

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO E DO DESPORTO
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
METALÚRGICA E DOS MATERIAIS - PPGEMM

**"Microbalança a cristal de quartzo de baixo
custo: uma aplicação em eletroquímica "**

por

Wilson Pardi Junior

Engenheiro Eletricista

Trabalho realizado no Departamento de Engenharia Elétrica - Laboratório de Instrumentação da Escola de Engenharia da UFRGS, dentro do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Metalúrgica e dos Materiais - PPGEMM.

PORTO ALEGRE

1994

ESCOLA DE ENGENHARIA
BIBLIOTECA

MICROBALANÇA A CRISTAL DE QUARTZO DE BAIXO
CUSTO: UMA APLICAÇÃO EM ELETROQUÍMICA

DISSERTAÇÃO

Apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Metalúrgica e dos Materiais
- PPGEMM, como parte dos requisitos para a obtenção do Título de

Mestre em Engenharia

Área de Concentração: Ciência dos Materiais - Instrumentação Eletro-Eletrônica

por

Wilson Pardi Junior, Engenheiro Eletricista

1994

Esta DISSERTAÇÃO foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia, área de concentração em Ciência dos Materiais - Instrumentação Eletro-Eletrônica e aprovada em sua forma final, pelo orientador e pela Banca Examinadora do Curso de Pós-Graduação.

Orientador:



Altamiro Amadeu Suzim
Doutor em Informática, Grenoble - França
Professor do PPGEMM/UFRGS

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Machado de Brito - DELET - PPGEMM / UFRGS
Prof. Dr. Carlos Arthur Ferreira - DEMAT - PPGEMM / UFRGS
Prof. Dr. Flavio Horowitz - Instituto de Física / UFRGS
Prof. Dr. Altamiro Amadeu Suzim - DELET - PPGEMM / UFRGS

Coordenador do PPGEMM
Prof. Dr. Telmo Roberto Strohaecker

AGRADECIMENTOS:

À CAPES que financiou a bolsa de mestrado.

À FAPERGS que financiou parte deste trabalho.

Ao PPGEMM e ao DELET que proporcionaram o ambiente de trabalho.

Aos professores Renato Machado de Brito, Carlos Arthur Ferreira e Altamiro Amadeu Suzim pelo indispensável apoio técnico e pela viabilização deste projeto.

Ao colega Eng. Martin Renato Bischoff pelo auxílio no projeto da placa das escalas de corrente e dos condicionadores de sinais.

Aos colegas Eng. Fernando Martins Bauer e Eng. John Orested Wisbeck pela ajuda inestimável na parte digital da microbalança, especialmente no circuito de medição de frequência.

Ao colegas Fís. Roberto Moura de Agosto e Eng. Cícero Renato Lorenzi pela ajuda na aquisição de alguns componentes eletrônicos.

Ao colega Eng. Henrique Vanzin pelas dicas sobre relés, potenciostato e conversores A/D e D/A.

Aos colegas Eng. Ricardo Lastra Olsen e Eng. Luís Fernando Cocian pela permissão na utilização de "software" já compatível para a placa de aquisição de dados.

Ao colega Marcelo Moreto pela impressão dos esquemas elétricos no TANGO e pelas imagens digitalizadas através do *scanner*.

Às demais pessoas do Laboratório de Pós-Graduação em Instrumentação Eletro-Eletrônica, professores e funcionários do PPGEMM e do DELET, que de algum modo contribuíram para que este trabalho fosse concretizado.

Dedico este trabalho aos meus avós,
Osvino Armin Schmitt
e
Maria Alma Schmitt

Resumo

Este trabalho desenvolve o projeto e a construção de uma microbalança a cristal de quartzo de baixo custo para medição de fenômenos eletroquímicos, incluindo medições de potencial, corrente e massa. Uma placa de aquisição de dados foi construída e testada sendo que as medidas de potencial e corrente são adquiridas por um conversor A/D de 12 bits, incluindo a programação automática de potencial para um potenciostato através de um conversor D/A de 12 bits. A variação de massa é medida através da mudança de frequência que ocorre num oscilador a cristal de quartzo de onda quadrada de 10 MHz sendo a frequência adquirida pelo microcomputador. São apresentados detalhes de *hardware* da placa de aquisição de dados, da placa das escalas de corrente e da placa do oscilador assim como o *software* responsável pela apresentação de dados numa tela gráfica e algumas medidas para avaliação de desempenho.

Abstract

This work presents the design and construction of a low cost quartz crystal microbalance to measure electrochemical phenomena including measurements of potential, current and mass. A data acquisition board was fabricated and tested, where measurements of potential and current are acquired by a 12-bit A/D converter, including automatic programming of potential to a potentiostat through a 12-bit D/A converter. Mass variation is measured through frequency change that occurs at a 10 MHz square-wave quartz crystal oscillator and frequency is acquired by the computer. Hardware details of the data acquisition board, current scales board and oscillator board are shown, as well as the software responsible for presentation of data in a graphics monitor and some measurements for performance evaluation.

