertidos para valores de espessura de gordura múltiplos de $0,365 \text{ mm}$ e mostrados no visor. Este procedimento, contudo, requer análise adicional e um conjunto maior de testes deve ser feito, principalmente com intervalos maiores, para testar a linearidade e a repetibilidade do sistema.

3.4 - Validação do sistema

O procedimento para validação do sistema desenvolvido constou de medidas *in vitro* da espessura de gordura subcutânea de diversas peças de carne de porco. Dez medidas foram

realizadas por dois operadores, de três modos diferentes: (1) com o equipamento desenvolvido; (2) com um paquímetro de resolução de 5 centésimos de milímetro, marca Mitutoyo e (3) com um equipamento de ultra-som pulso-eco *Echopan E*, marca *Siemens*[®], utilizando um transdutor de $\phi = 20$ mm e $f_r = 4$ MHz. As médias das medidas efetuadas pelos dois operadores eram tomadas como valor da espessura de gordura medida. A tabela 3.1 mostra os valores obtidos.

Medida	Espessura (mm)		
	Eus-Metas	<i>Echopan E</i>	Paquímetro
01	10,80	08,80	09,35
02	09,40	09,00	09,15
03	14,60	13,50	13,60
04	08,30	07,20	08,10
05	12,90	12,60	11,60
06	25,50	28,80	23,00
07	12,50	12,60	12,60
08	15,10	15,30	14,30
09	09,50	10,80	08,30
10	19,10	18,00	19,25

Tabela 3.1 - Espessuras de gordura subcutânea obtidas.

As bases de tempo que resultavam nos dados obtidos via Eus-Metas foram monitoradas continuamente por um osciloscópio digital *Tektronix*[®], modelo 2430A[©]. Esta medida foi adotada devido à enorme quantidade de sinais espúrios que apareciam junto aos sinais de eco nas condições de máxima amplificação do circuito analógico. Esses ruídos resultaram em instabilidade

por parte do circuito de geração de base de tempo e inviabilizaram a medida. A adoção de medidas no sentido de minimizar o nível de ruído, utilizando choques de RF (indutores) em série com as alimentações dos circuitos e capacitores de *bypass* (desacoplamento) entre o terra (*GND*) e as alimentações, resultaram em uma melhoria considerável das condições de teste.

A partir dos valores da tabela 3.1, foram realizadas regressões lineares entre os conjuntos de dados, que permitiram uma análise comparativa entre os sistemas de medida. Além desta, uma análise dos erros relativos dos métodos ultra-sônicos também foi efetuada.

3.4.1 - Regressões lineares

Foram efetuadas três regressões lineares: (1) *Echopan E* sobre Eus-Metas; (2) paquímetro sobre Eus-Metas e (3) paquímetro sobre *Echopan E*.

Na primeira, obtiveram-se os seguintes resultados:

Regressão linear das medidas obtidas pelo <i>Echopan E</i> (y) sobre as medidas obtidas pelo Eus-Metas (x).		
$y = ax + b$		
Parâmetro	Valor	D.P.
a	1,14591	0,07549
b	-2,02059	1,10638
$r = 0,98308$		
Desvio Padrão = 1,19178; $N = 10$		
$p = 3,5126 \times 10^{-7}$		

A figura 3.7 mostra a regressão:

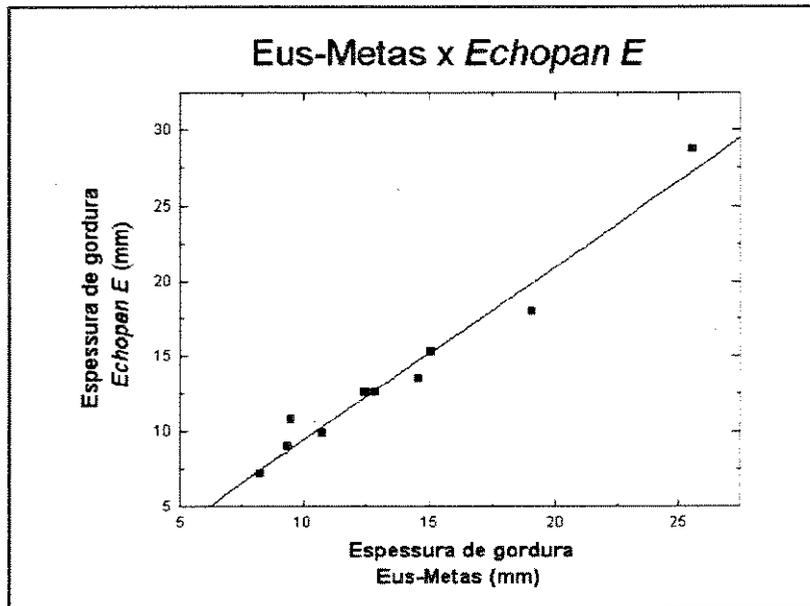


Figura 3.7 - Regressão linear das medidas tomadas com o Echopan E sobre as medidas tomadas com o Eus-Metas.

Na regressão das medidas tomadas com o paquímetro sobre as medidas tomadas com o Eus-Metas, obtiveram-se os seguintes resultados:

Regressão linear das medidas obtidas pelo paquímetro (y) sobre as medidas obtidas pelo Eus-Metas (x).		
$y = ax + b$		
Parâmetro	Valor	D.P.
a	0,92319	0,05001
b	0,20348	0,73294
$r = 0,98847$ Desvio Padrão = 0,78951; N = 10 $p = 7,6364 \times 10^{-8}$		

A figura 3.8 mostra a regressão:

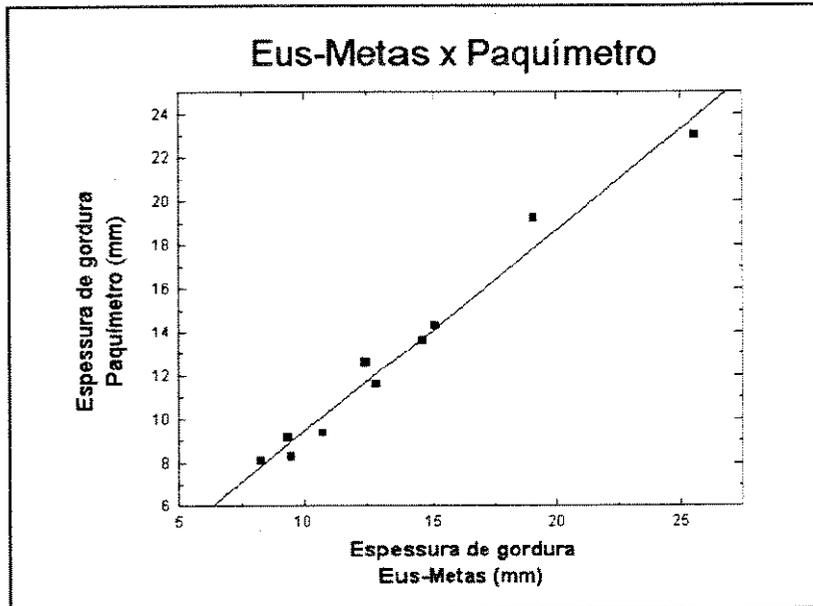


Figura 3.8 - Regressão linear das medidas tomadas com o paquímetro sobre as medidas tomadas com o Eus-Metas.

Na regressão das medidas tomadas com o paquímetro sobre as medidas tomadas com o Eus-Metas, obtiveram-se os seguintes resultados:

Regressão linear das medidas obtidas pelo paquímetro (y) sobre as medidas obtidas pelo Eus-Metas E(x).		
$y = ax + b$		
Parâmetro	Valor	D.P.
a	0,76570	0,08345
b	2,38132	1,24747
r = 0,95563		
Desvio Padrão = 1,53565; N = 10		
p = 0,00002		

A figura 3.9 mostra a regressão:

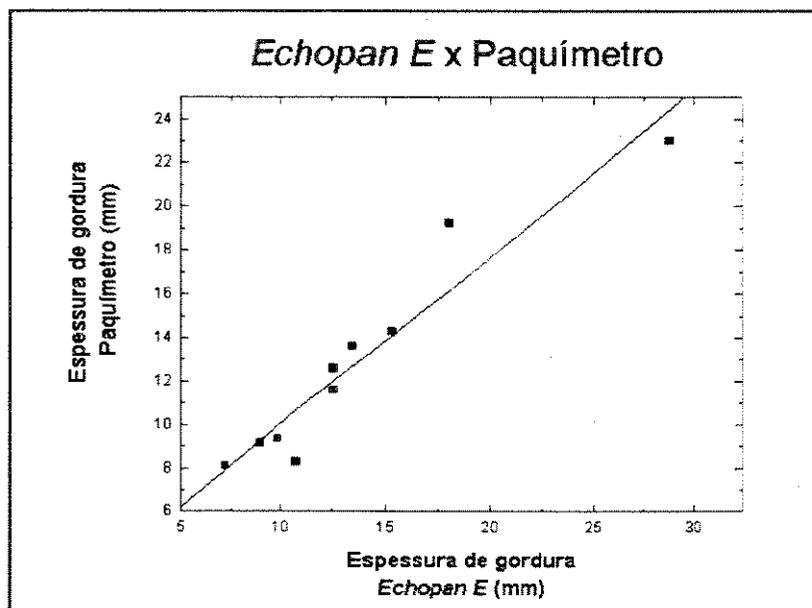


Figura 3.9 - Regressão linear das medidas tomadas com o paquímetro sobre as medidas tomadas com o *Echopan E*.

As regressões realizadas resultaram em índices de correlação r , que indicaram uma boa concordância entre os métodos de medida utilizados. Uma análise comparativa dos erros relativos dos dois métodos ultra-sônicos utilizados, tomando-se as medidas do paquímetro como referência (provavelmente mais exatas, visto que se pode diretamente observar a região de medida) permite que se possa estimar o erro médio introduzido pelos sistemas pulso-eco.

3.4.2 - Análise dos erros relativos

Tomando-se como referência as medidas efetuadas com o paquímetro e a expressão do erro relativo percentual, descrita pela equação 3.1:

$$e(\%) = \left| \frac{y_i - x_i}{x_i} \right| \times 100\% \quad (3.1)$$

Para os dados da tabela 3.1, temos os seguintes valores de $e(\%)$:

Medida	Erro Relativo (%)	
	Eus-Metas	<i>Echopan E</i>
01	15,51	05,88
02	02,73	01,64
03	07,35	00,74
04	02,47	11,11
05	11,20	08,62
06	10,87	25,22
07	00,79	00,00
08	05,59	06,99
09	14,46	30,12
10	00,78	06,49

Tabela 3.2 - Tabela de erros relativos dos métodos ultra-sônicos. A referência é o valor correspondente de medida tomada no paquímetro.

O erro relativo médio do Eus-Metas foi de 7,18%, contra 9,68% do *Echopan E*. O erro parece estabilizar-se em valores de até 10% na faixa de espessura compreendida entre 10 mm e 20 mm. Os maiores valores de erro relativo obtidos foram 15,51% e 30,12%, para o Eus-Metas e o *Echopan E*, respectivamente. Tanto o valor do erro médio quanto o do máximo indicam um desempenho superior do Eus-Metas, ao do *Echopan E*.

A união desse resultado, com os resultados das regressões das medidas do paquímetro sobre ambos os outros métodos de medida utilizando ultra-som servem como parâmetro de validação do protótipo.

Capítulo 4 - Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

Os resultados apresentados no capítulo anterior validam o equipamento como instrumento de medida de espessura de tecido adiposo subcutâneo. A comparação entre as medidas utilizando o Eus-Metas e o paquímetro, e o Eus-Metas e o sistema ultra-sônico pulso-eco *Echopan E*, resultou nos índices de correlação $r = 0,98847$ e $r = 0,98308$, respectivamente, o que assegura a capacidade de medição do sistema.

No entanto, existem ainda alguns problemas a serem resolvidos para que o equipamento possa ser utilizado em levantamentos antropométricos e medidas de campo:

1 - Redução do nível de ruído: especialmente para medidas de espessura maiores que 3 cm, algumas medidas necessitam ser adotadas, tais como a implementação de malhas de terra e de circuitos diferenciais, com alta rejeição de ruído. O aparecimento do ruído ocorre,

principalmente, devido ao sinal de controle automático de ganho, que eleva o ganho do amplificador de entrada para tornar possível a captação dos ecos provenientes de interfaces mais profundas. Esse efeito é necessário, pois quanto mais distante encontra-se a interface gordura-músculo, menor é a amplitude do eco que chega à face do transdutor;

2 - Aumentar o ganho global de tensão do circuito de recepção, visto que muitos ecos que chegam ao transdutor (especialmente os originados por interfaces gordura-músculo mais profundas) não possuem nível de tensão suficiente para disparar o gerador de base de tempo;

Além de solucionar estes problemas, no estágio atual restam ainda a implementação das rotinas de comunicação e transferência de dados, bem como a elaboração do protocolo de comunicação entre o Eus-Metas e um sistema de computação que permita a efetuação da análise dos dados obtidos por um microcomputador IBM-PC.

Adicionalmente, deve-se realizar também a validação do protótipo através de testes *in vivo*, por comparação com um método de maior exatidão, tal como tomografia computadorizada.

No entanto, a grande parte das metas que se desejava atingir foi concluída, restando apenas partes laboratoriais, que não envolvem novas definições conceituais, nem revisão nos princípios que fizeram objeto dos estudos teóricos.

A figura 4.1, na página seguinte, mostra o equipamento desenvolvido, que reúne as seguintes características funcionais:

- Alimentado a bateria ($2 \times 12 \text{ V} \times 1,9 \text{ Ah}$);
 - Portátil;
 - Dimensões: $220 \text{ mm} \times 130 \text{ mm} \times 73 \text{ mm}$ (altura \times largura \times profundidade);
-

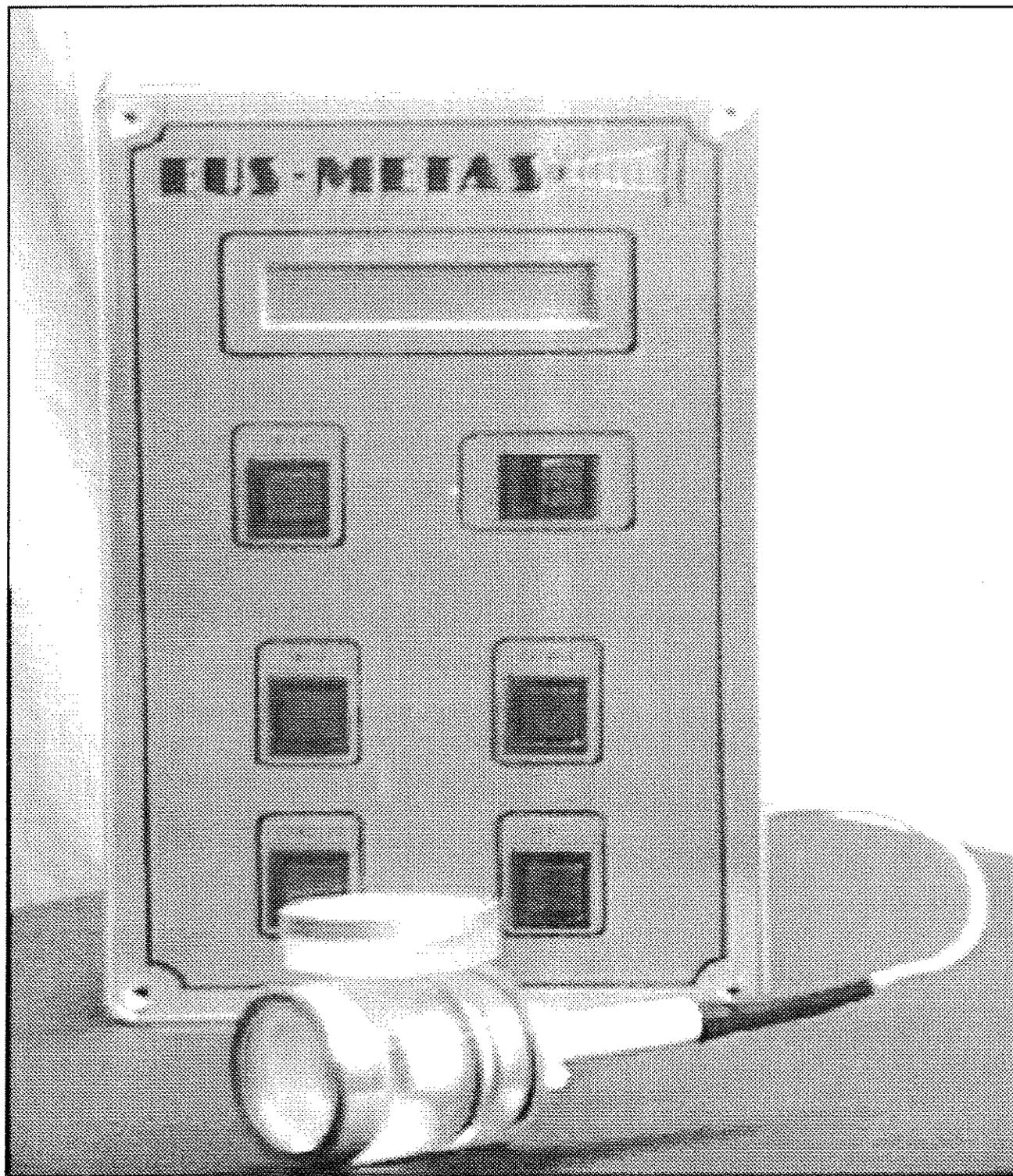


Figura 4.1 - Equipamento de ultra-som para a medida da espessura do tecido adiposo subcutâneo

- Circuito de identificação de bateria fraca;
 - Resolução das medidas de espessura: $\approx 0,4$ mm;
 - Funções no teclado: medir, calibrar e *reset* (funções de escolha de modo de operação e transferência de dados ainda não implementadas);
 - Porta de comunicação paralela;
 - Visor de cristal líquido matricial.
-

Referências Bibliográficas

ADACH, J., CHIVERS, R.C. A detailed investigation of effective geometrical parameters for weakly focused ultrasonic transducers. Part I: Optimization of experimental procedures. *Acustica*, v. 70, p. 12-21, 1990.

ADACH, J., CHIVERS, R.C. A detailed investigation of effective geometrical parameters for weakly focused ultrasonic transducers. Part II: Optimization of experimental procedures. *Acustica*, v. 70, p. 135-145, 1990.

AINDOW, J.D., MARKIEWICZ, A., CHIVERS, R.C. Quantitative investigation of disk ultrasonic sources. *J. Acoust. Soc. Am.*, v. 78, p. 1519-1529, 1985.

-
- ALEXANDER, J.K. Interactions of hyperlipidaemia, hypertension and obesity as coronary risk factors. *Triangle*, v. 14, p. 1-7, 1975.
- ASHLEY, F. W. JR., KANNEL, W. B. Relation of weight changes to changes in atherogenic traits. The Framingham Study. *J. Chron. Dis.*, v. 27, p. 103-112, 1974.
- AVOGARO, P., CAZZOLATO, G., BITTOLO BON, G., QUINCI, G.B., CHINELLO, M. HDL — cholesterol, lipoproteins A and B — age index and body weight. *Artherosclerosis*, v. 197, p. 85-92, 1978.
- BAUMGARTNER, R.N., CHUMLEA, W.C., ROCHE, A.F. Estimation of body composition from bioelectric impedance of body segments. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 50, p. 221-226, 1989.
- BAUMGARTNER, R.N., ROCHE, A.F., GUO, S., LOHMAN, T., BOIELAU, R.A., SLAUGHTER, M.H. Adipose tissue distribution: the stability of principal components by sex, ethnicity and maturation stage. *Human Biol.*, v. 58, p. 719-735, 1986.
- BEHNKE, A.R. Anthropometric evaluation of body composition throughout life. *Ann. N. Y. Acad. Sci.*, v. 110, p. 450-464, 1963.
-

-
-
- BEHNKE, A.R., FEEN, B.G., WELHAM, W.C. The specific gravity of healthy man. Body weight divided by volume as an index of obesity. *J. Am. Med. Assoc.*, v 118, p. 495-498, 1942.
- BEST, W.R. An improved caliper for measurement of skinfold thickness. *J. Lab. Clin. Med.*, v. 43, p. 967-970, 1954.
- BOOTH, R.A.D., GODDARD, B.A., PATON, A. Measurement of fat thickness in man: a comparison of ultrasound, Harpenden calipers and electrical conducting. *Br. J. Nutr.*, v. 20, p. 719-725, 1966.
- BORKAN, G.A., HULTS, D.E., CARDARELLI, J., BURROWS, B.A. Comparison of ultrasound and skin fold measurements in assessment of subcutaneous and total fatness. *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 58, p. 307-313, 1982.
- BOYLESTAD, R., NASHESKY, L. *Electronic devices and circuit theory*. 3. ed. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1982. p. 381-398.
- BRAY, G. A. (ed) *Obesity in America. Proceedings of the 2nd Fogarty International Centre Conference on Obesity*, v. 79, Washington: US DHEW, 1979.
-
-

-
- BROŽEK, J. Age changes in skinfold compressibility. *J. Gerontol.*, v. 15, p. 45-51, 1960.
- BROŽEK, J., KEYS, A. The evaluation of leanness-fatness in man: norms and interrelationships. *Br. J. Nutr.*, v. 5, p. 194-206, 1951.
- BROŽEK, J., GRANDE, F., ANDERSON, T.J., KEYS, A. Densitometric analysis of body composition: revision of some quantitative assumptions. *Ann. N. Y. Acad. Sci.*, v. 110, p. 113-140, 1963.
- BULLEN, B.A., QUADE, F., OLESEN, E., LUND, S.A. Ultrasonic reflections used for measuring subcutaneous fat in humans. *Human Biol.*, v. 37, p. 375-384, 1965.
- BURKINSHAW, L., JONES, P.R.M.; KRUPOWICZ, D.W. Observer error in skinfold thickness measurements. *Human Biol.*, v. 45, p. 273-279, 1973.
- CARLSON, A.B. *Communication Systems*. New York, McGraw-Hill, 1981. 487p.
- CHUMLEA, W.C., ROCHE, A.F. Ultrasonic and skin fold caliper measures of subcutaneous adipose tissue thickness in elderly men and women. *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 71, p. 351-357, 1986.
-

-
-
- CLAUS, A. Die Messung natürlichen Guenzflächen im Schweinkörper mit Ultraschall. *Fleischwirtschaft*, v. 9, p. 552, 1957.
- COHN, S.H., VARTSKY, D., YASAMURA, S., SAWITSKY, A., ZANZI, I., VASWANI, A., ELLIS, K.J. Compartmental body composition based on total-body nitrogen, potassium and calcium. *Am. J. Physiol.*, v. 239, p. E524-E530, 1980.
- COHN, S.H. How valid are bioelectric impedance measurements in body composition studies? *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 42, p. 889-890, 1985.
- CUDWORTH, A.G., WOODROW, J.C. Genetic susceptibility in diabetes mellitus: analysis of the HLA association. *Br. Med. J.*, v. 2, p. 846-853, 1976.
- DURNIN, J.V.G.A., RAHAMAN, M.M. The assessment of the amount of fat in the human body from measurements of skin fold thickness. *Br. J. Nutr.*, v. 21, p. 681-689, 1967.
- EDWARDS, D.A.W. Differences in the distribution of subcutaneous fat with sex and maturity. *Clin. Sci.*, v. 10, p. 305-315, 1950.
- EDWARDS, D.A.W., HAMMOND, W.H., HEALE, M.J.R., TANNER, J.M., WHITEHOUSE, R.H. Design and accuracy of calipers for measuring subcutaneous tissue
-
-

-
- thickness. *Brit. J. Nutr.*, v. 9, p. 133-143, 1955.
- FANELLI, M.T., KUCZMARSKI, R.J. Ultrasound as an approach to assessing body composition. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 39, p. 703-709, 1984.
- FIEGLER, W. FELIX, R., LANGER, M., SCHULTZ, E. Fat as a factor affecting resolution in diagnostic ultrasound: possibilities for improving picture quality. *Europ. J. Radiol.*, v. 5, p. 304-309, 1985.
- FISH, P. *Physics and instrumentation of diagnostic medical ultrasound.* Chichester, John Wiley & Sons, 1990. 250p.
- FLEGNER, A.J. Correlational analysis of an absolute and relative field power test and a laboratorial evaluation of anaerobic metabolism. Unpublished doctoral dissertation — George Peabody college for teachers of Vanderbilt University, Nashville. August, 1983.
- Appud: OLIVEIRA, F.P. Predição de medidas ultra-sônicas para espessuras de tecido adiposo, a partir de medidas obtidas com o compasso - Nomograma. Dissertação submetida à Escola de Educação Física e Desportos da UFRJ como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Educação Física. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 1987. 129p.
-

-
-
- FLETCHER, R.F. The measurement of total body fat with skinfold caliper. *Clin. Sci.*, v. 22, p. 333-346, 1962.
- FORBES, G.B., LEWIS, A.M. Total sodium, potassium and chloride in adult man. *J. Clin. Invest.*, v. 35, p. 596-600, 1956.
- FOSTER, F.S., HUNT, J.W. Transmission of ultrasound beams through human tissue — focusing and attenuation studies. *Ultrasound in Med. & Biol.*, v. 5, p. 257-268, 1979.
- GARROW, J.S. Energy balance and obesity in man. Amsterdam: Elsevier/North-Holland, 1978. 168 p.
- GARROW, J.S. New approaches to body composition. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 35, p. 1152-1158, 1982.
- GARROW, J. S. Obesity and energy balance. In: *Recent Advances in Medicine*. Edinburgh and London: Churchill Livingstone, 1981. Chapt. 18, p. 75-92.
- GARROW, J.S., STALLEY, S., DIETHELM R., PITTET, P.H., HESP, R., HALLIDAY, D. A new method for measuring the body density of obese adults. *Br. J. Nutr.*, v. 42, p. 173-183, 1979.
-
-

-
-
- GLEIM, G.W., NICHOLAS, J.A., VERAS, G. Measurement of body composition by ultrasound in professional football players. *Med. Sci. Sports*, v. 11, p. 102, 1979.
- GRAY, D.S., BRAY, G.A., GEMAYEL, N., KAPLAN, K. Effect of obesity on bioelectrical impedance. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 50, p. 255-260, 1989.
- GUO, S., ROCHE, A.F., HOUTKOOPEL, L. Fat-free mass in children and young adults predicted from bioelectric impedance and anthropometric variables. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 50, p. 435-443, 1989.
- HAMMOND, W.H. Measurement and interpretation of subcutaneous fat, with norms for children and young adult males. *Brit. J. Prev. Soc. Med.*, v. 9, p. 201-208, 1955.
- HASEGAWA, T., INOUE, N., MATSUZAWA, K. A new theory for the radiation from a concave piston source. *J. Acoust. Soc. Am.*, v. 82, p. 706-708, 1987.
- HASSAGER, C., BORG, J., CHRISTIANSEN, C. Measurement of the subcutaneous fat in the distal forearm by single photon absorptiometry. *Metabolism*, v. 38, p. 159-165, 1989.
- HAYMES, E., LUNDEGREN, H.M., LOOMIS, J.I., BUSKIRK, E.R. Validity of the ultrasonic technique as a method of measuring subcutaneous adipose tissue. *Ann. Human*
-
-

Biol., v. 3, p. 245-251, 1976.

HERMENT, A., PERONNEAU, P., JAYSSE, M. A new method for obtaining an acoustic impedance profile for characterization of tissue structures. *Ultrasound in Med. & Biol.*, v. 5, p. 321-331, 1979.

HILL, C.R. *Physical Principles of Medical Ultrasonics*. New York, Ellis Horwood, 1986. 495p.

HIMES, J.H., ROCHE, A.I., SIERVOGEL, R.M. Compressibility of skinfolds and the measurement of subcutaneous fatness. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 32, p. 1734-1740, 1979.

HIMES, J.H., ROCHE, A.F. Subcutaneous fatness and stature: relationship from infancy to adulthood. *Human Biol.*, v. 58, p. 737-750, 1986.

HOFFER, E.C., MEADOR, C.K., SIMPSON, D.C. Correlation of whole-body impedance with total body water volume. *J. Appl. Physiol.*, v. 27, p. 531-534, 1969.

JOURNAL OF THE ROYAL COLLEGE OF PHYSICIANS OF LONDON (JRCPL). v. 17, p. 6-65, 1983.

-
- KAPLOWITZ, H.J., MUELLER, W.H., SELWYN, B.J., MALINA, R.M., BAILEY, D.A.,
MIRWALD, R.L. Sensitivities, specificities and positive predictive values of simple
indices of body fat distribution. *Human Biol.*, v. 59, p. 809-825, 1987.
- KATCH, F.I. Individual differences of ultrasound assessment of subcutaneous fat: effects of
body position. *Human Biol.*, v. 55, p. 789-795, 1983.
- KATCH, F.I., McARDLE, W.D. Nutrition, weight control and exercise. 2. ed. New York,
Lea & Febiger, 1984. 337p.
- KATCH, F.I., McARDLE, W.D. Nutrition, weight control and exercise. 3. ed. New York,
Lea & Febiger, 1988. 372p.
- KATCH, F.I., SOLOMON, R.T., SHAYEITZ, M., SHAYEITZ, B. Validity of bioelectrical
impedance to estimate body composition in cardiac and pulmonary patients. *Am. J. Clin.
Nutr.*, v. 43, p. 972-973, 1986.
- KEEN, H. The incomplete story of obesity and diabetes. In: *Recent advances in obesity
research I*. London: Newman Publishing, 1975. p. 116-127.
- KHALED, M.A., McCUTCHEON, M.J., REDDY, S., PEARMAN, P.L., HUNTER, G.R.,
-

-
- WEINSIER, R.L. Electrical impedance in assessing human body composition: the BIA method. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 47, p. 789-792, 1988.
- KINSLER, L.E., FREY, A.R. *Fundamentals of acoustics*. 2. ed. New York, John Wiley & Sons, 1962. 517p.
- KISSEBAH, A.H., VYDELINGUM, N., MURRAY, R., EVANS, D.J., HARTZ, A.J., KALKHOFF, R.K., ADAMS, P.W. Relation of body fat distribution to metabolic complications of obesity. *J. Clin. Endocrin. & Metab.*, v. 54, p. 254-259, 1982.
- KUSHNER, R.F., SCHOELLER, D.A. Estimation of total body water by bioelectrical impedance analysis. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 44, p. 417-424, 1986.
- LANGE, K.O., BROŽEK, J. A new model of skinfold caliper. *Am. J. Phys. Anthrop.*, v. 19, p. 98-99, 1961.
- LARSSON, B., BJÖRNTORP, P., TIBBLIN, G. The health consequences of moderate obesity. *Int. J. Obesity*, v. 5, p. 97-100, 1981.
- LATHI, B.P. *An introduction to random signals and communication theory*. Scranton, International Textbook Company, 1968.
-

-
-
- LEW, E.A., GARFINKEL, L. Variations in mortality by weight among 750,000 men and women. *J. Chron. Dis.*, v. 32, p. 563-578, 1979.
- LOHMAN, T.G. Skinfold and body density and their relation to body fatness: a review. *Human Biol.*, v. 53, p. 181-225, 1981.
- LUKASKI, H.C., BOLONCHUK, W.W., HALL, C.B., SIDERS, W.A. Validation of tetrapolar bioelectrical impedance method to assess human body composition. *J. Appl. Physiol.*, v. 60, p. 1327-1332, 1986.
- LUKASKI, H.C., JOHNSON, P.E., BOLONCHUK, W.W., LYKKEN, G.I. Assessment of fat-free mass using bioelectrical impedance measurements of the human body. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 41, p. 810-817, 1985.
- LUNDEGREN, H.M., LOOMIS, J.L., BUSKIRK, E.R. Validity of the ultrasonic technique as a method of measuring subcutaneous adipose tissue. *Ann. Human Biol.*, v. 3, p. 245-251, 1976.
- MABEE, T.M., MEYER, P., DEN BESTEN, L., MASON, E. E. The mechanisms of increased gallstone formation in obese human subjects. *Surgery*, v. 79, p. 460-464, 1976.
-
-

-
-
- MALVINO, A.P. *Electronic Principles*. 2. ed. Auckland, McGraw-Hill, 1987. p. 297-353.
- MATIEGKA, J. *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 4, p. 223, 1921. Appud: DURNIN, J.V.G.A., RAHAMAN, M.M. The assessment of the amount of fat in the human body from measurements of skin fold thickness. *Br. J. Nutr.*, v. 21, p. 681-689, 1967.
- McDICKEN, W.N. *Diagnostic ultrasonics: principles and use of instruments*. 2. ed. New York, Wiley, 1981. 381p.
- MEREDITH, H.V. Childhood studies on thickness of skin and subcutaneous adipose tissue at arm back: a review. *Human Biol.*, v. 57, p. 525-562, 1985.
- MILLER, D.S. Thermogenesis in everyday life. In: *Second International Congress on Energy Balance*. Edit. E. Jequier, Geneva, 1975. p. 198-208.
- MONTOYE, H.J., EPSTEIN, F.H., KJELSBURG, M.O. The measurement of body fatness: a study in a total community. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 16, p. 417-426, 1965.
- MORRIS, J.N. *The uses of epidemiology*. 3. ed. Edinburg and London: Churchill Livingstone, 1976.
-
-

MUELLER, W.H. The changes with age of the anatomical distribution of fat. *Sports Science Med.*, v. 16, p. 191-196, 1982.

MUELLER, W.H., DEUTSCH, M.I., MALINA, R.M., BAILEY, D.A., MIRWALD, R.L. Subcutaneous fat topography: age changes and relationship to cardiovascular fitness in Canadians. *Human Biol.*, v. 58, p. 955-973, 1986.

MUELLER, W.H., JOOS, S.K. Android (centralized) obesity and somatotypes in men: association with mesomorphy. *Ann. Human Biol.*, v. 12, p. 377-381, 1985.

MUELLER, W.H., JOOS, S.K., HANIS, C.L., ZAVALETA, A.N., EICHNER, J., SCHULL, W.J. The diabetes alert study: growth, fatness, and fat patterning, adolescence through adulthood in Mexican Americans. *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 64, p. 389-399, 1984.

MUELLER, W.H., REID, R.M. A multivariate analysis of fatness and relative fat patterning. *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 50, p. 199-208, 1979.

MUELLER, W.H., STALLONES, L. Anatomical distribution of subcutaneous fat: skin fold site choice and construction of indices. *Human Biol.*, v. 53, p. 321-335, 1981.

MUELLER, W.H., WOHLLEB, J.C. Anatomical distribution of subcutaneous fat and its

description by multivariate methods: how valid are principal components? *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 54, p. 25-35, 1981.

MURRAY, S.J., SHEPHARD, R.J. Possible anthropometric alternatives to skin fold measurements. *Human Biol.*, v. 60, p. 273-282, 1988.

NATIONAL DIABETES DATA GROUP (NDDG). Classification and diagnosis of diabetes mellitus and other categories of glucose intolerance. *Diabetes*, v. 28, p. 1039-1057, 1979.

OLIVEIRA, F.P. Predição de medidas ultra-sônicas para espessuras de tecido adiposo, a partir de medidas obtidas com o compasso - Nomograma. Dissertação submetida à Escola de Educação Física e Desportos da UFRJ como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Educação Física. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 1987. 129p.

ORGANIZATION MUNDIAL DE LA SALUD, Medicion del cambio del estado nutricional. Directrices para evaluar el efecto nutricional de programas de alimentación suplementaria destinados a grupos vulnerables. Ginebra, 1983. 105p.

PAŘÍZKOVÁ, J. Total body fat and skinfold thickness in children. *Metabolism*, v. 10, p. 794-807, 1961.

-
- PAŘÍZKOVÁ, J., FALTOVÁ, E. Physical activity, body fat and experimental cardiac necrosis. *Br. J. Nutr.*, v. 24, p. 3-10, 1970.
- PAŘÍZKOVÁ, J., GOLDSTEIN, H. A comparison of skinfold thickness measurements using the Best and Harpenden calipers. *Human Biol.*, v. 42, p. 436-441, 1970.
- PAŘÍZKOVÁ, J., MERHAUTOVÁ, J. The comparison of somatic development, body composition and functional characteristics in Tunisian and Czech boys of 11 and 12 years. *Human Biol.*, v. 42, p. 391-400, 1970.
- PAŘÍZKOVÁ, J., RATH, Z. The assessment of depot fat in children from skinfold thickness measurements by Holtain (Tanner/Whitehouse) caliper. *Human Biol.*, v. 44, p. 613-620, 1972.
- PASCALE, L.R., GROSSMAN, M.I., SLOANN, H.S., FRANKE, J. Correlations between thickness of skinfolds and body density in 88 soldiers. *Human Biol.*, v. 28, p. 165-176, 1956.
- PETT, L.B., OGILVIE, G.F. The report on Canadian average weights, heights and skinfolds. *Canad. Bull. Nutr.*, v. 5, p. 1-14, 1957.
-

REICHLEY, K.B., MUELLER, W.H., HANIS, C.L., JOOS, S.K., TULLOCH, B.R.,
BARTON, S., SCHULL, W.J. Centralized obesity and cardiovascular disease risk in
Mexican Americans. *Am. J. Epidemiol.*, v. 125, p. 373-386, 1987.

RHOADS, G.G., GULBRANDSEN, C.L., KAGAN, A. Serum lipoproteins and coronary
heart disease in a population study of Hawaii Japanese men. *New Eng. J. Med.*, v. 294,
p. 294-301, 1976.

RIMM, A. A., WERNER, L. H., VAN YSERLOO, B., BERNSTEIN, R. A. Relationship
of obesity and disease in 73,352 weightconscious women. *Public Health Report*, v. 90, p.
44-56, 1975.

SALOMONSSON, G., BJÖRKMAN, L. Investigation of methods to estimate ultrasonic
attenuation of soft tissue. *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, v. 32, p. 583-591, 1985.

SANN, L., DURAND, M., PICARD, J., LASNE, Y., BETHENOD, M. Arm fat and muscle
areas in infancy. *Arch. Dis. Child.*, v. 63, p. 256-260, 1988.

SHENG, H.P., ADOLPH, A.L., SMITH, E.O., GARZA, C. Body volume and fat-free mass
determinations by acoustic plethysmography. *Pediatric Res.*, v. 24, p. 85-89, 1988.

-
- SIRI, W.E. Gross composition of the body. In: *Advances in biological and medical physics*.
Editors: J.H. Lawrence & C.A. Tobias. Academic Press, v. 4, New York, 1956.
- SLOAN, A.W., SHAPIRO, M. A comparison of skinfold measurements with three standard
calipers. *Human Biol.*, v. 44, p. 29-36, 1972.
- SOCIETY OF ACTUARIES Build study 1979. Association of life insurance medical
directors of America. 1979.
- STAMLER, J. Medical complications of obesity. London: Academic Press, 1979. p.
191-216.
- STEINKAMP, R.C., COHEN, N.L., GAFFEY, W.R., MCKAY, T., BRON, G., SIRI, W.E.,
SARGENT, T.W., ISAACS, E. *J. Chron. Dis.*, v. 18, p. 1291-1303, 1965. Appud:
DURNIN, J.V.G.A., RAHAMAN, M.M. The assessment of the amount of fat in the
human body from measurements of skin fold thickness. *Br. J. Nutr.*, v. 21, p. 681-689,
1967.
- STOUFFER, J.R. Relationship of ultrasonic measurements and X-rays to body composition.
Ann. N. Y. Acad. Sci., v. 110, p. 31-39, 1963.
-

-
-
- TANNER, J.M., WHITEHOUSE, R.H. The Harpenden skinfold caliper. *Am. J. Phys. Anthropol.*, v. 13, p. 743-746, 1955.
- TEMPLE, R.S., STONAKER, H.H., HOWRY, G., POSAKONY, G., HAZALEUS, H.M., Ultrasonic and conductivity methods for estimating fat thickness in live cattle. *Amer. Soc. Animal Prod. West Sec.*, v. 7, p. 477-481, 1956.
- THOMASSET, A. Bio-electrical properties of tissue impedance measurements. *Lyon Med.*, v. 207, p. 107-118, 1962.
- THOMASSET, A. Bio-electrical properties of tissues. *Lyon Med.*, v. 209, p. 1325-1352, 1963.
- VAGUE, J. The degree of masculine differentiation of obesities: a factor determining predisposition of diabetes, atherosclerosis, gout and uric calculous disease. *Am. J. Clin. Nutr.*, v. 4, p. 20-34, 1956.
- VAGUE, J., COMBES, R., TRAMONI, M., ANGELETTI, S., RUBIN, P. Medical complications of obesity. London: Academic Press, 1979. p. 45-58.
- VANDER, A.J., SHERMAN, J.H., LUCIANO, D.S. Human physiology: The mechanisms
-
-

-
-
- of body function. New York, McGraw-Hill, 1981. 834p.
- VOLZ, P.A., OSTROVE, S.M. Evaluation of a portable ultrasonoscope in assessing the body composition of college-age women. *Med. Sci. Sports Exercise*, v. 16, p. 97-102, 1984.
- WELLS, P.N.T. *Biomedical Ultrasonics*. London, Academic Press, 1977. 633p.
- WELLS, P.N.T. The possibility of harmful biological effects in ultrasonic diagnosis. In Reneman, R.S. (ed.): "Cardiovascular Applications of Ultrasound", pp 1-17, Amsterdam, North-Holland, 1974.
- WESTLUND, K., NICOLAYSON, R. A ten-year mortality and morbidity related to serum cholesterol. A follow-up of 3,751 men aged 40-49. *Scand. J. Clin. Lab. Invest.*, v. 30, Suppl. 127, p. 1, 1972.
- WITTINGHAM, P.D.G.V. Measurement of tissue thickness by ultrasound. *Aerospace Medicine*, v. 9, p. 1121-1128, 1962.
- WOMERSLEY, J., DURNIN, J.V.G.A. An experimental study on variability of measurements of skinfold thickness on young adults. *Human Biol.*, v. 45, p. 281-292, 1973.
-
-

Impl. 26.4.95

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

CADERNO DE ANEXOS À TESE:



EQUIPAMENTO DE ULTRA-SOM PARA MEDIDA DE ESPESSURA DE TECIDO
ADIPOSO SUBCUTÂNEO

Este exemplar corresponde à redação final da tese defendida por Rafael Antonio Guido Peregrino da Silva e aprovada pela Comissão julgadora em 03 / 02 / 95


Orientador

RAFAEL ANTONIO GUIDO PEREGRINO DA SILVA
ORIENTADOR: PROF. DR. SÉRGIO SANTOS MÜHLEN

CAMPINAS, 1994

5503209

Índice

Anexo A - Programas de suporte ao projeto do EUS-METAS	1
Anexo B - Montagem e dimensões do conjunto acoplador/transdutor	33
Anexo C - Diagramas elétricos e <i>layout's</i> dos circuitos	38
C.1 - Circuito de controle	39
C.2 - Circuitos analógicos de transmissão e recepção	47
C.3 - Circuito de alimentação	57
C.4 - Circuito de teclado	61
Anexo D - Projeto do filtro passa-altas	65
D.1 - Cálculo da ordem do filtro	66
D.2 - Escolha de ω_c	67
D.3 - Cálculo da função de transferência do filtro	68

D.4 - Cálculo dos valores dos componentes do filtro	70
Anexo E - Programa monitor	74
Anexo F - Fundamentos de fisiologia da nutrição	84
F.1 - Digestão e Vias Metabólicas dos Nutrientes	85
F.1.1 - Anatomia do sistema digestivo	87
F.1.2 - A Digestão	88
F.1.3 - Mecanismos de liberação da energia dos alimentos	90
F.1.3.1 - Trifosfato de Adenosina (<i>ATP</i>)	90
F.1.3.2 - Fosforilação a nível de substrato	93
F.1.3.3 - Fosforilação oxidativa	93
F.1.3.4 - Ciclo de Krebs	96
F.1.3.2 - Glicólise	99
F.1.4 - Vias metabólicas dos nutrientes	100
F.1.4.1 - Metabolismo dos carboidratos	100
F.1.4.2 - Metabolismo dos lipídeos	102
F.1.4.3 - Metabolismo das proteínas	105
F.1.4.4 - A inter-relação das vias metabólicas	107
Anexo G - Modificações nos circuitos	110
G.1 - Circuito de transmissão	111
G.2 - Amplificador de entrada com CAG	112
G.3 - Circuito de controle	115

Anexo A - Programas de suporte ao projeto do EUS-METAS

Os programas de suporte ao projeto, cujas listagens se encontram neste anexo, foram desenvolvidos utilizando a versão 3.5j do *MATLAB*[®]. As listagens estão comentadas e cada programa ou função possui um cabeçalho (que responde ao comando *help* <NOME DO PROGRAMA> quando invocado no ambiente do *MATLAB*[®]) que explica sua função e, se for o caso, orienta o usuário quanto à sintaxe de utilização.

São os seguintes os programas listados: AGC1550.M, BUTTERWT.M, COMPENS.M (função), FOCACFLD.M, FPF.M (função), FRF.M (função), NFOCACFD.M, PHASER.M (função), PLOTAGEM.M, RADIATE.M (função), REDEPI.M e SIGNALANAL.M.

PROGRAMA AGC1550.M

```

%=====
%Este programa traça as curvas de ganho de tensão versus tensão de controle de
%ganho do MC1550G da MOTOROLA, montado na configuração do circuito amplificador
%com controle automático de ganho, constante da tese de mestrado intitulada EUS
%-METAS: Equipamento de ultra-som para medida de espessura de tecido adiposo
%subcutâneo.
%=====

%-----
%
%                               ENTRADA DE DADOS
%-----

Vagc = [1.35 1.75 1.80 1.85 1.90 1.95 2.00 2.05 2.10 2.15 2.20 2.25 2.30 2.35 ...
        2.40 2.45 2.50 2.55 2.60 2.65 2.70 2.75 2.80 2.85 2.90 2.95 3.00 3.05 ...
        3.10 3.13 3.14 3.15 3.16 3.17 3.18 3.19 3.20 3.21 3.22 3.23 3.24 3.25 ...
        3.26 3.27 3.28 3.29 3.30 3.31 3.32 3.33 3.34 3.35 3.36 3.37 3.38 3.39 ...
        3.40 3.41 3.42 3.43 3.44 3.45 3.46 3.47 3.48 3.49 3.50 3.51 3.52 3.53 ...
        3.54 3.55 3.56 3.57 3.58 3.59 3.60 3.61 3.62 3.63 3.64 3.65 3.66 3.67 ...
        3.68 3.69 3.70 3.71 3.72 3.72 3.74 3.75 3.76 3.77 3.78 3.80];

Vi = [0035.4 0035.2 0035.2 0035.2 0035.4 0035.4 0036.8 0037.8 0031.4 0035.4 ...
      0034.2 0035.2 0035.6 0035.0 0032.8 0035.4 0034.8 0032.2 0033.4 0033.6 ...
      0032.0 0034.2 0031.2 0033.0 0032.2 0033.2 0031.8 0031.0 0032.0 0026.4 ...
      0026.4 0026.4 0026.4 0026.4 0032.2 0034.2 0035.0 0035.4 0033.6 0036.4 ...
      0035.8 0035.0 0037.2 0034.2 0034.0 0036.2 0034.2 0039.0 0035.0 0035.2 ...
      0033.6 0034.0 0033.8 0036.6 0033.8 0037.4 0038.8 0031.1 0032.4 0036.2 ...
      0041.8 0032.6 0033.8 0034.2 0035.0 0036.4 0036.8 0038.8 0040.2 0039.6 ...
      0040.2 0044.0 0048.0 0052.4 0060.6 0062.4 0066.6 0074.4 0083.0 0093.8 ...
      0120.5 0158.0 0164.0 0252.0 0336.5 0452.0 0569.0 0732.0 0892.0 1000.8 ...
      1248.0 1404.0 1725.0 1890.0 2175.0 2680.0];

for i=1:96,
    Vo(i) = 500;
end

%-----
%
%                               CÁLCULO DOS VALORES DOS GANHOS
%-----

G = Vo ./ Vi;
Gdb = 20*log(G);

%-----
%
%                               PLOTAGENS DOS VALORES DE GANHO VERSUS TENSÃO DE CONTROLE
%-----

plot(Vagc,G,'c14');
grid;
title('Ganho X Vagc - MC1550G')
xlabel('Vagc (V)')
ylabel('Ganho')
pause
plot(Vagc,Gdb,'c5');
grid;
title('Ganho X Vagc - MC1550G')
xlabel('Vagc (V)')
ylabel('Ganho (dB)')
pause
plot(Vagc(60:89),G(60:89),'c14');
grid;
title('Ganho X Vagc - MC1550G (Detalhe)')
xlabel('Vagc (V)')

```

```
ylabel('Ganho')
pause
plot(Vagc(60:89),Gdb(60:89),'c5');
grid;
title('Ganho X Vagc - MC1550G (Detalhe)')
xlabel('Vagc (V)')
ylabel('Ganho (dB)')
pause
```

```
%-----
%
%                               FIM DE PROGRAMA
%-----
%=====
```

```
LN1=1.4142;
CN2=1.4142;
MalhaN=[LN1 CN2];
end
if N == 3
LN1=1.;
CN2=2.;
LN3=1.;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3];
end
if N == 4,
LN1=0.7654;
CN2=1.8478;
LN3=1.8478;
CN4=0.7654;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4];
end
if N == 5,
LN1=0.6180;
CN2=1.6180;
LN3=2.;
CN4=1.6180;
LN5=0.6180;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5];
end
if N == 6,
LN1=0.5176;
CN2=1.4142;
LN3=1.9319;
CN4=1.9319;
LN5=1.4142;
CN6=0.5176;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5 CN6];
end
if N == 7,
LN1=0.4450;
CN2=1.2470;
LN3=1.8019;
CN4=2.;
LN5=1.8019;
CN6=1.2470;
LN7=0.4450;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5 CN6 LN7];
end
if N == 8,
LN1=0.3902;
CN2=1.1111;
LN3=1.6629;
CN4=1.9616;
LN5=1.9616;
CN6=1.6629;
LN7=1.1111;
CN8=0.3902;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5 CN6 LN7 CN8];
end
if N == 9,
LN1=0.3473;
CN2=1.0000;
LN3=1.5321;
CN4=1.8794;
LN5=2.0000;
CN6=1.8794;
LN7=1.5321;
CN8=1.0000;
```



```
LN1=1.4142;
CN2=1.4142;
MalhaN=[LN1 CN2];
end
if N == 3
LN1=1.;
CN2=2.;
LN3=1.;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3];
end
if N == 4,
LN1=0.7654;
CN2=1.8478;
LN3=1.8478;
CN4=0.7654;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4];
end
if N == 5,
LN1=0.6180;
CN2=1.6180;
LN3=2.;
CN4=1.6180;
LN5=0.6180;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5];
end
if N == 6,
LN1=0.5176;
CN2=1.4142;
LN3=1.9319;
CN4=1.9319;
LN5=1.4142;
CN6=0.5176;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5 CN6];
end
if N == 7,
LN1=0.4450;
CN2=1.2470;
LN3=1.8019;
CN4=2.;
LN5=1.8019;
CN6=1.2470;
LN7=0.4450;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5 CN6 LN7];
end
if N == 8,
LN1=0.3902;
CN2=1.1111;
LN3=1.6629;
CN4=1.9616;
LN5=1.9616;
CN6=1.6629;
LN7=1.1111;
CN8=0.3902;
MalhaN=[LN1 CN2 LN3 CN4 LN5 CN6 LN7 CN8];
end
if N == 9,
LN1=0.3473;
CN2=1.0000;
LN3=1.5321;
CN4=1.8794;
LN5=2.0000;
CN6=1.8794;
LN7=1.5321;
CN8=1.0000;
```



```

pL4 = [0 0 18.215 0 15.092 0 17.0455 17.113 20.895 17.266 16.254 18.534 ...
      19.562 17.619 16.256 16.188 18.586 17.102 17.151 19.577 19.192 ...
      23.920 24.191 23.263 23.601 25.321];
VC4 = [1 1 v5445 1 v5745 1 v5745 v5745 v5745 v5745 v5745 v5745 v5745 ...
      v5745 ...
      v5745 v5745 v5745];
L4 = pL4.*VC4;
NL4 = spline(t,L4,k);

%Linha 5

pL5 = [0 0 18.389 16.382 16.382 17.24 16.439 19.128 19.419 25.029 25.044 ...
      28.334 21.393 28.130 22.193 28.352 29.099 31.247 30.080 30.999 ...
      31.126 32.125 30.015 30.172 31.085 31.101];
VC5 = [1 1 v5445 v5145 v5145 v5145 v5145 v5445 v5745 v5445 v5445 v5445 ...
      v5445 ...
      v5445 v5445 v5445];
L5 = pL5.*VC5;
NL5 = spline(t,L5,k);

%Linha 6

pL6 = [12.199 6.4014 34.281 26.181 28.198 28.070 31.09 32.444 33.305 ...
      35.168 38.330 36.211 34.001 32.004 40.081 43.015 41.418 41.223 ...
      47.475 43.231 43.381 45.950 44.283 46.608 46.213 34.215];
VC6 = [1 1 v5445 v5145 v5145 v5145 v5145 v5145 v5145 v5145 v5145 v5145 ...
      v5145 ...
      v5145 v5145 v5145];
L6 = pL6.*VC6;
NL6 = spline(t,L6,k);

%Linha 7

L7 = [46.252 65.391 63.302 60.279 53.128 43.17 37.073 38.075 46.084 ...
      46.125 59.271 51.258 46.097 45.095 52.193 47.075 64.168 67.004 ...
      61.446 67.184 67.076 70.645 58.851 64.458 65.377 42.129];
NL7 = spline(t,L7,k);

%Linha 8

L8 = [186.192 150.764 160.238 170.051 192.445 195.626 188.038 194.241 ...
      181.294 184.926 197.530 175.813 178.624 164.337 159.865 157.898 ...
      154.285 144.890 137.026 133.609 127.560 123.362 116.215 110.623 ...
      105.493 89.859];
NL8 = spline(t,L8,k);

%Linha 9

L9 = [147.885 109.063 116.018 127.787 85.084 95.167 114.265 100.75 ...
      110.038 88.000 97.085 95.938 96.000 74.184 82.384 77.158 64.266 ...
      79.485 88.078 93.514 81.596 92.289 95.889 86.985 87.107 92.664];
NL9 = spline(t,L9,k);

%Linha 10

L10 = [12.108 10.204 13.185 22.083 16.090 22.091 25.051 22.24 22.125 ...
      23.297 23.201 24.128 26.421 19.053 19.254 23.003 23.225 24.858 ...
      25.778 24.042 26.691 27.270 28.171 28.603 26.149 45.934];
NL10 = spline(t,L10,k);

%Linha 11

pL11 = [9.103 0 7.311 7.207 8.137 8.113 24.199 26.189 29.115 30.164 28.217 ...
      31.498 32.645 33.377 33.159 32.303 34.489 36.376 34.385 38.482 ...

```

%Linha 4

```
pL4 = [28.100 17.205 20.858 19.341 24.231 27.046 23.050 23.221 25.210 ...
       22.290 25.026 26.056 32.166 32.227 32.041 32.002 33.041 34.516 ...
       30.202 29.540 32.206 35.261 37.170 36.273 31.006 35.218];
L4 = pL4 * v5745;
NL4 = spline(t,L4,k);
```

%Linha 5

```
pL5 = [30.010 17.052 27.362 35.572 35.206 40.089 43.147 44.020 45.393 ...
       50.012 45.098 51.070 49.100 48.081 50.649 60.266 53.013 53.028 ...
       60.604 57.206 59.597 62.079 68.362 68.223 68.564 63.447];
L5 = pL5 * v5745;
NL5 = spline(t,L5,k);
```

%Linha 6

```
L6 = [25.737 33.609 38.299 36.642 38.603 46.030 38.082 46.088 51.414 ...
      43.061 42.012 46.525 50.084 49.424 52.841 54.086 54.184 56.293 ...
      53.452 55.124 55.256 52.132 48.569 45.205 46.283 47.465];
NL6 = spline(t,L6,k);
```

%Linha 7

```
L7 = [217.545 208.681 201.944 199.763 179.319 168.505 177.024 157.414 ...
      183.174 165.334 148.124 156.722 145.315 145.978 143.875 142.863 ...
      144.798 136.508 138.013 139.155 138.280 125.923 123.163 115.037 ...
      112.945 111.215];
NL7 = spline(t,L7,k);
```

%Linha 8

```
L8 = [229.085 218.280 215.667 213.255 219.527 226.522 219.339 210.924 ...
      213.905 215.050 211.173 201.307 199.709 195.496 188.026 186.163 ...
      176.918 173.407 158.488 156.167 150.201 146.608 136.101 133.039 ...
      129.162 124.122];
NL8 = spline(t,L8,k);
```

%Linha 9

```
L9 = [25.145 48.848 56.022 61.334 59.972 70.002 68.549 61.066 76.311 ...
      77.169 79.210 75.189 70.367 85.236 69.225 73.106 75.819 73.718 ...
      73.062 71.086 76.196 77.447 81.779 76.325 81.221 82.148];
NL9 = spline(t,L9,k);
```

%Linha 10

```
pL10 = [31.156 17.022 19.321 23.026 42.675 64.252 66.526 71.483 70.227 ...
        60.056 75.246 88.337 75.233 83.102 90.068 88.187 87.187 90.359 ...
        91.374 94.083 92.056 98.124 111.570 101.707 101.447 101.122];
L10 = pL10 * v5745;
NL10 = spline(t,L10,k);
```

%Linha 11

```
pL11 = [29.149 18.193 18.142 19.435 21.007 18.162 27.611 29.415 31.001 ...
        34.157 40.254 43.379 45.281 42.104 45.177 46.470 44.002 50.672 ...
        48.372 50.902 50.337 52.104 57.690 58.172 61.253 58.146];
L11 = pL11 * v5745;
NL11 = spline(t,L11,k);
```

%Linha 12

```

pL12 = [29.224 16.598 19.341 18.092 18.581 16.233 16.691 17.354 17.018 ...
        20.223 19.441 22.581 23.155 22.163 26.126 25.132 24.082 30.188 ...
        32.005 32.087 31.337 37.610 36.255 34.000 34.330 36.434];
L12 = pL12 * v5745;
NL12 = spline(t,L12,k);

%Linha 13

pL13 = [28.101 0 18.527 19.451 17.301 16.272 15.859 14.233 16.925 15.530 ...
        16.292 22.494 20.615 16.004 16.547 19.906 21.033 17.211 19.358 ...
        19.160 22.163 24.141 23.367 25.006 23.368 26.191];
L13 = pL13 * v5745;
NL13 = spline(t,L13,k);

%Linha 14

pL14 = [27.695 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 16.603 16.571 0 0 17.950 17.000 13.199 ...
        15.750 15.046 13.286 18.513 15.270 18.249 19.039 18.376];
L14 = pL14 * v5745;
NL14 = spline(t,L14,k);

%Linha 15

pL15 = [0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 14.146 15.310 0 0 0 15.151 0 ...
        15.816 16.867 14.704];
L15 = pL15 * v5745;
NL15 = spline(t,L15,k);

%-----

%Montagem da Matriz Campo Acustico

pCampo_Acustico = [NL0;NL1;NL2;NL3;NL4;NL5;NL6;NL7;NL8;NL9;NL10;NL11;NL12;...
                  NL13;NL14;NL15];

for i = 1:76,
    Campo_Acustico(:,i) = (spline(u,pCampo_Acustico(:,i),v))';
end

%-----

%Chamada do Programa de Plotagem do Campo Acustico em Tres Dimensoes e de Suas
%Vistas Superior, Lateral & Anterior

plotagem;

%-----

%-----
%                               FIM DE PROGRAMA
%-----
%=====

```

FUNÇÃO PHASER.M

```

=====
%Esta funcao calcula o valor de R de um defasador RC serie e mostra sua caracte-
%ristica de transferencia (Modulo & Fase). Deve-se entrar com o%valor do capaci-
%tor e a frequencia central,nesta ordem.
=====

function [R]=PHASER(C,fo);
wo=2*pi*fo;
R=1/(C*wo);
if fo<=1000,
    k=1;
elseif fo<=10000,
    k=10;
elseif fo<=100000,
    k=100;
elseif fo<=1e6,
    k=1000;
elseif fo<=1e7,
    k=10000;
else
    k=1e6;
end
f=0:k:2*fo;
w=2*pi.*f;

FT3=((j .* w .* R * C) ./ (1 + j .* w .* R .* C)) .* ((j .* w .* R * C) ./ (1...
    + j .* w .* R .* C));
ModFT=20 .* log(abs(FT3));
FaseFT=angle(FT3);
ModFT=20 .* log(abs((j .* w .* R * C) ./ (1 + j .* w .* R * C)));
FaseFT=angle((j .* w .* R * C) ./ (1 + j .* w .* R .* C));
ModFT=20 .* log(abs(1 ./ (1 + j .* w .* R * C)));
FaseFT=angle(1 ./ (1 + j .* w .* R .* C));

plot(f,ModFT,'c5');
xlabel('Frequência(Hz)');
ylabel('Módulo(dB)');
title('Resposta do Defasador RC de 90°');
grid;
pause;
FaseFTG=(180/pi) .* FaseFT;
plot(f,FaseFTG,'c6');
xlabel('Frequência(Hz)');
ylabel('Fase(°)');
title('Resposta do Defasador RC de 90°');
grid;
pause;
disp('O valor do resistor será:');
disp(R);

%-----
%
%
%-----
%=====

```

PROGRAMA PLOTAGEM.M

```

=====
%Este programa plota as matrizes geradas pelos programas FOCACFLD.M e NFOCACFD.M,
%mostrando os campos acústicos em três dimensões e em suas diversas vistas.
=====

%-----
%Início do Loop de Plotagens

Titulo1='Campo Acústico Normalizado';
Titulo2='Campo Acústico';
MAX = max(max(Campo_Acustico));
Novo_Campo_Acustico = Campo_Acustico/MAX;
for flag=0:1,

%-----

%Plotagem do Campo em Tres Dimensoes

if flag==0,
    clg;
    mesh(Novo_Campo_Acustico);
else subplot(221);
    mesh(Novo_Campo_Acustico(:,1:3:76));
end
title(Titulo1);
pause;

%-----

%Plotagem das Curvas de Nivel do Campo Acustico (Vista Superior)

if flag==0,
    clg;
    clabel(contour(Novo_Campo_Acustico,([1 2 5 8 11 14 17 (20:35:MAX)]./MAX)));
else subplot(223);
    contour(Novo_Campo_Acustico,([1 2 5 8 11 14 17 (20:35:MAX)]./MAX));
end
title('Vista Superior');
xlabel('Distância Axial (mm)');
ylabel('Distância Radial (mm)');
grid;
NORMAL = axis;
pause;

%-----

%Plotagem da Vista Lateral

if flag==0,
    clg;
    Titulo=Titulo1;
else
    subplot(224);
    Titulo=Titulo2;
end
axis([1 76 0 1]);
plot(Novo_Campo_Acustico(13:30,:));
title('Vista Lateral');
xlabel('Distância Axial (mm)');
ylabel(Titulo);
grid;
pause;

```


FUNÇÃO RADIATE.M

```

=====
%Esta funcao calcula e plota o diagrama de radiacao de um transdutor a partir
%de seu campo acustico.
=====

%-----

function radiate(z,x,U);
U = U/(max(max(U)));
clc;
for i=1:max(size(x)),
    for j=1:max(size(z)),
        angulo(i,j) = atan(x(i)/z(j));
        disp('ângulo'); disp('i ='); disp(i); disp('j ='); disp(j);
        home;
    end
end
clc;
for k=1:(max(size(x))*max(size(z))),
    disp('Transformando matrizes em vetores');
    disp('max(k) = '); disp(max(size(x))*max(size(z)));
    disp('k =');disp(k);
    home;
    teta(k)=angulo(k);
    Beam(k)=U(k);
end
polar(teta,Beam,'c5');
grid;
save radiate.d teta Beam
pause;
clc;
for k=1:(max(size(x))*max(size(z))),
    disp('Obtendo os valores do campo em decibéis');
    disp('max(k) = '); disp(max(size(x))*max(size(z)));
    disp('k =');disp(k);
    home;
    if Beam(k) == 0,
        Beam(k) = 0;
    else
        Beam(k) = abs(20*log10(Beam(k)));
    end
end
polar(teta,Beam,'c5');
grid;
end

%-----

%-----
%
%
%
%-----
FIM DA FUNÇÃO
=====

```



```
if imag(BLi)>0,
    Ci=abs(BLi)/w;
    Comp1=Ci;
    disp('O valor de C3 é: ');disp(Comp1);
else
    Li=1/(w*abs(BLi));
    Comp1=Li;
    disp('O valor de L1 é: ');disp(Comp1);
end
else
    Comp1= L1;
    disp('O valor de L1 é: ');disp(Comp1);
end
disp('O valor de C1 é: ');disp(Comp2);
end
```

```
%
%
%
%
%=====
```

PROGRAMA SIGNAL.M

```

%=====
%Este programa obtem a transformada de Fourier e o Espectro de Densidade de Po
%tência do sinal de excitação do transdutor, dado pela expressão:
%      s(t) = U*sen(2*pi*5MHz*t)*sen(2*pi*1MHz*t), 0 ≤ t ≤ 0,5e-06 [s].
%Além disso ele faz a análise da composição (AM-DSB+C) do sinal de controle de
%ganho com um eco de mesma forma que o sinal de excitação do transdutor. A ex-
%pressão resultante, para um mesmo intervalo de tempo, é dada como segue:
%      y(t) = [U*sen(2*pi*5MHz*t)*sen(2*pi*1MHz*t) + 1] * exp(-t/σ).
%=====

%-----
%                               DEFINIÇÃO DO SINAL DE EXCITAÇÃO
%-----

t=0:1e-8:125e-6;
f= 50e6/8192 .* (-8192:8191);
p(1:50)=ones(1:50);
p(51:12501)=zeros(51:12501);
s= 250 .* sin(2*pi*5e6 .* t) .* sin(2*pi*1e6 .* t) .* p;
m= exp(-t/2.5e-5);
m(11000:12501)=ones(11000:12501);
plot(t,m,'c2');
grid;
pause;
plot(t(1:150),s(1:150),'c7');
grid;
pause;

%-----
%                               COMPOSIÇÃO DO SINAL COM A EXPONENCIAL
%-----

y= m .* (s + 1);
plot(t,y,'c5');
grid;
pause;

%-----
%                               CÁLCULO DAS TRANSFORMADAS DE FOURIER
%-----

S=fft(s,16384);
S=[S(8192:16384) s(1:8191)];
plot(f(6500:10000),abs(S(6500:10000)),'c4');
grid;
pause;
Y=fft(y,16384);
Y=[Y(8192:16384) Y(1:8191)];
plot(f(6500:10000),abs(Y(6500:10000)),'c4');
grid;
pause;

%-----
%                               CÁLCULO DOS ESPECTROS DE DENSIDADE DE POTÊNCIA
%-----

Syy= S .* conj(S)/16384;
plot(f(6500:10000),abs(Syy(6500:10000)),'c3');
grid;
pause;

Yyy= Y .* conj(Y)/16384;

```

```
plot(f(6500:10000),abs(Yyy(6500:10000)),'c3');  
grid;  
pause
```

```
%-----  
%                               FIM DE PROGRAMA  
%-----  
%=====
```

Anexo B- Montagens e dimensões do conjunto acoplador/transdutor

Os desenhos técnicos e diagramas contidos neste anexo ilustram a montagem do acoplador junto ao transdutor de ultra-som utilizado, bem como suas dimensões. Todas as cotas marcadas encontram-se em milímetros, salvo os furos, cujo diâmetro está indicado em polegadas, de acordo com o diâmetro da broca. Outras unidades, quando utilizadas, são especificadas. Também estão indicados os tipos de material usados na construção das partes do acoplador. A figura B.1 mostra o conjunto completo, designando 6 itens, a saber: (1) corpo do acoplador, (2) tampa do corpo do acoplador, (3) dispositivo de compensação de volume, (4) tampa do dispositivo de compensação de volume, (5) suporte do corpo do acoplador e (6) transdutor de ultra-som. Os itens são descritos pelas figuras B.2, B.3 e B.4.

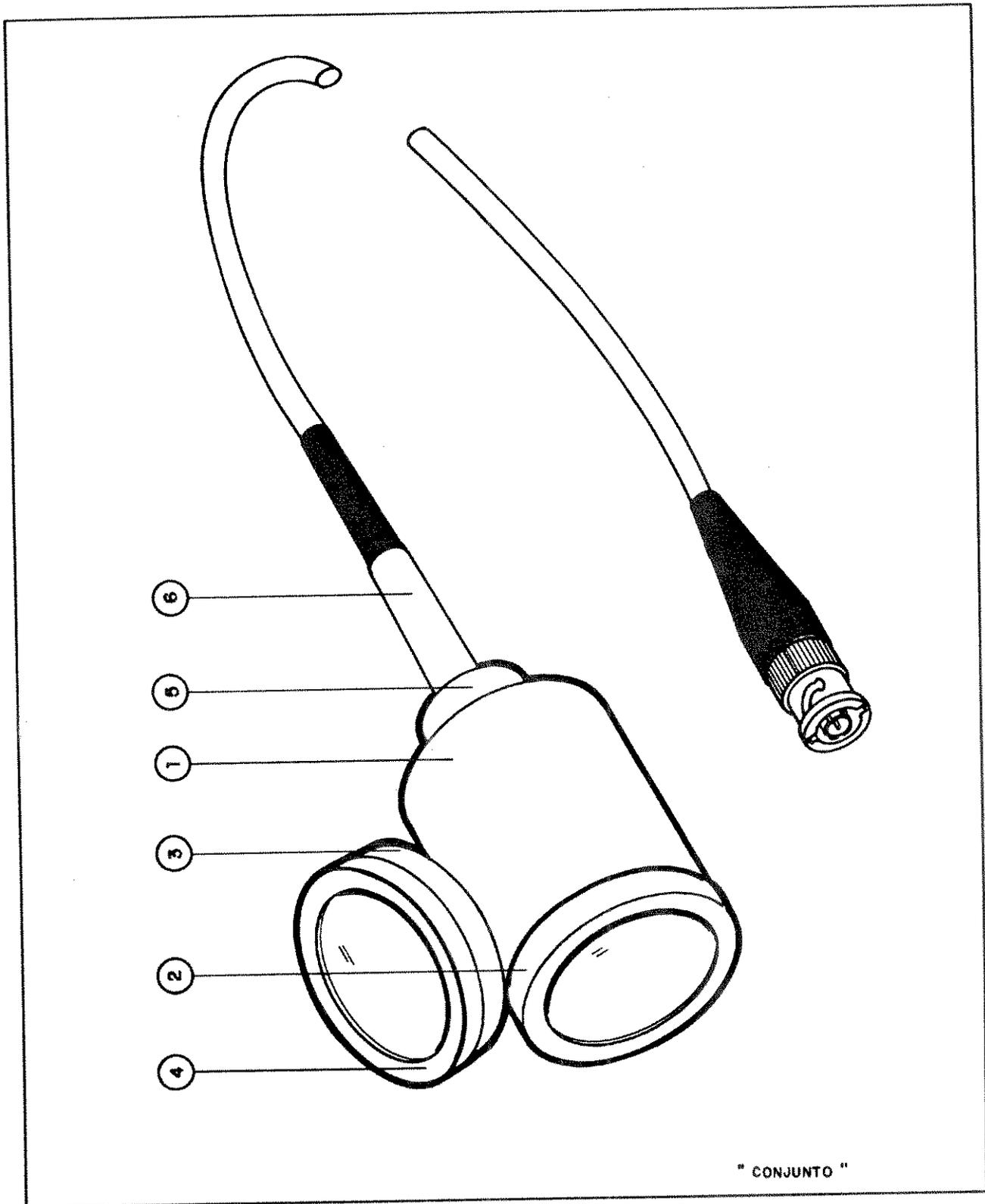


Figura B.1 - Conjunto acoplador/transdutor.

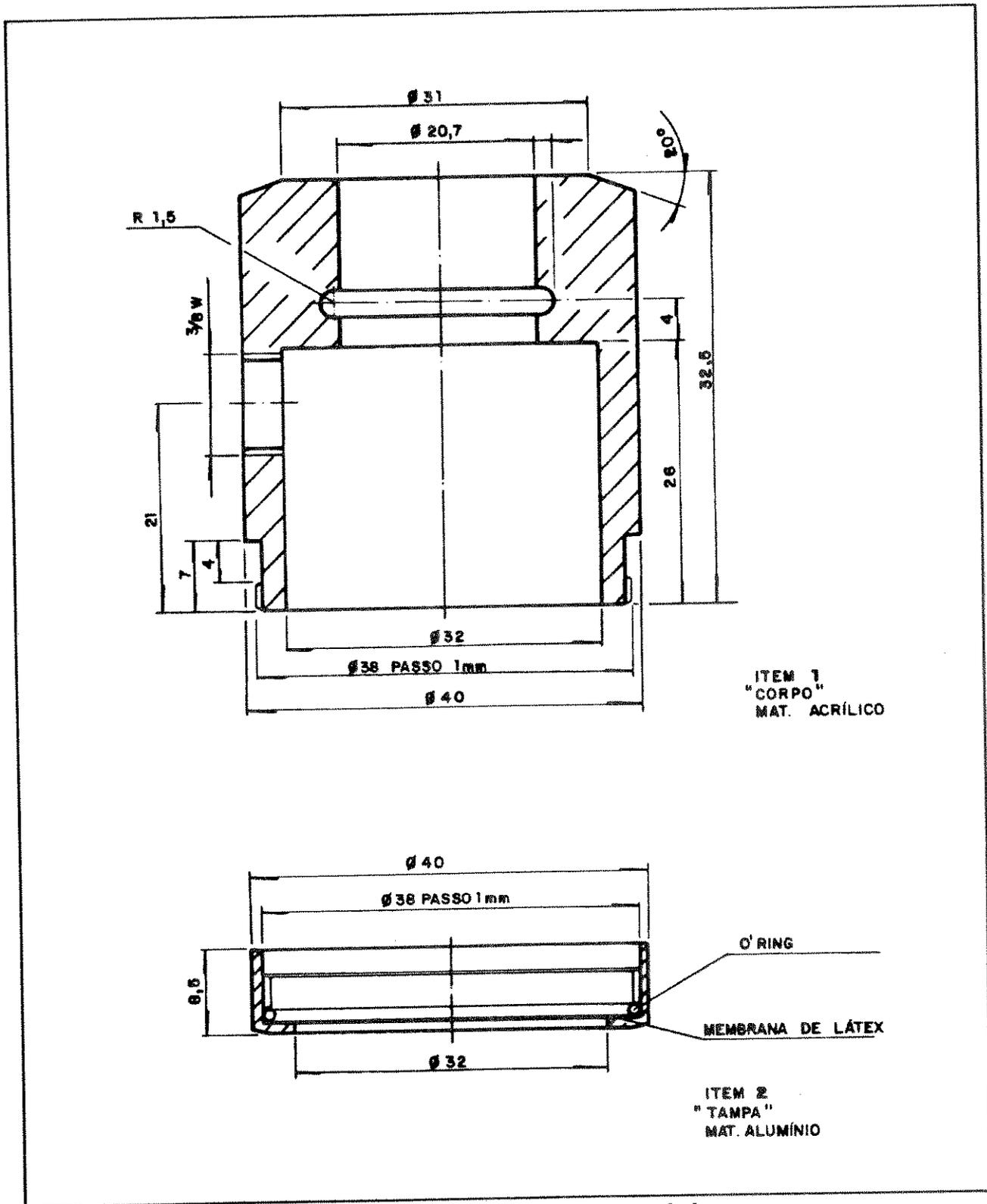


Figura B.2 - Corpo e tampa do acoplador.

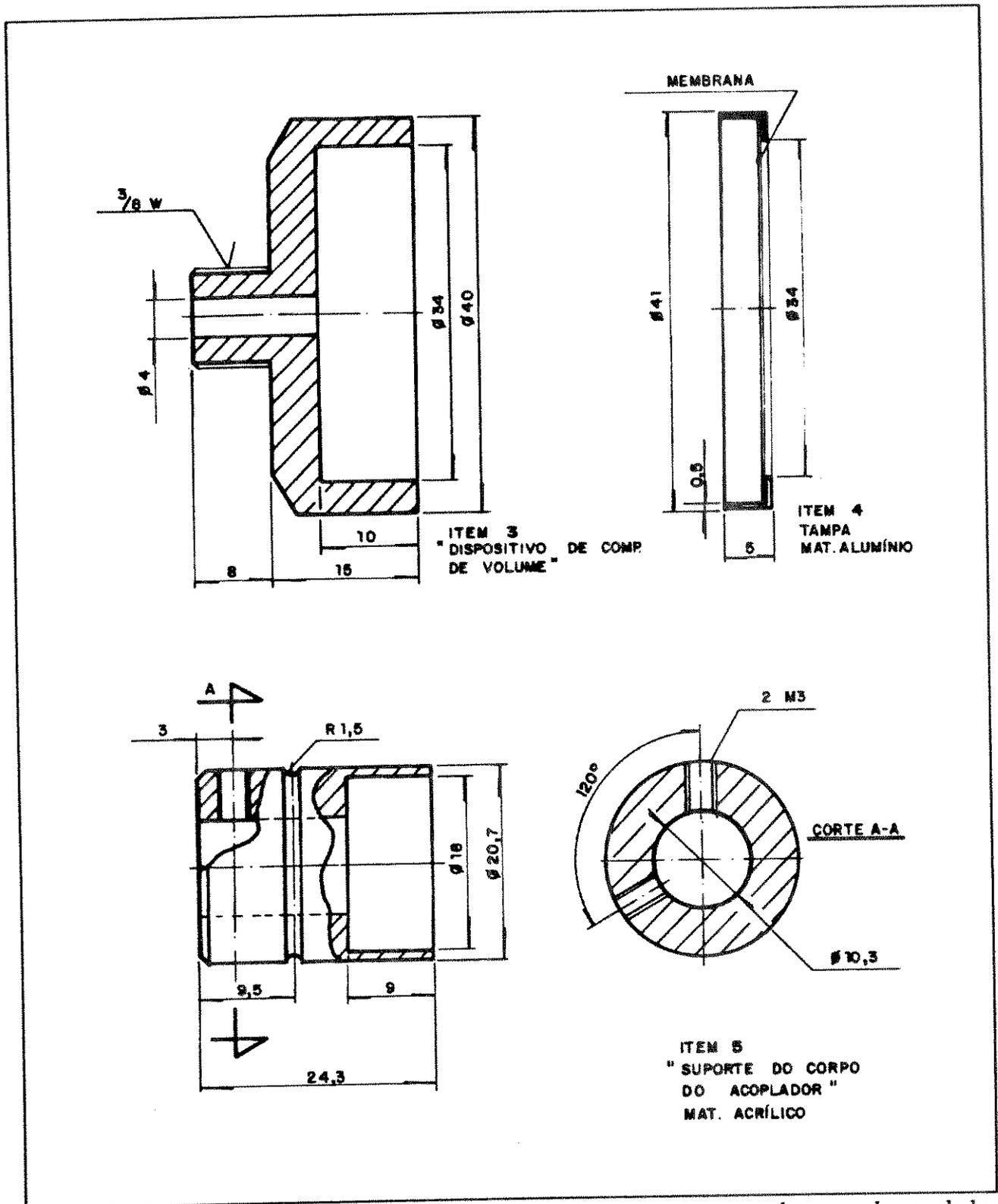


Figura B.3 - Dispositivo de compensação de volume, sua tampa e suporte do corpo do acoplador

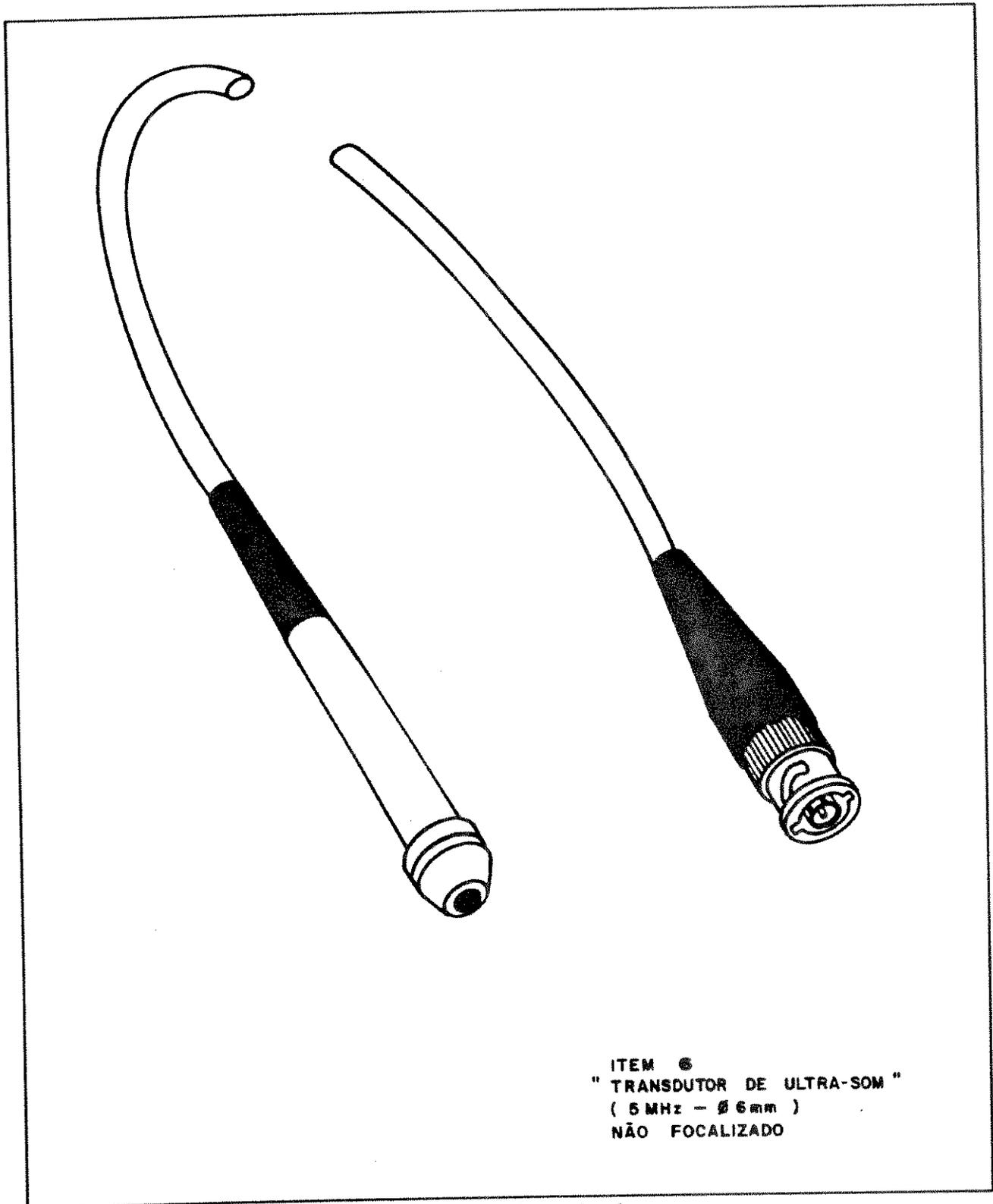


Figura B.4 - Transdutor de ultra-som.

Anexo C - Diagramas Elétricos e "Layout's" dos Circuitos

Neste anexo encontram-se os diagramas elétricos dos circuitos desenvolvidos, bem como os *layout's* das placas de circuito impresso elaboradas: (a) circuito de controle, (b) circuito analógico de transmissão e recepção, (c) circuito de alimentação e (d) circuito de teclado.

As tabelas de codificação para os endereços dos diversos periféricos do circuito de controle também são fornecidas.

C.1 - Circuito de controle

Para o circuito de controle, a codificação de endereços efetuada resultou nas tabela C.1 e C.2, dadas a seguir:

Bit's de Endereço															Periférico	
A ₁₅	A ₁₄	A ₁₃	A ₁₂	A ₁₁	A ₁₀	A ₉	A ₈	A ₇	A ₆	A ₅	A ₄	A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	Codificado
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	LCD — instrução
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	LCD — dado
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	Entrada paralela
0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	Saída paralela
1	1	0	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	Faixa RAM
1	1	1	0	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	Faixa EPROM

Tabela C.1 - Codificação dos endereços do circuito de controle.

Endereço (Hex.)				Periférico
0	1	0	0	LDC — Instruções
0	1	0	1	LCD — Dados
0	1	0	2	Entrada Paralela
0	1	0	3	Saída Paralela
C	0	0	0	Faixa RAM
D	F	F	F	
E	0	0	0	Faixa EPROM
F	F	F	F	

Tabela C.2 - Endereços dos periféricos.

Figura C.1 - Diagrama esquemático do circuito de controle

Layout

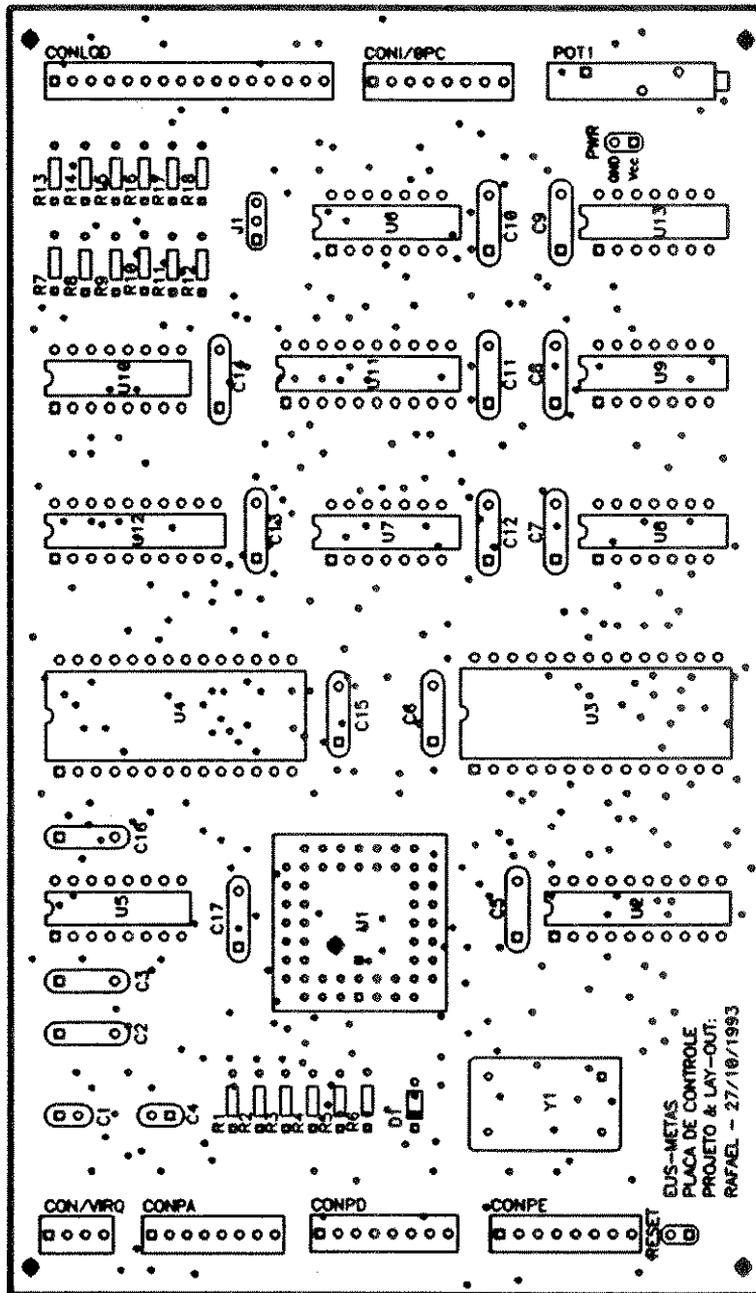


Figura C.2 - Disposição dos componentes (Silk).

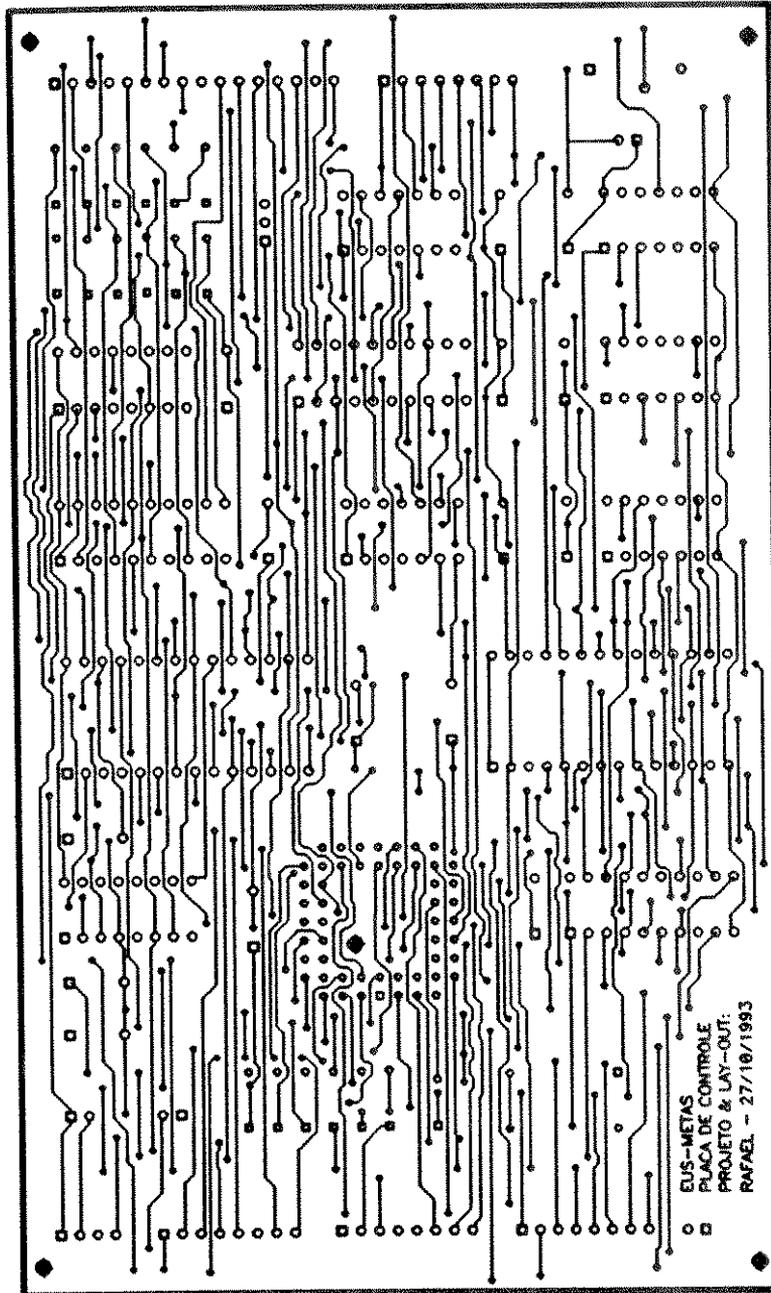


Figura C.3 - Circuito impresso — lado dos componentes (Top).

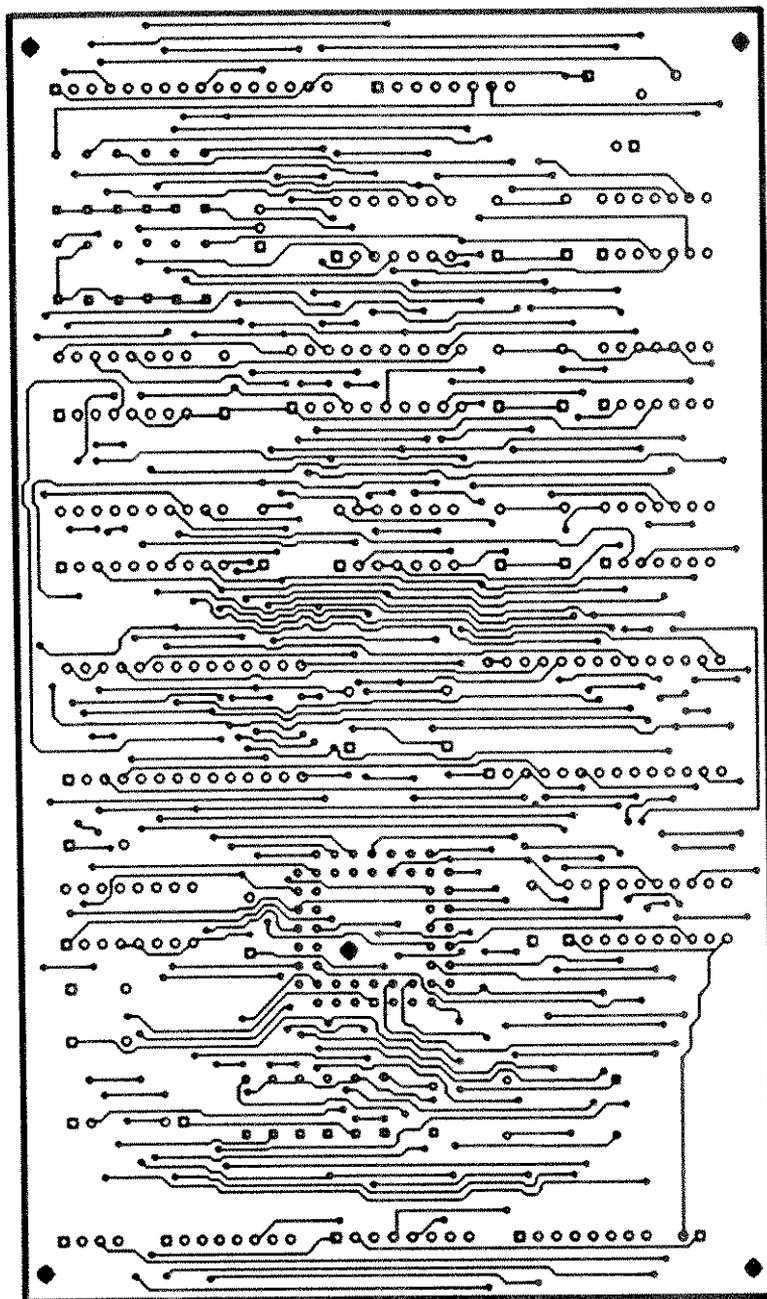


Figura C.4 - Circuito impresso — lado para solda (*Bottom*).

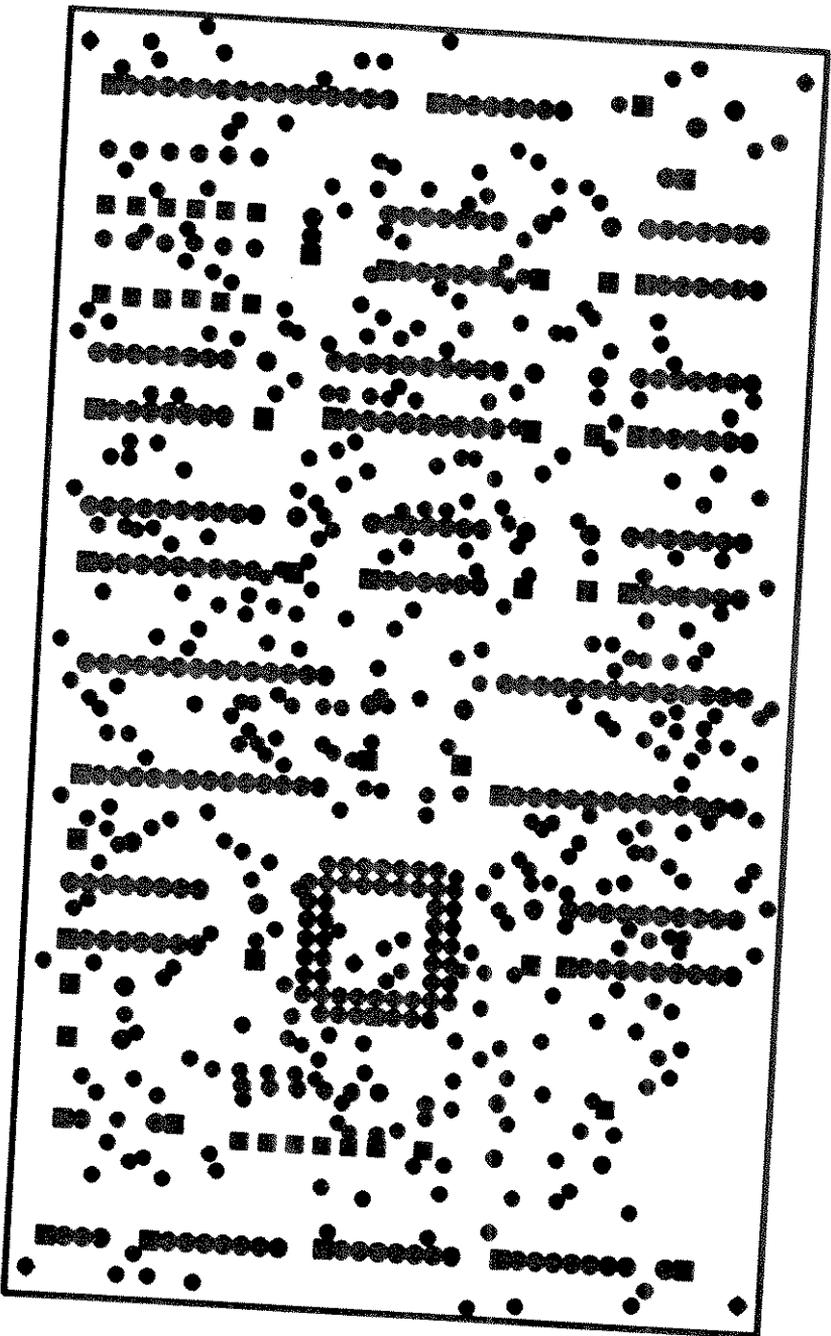


Figura C.5 - Máscara de solda.

C.2 - Circuitos analógicos de transmissão e recepção

Figura C.6 - Diagrama esquemático do circuito de transmissão

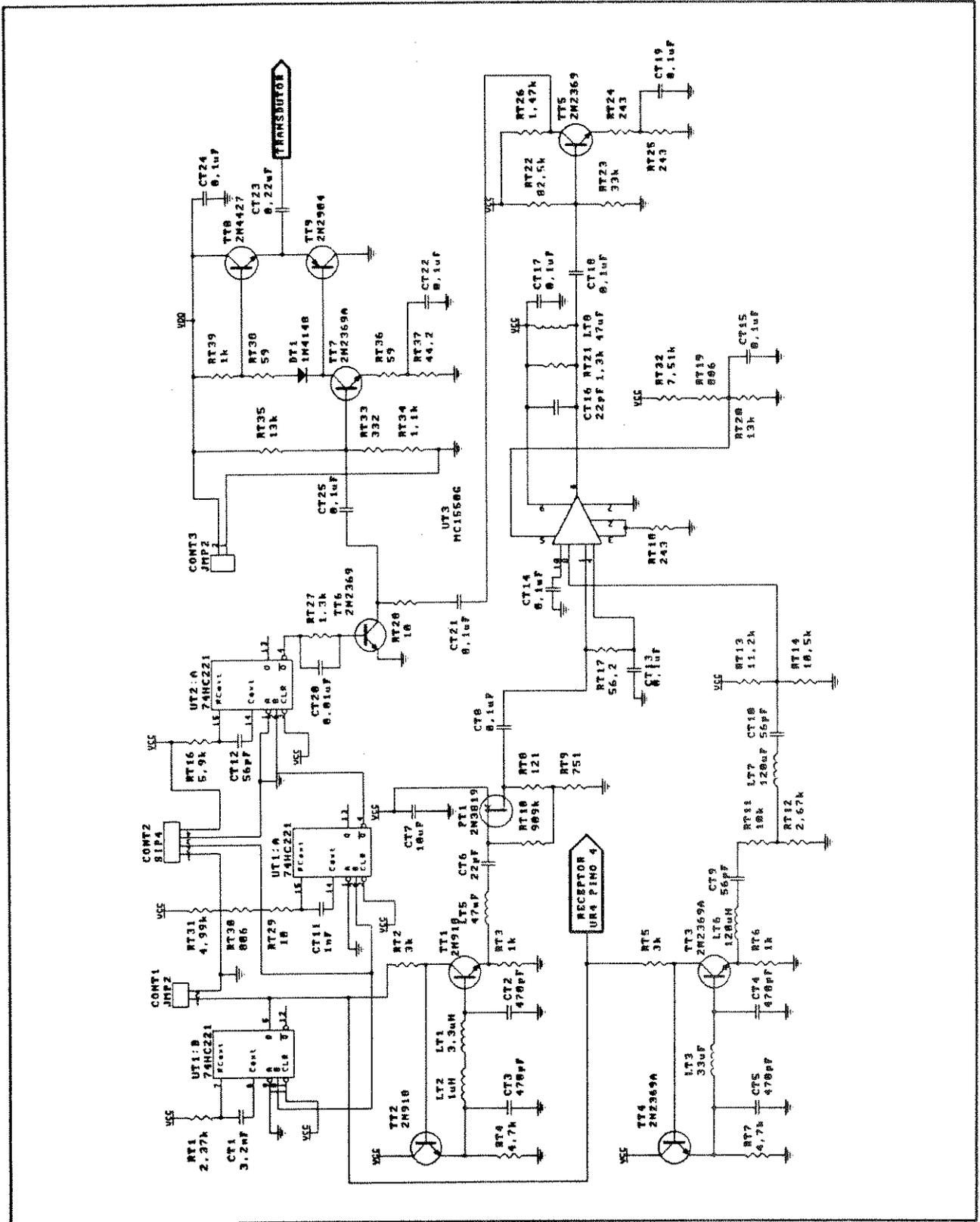
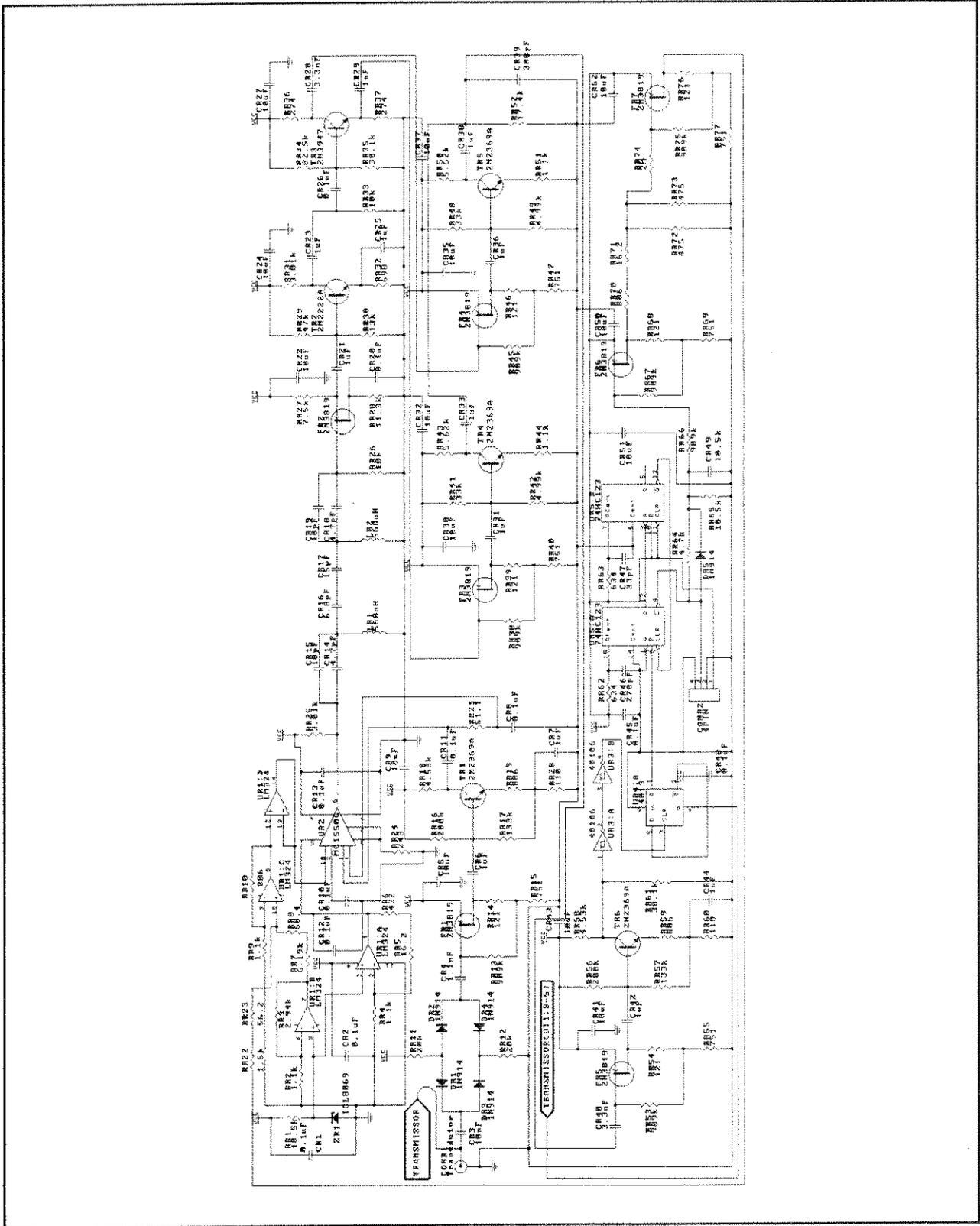


Figura C.7 - Diagrama esquemático do circuito de recepção



Layout

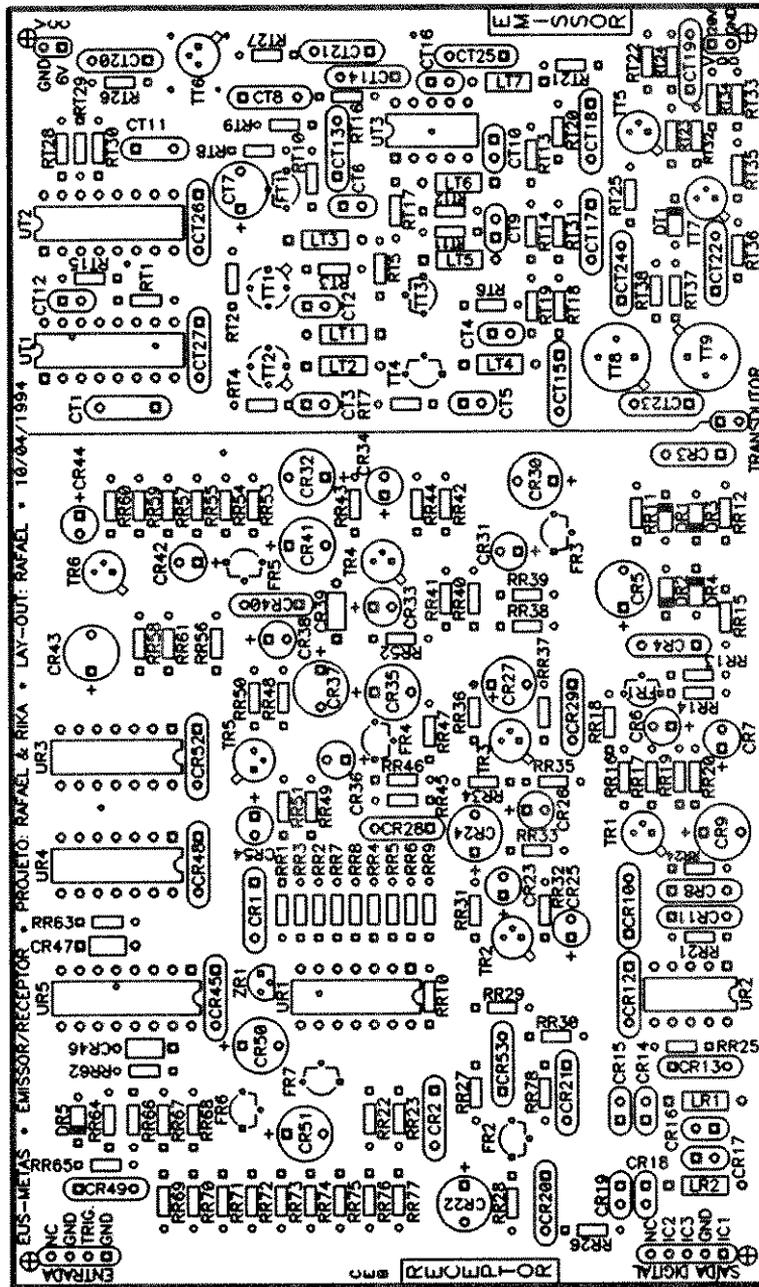


Figura C.8 - Disposição dos componentes (Silk).

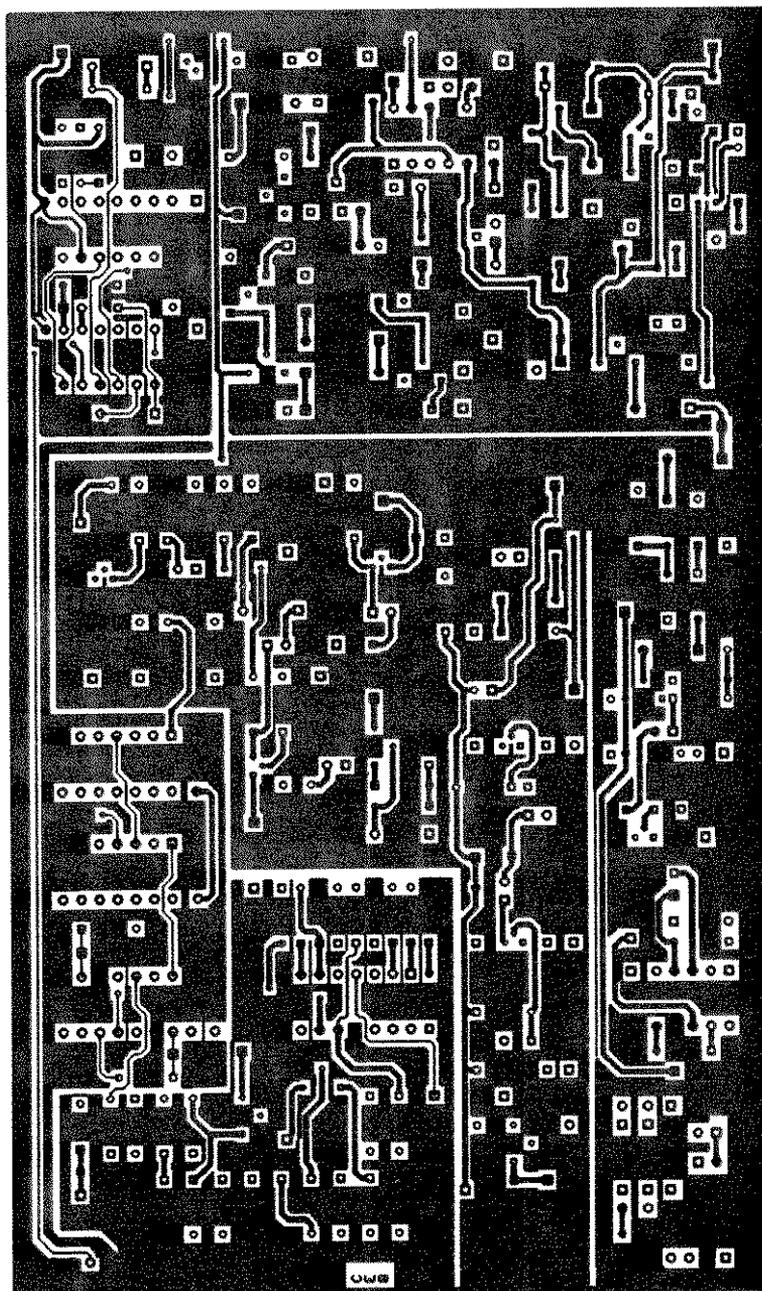


Figura C.9 - Circuito impresso — lado dos componentes (*Top*).

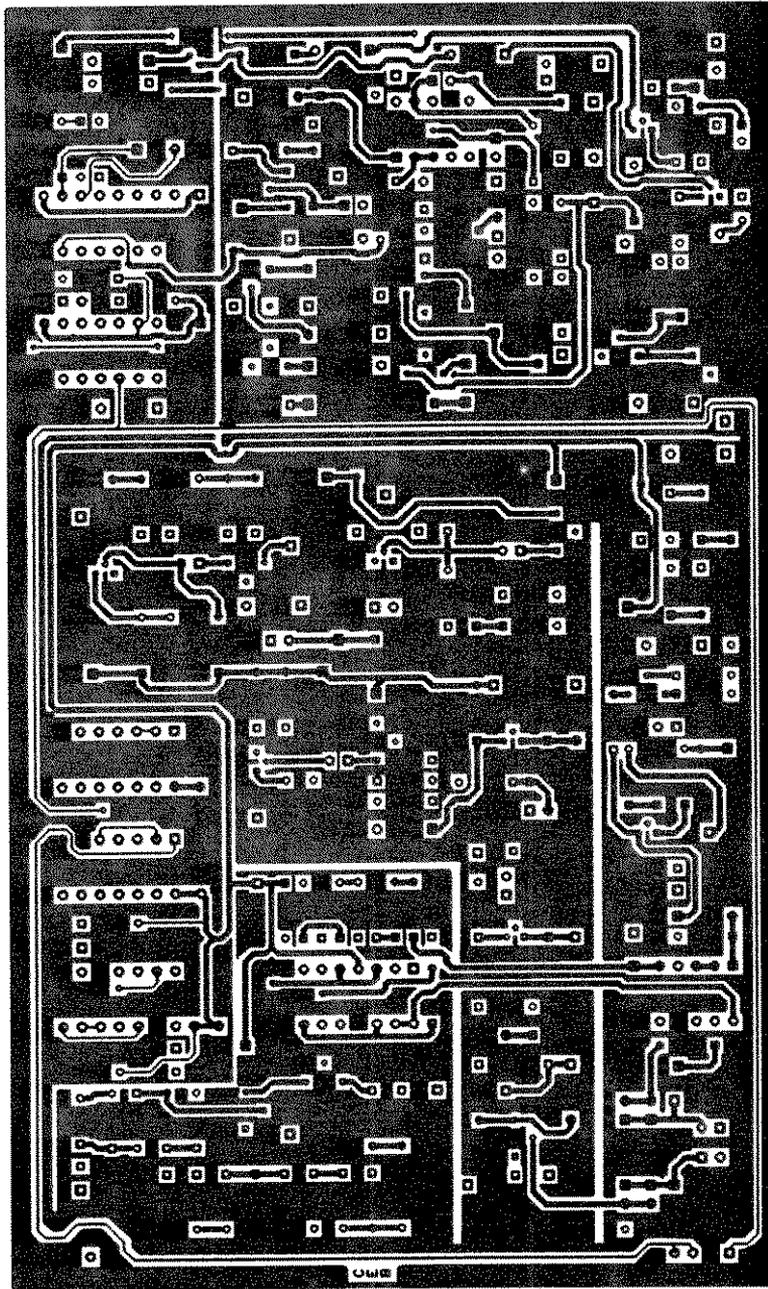


Figura C.10 - Circuito impresso — lado para solda (*Bottom*).

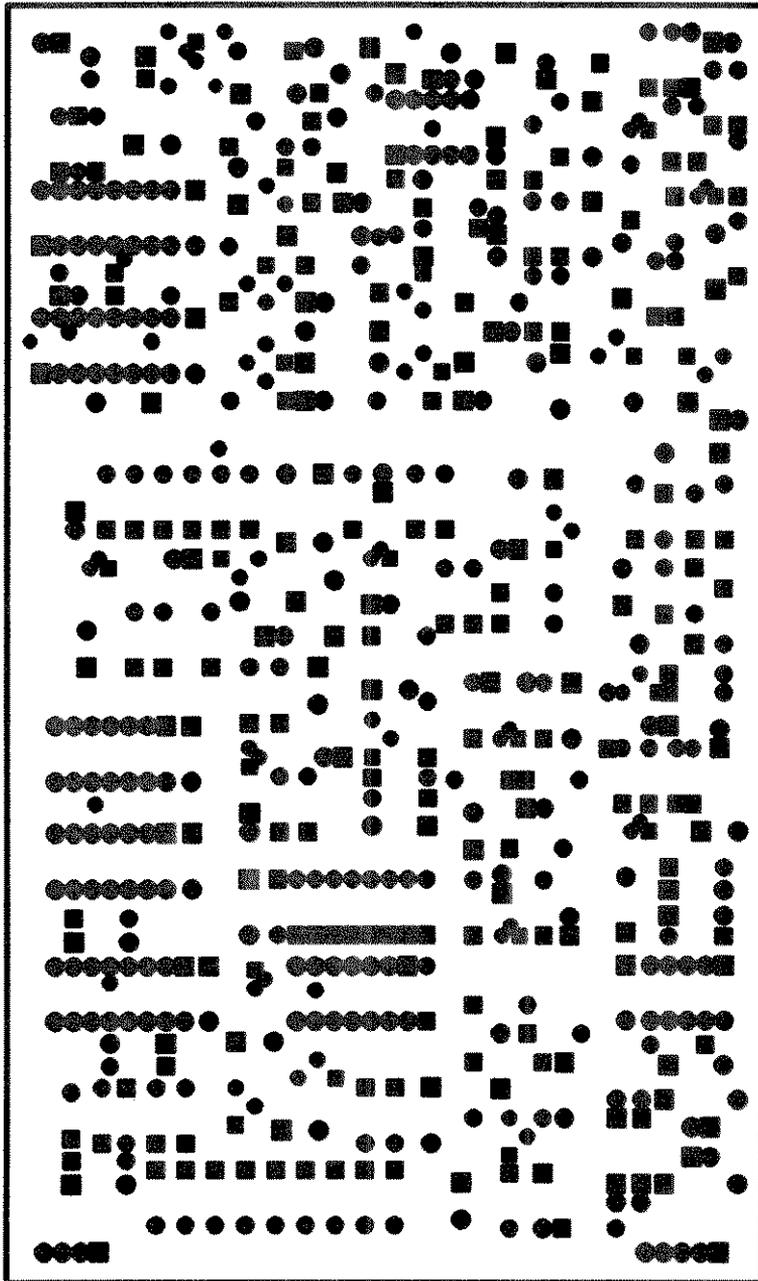


Figura C.11 - Máscara de solda.

C.3 - Circuito de alimentação

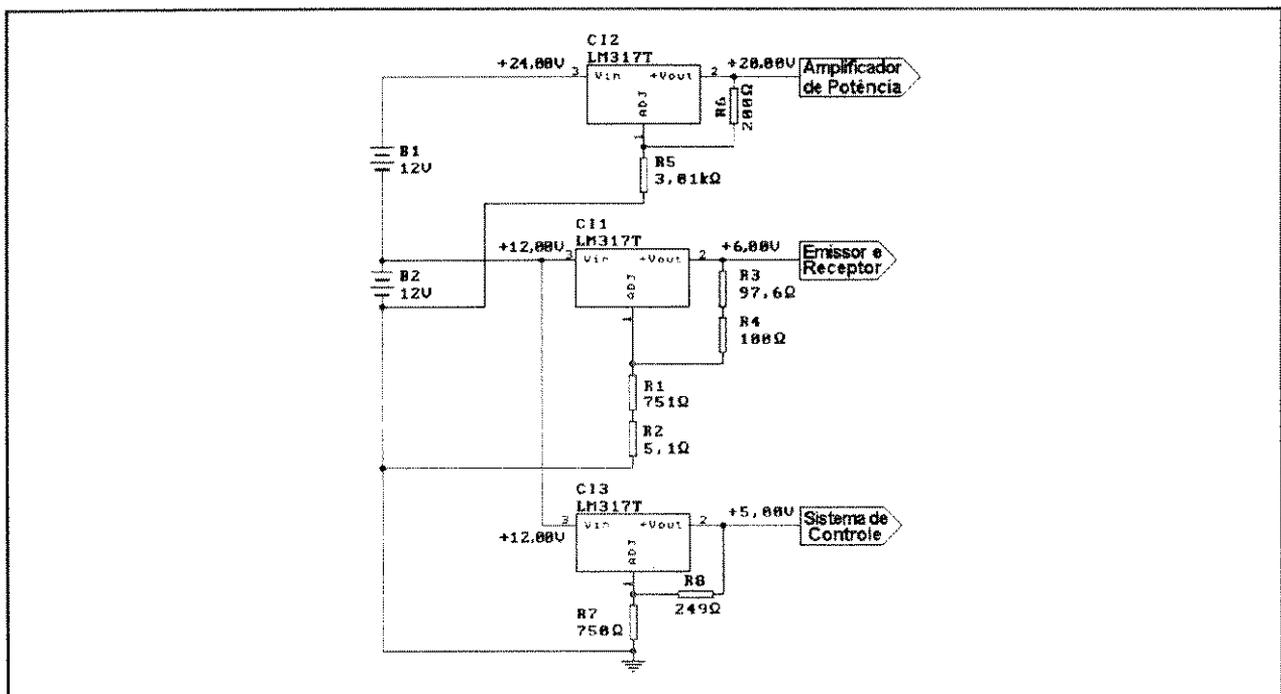


Figura C.12 - Circuito de alimentação.

Layout

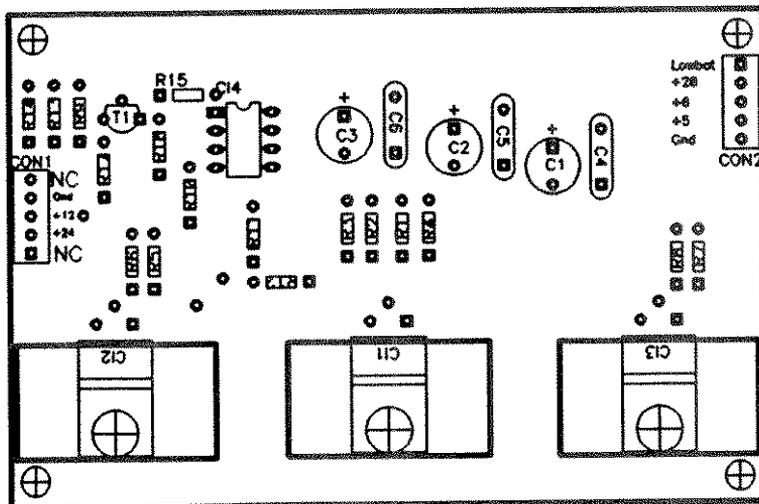


Figura C.13 - Disposição dos componentes (*Silk*).

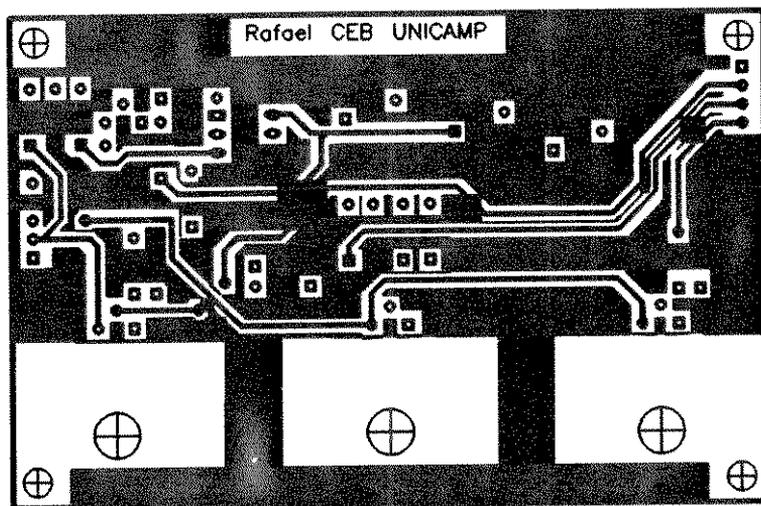


Figura C.14 - Circuito impresso — lado dos componentes (*Top*).

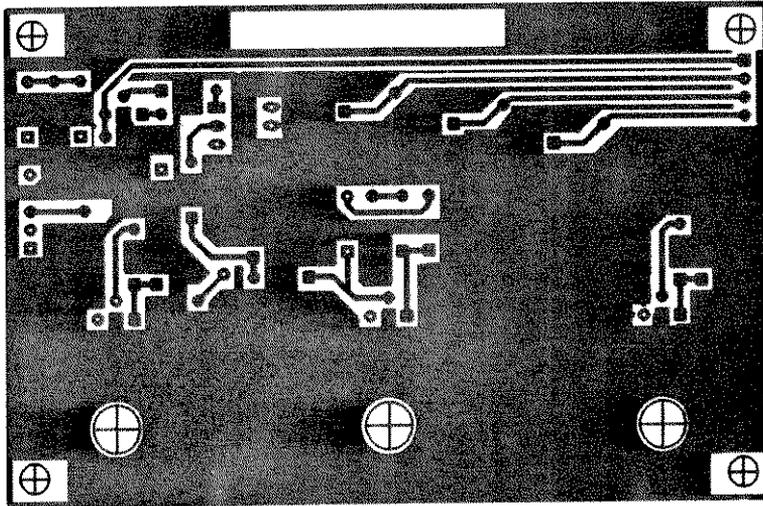


Figura C.15 - Circuito impresso — lado para solda (Bottom).

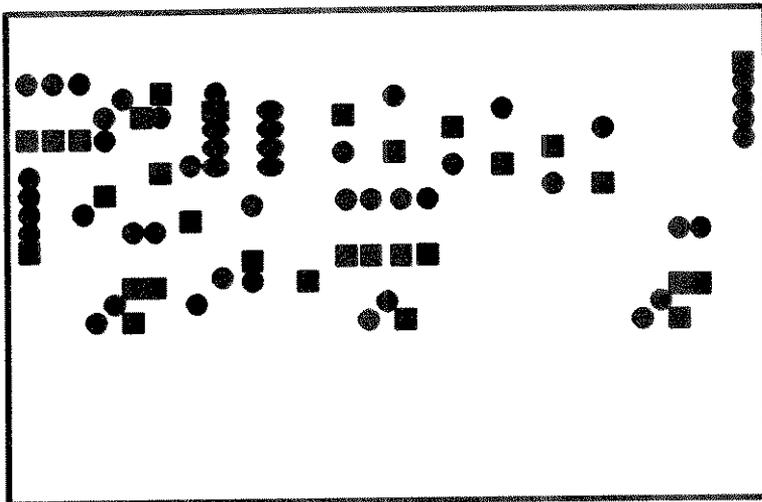


Figura C.16 - Máscara de solda.

C.4 - Circuito do teclado

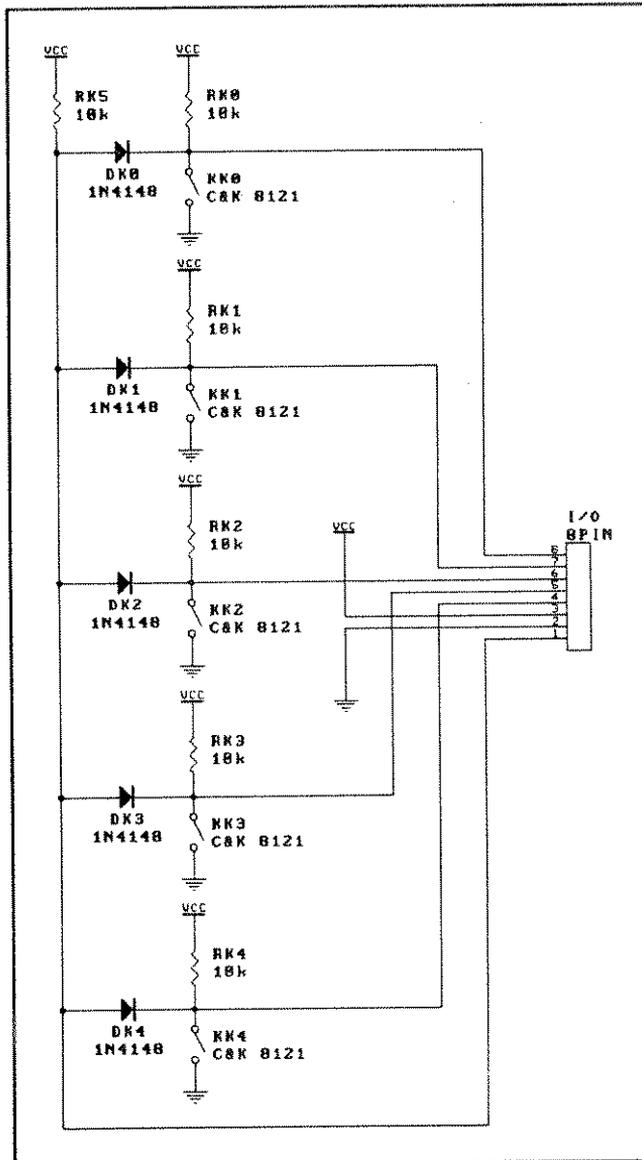


Figura C.17 - Circuito do teclado.

Layout

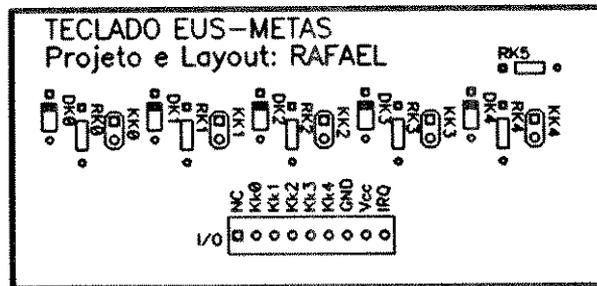


Figura C.18 - Disposição dos componentes (*Silk*).

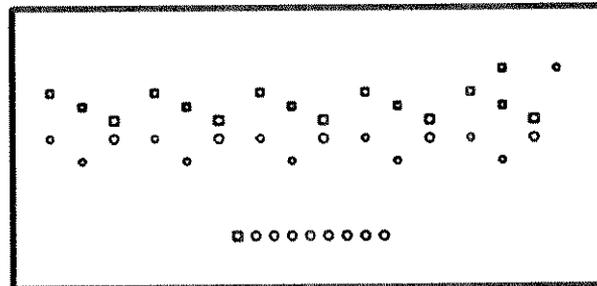


Figura C.19 - Circuito impresso — lado dos componentes (*Top*).

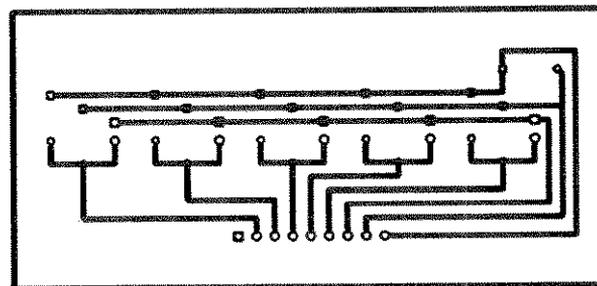


Figura C.20 - Circuito impresso — lado para solda (*Bottom*).

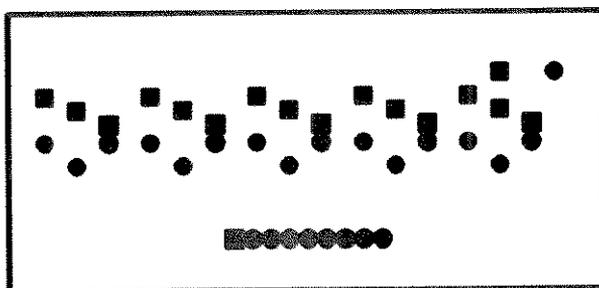


Figura C.21 - Máscara de solda.

Anexo D - Projeto do Filtro Passa-Altas

Neste anexo encontra-se detalhada a metodologia utilizada para o projeto do filtro passa-altas de 5ª ordem. O filtro passa-altas desenvolvido é um protótipo *Butterworth* em "malha em escada" cujas especificações constam da máscara seguinte:

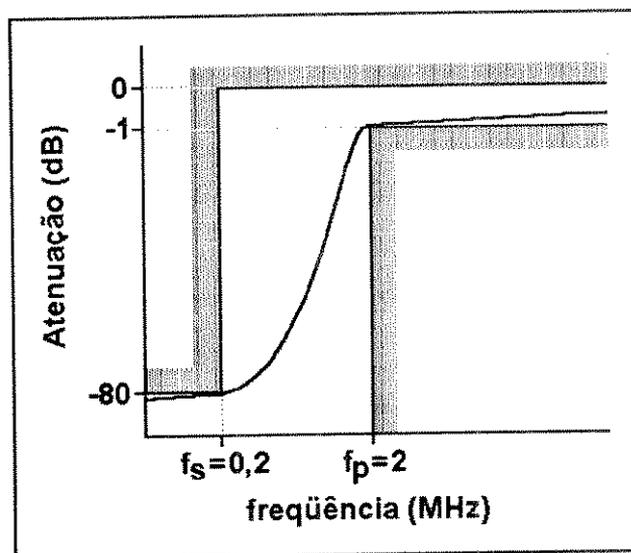


Figura D.1 - Máscara utilizada para o projeto do filtro passa-altas.

D.1 - Cálculo da ordem do filtro

A partir da máscara, obtém-se duas equações que reúnem as especificações do filtro:

$$20\log |H(j2\pi \times 200\text{kHz})| \leq -80 \quad (\text{D.1})$$

$$20\log |H(j2\pi \times 2\text{MHz})| \geq -1 \quad (\text{D.2})$$

Lembrando que a função de transferência de um filtro passa-altas *Butterworth* é dada por (LATHI, 1968; CARLSON, 1981):

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{j\omega_c}{j\omega}\right)^{2N}} \quad (\text{D.3})$$

Aplicando isso à equação D.1 e após algumas passagens algébricas ela se transforma em:

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_c}{4\pi 10^5}\right)^{2N}} = 10^{-8} \quad (\text{D.4})$$

Da mesma forma para a equação D.2, vem:

$$\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_c}{4\pi 10^6}\right)^{2N}} = 10^{-0,1} \quad (\text{D.5})$$

Trabalhando algebricamente com a equação D.4 obtem-se:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\omega_c}{4\pi 10^5}\right)^{2N} &= 10^8 - 1 \\ \therefore \left(\frac{\omega_c}{4\pi}\right)^{2N} &= (10^5)^{2N} (10^8 - 1) \end{aligned} \quad (\text{D.6})$$

E com a equação D.5, tem-se que:

$$\left(\frac{\omega_c}{4\pi 10^6}\right)^{2N} = 10^{0,1} - 1 \quad (\text{D.7})$$

$$\therefore \left(\frac{\omega_c}{4\pi}\right)^{2N} = (10^6)^{2N} (10^{0,1} - 1)$$

Dividindo a equação D.6 pela equação D.7, e multiplicando em cruz os termos da equação assim obtida, resulta:

$$\left(\frac{10^5}{10^6}\right)^{2N} = \frac{10^{0,1} - 1}{10^8 - 1} \quad (\text{D.8})$$

Através da equação D.8, podemos calcular o valor de N :

$$N = \frac{1}{2\log(0,1)} \log \left| \frac{10^{0,1} - 1}{10^8 - 1} \right| \quad (\text{D.9})$$

Assim, o valor de $N = 4,29341$. Mas como $N \in \mathbb{N} \Rightarrow N = 5$.

D.2 - Escolha de ω_c

Como o valor de N escolhido resulta de uma aproximação, pode-se obter um valor para ω_c através da equação D.6 e outro através da equação D.7. Deste modo, é necessário que se faça a escolha de um dos valores de ω_c .

Como a aproximação da ordem do filtro foi feita "para mais" (*round-up*), ambos os valores de ω_c resultam em respostas em frequência que atendem às especificações impostas pela máscara.

Assim, trabalhando inicialmente com a equação D.6:

$$\left(\frac{\omega_c}{4\pi 10^5}\right)^{10} = 10^8 - 1 \Rightarrow \omega_c = 4\pi 10^5 (10^8 - 1)^{0,1} \quad (\text{D.10})$$

Neste caso, $\omega_c = 7,9288 \cdot 10^6$ [rad/s], o que resulta em uma atenuação de 80 dB na banda rejeitada na frequência de 200 kHz (atende perfeitamente a especificação da máscara). Para a banda passante a atenuação (perda por inserção) é de apenas 0,0431 dB, menor portanto, que 1 dB, especificado pela máscara.

Trabalhando agora com a equação D.7, vem:

$$\left(\frac{\omega_c}{4\pi 10^6}\right)^{10} = 10^{0,1} - 1 \Rightarrow \omega_c = 4\pi 10^6 (10^{0,1} - 1)^{0,1} \quad (\text{D.11})$$

Neste caso, $\omega_c = 10,9781 \cdot 10^6$ [rad/s], o que resulta em uma atenuação de 94,1317 dB na banda rejeitada (abaixo de 200 kHz), o que supera a especificação dada pela máscara (80 dB). Para a banda passante a atenuação é de 1 dB, atendendo perfeitamente à especificação.

A escolha de ω_c depende então, da característica que se deseja imprimir ao filtro: se uma baixa perda por inserção (caso em que $\omega_c = 7,9288 \cdot 10^6$ [rad/s] é a melhor escolha) ou se uma atenuação maior na banda rejeitada (caso em que $\omega_c = 10,9781 \cdot 10^6$ [rad/s] é a melhor escolha).

No caso em questão, optou-se por $\omega_c = 10,9781 \cdot 10^6$, visto que a maior atenuação na banda de rejeição é a característica mais adequada ao tipo de sinal a ser filtrado.

D.3 - Cálculo da função de transferência do filtro

Para se calcular a função de transferência do filtro, é necessário calcular o valor dos

pólos e zeros da função. Para um filtro com característica do tipo *Butterworth* igual ao que está sendo desenvolvido, os zeros encontram-se todos na origem (múltiplos) e os pólos são dados pela seguinte expressão (LATHI, 1968):

$$s = \omega_c e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi + 2k\pi}{2N}\right)}; \quad k = 0, 1, 2, \dots, 2N - 1 \quad (\text{D.12})$$

onde $s = j\omega$.

Para $\omega_c = 10,9781 \cdot 10^6$ [rad/s] e $N = 5$, a equação D.12 fica:

$$s = 10,9781 \cdot 10^6 e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi + 2k\pi}{10}\right)}; \quad k = 0, 1, 2, \dots, 9 \quad (\text{D.13})$$

A equação D.13 resulta em 10 valores para os pólos. Tomando apenas aqueles no semi-plano esquerdo (estável) do plano de Gauss, que corresponde a $H(s)$, obtem-se 5 pólos¹ — dois pares de pólos complexos e conjugados e um pólo real — que são:

- par 1: $(-3,39242 \pm j10,4408) \times 10^6$
- par 2: $(-8,88147 \pm j6,45277) \times 10^6$
- pólo real: $-10,9781 \cdot 10^6$

Expressando a função $H(s)$ em função dos seus pólos e zeros, obtem-se:

$$H(s) = \frac{s^5}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdots (s - p_5)} \quad (\text{D.14})$$

onde p_1, p_2, \dots, p_5 são os pólos no semiplano esquerdo.

Levando os valores dos pólos calculados anteriormente a essa equação, chega-se à seguinte expressão para a função de transferência do filtro:

¹Os pólos no semiplano direito (instável) correspondem a $H'(s)$.

$$H(s) = \frac{s^5}{(s + 10,9781 \cdot 10^6) (s^2 + 6,78484 \cdot 10^6 s + 120,519 \cdot 10^{12}) (s^2 + 17,7629 \cdot 10^6 s + 120,519 \cdot 10^{12})}$$

(D.15)

D.4 - Cálculo dos valores dos componentes do filtro

Após a obtenção da função de transferência do filtro pode-se, em se conhecendo a topologia do filtro a ser implementado, obter as relações entre os diversos termos da função de transferência calculada anteriormente com os da função de transferência obtida através da análise das tensões e correntes do circuito do filtro. A topologia utilizada é a do tipo "malha em escada", dada abaixo pela figura D.2:

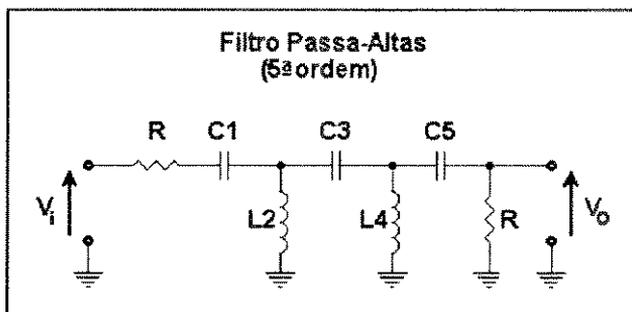


Figura D.2 - Filtro passa-altas de 5ª ordem. Topologia "malha em escada".

Adotando este procedimento, chega-se a um sistema não linear com 5 equações e 6 incógnitas. Na página seguinte é mostrado o sistema de equações obtido para as especificações da máscara da figura D.1.

$$\begin{aligned} \frac{1}{R} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_5} \right) &= 35,5259 \cdot 10^6 \\ \frac{1}{C_3 L_4} + \frac{1}{C_1 L_2} + \frac{1}{C_1 L_4} &= 631,044 \cdot 10^{12} \\ \frac{1}{R} \left(\frac{1}{C_3 L_4 C_5} + \frac{1}{C_1 L_2 C_3} + \frac{1}{C_1 L_2 C_5} + \frac{1}{C_1 L_4 C_5} \right) &= 6,92767 \cdot 10^{21} \quad (D.16) \\ \frac{1}{C_1 L_2 C_3 L_4} &= 47,0031 \cdot 10^{27} \\ \frac{1}{R C_1 L_2 C_3 L_4 C_5} &= 159,454 \cdot 10^{33} \end{aligned}$$

Normalmente o valor da carga R é conhecido ou de fácil obtenção (impedância de entrada do próximo bloco). Tendo-se o valor de R , o sistema passa a ter uma solução única e determinável. Entretanto, esse método mostra-se extremamente trabalhoso² e o que se faz normalmente é utilizar um circuito normalizado pelo valor da carga R e pelo valor de ω_c . O circuito normalizado é dado pela figura D.3:

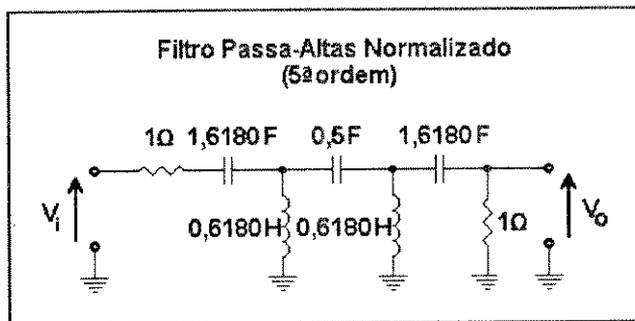


Figura D.3 - Filtro passa-altas de 5ª ordem normalizado.

Assim, fixando o valor de R e ω_c pode-se obter os valores dos outros componentes através das equações D.17 e D.18 (bem mais simples), dadas a seguir:

²Na verdade o método é o mesmo, pois para obter os valores do circuito do filtro normalizado, é necessário realizar todos os cálculos, utilizando $R = 1 \Omega$ e $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$, para um filtro de mesma ordem.

$$L = \frac{L_{norm} R}{\omega_c} \quad (D.17)$$

$$C = \frac{C_{norm}}{R \omega_c} \quad (D.18)$$

Fazendo $R = 10 \text{ k}\Omega$, tem-se que:

$$C_1 = C_5 = \frac{1,6180}{10 \text{ k}\Omega \cdot 10,9781 \cdot 10^6}$$

$$C_3 = \frac{0,5}{10 \text{ k}\Omega \cdot 10,9781 \cdot 10^6} \quad (D.19)$$

$$L_2 = L_4 = \frac{0,6180 \cdot 10 \text{ k}\Omega}{10,9781 \cdot 10^6}$$

E o circuito do filtro fica:

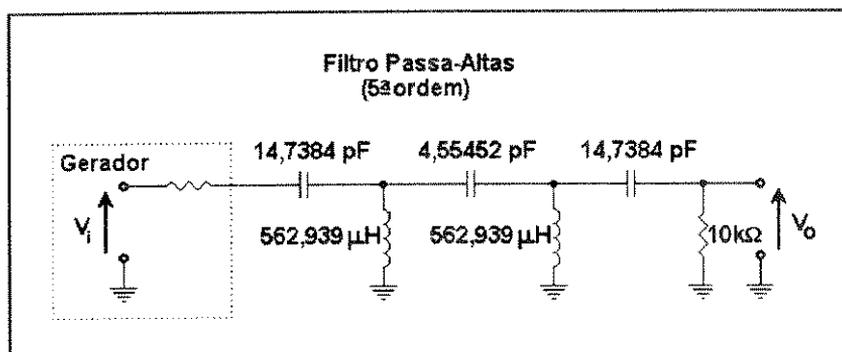


Figura D.4 - Filtro passa-altas de *Butterworth* de 5ª ordem, calculado a partir do normalizado.

Utilizando valores comerciais e anexando um casador de impedâncias a transistor de efeito de campo (2N3819 — alta impedância de entrada) para garantir que a impedância da carga seja de $10 \text{ k}\Omega$, o circuito do filtro fica:

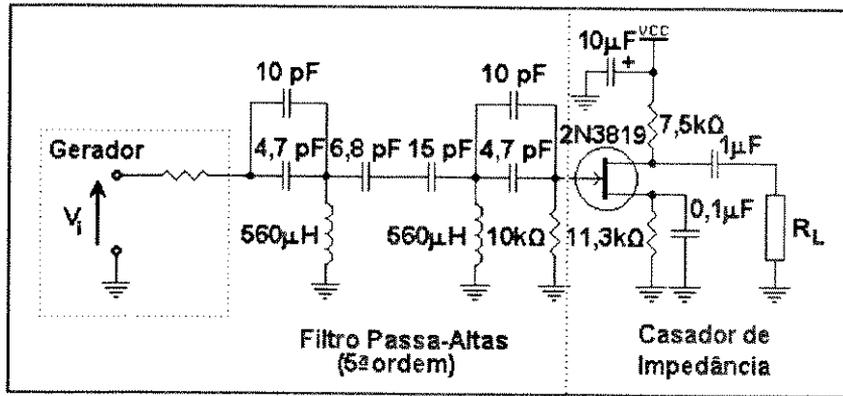


Figura D.5 - Filtro passa-altas de 5ª ordem implementado.

A resposta em frequência do filtro desenvolvido é ilustrada na figura D.6. Compare com a máscara da figura D.1.

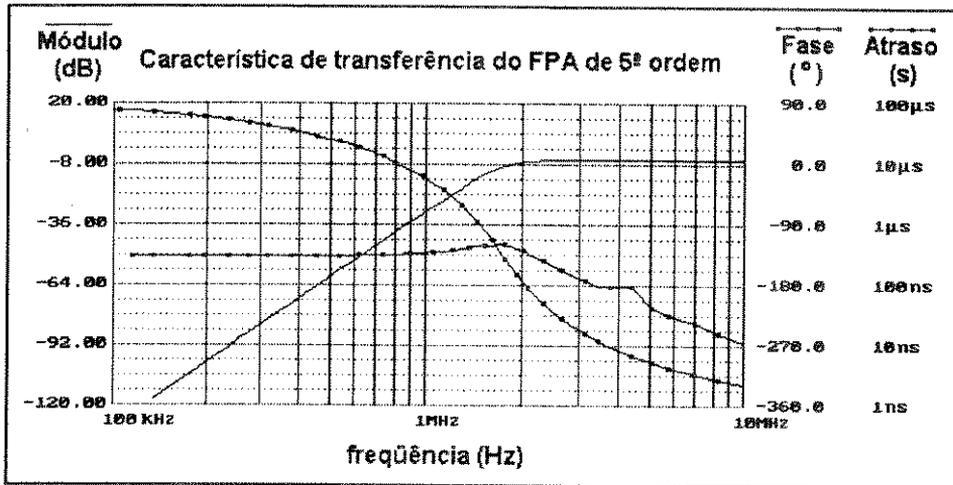


Figura D.6 - Característica de transferência do FPA de 5ª ordem.

Anexo E - Programa Monitor

Neste anexo está a listagem do programa monitor do Eus-Metas. O programa monitor encontra-se inteiramente comentado (linha por linha), sendo dividido em 17 partes, a saber: (1) atribuições de valores a constantes e declarações de variáveis, (2) inicialização de interrupções, (3) inicialização do *display*, (4) impressão da mensagem de abertura no *display*, (5) chamada inicial da rotina de calibração automática, (6) programa principal (*polling*), (7) rotina de interrupção do teclado, (8) sub-rotina para gastar tempo (7,6855 ms), (9) sub-rotina para gastar tempo (213 ms), (10) sub-rotina para mostrar *strings* no *display*, (11) sub-rotina de medição de espessura de tecido adiposo subcutâneo, (12) sub-rotina para conversão dos valores em ciclos de *clock* para mm, (13) sub-rotina de conversão de valores numéricos para valores em ASCII, (14) sub-rotina de calibração automática, (15) sub-rotina de escolha de modo de operação, (16) sub-rotina de transferência de dados e (17) inicialização das interrupções utilizadas (EVB).

STAA	DADOS	Envia caracter "E" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'U'	Carrega caracter "U" (letra U) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "U" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'S'	Carrega caracter "S" (letra S) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "S" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'-'	Carrega caracter "-" (hifen) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "-" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'M'	Carrega caracter "M" (letra M) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "M" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'E'	Carrega caracter "E" (letra E) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "E" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'T'	Carrega caracter "T" (letra T) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "T" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#\$CO	Desloca cursor (e mem3ria) para a coluna 9 do display
STAA	INST	Envia instru33o para display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'A'	Carrega caracter "A" (letra A) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "A" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'S'	Carrega caracter "S" (letra S) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "S" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'*	Carrega caracter "*" (letra *) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "*" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'1'	Carrega caracter "1" (letra 1) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "1" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'9'	Carrega caracter "9" (letra 9) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "9" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'9'	Carrega caracter "9" (letra 9) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "9" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'4'	Carrega caracter "4" (letra 4) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "4" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#'*	Carrega caracter "*" (letra *) no acumulador A
STAA	DADOS	Envia caracter "*" para o display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
JSR	DELAY2	Vai para rotina de atraso de ± 200 ms
JSR	DELAY2	Vai para rotina de atraso de ± 200 ms
JSR	DELAY2	Vai para rotina de atraso de ± 200 ms
JSR	DELAY2	Vai para rotina de atraso de ± 200 ms
JSR	DELAY2	Vai para rotina de atraso de ± 200 ms
LDAA	#\$O1	Limpa display [0,0,0,0,0,0,0,1] = \$O1
STAA	INST	Envia instru33o para limpar display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
LDAA	#\$B0	Retorna cursor para a coluna 1
STAA	INST	Envia instru33o para display
JSR	DELAY1	Vai para rotina de atraso de ± 5 ms

*
* CHAMADA INICIAL DA ROTINA DE CALIBRA33O *
*


```

                PSHX      Armazena Registrador X na pilha
                LDAA      #$01   Inicia contador no Acumulador A
DLY5           LDX       #$8000  Inicia contador no Registrador X
DLY4           DEX       Decrementa conteúdo do Registrador X
                CPX       #$0000  Compara conteúdo do Registrador X com Zero (0)
                BEQ      DLY3     Se o conteúdo for #$0000, vai para DLY3
                JMP      DLY4     Caso contrário, repete enquanto conteúdo do Reg. X > 0
DLY3           DECA     Decrementa o conteúdo do Acumulador A
                CMPA     #$00     Compara o conteúdo do Acumulador A com $00
                BNE     DLY5     Se o conteúdo do Acumulador A ≠ $00, vai para DLY5
                PULX     Recupera o Registrador X da pilha
                PULA     Recupera o Acumulador A da pilha
                RTS      Retorna da sub-rotina
    
```

```

*
* SUB-ROTINA PARA MOSTRAR STRINGS NO DISPLAY
*
    
```

```

OUTSTR        PSHA      Armazena Acumulador A na pilha
                PSHB     Armazena Acumulador B na pilha
                PSHX     Armazena Registrador X na pilha
                LDAA     #$00   Carrega $00 no Acumulador A
                STAA     COUNT  Zera variável COUNT (contador de posições)
                LDAA     #$01   Limpa display [0,0,0,0,0,0,1] = $01
                STAA     INST   Envia instrução para limpar display
                JSR      DELAY1  Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
                LDAA     #$80   Retorna cursor para a coluna 1
                STAA     INST   Envia instrução para display
                JSR      DELAY1  Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
STRLB2        LDAA     0,X     Carrega caracter da String no acumulador A
                CMPA     #$04   Verifica se é o caracter de fim de String
                BEQ     STRLB1  Vai para o fim da rotina e sai
                STAA     DADOS   Envia-o para a coluna correspondente do display
                JSR      DELAY1  Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
                INX      Incrementa a posição do cursor
                LDAB     COUNT  Lê a posição do cursor no Acumulador B
                INCB     Incrementa o contador de posições
                STAB     COUNT  Atualiza o valor do contador de posições
                CMPB     #07    Verifica se é a posição de memória $87 (coluna 8)
                BGT     STRLB3  Se sim, vai para STRLB3 (muda para pos.de memória $C0)
                JMP     STRLB2  Se não, vai para STRLB2
STRLB3        LDAA     #$C0    Posiciona cursor na coluna 9
                STAA     INST   Envia instrução para display
                JSR      DELAY1  Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
STRLB4        LDAA     0,X     Carrega caracter da String no acumulador A
                CMPA     #$04   Verifica se e o caracter de fim de String
                BEQ     STRLB1  Vai para o fim da rotina e sai
                STAA     DADOS   Envia-o para a coluna correspondente do display
                JSR      DELAY1  Vai para rotina de atraso de ± 5 ms
                INX      Incrementa a posição do cursor
                JMP     STRLB4  Vai para STRLB4
STRLB1        PULA     Recupera Acumulador A da pilha
                PULB     Recupera Acumulador B da pilha
                PULX     Recupera Registrador X da pilha
                RTS      Sai da sub-rotina.
    
```

```

*
* SUB-ROTINA DE MEDIÇÃO DE ESPESSURA DE TECIDO ADIPOSEO SUBCUTÂNEO
*
    
```

```

MEDIR  PSHA      Armazena Acumulador A na pilha
        PSHB      Armazena Acumulador B na pilha
        PSHX      Armazena Registrador X na pilha
        LDAA     #$16  Palavra para configurar ICxi's
        STAA     TCTL2 Configura IC1I e IC2I para I e IC3I para I de pulso
        LDAA     #$07  Palavra para limpar todos os ICxF's
        STAA     TFLG1 Limpa os flags ICxF(Escreve "1" nas posições de ICxF)

```

*****PRONTO PARA UTILIZAR IC

```
BRCLR  TFLG1  $01 * Loop até que I de pulso seja detectada em IC3
```

*****QUEDA DE PULSO (I) DETECTADA EM IC3

```

LDD    TIC1    Lê tempo de I de pulso em TIC1
STD    NTIC1   Grava em NTIC1
LDD    TIC2    Lê tempo de I de pulso em TIC2
SUBD   NTIC1   ACCD ← (TIC2 - 'N'TIC1)
STD    DEFORM  Grava em DEFORM
LDD    DELTAT  Carrega no Acumulador D o valor calibrado DELTAT
LDX    #$000A  Carrega $000A = 10 no Registrador X
IDIV   D       Divide DELTAT por 10 (D/IX → IX; resto → D)
STX    NDELTA  Grava conteúdo do Registrador X em NDELTA
LDD    DELTAT  Carrega no Acumulador D o valor calibrado DELTAT
SUBD   NDELTA  Subtrai NDELTA de DELTAT (ou seja, faz 0,9 * DELTAT)
CPD    DEFORM  (0,9 * DELTAT) > DEFORM ?
BGT    MEDIR   Se a deformação da membrana for > 10% refaz a medida
LDD    TIC2    Lê tempo de I de pulso em TIC2
STD    NTIC2   Grava em NTIC2
LDD    TIC3    Lê tempo de I de pulso em TIC3
SUBD   NTIC2   ACCD ← (TIC3 - 'N'TIC2)
STD    LENGHT  Salva resultado na variável LENGHT
JSR    MEASURE  Vai para rotina de conversão para mm
RTS      Sai da sub-rotina

```

```

*
*  ROTINA DE CONVERSÃO DOS VALORES EM CICLOS DE CLOCK PARA VALORES EM mm
*
*

```

```

MEASURE PSHA      Salva valor no Acumulador A no "Stack Pointer"
        PSHB      Salva valor no Acumulador B no "Stack Pointer"
        PSHX      Salva valor no Registrador X no "Stack Pointer"
        LDD      LENGHT  Carrega valor da largura de pulso no Acumulador D
        TBA      Transfere conteúdo do Acumulador B para o Acum. A
        LDAB     #$13    Carrega o Acumulador B com $13 (Velocidade do Som)
        MUL      Multiplica largura de pulso por $13 (obtem espessura)
        LDX      #$0034  Carrega Reg. X com $0034 (constante para conversão)
        IDIV     Divide espessura por $0034(converte espessura em mm)
        STX      CON2ASC  Grava resultado em CON2ASC (CON2ASC ← Registrador X)
        LDX      #$0034  Carrega Reg. X com $0034 (constante para conversão)
        FDIV     Divide o resto da divisão anterior por $0034 (fração)
        STX      SWAP     Grava resultado em HEXADECIMAL FRACIONÁRIO em SWAP
        LDD      SWAP     Carrega Acumulador D com SWAP ( |D| = |A|B| )
        LDAB     #$0A    Carrega constante para conversão no Acumulador B
        MUL      Multiplica MSB (no Acumulador A) SWAP por $0A
        ADDA     #$30    Converte para ASCII (soma $30 ao Acumulador A)
        STAA     FRAC     Grava parte fracionária da espessura em FRAC (ASCII)
        LDD      CON2ASC  Carrega valor a ser convertido no Acumulador D (HEXA)
        JSR      HEX2ASC  Vai para sub-rotina HEX2ASC
        LDAA     CENTENA  Carrega CENTENA no Acumulador A
        STAA     CENT     Grava Acumulador A em CENT
        LDAA     DEZENA   Carrega DEZENA no Acumulador A

```

```

STAA DEC      Grava Acumulador A em DEC
LDAA UNIDADE  Carrega UNIDADE no Acumulador A
STAA UNID     Grava Acumulador A em UNID
LDX #THICK    Carrega endereço da variável CENT no Registrador X
JSR OUTSTR    Vai para sub-rotina para mostrar strings no display
PULX         Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
PULB         Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
PULA         Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
RTS          Sai da sub-rotina

```

```

*
*  ROTINA DE CONVERSÃO DE VALORES NUMÉRICOS PARA VALORES EM ASCII
*
*

```

```

HEX2ASC PSHA      Salva valor no Acumulador A no "Stack Pointer"
        PSHB      Salva valor no Acumulador B no "Stack Pointer"
        PSHX      Salva valor no Registrador X no "Stack Pointer"
        CLR CENTENA  Zera a variável CENTENA
        CLR DEZENA   Zera a variável DEZENA
        CLR UNIDADE  Zera a variável UNIDADE
        CLR ENDSTR   Zera a variável ENDSTR
        LDX #0064    Carrega constante para conversão no Registrador X
        IDIV        Divide Acumulador D por 0064 (Resultado no Reg. X)
        STD CON2ASC  Grava resto da divisão em CON2ASC (CON2ASC ← D)
        LDAB #030    Carrega constante para conversão no Acumulador B
        ABX         Soma $30 ao LSB do conteúdo do Registrador X (→ ASCII)
        STX SWAP     Grava resultado convertido para ASCII em SWAP
        LDD SWAP     Carrega Acumulador D com SWAP ( |D| = |A|B| )
        STAB CENTENA Grava LSB do Acumulador D em CENTENA
        LDD CON2ASC  Carrega dezena do valor a ser convertido no Acumul. D
        LDX #000A    Carrega constante para conversão no Registrador X
        IDIV        Divide Acumulador D por 000A (Resultado no Reg. X)
        STAB UNIDADE Grava resto da divisão em UNIDADE (UNIDADE ← B)
        LDAB #030    Carrega constante para conversão no Acumulador B
        ABX         Soma $30 ao LSB do conteúdo do Registrador X (→ ASCII)
        STX SWAP     Grava resultado convertido para ASCII em SWAP
        LDD SWAP     Carrega Acumulador D com SWAP ( |D| = |A|B| )
        STAB DEZENA  Grava LSB do Acumulador D em DEZENA
        LDAA UNIDADE Carrega UNIDADE no Acumulador A
        ADDA #030    Soma $30 à UNIDADE (converte para ASCII)
        STAA UNIDADE Grava Acumulador A em UNIDADE (convertida)
        LDAA #04     Carrega Acumulador A com $04 (Fim de "String")
        STAA ENDSTR  Grava Acumulador A em ENDSTR
        PULX         Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
        PULB         Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
        PULA         Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
        RTS          Sai da sub-rotina

```

```

*
*  SUB-ROTINA DE CALIBRAÇÃO AUTOMÁTICA
*
*

```

```

CALIBR PSHA      Armazena Acumulador A na pilha
        PSHB      Armazena Acumulador B na pilha
        PSHX      Armazena Registrador X na pilha
        LDAA #016   Palavra para configurar ICXI's
        STAA TCTL2  Configura IC1I e IC2I para ↑ e IC3I para ↓ de pulso
        LDAA #07    Palavra para limpar todos os ICxF's
        STAA TFLG1  Limpa os flags ICxF (Escreve "1" nas posições de ICxF)

```

*****PRONTO PARA UTILIZAR IC

BRCLR TFLG1 \$02 * Loop até que 1 de pulso seja detectada em IC2

*****SUBIDA DE PULSO (1) DETECTADA EM IC2

```
LDD TIC1 Lê tempo de 1 de pulso em TIC1
STD NTIC1 Grava em NTIC1
LDD TIC2 Lê tempo de 1 de pulso em TIC2
SUBD NTIC1 ACCD ← (TIC2 - 'N'TIC1)
STD DELTAT Grava em DELTAT o valor do compr. transdutor/membrana
PULX Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
PULB Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
PULA Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
RTS Sai da sub-rotina
```

* SUB-ROTINA DE ESCOLHA DE MODO DE OPERAÇÃO *

```
MODO PSHA Armazena Acumulador A na pilha
      PSHB Armazena Acumulador B na pilha
      PSHX Armazena Registrador X na pilha
      LDX #NOTIMP Carrega o endereço da mensagem NOTIMP no Registrador X
      JSR OUTSTR Vai para sub-rotina para mostrar strings no display
      PULX Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
      PULB Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
      PULA Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
      RTS Sai da sub-rotina
```

* SUB-ROTINA DE TRANSFERÊNCIA DE DADOS *

```
TRANSF PSHA Armazena Acumulador A na pilha
        PSHB Armazena Acumulador B na pilha
        PSHX Armazena Registrador X na pilha
        LDX #NOTIMP Carrega o endereço da mensagem NOTIMP no Registrador X
        JSR OUTSTR Vai para sub-rotina para mostrar strings no display
        PULX Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
        PULB Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
        PULA Recupera valor gravado no "Stack Pointer"
        RTS Sai da sub-rotina
```

* INICIALIZAÇÃO DAS INTERRUPTÕES UTILIZADAS *

* Se formos utilizar a Máscara de Interrupção I (apenas para a EVB):

```
* ORG $00EE Endereço da interrupção I para a EVB
* JMP KEYB Vai para rotina de serviço de interrupção (Int. 1)
```

* Se formos utilizar a Máscara de Interrupção X (apenas para a EVB):

```
ORG $00F1 Endereço da interrupção X para a EVB
JMP KEYB Vai para rotina de serviço de interrupção (Int. X)
```

*=====

Anexo F - Fundamentos de Fisiologia da Nutrição

O organismo humano é um exemplo de sistema de controle otimizado: através das moléculas orgânicas que absorvem dos alimentos e de uma intrincada rede de reações químicas, distribui a energia necessária aos processos que permitem a manutenção das funções vitais, armazenando todo o excesso para ser utilizado na impossibilidade de ingestão de alimentos.

A ingesta adequada de nutrientes está portanto entre os aspectos mais importantes que afetam a saúde. Uma ingesta de nutrientes excessiva ou deficiente é responsável por distúrbios metabólicos que podem ser associados ao aparecimento de doenças.

Neste capítulo serão descritos os mecanismos metabólicos que possibilitam a utilização da energia do alimento para manter as funções vitais, tanto em repouso quanto em atividade física, bem como os processos fisiológicos básicos de utilização, transporte, "geração" e armazenamento de energia do organismo humano.

F.1 - Digestão e Vias Metabólicas dos Nutrientes

O funcionamento de todas as células do corpo humano vem da habilidade que elas possuem de extrair e utilizar a energia contida nas ligações químicas das moléculas orgânicas, que constituem os nutrientes. As moléculas serão ora as matérias-primas, ora as "ferramentas" que permitem essas reações.

Infelizmente, existe uma barreira natural que se opõe ao acontecimento espontâneo das reações químicas entre as moléculas orgânicas dos nutrientes: a maioria das moléculas biológicas é pouco reativa e, à temperatura ambiente, não reagem ou reagem muito lentamente. Entretanto, moléculas pouco reativas podem ser "convencidas" a reagirem se certas substâncias, chamadas catalisadores, estiverem presentes para mediar as reações. Esses compostos facilitam a ocorrência de uma reação química e, nos seres vivos, são chamados enzimas. Como inibidores ou facilitadores químicos, as enzimas modulam as transformações químicas que ocorrem no organismo.

Ao conjunto de todas essas transformações químicas dá-se nome de metabolismo. À etapa construtiva ou assimiladora do metabolismo dá-se o nome de anabolismo e à destrutiva ou desassimiladora de catabolismo.

Em ambas as situações, anabolismo e catabolismo, há trocas energéticas e certas moléculas, tal como o Trifosfato de adenosina (ATP), armazenam energia química potencial para pronta utilização. O ATP é, por assim dizer, o "combustível" usado para obter toda a energia necessária aos processos intra-celulares (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981). De outro

lado, a energia é extraída dos alimentos para construir mais moléculas de ATP. Tais reações constituem o metabolismo energético.

Para manter em nível mínimo suas funções vitais e a homeostase (temperatura constante), mesmo em repouso total o organismo consome uma certa quantidade de energia. A essa quantidade mínima de energia requerida pelo organismo em repouso completo em estado de pós-absorção (2 a 4 horas após uma refeição leve) chamamos metabolismo basal.

Sabe-se hoje que o metabolismo basal varia com a chamada massa corporal magra, formada pelos músculos e por outros órgãos, que dependem de energia para desempenhar suas funções biológicas. Quanto maior a quantidade de massa corporal magra, tanto maior a energia despendida no metabolismo basal. Na média, 73 por cento da energia consumida pelo organismo se destina ao metabolismo basal.

Um outro fator importante no consumo de energia corporal é a termogênese. Consumida durante os processos de digestão, absorção, transporte e utilização dos nutrientes, a energia despendida nesse processo corresponde a 15 por cento dos gastos calóricos do corpo.

Os outros 12 por cento restantes ficam por conta das atividades físicas (KATCH, McARDLE, 1984).

Seis categorias de nutrientes compõem os alimentos que consumimos: carboidratos, gorduras, proteínas, vitaminas, minerais e água. Cada um deles desempenha um papel básico frente às necessidades que o organismo tem de suprir na produção de energia. A seguir são descritos alguns passos dos processos que permitem a transferência da energia contida nos nutrientes ao corpo.

F.1.1 - Anatomia do sistema digestivo

A figura F.1 ilustra os órgãos que compõem o aparelho digestivo, sua função e as secreções produzidas por eles, no processo da degradação e absorção dos nutrientes.



ÓRGÃO	SECREÇÕES EXÓCRINAS	FUNÇÕES
BOCA E FARINGE glândulas salivares	sal e água muco amilase	mastigação (digestão mecânica); início do reflexo de deglutição umedecer o alimento lubrificação enzimas digestivas para polissacari- deos (ptialina)
ESÔFAGO	muco	ondas peristálticas movem o bolo alimentar para o estômago lubrificação
ESTÔMAGO	HCl pepsina muco	armazena, mistura e dissolve o ali- mento; regula o esvaziamento do ali- mento dissolvido no intestino delgado solubilização de partículas de alimen- tos; mata micróbios enzimas digestivas para proteínas lubrifica e protege a superfície epitelial
PÂNCREAS	enzimas bicarbonato	secreção de enzimas e bicarbonato digerem carboidratos, gorduras, pro- teínas e ácidos nucleicos neutraliza o HCl que entra no intestino delgado vindo do estômago
FÍGADO	sais biliares bicarbonato produtos orgânicos de ex- creção e metais traço	secreção da bile; muitas outras fun- ções não digestivas detergentes que solubilizam gorduras insolúveis em água neutraliza o HCl que entra no intestino delgado vindo do estômago eliminação pelo organismo
VESÍCULA BILIAR		armazena e concentra a bile entre re- feições; a bile é liberada por contração da vesícula durante a alimentação
INTESTINO DELGADO	enzimas sal, água e muco	digestão e absorção de substâncias; mistura e propulsão dos conteúdos maioria na membrana luminal; algumas são liberadas por desintegração das cé- lulas epiteliais diluição e lubrificação das substâncias
INTESTINO GROSSO (cólon)	muco	armazenamento e concentração de ma- terial não digerido por absorção de sal e água; mistura e propulsão dos conteú- dos lubrificação
RETO		a distensão inicia o reflexo da defeca- ção

Figura F.1 - Anatomia do aparelho digestivo e funções dos órgãos gastrintestinais (Fonte: Vander, Sherman e Luciano, 1981).

F.1.2 - A Digestão

A digestão abrange processos mecânicos e químicos. Os primeiros correspondem à preparação e mistura dos alimentos às enzimas para a efetivação da digestão "química".

Na cavidade bucal o alimento é mastigado e misturado à saliva, que contém uma amilase (enzima para degradação de açúcares), a ptialina. Inicia-se na boca um ataque às moléculas de oligossacarídeos (açúcares de muitas moléculas), na rota de degradação à glicose.

Para deglutição, o alimento passa pelo esôfago e este, por fortes contrações de sua musculatura circular (peristalse¹), empurra-o para a abertura do estômago, o cárdia.

No estômago continuam as contrações, agora com o objetivo de misturar o alimento ao suco gástrico.

O suco gástrico é uma solução clara, muito ácida pela presença de ácido clorídrico (HCl) que, além da função antisséptica, que evita putrefações, determina o pH ótimo para ação da pepsina, que catalisa o rompimento de ligações peptídicas específicas nas proteínas, produzindo fragmentos peptídicos compostos de vários aminoácidos. Esse suco apresenta também uma lipase fraca (que inicia a degradação de gorduras a glicerol e ácidos graxos) e renina, uma enzima que nos lactentes coagula as proteínas do leite.

Após um período de duas a quatro horas no estômago, o bolo alimentar está sob a forma de uma pasta chamada quimo, que começa a passar para o duodeno através de uma válvula de

¹A figura da peristalse é uma constante em todo o processo de digestão, facilitando o transporte do bolo alimentar pelo trato digestivo.

saída, o piloro.

Ato contínuo, o pâncreas começa a secretar suco pancreático no duodeno. Esse suco é rico em bicarbonato de sódio e, misturando-se ao quimo, neutraliza sua acidez.

As enzimas secretadas pelo pâncreas digerem gordura, polissacarídeos e proteínas, resultando em ácidos graxos, açúcares e aminoácidos, respectivamente.

No duodeno ocorre também liberação de bile pela vesícula biliar. A bile chega ao duodeno pelo canal colédoco, no mesmo local aonde chega o duto pancreático, e atua sobre o quimo como uma espécie de detergente, emulsionando gorduras, isto é, transformando-as em finíssimas gotículas, as micelas, facilmente atacadas pelas lipases do suco pancreático e do suco entérico (intestinal).

Ao longo do intestino delgado ocorrem, em seguida, as etapas finais do desdobramento dos alimentos. O suco entérico (intestinal) possui várias glucidases (enzimas que digerem açúcares), como lactase, maltase e sucrase, além de lipases, já mencionadas anteriormente, e peptidases. Essas últimas desdobram os peptídeos em aminoácidos.

Os produtos finais da digestão ficam em solução e em condições de ser absorvidos pela mucosa do intestino. Açúcares simples e aminoácidos caem na circulação sanguínea e gorduras caem na circulação linfática, subindo pelo duto torácico e se esvaziando nas grandes veias do pescoço. As principais veias que saem do intestino levam primeiramente o sangue para o fígado, que metaboliza as substâncias tóxicas absorvidas (função antitóxica) e só depois esse sangue vai para a circulação geral.

Os restos são digeridos, misturados a um grande volume de água, passando então à

primeira porção do intestino grosso, o cecum, através da válvula íleo-cecal. O cecum é uma espécie de bolsa que continua pelo cólon ascendente, do lado superior, e tem o apêndice do lado inferior. O cólon tem por função principal uma intensa reabsorção de água, pois o material que passa para a porção retal do intestino grosso já constitui as fezes, semi-sólidas.

A absorção de água é necessária, visto que um grande volume hídrico foi lançado no sistema digestivo na forma de secreções.

Finalmente, a expulsão das fezes ocorre através da abertura do esfíncter anal (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981; KATCH, McARDLE, 1984; GUYTON, 1989).

F.1.3 - Mecanismos de liberação da energia dos alimentos

Após a descrição do processo digestivo a nível macroscópico, cabe descrever os processos básicos de obtenção da energia química contida nos alimentos, necessária à realização de trabalho celular.

F.1.3.1 - Trifosfato de Adenosina (ATP)

A energia liberada nos processos que serão descritos a seguir (fosforilação a nível de substrato, fosforilação oxidativa, glicólise e ciclo de Krebs) nunca é utilizada diretamente no trabalho celular. Ao invés disso, ela é armazenada numa substância sob a forma de ligações químicas muito ricas em energia: o ATP (trifosfato de adenosina), que se configura então como

a principal molécula transportadora de energia (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981)

O ATP é constituído pela base nitrogenada adenina, por uma ribose² e por três grupos fosfato, conforme ilustra a estrutura química na figura F.2. Repare que os grupos fosfato estão ligados por "~", o que indica que elas possuem um alto teor energético³. A quantidade de energia livre em cada uma dessas ligações de alta energia por

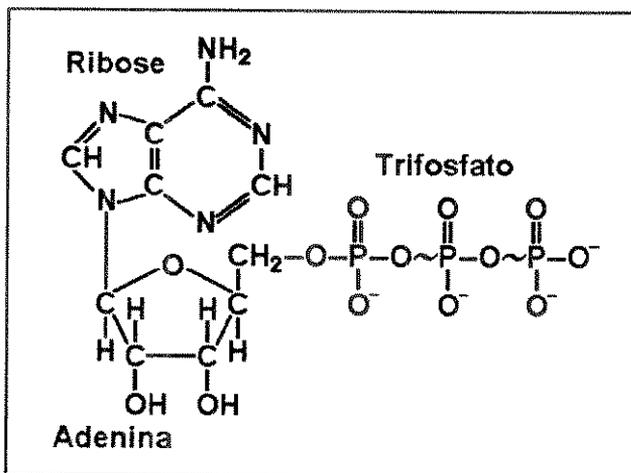
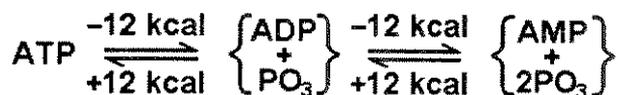


Figura F.2 - A molécula de ATP (Fonte: Guyton, 1989).

mol de ATP é de aproximadamente 7,3 kcal em condições-padrão e 12 kcal nas condições de temperatura e concentração de reagentes no organismo (GUYTON, 1989).

Assim, a remoção de cada radical fosfato libera 12 kcal. As interconversões entre ATP e os seus metabólitos de menor energia⁴, são as seguintes:



Deste modo, havendo energia disponível, a substância ADP se liga a um grupo fosfato cedido pela célula e se converte em ATP. Por sua vez, o ATP pode ceder energia para o trabalho

²Adenina + ribose = adenosina.

³Em bioquímica, convencionou-se designar por "~" as ligações químicas que, quando desfeitas, liberam mais de 5 kcal/mol.

⁴Após a perda de um radical fosfato do ATP, o composto se torna difosfato de adenosina (ADP), e após a perda do segundo radical fosfato, o composto se transforma em monofosfato de adenosina (AMP).

celular, voltando a formar $\text{ADP} + \text{PO}_3$. A reação química da figura F.3 ilustra o processo.

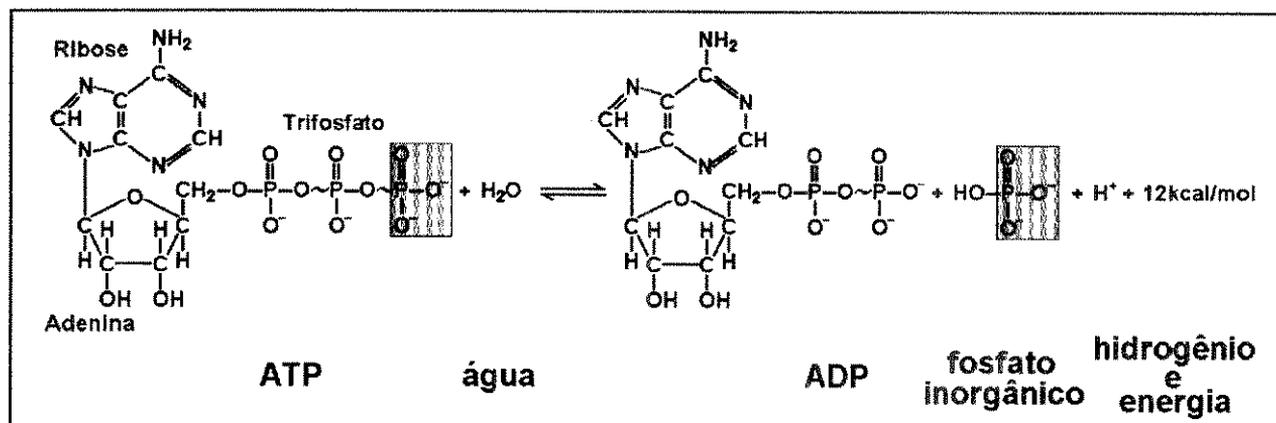


Figura F.3 - Trânsito de energia no metabolismo do ATP.

Uma molécula típica de ATP pode existir apenas por uns poucos segundos antes que sua energia seja transferida a outra molécula, e o ADP formado é então rapidamente reconvertido em ATP através do acoplamento a reações liberadoras de energia, i.e., degradação de carboidratos, lipídeos e proteínas.

A energia total armazenada em todas as moléculas de ATP pode suprir as necessidades de energia da célula apenas por uma fração de minuto (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981; KATCH, McARDLE, 1984). O armazenamento real de energia no organismo é realizado pelas moléculas de carboidrato, lipídeo e proteína que transferem sua energia ao ATP.

Existem dois mecanismos gerais pelos quais esta transferência ocorre: fosforilação ao nível de substrato e fosforilação oxidativa. Todos os outros processos que liberam energia para o trabalho celular nada mais fazem que agrupar um conjunto de reações químicas utilizando os dois mecanismos anteriores, cedendo-lhes substrato alimentar (especialmente hidrogênio) de forma cíclica e/ou otimizada, o que resulta em uma "síntese" de ATP mais eficiente.

F.1.3.2 - Fosforilação a nível de substrato

A fosforilação a nível de substrato ocorre quando um dos grupos fosfato em um catabólito intermediário é transferido diretamente a um substrato menos energético (normalmente o ADP) para formar um composto mais energético (normalmente o ATP). A reação é descrita no sentido geral pois outras substâncias podem dela se valer no trânsito de energia que ocorre dentro da célula.

É o que ocorre, por exemplo, com o difosfato de guanosina (GDP) que, em uma determinada reação do ciclo de Krebs, tem agregada a si uma molécula de fosfato inorgânico por fosforilação ao nível de substrato, formando uma molécula de alta energia denominada trifosfato de guanosina (GTP), conforme será visto mais adiante.

F.1.3.3 - Fosforilação oxidativa

A fosforilação oxidativa tem lugar na mitocôndria⁵ e ocorre através de um processo de acoplamento altamente especializado, sendo responsável por 95% das moléculas de ATP sintetizadas pela degradação de glicose e 100% das resultantes do catabolismo de ácidos graxos (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

Na degradação de carboidratos, gorduras e proteínas, muitas das reações químicas envolvem a remoção de átomos de hidrogênio dos vários intermediários formados durante o

⁵Organela da célula responsável pela liberação de energia para os processos vitais (SILVA, SASSON, 1981).

processo digestivo. Da mesma forma que o ATP transporta fosfato e energia, existe na célula uma categoria de substâncias cujo papel é o transporte de hidrogênios. Os principais transportadores de hidrogênio nos processos metabólicos são: N.A.D. (nicotinamida adenina dinucleotídeo) e F.A.D. (flavina adenina dinucleotídeo). Essas substâncias derivam de nucleotídeos⁶ combinados a vitaminas do grupo B, sendo coenzimas de desidrogenases (responsáveis pela desidrogenação — retirada de hidrogênios — de substâncias). A reação abaixo mostra como o NAD retira hidrogênios de um substrato qualquer, o mesmo sendo válido para o FAD⁷.



Como resultado das remoções e transferências de hidrogênios, parte da energia química potencial das moléculas de carboidratos, proteínas e gorduras é transferida para as moléculas das coenzimas. O processo de fosforilação oxidativa utiliza então esta energia para sintetizar ATP. Isto é particularmente importante, visto que os átomos de hidrogênio podem ser obtidos de uma grande variedade de fontes orgânicas, sendo depois canalizados para o transportador de energia comum (ATP).

O primeiro passo na fosforilação oxidativa é a transferência dos átomos de hidrogênio, removidos dos substratos alimentares, para o NAD, que se reduz⁸ a NADH₂. Os dois átomos são em seguida entregues ao FAD, que se reduz a FADH₂.

⁶Unidade constituinte da molécula de ácido nucleico — DNA e RNA (SILVA, SASSON, 1981).

⁷Na verdade, o NAD na equação química se combina com o hidrogênio no formato NADH + H⁺. A simplificação para NADH₂ foi utilizada no intuito de facilitar a notação.

⁸Quando uma substância perde elétrons ou hidrogênios para outra, diz-se que ela fica oxidada. A substância que os recebe fica, conseqüentemente, reduzida (SILVA, SASSON, 1981).

Durante estas transformações, elétrons são removidos dos átomos de hidrogênio ligados ao FAD, que se oxida, restando dois íons H^+ . Essa reação libera uma quantidade de energia suficiente à produção de uma molécula de ATP. Os elétrons removidos entram imediatamente na cadeia de transporte de elétrons, que faz parte da

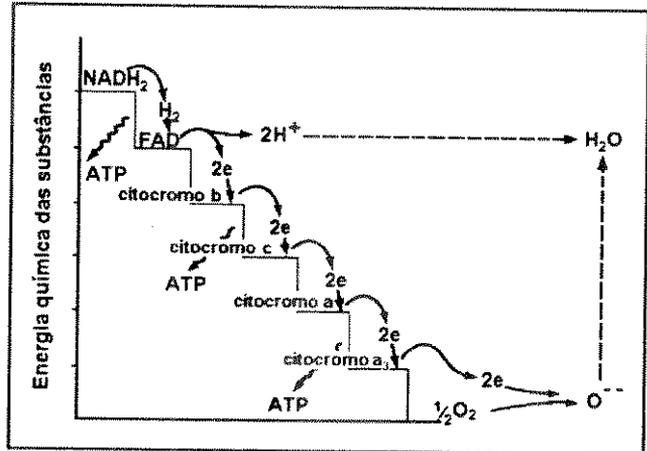


Figura F.4 - Fosforilação oxidativa (Fonte: Silva, Sasson, 1981).

membrana interna da mitocôndria. Esta cadeia de transporte consiste em uma série de captadores de elétrons que podem ser reversivelmente reduzidos e oxidados, captando ou cedendo elétrons. Os componentes importantes da cadeia de transporte de elétrons incluem várias proteínas contendo sulfato de ferro e os citocromos b, c, a e a₃ (ver figura F.4). Cada elétron passa de um desses captadores para o outro até atingir o citocromo a₃, chamado citocromo oxidase⁹, que os entrega ao oxigênio, acceptor final de elétrons da cadeia. Por mais duas vezes a transferência dos elétrons de um citocromo para o outro libera energia suficiente para formar ATP.

Resumindo: Ocorre na fosforilação oxidativa um fluxo de elétrons proveniente do hidrogênio dos substratos alimentares, em direção ao oxigênio, acceptor final. Os elétrons cedem energia aos aceptores intermediários que, em três pontos da cadeia, é transferida a moléculas de ATP. A vantagem deste método é que cada uma das reações intermediárias libera parte da ener-

⁹Assim chamado devido à propriedade de causar a combinação dos íons de hidrogênio com o oxigênio (GUYTON, 1989).

gia total que, de maneira controlada, é aproveitada pela célula para a síntese de ATP. Se a reação fosse direta, a energia desprendida seria muito grande, e possivelmente prejudicial à célula.

F.1.3.4 - Ciclo de Krebs

A via catabólica mais importante para dar origem aos átomos de hidrogênio utilizados no processo de fosforilação oxidativa é conhecida como ciclo de Krebs¹⁰, conhecido também como ciclo do ácido cítrico ou ciclo do ácido tricarboxílico (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981; GUYTON, 1989).

Vários intermediários derivados da degradação de carboidratos, gorduras e proteínas podem entrar no ciclo de Krebs, todavia o mais comum é o grupo acetil de dois carbonos (2C), unido a uma molécula conhecida como coenzima A¹¹, formando um composto conhecido como acetilcoenzima A (acetil CoA). Durante o ciclo, uma série de reações químicas degrada a porção acetil da acetilCoA a dióxido de carbono (CO₂) e átomos de hidrogênio. Todas estas reações se realizam na matriz mitocondrial¹². Os átomos de hidrogênio liberados são oxidados subseqüentemente na fosforilação oxidativa, liberando grande quantidade de energia, utilizada para formar ATP. A figura F.5 na página seguinte ilustra o processo.

¹⁰Em 1952, Hans Krebs recebeu o Prêmio Nobel pela descoberta desta via metabólica, assim denominada em sua honra (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

¹¹A coenzima A é um derivado do ácido pantotênico, uma das vitaminas do chamado complexo B.

¹²O interior da mitocôndria é repleto de um material de consistência fluida, chamado matriz mitocondrial (SILVA, SASSON, 1981).

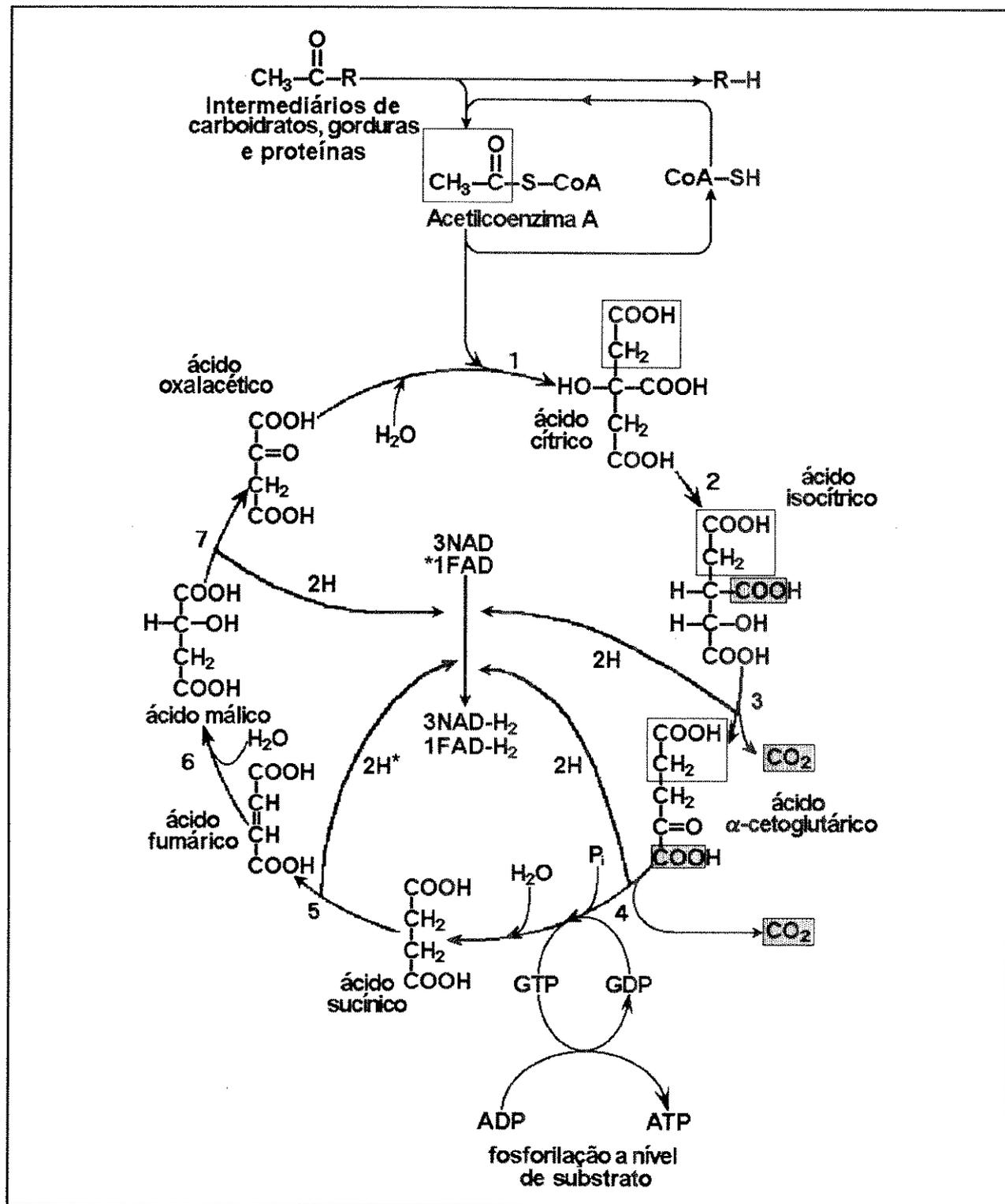


Figura F.5 - Ciclo de Krebs (Fonte: Vander, Sherman, Luciano, 1981).

Na primeira reação do ciclo de Krebs, um fragmento acetil de 2 carbonos (ácido acético) é transferido da acetilcoenzima A para uma molécula de 4 carbonos, formando uma molécula de ácido cítrico, que tem 6 carbonos. Segue-se um rearranjo interno (reação 2 — formação de ácido isocítrico), no qual um dos grupos carboxila (-COOH) é separado, originando uma molécula de dióxido de carbono (CO₂) e um par de átomos de hidrogênio, que é transferido ao NAD (reação 3), resultando na formação de ácido α -cetoglutárico.

A reação 4 responde por um conjunto de sub-reações: (a) um rearranjo sobre o ácido α -cetoglutárico, similar ao da reação 2, separa dele um grupo carboxila, gerando uma molécula de dióxido de carbono e um par de átomos de hidrogênio, transferido ao NAD; (b) uma molécula de fosfato inorgânico (P_i) é ligada por fosforilação a nível de substrato (ítem F.1.3.2) à guanosina difosfato (GDP), formando a molécula de alta energia guanosina difosfato, energia essa que é transferida ao ATP pela seguinte reação enzimática:



Uma molécula de água é adicionada no final desta reação (4), resultando na formação de ácido succínico. Do ácido succínico é retirado mais um par de hidrogênios (reação 5), desta vez entregue ao FAD, menos energético, o que resulta na formação de ácido fumárico. A introdução de uma molécula de água ao ácido fumárico resulta na formação de ácido málico (reação 6), do qual mais um par de hidrogênios é retirado e entregue ao NAD (reação 7), formando ácido oxalacético, que, com a adição de uma molécula de água, está preparado para reiniciar o ciclo.

Apenas uma molécula de ATP é produzida durante o ciclo de Krebs por vez, e os

hidrogênios ligados às coenzimas são metabolizados na fosforilação oxidativa, formando mais 11 moléculas de ATP. A produção global de energia devida ao ciclo de Krebs é então de 12 moléculas de ATP.

F.1.3.2 - Glicólise

Diferentemente da fosforilação oxidativa e do ciclo de Krebs, que aceitam diversos intermediários derivados da degradação de carboidratos, gorduras e proteínas substratos como "fornecedores" de átomos de hidrogênio e, por conseguinte, de energia para a produção de ATP, a glicólise é uma via metabólica específica para a carboidratos, iniciando com a glicose ou um de seus intermediários (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981; GUYTON, 1989).

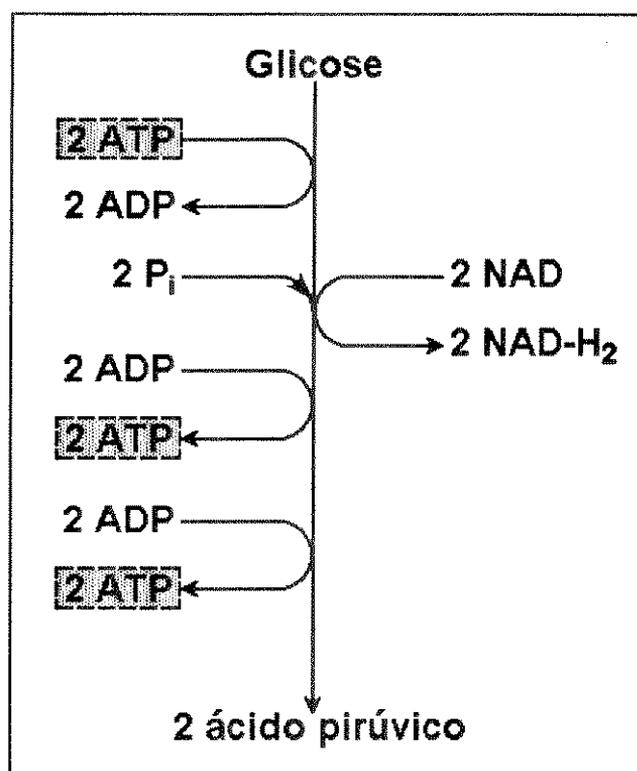


Figura F.6 - Glicólise (Fonte: Vander, Sherman, Luciano, 1981).

A glicólise ocorre no citoplasma. É um processo que degrada a molécula de glicose para formar duas moléculas de ácido pirúvico. Isso ocorre através de 10 etapas sucessivas de reações químicas que não serão descritas aqui. Cada etapa é catalisada por, pelo menos, uma enzima específica. A figura F.6 ilustra o processo,

simplificadamente.

O rendimento energético da glicólise é de duas moléculas de ATP por molécula de glicose consumida, visto que duas moléculas de ATP são gastas para dar a "partida" no processo. Além disso, ocorre a produção de 2 pares de átomos de oxigênio, que são entregues ao NAD e podem entrar na rota da fosforilação oxidativa, se houver oxigênio disponível. Isso resulta em um rendimento energético total de 8 ATP. Caso contrário, ou seja, se não houver disponibilidade de oxigênio, o ácido pirúvico funciona como acceptor final dos hidrogênios, resultando na formação de ácido láctico¹³.

F.1.4 - Vias metabólicas dos nutrientes

Descritos alguns dos principais processos de obtenção de energia dos alimentos, cabe agora relacionar os diversos processos aos nutrientes específicos (carboidratos, gorduras e proteínas), mostrando resumidamente como os processos se relacionam e como o organismo promove interconversões, armazenando ou sintetizando as várias substâncias de que necessita para o trabalho celular.

F.1.4.1 - Metabolismo dos carboidratos

O metabolismo dos carboidratos corresponde à integração dos três processos metabólicos

¹³A esse processo se denomina fermentação láctica.

descritos anteriormente (glicólise, ciclo de Krebs e fosforilação oxidativa, nessa ordem), sendo por isso primeiramente abordado. Ele se inicia preferencialmente com uma molécula de glicose que é desdobrada em duas de ácido pirúvico via glicólise. Cada molécula de ácido pirúvico combina-se com a coenzima A, formando uma molécula de acetilcoenzima A que entra no ciclo de Krebs. Os hidrogênios retirados das diversas moléculas que entremeiam esses dois processos são entregues ao oxigênio via fosforilação oxidativa, principal fonte de "geração" de ATP. A figura F.7 ilustra o processo.

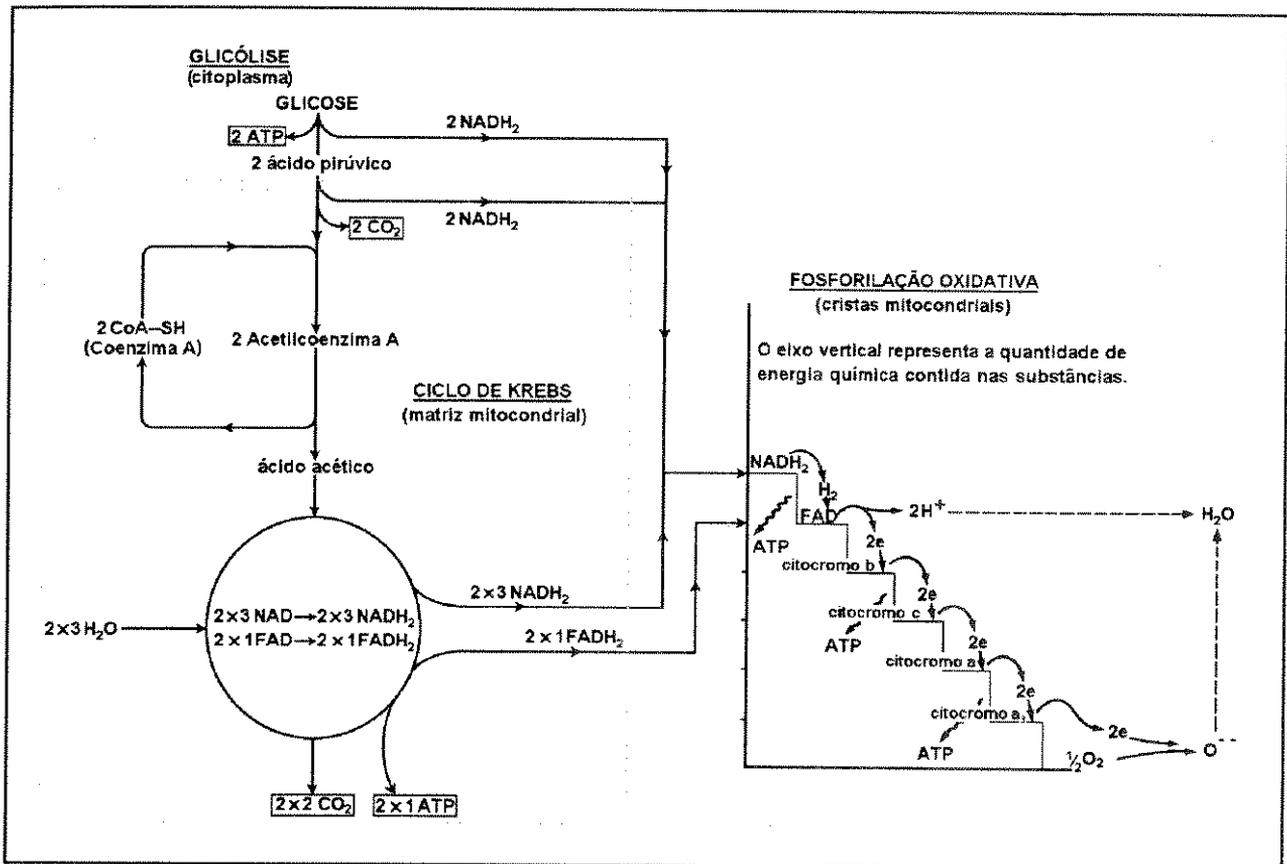


Figura F.7 - Metabolismo de carboidratos (fonte: Silva, Sasson, 1981).

O rendimento energético total do metabolismo de carboidratos é de 38 ATP por

molécula de glicose: (a) na glicólise: 2 ATP^(a1) do processo + 2 NADH₂ que seguem para fosforilação oxidativa, gerando 6 ATP^(a2); (b) no ciclo de Krebs: 2 ATP^(b1) por fosforilação a nível de substrato inerente ao processo + 2 NADH₂ decorrentes da "transformação" do ácido pirúvico em acetilcoenzima A (que geram mais 6 ATP^(b2) na fosforilação oxidativa) + 2 × 3 NADH₂ = 6 NADH₂ do ciclo de Krebs¹⁴ (convertidos em 18 ATP^(b3) no processo de fosforilação oxidativa) + 2 × 1 FADH₂ = 2 FADH₂ (convertidos em 4 ATP^(b4) na fosforilação oxidativa¹⁵). Assim, temos 2 ATP^(a1) + 6 ATP^(a2) + 2 ATP^(b1) + 6 ATP^(b2) + 18 ATP^(b3) + 4 ATP^(b4) = 38 ATP.

F.1.4.2 - Metabolismo dos lipídeos

Vários dos diferentes compostos químicos encontrados nos nutrientes são classificados como lipídeos: (a) as gorduras neutras, conhecidas como triacilgliceróis¹⁶, (b) os fosfolipídeos e (c) os esteróides¹⁷. São moléculas compostas predominantemente de carbono e hidrogênio, unidos por ligações covalentes não-polares, representando ao redor de 40% da matéria orgânica existente no organismo (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

¹⁴A notação 2 × (Nº de transportadores de hidrogênio) foi utilizada para indicar que formam-se duas moléculas de ácido pirúvico por molécula de glicose que é metabolizada.

¹⁵O FADH₂ entra no processo de fosforilação oxidativa em um nível menos energético, o que resulta na produção de apenas 2 ATP por molécula de FADH₂.

¹⁶Até recentemente, estas substâncias eram chamadas triglicerídeos (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

¹⁷Esteróides: classe a que pertencem o colesterol e os hormônios sexuais.

F.9, para um ácido graxo de 18 carbonos. A este processo denominou-se beta-oxidação

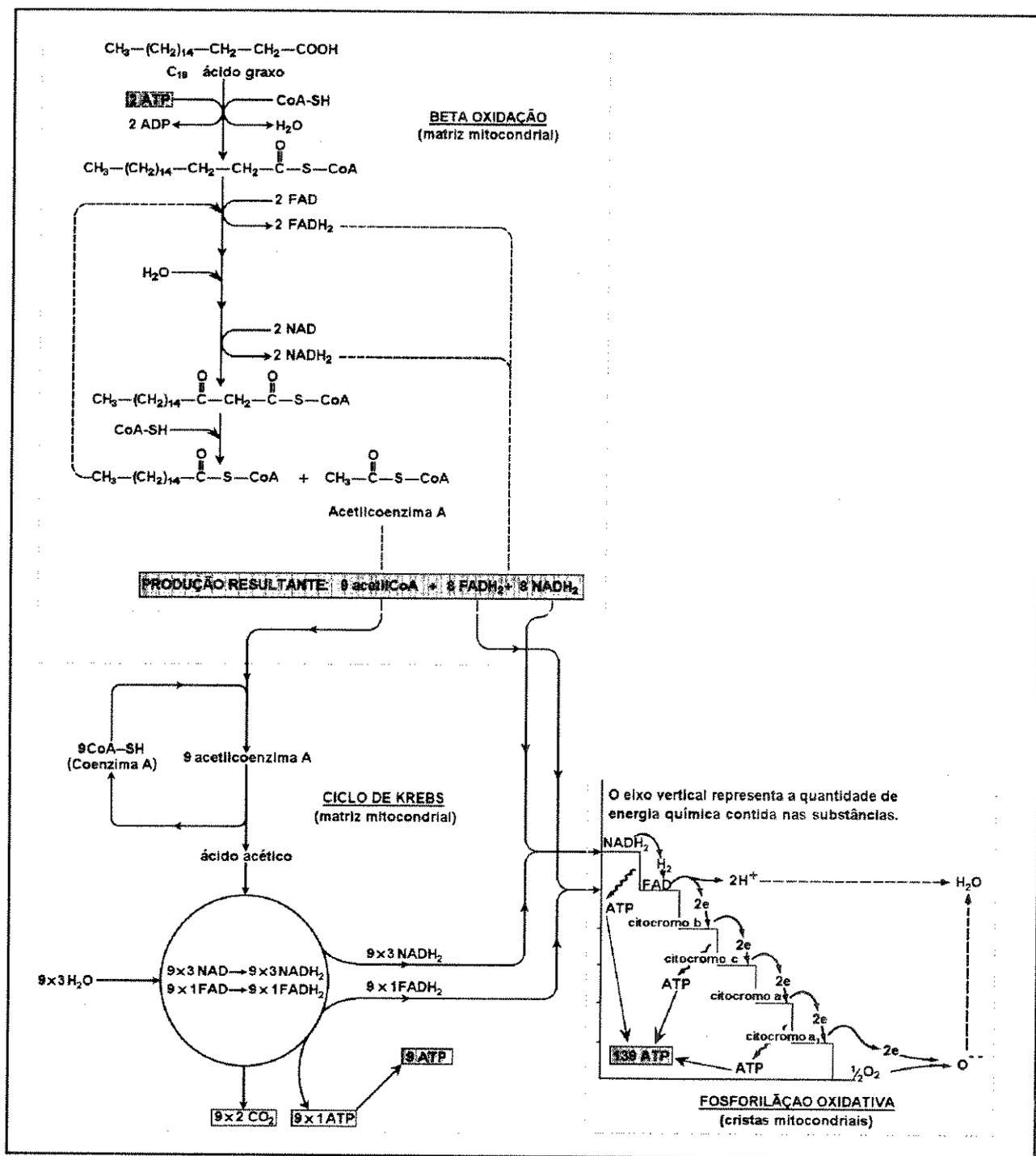


Figura F.9 - Metabolismo dos lipídeos (Fonte: Vander, Sherman, Luciano, 1981).

(GUYTON, 1989). Suas enzimas estão na mitocôndria, de modo que a acetilcoenzima A produzida segue diretamente para o ciclo de Krebs.

Na primeira etapa da degradação do ácido graxo, este é combinado com uma molécula de coenzima A, o que consome 2 moléculas de ATP. A partir daí ocorre uma série de reações na qual um átomo de oxigênio derivado da água é adicionado ao terceiro átomo de carbono do ácido graxo, um par de átomos de hidrogênio é transferido ao FAD e outro ao NAD, sendo rompida a ligação entre o segundo e o terceiro átomos de carbono da cadeia, o que libera uma molécula de acetilcoenzima A. O composto resultante liga-se a uma segunda molécula de coenzima A e a cadeia resultante, agora com menos dois átomos de carbono do que a molécula original, passa pela mesma série de reações, formando outra molécula de acetilcoenzima A, e assim por diante. Desta forma, cada passagem através da seqüência descrita, encurta a cadeia do ácido graxo em dois átomos de carbono, até que todos tenham sido transferidos para a acetilcoenzima A. Esta, pode então entrar no ciclo de Krebs e seguir a rota de geração de ATP e transportadores de hidrogênio, estes últimos seguindo para a fosforilação oxidativa (KUKSIS, 1987). O rendimento energético desta via catabólica é de 146 moléculas de ATP por molécula de ácido graxo, visto que duas moléculas de ATP são utilizadas para dar a partida no processo.

F.1.4.3 - Metabolismo das proteínas

Diferentemente dos carboidratos e gorduras, os aminoácidos, que constituem as proteínas, consistem em agrupamentos de moléculas que contêm nitrogênio, além de carbono,

hidrogênio e oxigênio. Uma vez retirado o grupo nitrogenado — também chamado grupo amino — da molécula, o restante (com algumas poucas exceções) pode ser metabolizado e entrar na via metabólica dos carboidratos (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

Existem dois tipos de reações pelos quais o grupo amino pode ser removido. No primeiro tipo, conhecido como desaminação oxidativa, o grupo amino é liberado como uma molécula de amônia (NH_3) e substituído por uma molécula de oxigênio, derivado da água, resultando na formação de um cetoácido¹⁸. Durante esta reação o par de hidrogênios da água é transferidos para um NAD, que segue a rota da fosforilação oxidativa. O segundo tipo de reação, conhecido como transaminação, envolve a transferência do grupo amino de um aminoácido para um cetoácido.

A figura F.10 mostra a desaminação oxidativa do ácido glutâmico a ácido α -ceto-glutárico, e a transaminação de dois aminoácidos, o ácido glutâmico e a alanina. Observe que os cetoácidos formados são compostos intermediários do ciclo de Krebs (ácido α -ceto-glutárico) ou do metabolismo de carboidratos (ácido pirúvico).

O catabolismo dos aminoácidos tem

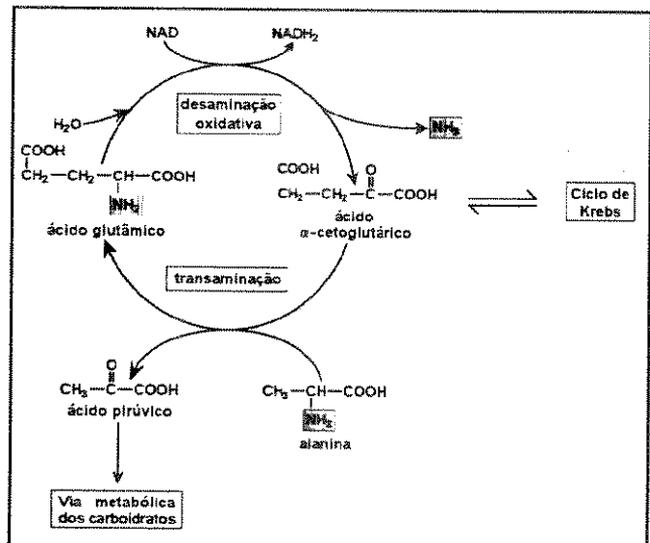


Figura F.10 - Metabolismo das proteínas (Fonte: Vander, Sherman, Luciano, 1981).

¹⁸Intermediários dos carboidratos; uma molécula contendo um grupo carbonila ($-\overset{\text{O}}{\parallel}{\text{C}}-$) e um grupo carboxila ($-\overset{\text{O}}{\parallel}{\text{C}}-\text{OH}$). (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

como produtos, além dos cetoácidos que são metabolizados em outras vias, a amônia, que pode ser altamente tóxica para as células se acumulada. A amônia é convertida pelo fígado em uréia (não tóxica) e é excretada pelos rins através da urina, sendo o principal detrito nitrogenado do catabolismo protéico (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981; KATCH, McARDLE, 1984).

O rendimento energético da desaminação oxidativa ilustrada na figura F.10 é de 12 ATP (3 ATP produzidos pela molécula de $NADH_2$ produzida na transaminação e 9 ATP produzidos pelo catabolismo do ácido α -cetoglutárico no ciclo de Krebs e na fosforilação oxidativa). O rendimento energético da transaminação, também ilustrada na figura F.10 (a alanina é transaminada a ácido glutâmico, resultando na transformação de ácido α -cetoglutárico em ácido pirúvico, catabolizável na via dos carboidratos), é de 15 ATP, gerados basicamente do metabolismo do ácido pirúvico produzido no processo.

É importante realçar que o organismo não possui depósito de proteína. Portanto, quando proteína corporal é catabolizada para prover energia ou como precursor de um carboidrato (ou gordura, como será visto no item seguinte), isto ocorre como às expensas da degradação de alguma célula.

F.1.4.4 - A inter-relação das vias metabólicas

Discutiu-se as vias metabólicas dos diversos nutrientes para a produção de energia. No entanto, esta foi apenas uma visão parcial do que ocorre com as substâncias envolvidas. O esquema seguinte dá uma idéia dos possíveis caminhos metabólicos das substâncias.

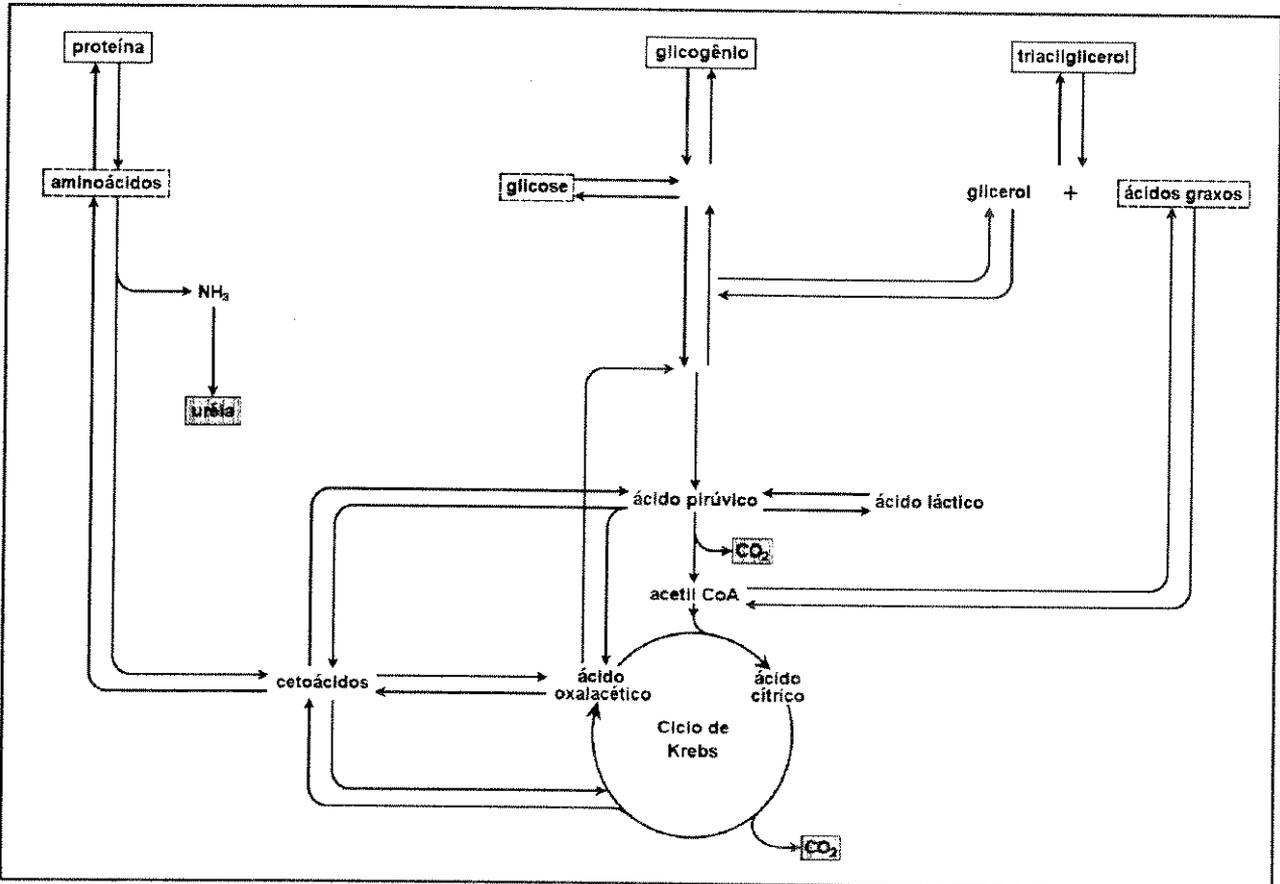


Figura F.11 - Vias metabólicas ligando carboidratos, gorduras e proteínas (Fonte: Vander, Sherman, Luciano, 1981).

Todas as três classes de moléculas podem entrar no ciclo de Krebs através de algum intermediário. Assim, o ciclo de Krebs pode ser considerado como uma "encruzilhada" dos vários caminhos do metabolismo, produzindo algum ATP e fornecendo grande quantidade de hidrogênios à fosforilação oxidativa.

A glicose pode ser convertida em gordura ou aminoácido por meio de intermediários comuns, tais como o ácido pirúvico, o ácido α -cetoglutárico e a acetilcoenzima A. Similarmente, os aminoácidos podem ser convertidos em glicose e gordura.

Os ácidos graxos não podem ser convertidos em glicose, em vista da irreversibilidade

da reação que transforma ácido pirúvico em acetilcoenzima A. Entretanto, existe uma via específica para o catabolismo de ácidos graxos a acetilcoenzima A e outra para o seu anabolismo¹⁹. Isso é particularmente importante, visto que o catabolismo de um grama de ácido graxo rende aproximadamente duas vezes e meia mais ATP do que o correspondente de carboidrato e é a combinação de ácidos graxos e glicerol (triacilglicerol), a principal forma de armazenamento de energia do organismo. Se o corpo armazenasse a maioria de sua energia como carboidrato em lugar de gordura, o peso corporal seria aproximadamente 39% maior (SILVA, SASSON, 1981; VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

Mesmo assim, existe um pequeno armazenamento de carboidrato no fígado e nos músculos esqueléticos, na forma de um polissacarídeo da glicose, multi-ramificado e conhecido como glicogênio, com estrutura similar à do amido²⁰. Esta reserva é utilizada principalmente durante a prática de exercício físico intenso e de longa duração (KATCH, McARDLE, 1984).

O metabolismo, como foi visto, é um processo altamente integrado no qual todas as classes de moléculas podem ser utilizadas para prover energia para a célula através da síntese de ATP e no qual cada classe de molécula pode, em grande extensão, fornecer os materiais necessários para sintetizar os membros de outras classes.

¹⁹A síntese de ácidos graxos a partir de acetilcoenzima A ocorre por reações que são quase o reverso daquelas que os degradam (VANDER, SHERMAN, LUCIANO, 1981).

²⁰Principal forma de armazenamento de carboidrato em vegetais.

Anexo G - Modificações nos Circuitos

Este anexo traz as modificações sugeridas pela banca examinadora para o circuito de transmissão (Prof. Júlio César Adamowski — Departamento de Engenharia Mecânica da EPUSP), sugere uma alteração simples no circuito do amplificador de entrada com CAG para diminuir sua sensibilidade ao nível de ruído e mostra as modificações inseridas no circuito de controle devido aos problemas de temporização, ocorridos em virtude da utilização de componentes CMOS e HCMOS.

G.1 - Circuito de transmissão

Devido ao baixo nível de potência inserido pelo circuito de transmissão original, o sinal de eco que retornava a face do transdutor, oriundo de interfaces mais profundas, não possuía suficiente potência para gatilhar o circuito de geração de base de tempo. Para resolver este problema, um novo circuito de transmissão foi desenvolvido, que entrega apenas um pulso estreito negativo de alta tensão ($-138\text{ V} / 500\text{ ns}$) ao transdutor de ultra-som.

O transmissor desenvolvido, consta de um circuito elevador de tensão DC-DC, cuja saída alimenta o acionador (*driver*) do transdutor de ultra-som (*Power MOSFET IRF510*) com aproximadamente $+140\text{ V}_{\text{DC}}$. O acionador é gatilhado pelo circuito de sincronismo original (capítulo 2, figura 2.23, página 84 da tese), por um tempo de 500 ns, que pode ser facilmente modificado.

O elevador de tensão é composto basicamente de (a) um oscilador *Collpits* de mesma topologia que os do circuito de transmissão original, com amplitude de tensão de saída de $1,3\text{ V}_{\text{pp}}$ e frequência de oscilação de 25 kHz, que é amplificada por (b) um conjunto acionador de classe AB—amplificador classe AB até aproximadamente 15 V_{pp} . Esta tensão é entregue a (c) um par de trafos com primário em paralelo e secundário em série, que a eleva a quase 400 V_{pp} , sendo retificada por (d) um par de diodos (BAV21) em paralelo, numa configuração básica de retificador de meia-onda. A tensão de saída do retificador é filtrada por (e) um capacitor eletrolítico de $100\text{ }\mu\text{F} / 350\text{ V}$, obtendo-se à saída do elevador, uma tensão de 140 V_{DC} .

O consumo de corrente do elevador de tensão no primário dos trafos foi de 40 mA (corrente eficaz), a 20 V de tensão de alimentação. A figura G.1 mostra o circuito.

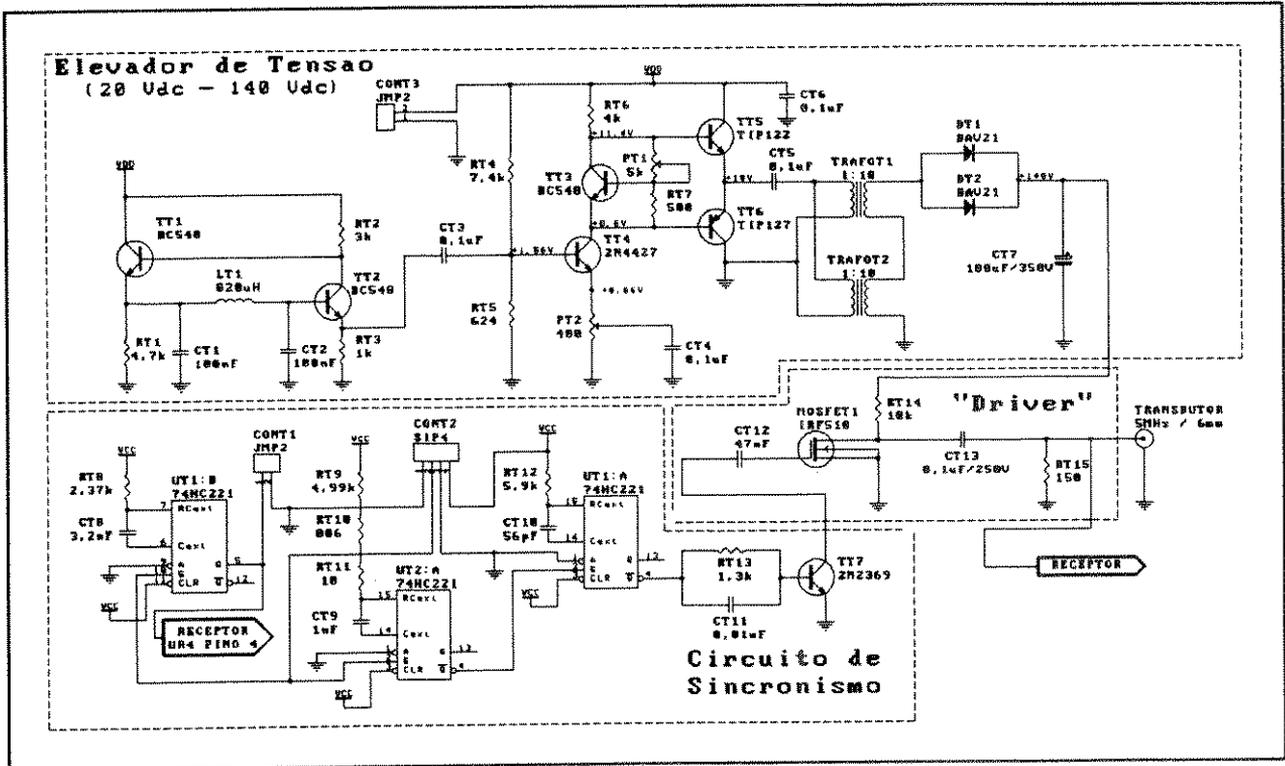


Figura G.1 - Novo circuito de transmissão.

G.2 - Amplificador de entrada com CAG

Devido ao baixo nível de tensão do sinal de controle de ganho (250 mV), o amplificador de entrada com CAG é muito susceptível a ruídos em geral. Assim, para diminuir a sensibilidade do amplificador de entrada ao ruído, sugere-se a retirada do limitador de corrente RR24 ligado ao pino 2 do MC1550G. Este procedimento não traz nenhum problema ao funcionamento do circuito amplificador, visto que os sinais que serão amplificados são todos de característica pulsátil, de baixíssimo nível de potência eficaz. A retirada do resistor limitador de corrente traz o nível de controle de ganho para a faixa entre 2,75 V e 4,25 V, conforme mostra a figura G.2.

Deste modo, o sinal de controle de ganho pode excursionar numa faixa de 1,5 V, o que é 6 vezes maior que a faixa original.

Além do resistor de limitação de corrente, é necessário recalibrar os níveis de tensão nos pinos de controle de ganho (5,10) do MC1550G. A figura G.3 (circuito original)

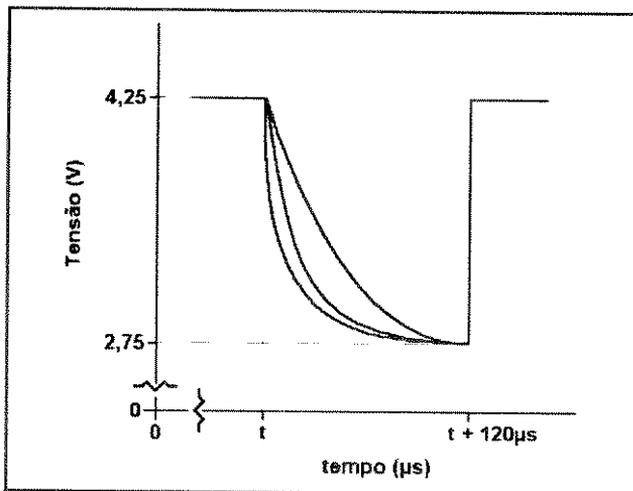


Figura G.2 - Sinal de controle de ganho sem o resistor limitador de corrente.

modificados, e a figura G.4 mostra como fazer as modificações.

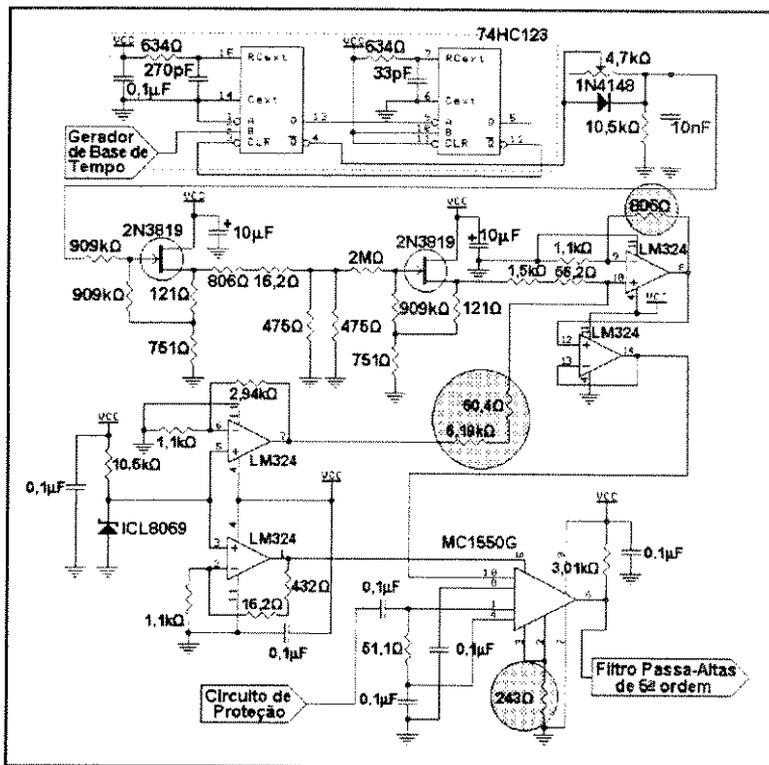


Figura G.3 - Gerador de sinal de CAG e circuito amplificador com CAG (original).

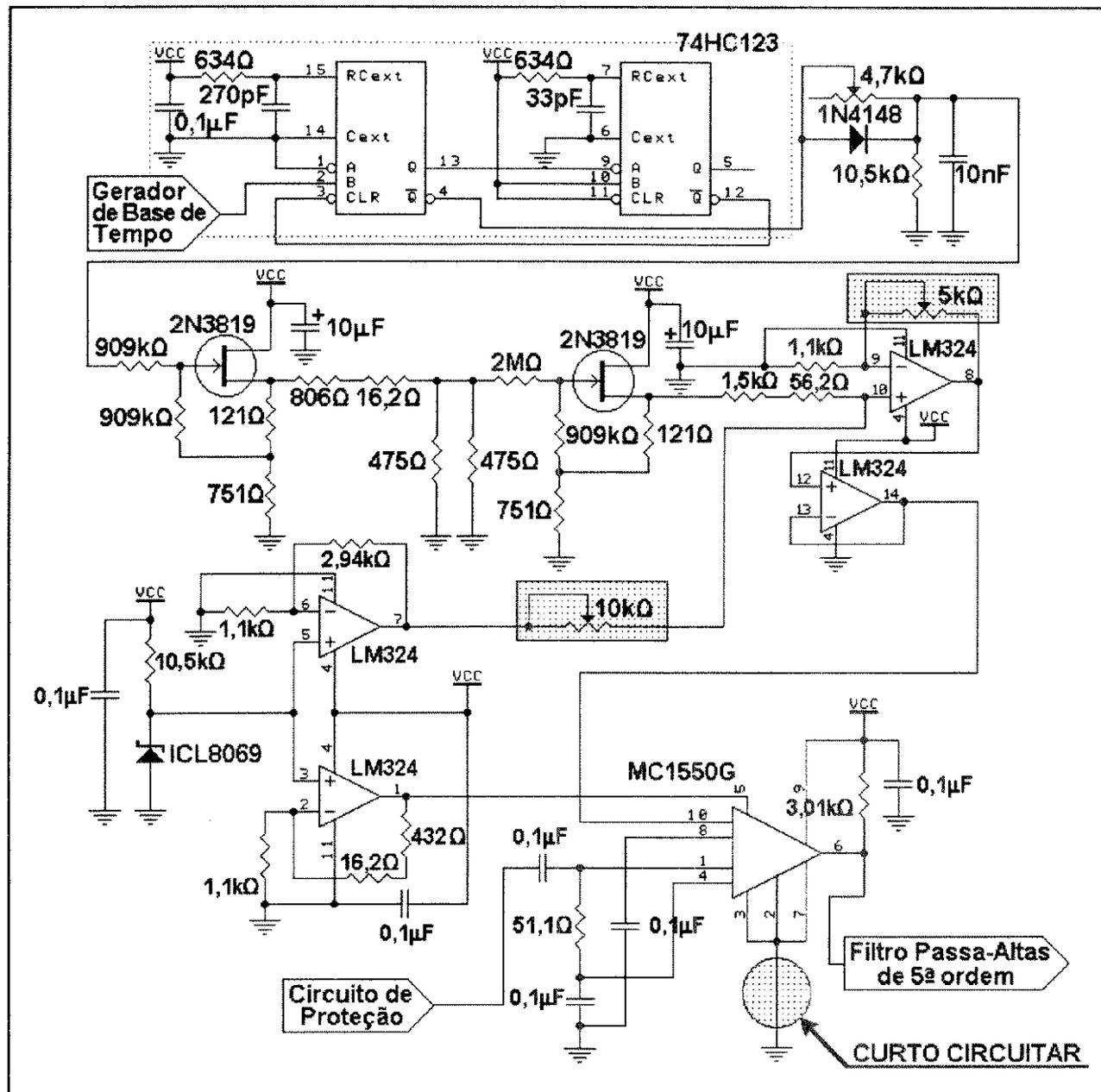


Figura G.4 - Circuito com as modificações inseridas.

G.3 - Circuito de controle

Devido a problemas de temporização, ocorridos pelo uso de CI's CMOS com CI's HCMOS, foi necessária a alteração da codificação com a retirada dos primeiros. O CI 4023 foi substituído por um 74HC00 e os 4078, retirados. A codificação foi substituída de tal modo que a saída Y3 do primeiro 74HC138 (pino 12 - U5) foi conectada ao pino 4 do segundo 74HC138 (U10), originalmente feita através da ligação dos dois 4078 (U8 e U9) ao 4023 (pino 6 - U7:B).

Deste modo, o endereçamento dos periféricos se modifica, conforme ilustra a tabela G.1.

Endereço (Hex.)				Periférico
6	0	0	0	LDC — Instruções
6	0	0	1	LCD — Dados
6	0	0	2	Entrada Paralela
6	0	0	3	Saída Paralela
C	0	0	0	Faixa RAM
D	F	F	F	
E	0	0	0	Faixa EPROM
F	F	F	F	

Tabela G.1 - Endereços dos periféricos.

A figura G.5, na página seguinte, mostra o circuito com as modificações efetuadas.

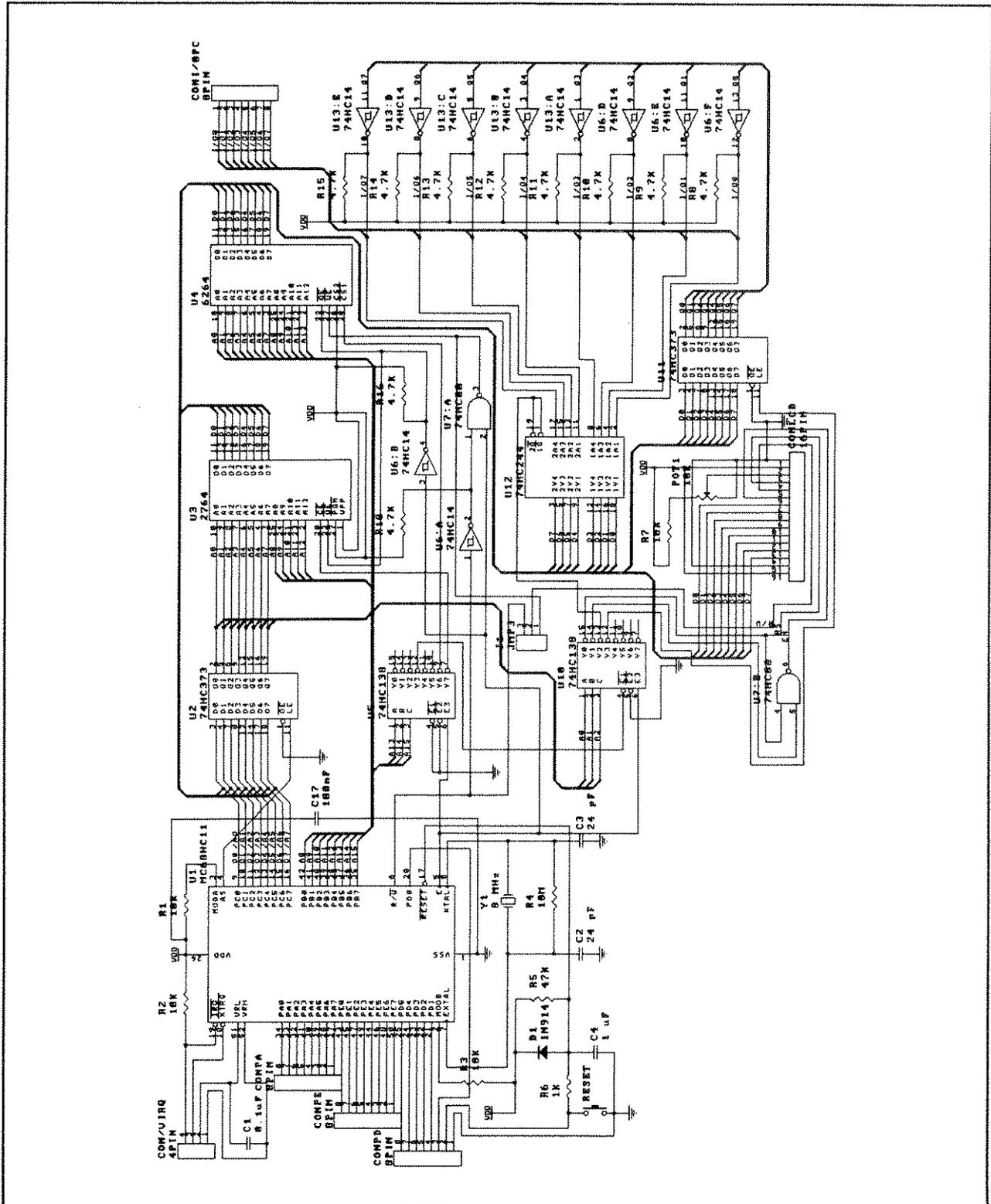


Figura G.5 - Circuito de controle com a nova codificação do endereçamento.

Bibliografia

CARLSON, A.B. Communication Systems. New York, McGraw-Hill, 1981. 487p.

GUYTON, A.C. Textbook of medical physiology. 16 ed. W. B. Saunders, Philadelphia, 1989.

KATCH, F.I., McARDLE, W.D. Nutrition, weight control and exercise. 2. ed. New York, Lea & Febiger, 1984. 337p.

LATHI, B.P. An introduction to random signals and communication theory. Scranton, International Textbook Company, 1968.

MOTOROLA MC68HC11EVB: Evaluation board user's manual. Motorola, Inc., Phoenix, Arizona, 1986. 188p.

MOTOROLA M68HC11 Reference manual. Motorola, Inc., Phoenix, Arizona, 1991. 411p.

SILVA, C. Jr., SASSON, S. *Biologia*, v. 1, 4 ed., São Paulo, Atual Editora Ltda., 1981. 206p.

VANDER, A.J., SHERMAN, J.H., LUCIANO, D.S. *Human physiology: The mechanisms of body function*. New York, McGraw-Hill, 1981. 834p.