SUMÁRIO

RESUMO.....	6
ABSTRACT.....	7
LISTA DE FIGURAS E FOTOS.....	8
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO.....	11
I.1. Objetivos.....	11
I.2. Histórico.....	11
I.3. A microbalança de cristal a quartzo.....	13
CAPÍTULO II - PLACA OSCILADORA.....	17
II.1. Efeito piezoelétrico.....	17
II.2. Ressonância do cristal.....	20
2.2.1. Outras características do cristal.....	24
II.3. Ressonância paralela e série.....	26
II.4. Osciladores e misturador digital.....	28
CAPÍTULO III - PLACA DAS ESCALAS DE CORRENTE.....	33
III.1. Descrição geral.....	33
CAPÍTULO IV - PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS.....	37
IV.1. Descrição geral.....	37
4.1.1. Circuito de interface para o micro.....	38
4.1.2. Conversor digital-analógico de 12 bits.....	41
4.1.3. Conversor analógico-digital de 12 bits.....	46
4.1.4. Condicionadores de sinais.....	54
4.1.5. Circuito de medição de frequência.....	59
CAPÍTULO V - <i>SOFTWARE</i> DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS ...	65
CAPÍTULO VI - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	67
CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES E SUGESTÕES.....	74
CAPÍTULO VIII - BIBLIOGRAFIA.....	77
APÊNDICE A - FUNDAMENTOS BÁSICOS DE ELETROQUÍMICA.....	80
APÊNDICE B - LISTA DE COMPONENTES E CUSTO.....	82

APÊNDICE C - LISTAGEM DO <i>SOFTWARE</i>	87
--	----

LISTA DE FIGURAS

Fig. I.1 - Diagrama em blocos da Microbalança de Cristal a Quartzo.....	13
Fig. II.1 - O efeito piezoelétrico.....	18
Fig. II.2 - Estrutura interna do cristal de quartzo sem efeito piezoelétrico....	19
Fig. II.3 - Estrutura interna do cristal de quartzo sob efeito piezoelétrico	20
Fig. II.4 - Pedacos de cristais a partir de um cristal bruto de quartzo.....	21
Fig. II.5 - Cristal de quartzo com seu encapsulamento removido	23
Fig. II.6 - Circuito elétrico equivalente para um cristal ressonador.....	26
Fig. II.7 - Curvas características de cristais ressonadores	28
Fig. II.8 - Osciladores de referência e da microbalança e Misturador digital	29
Fig. II.9 - Tabela funcional do <i>flip-flop</i> tipo D 74HC74.....	31
Fig. III.1 - Condicionador de sinal para medição de corrente (parte I).....	34
Fig. III.2 - Circuito de acionamento dos relés para medição de corrente	36
Fig. IV.1 - Localização em blocos dos circuitos na placa de aquisição de dados	37
Fig. IV.2 - Circuito de interface para o microcomputador.....	39
Fig. IV.3 - Conversor D/A de 12 bits	41
Fig. IV.4 - Diagrama em blocos interno do conversor D/A DAC667.....	42
Fig. IV.5 - Tabela verdade dos sinais de controle do DAC667	43
Fig. IV.6 - Valores de calibração para ajuste de desvio e ganho do DAC667	44
Fig. IV.7 - Formatos de dados de 12 bits para sistema de 8 bits	45
Fig. IV.8 - Conversor A/D de 12 bits	47
Fig. IV.9 - Diagrama em blocos interno do ADC7802	48
Fig. IV.10 - Temporização de conversão	49
Fig. IV.11 - Temporização do ciclo de escrita (iniciando conversão ou calibração)	50
Fig. IV.12 - Temporização do ciclo de leitura	51
Fig. IV.13 - Funções das linhas de controle.....	51
Fig. IV.14 - Condicionador de sinal para medição de tensão	55
Fig. IV.15 - Condicionador de sinal para medição de corrente (parte II).....	57
Fig. IV.16 - Diagrama simplificado do método de contagem padrão	59
Fig. IV.17 - Diagrama simplificado do método de contagem recíproca	60
Fig. IV.18 - Circuito de medição de contagem recíproca.....	62
Fig. IV.19 - Circuito de controle do <i>latch</i> (tranca) dos contadores 74HC590	64
Fig. V.1 - Diagrama em blocos simplificado do <i>software</i>	65
Fig. VI.1 - Medida de potencial de uma bateria de 9VCC	67
Fig. VI.2 - Medida de potencial de um potenciostato numa célula eletroquímica	68
Fig. VI.3 - Gráfico da figura VI.2 reescalado.....	69
Fig. VI.4 - Medida de corrente utilizando-se uma bateria de 9VCC.....	70

Fig. VI.5 - Medida de corrente através de um potenciostato.....	71
Fig. VI.6 - Variação de potencial gerado pelo conversor D/A	72
Fig. VI.7 - Medida da variação de frequência com o cristal a vaziao.....	73

LISTA DE FOTOS

Foto I.1 - Placas de aquisição de dados e das escalas de corrente num computador	14
Foto II.1 - Placa osciladora	30
Foto III.1 - Placa das escalas de corrente	33
Foto IV.1 - Placa de aquisição de dados	38

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO

I. 1. OBJETIVOS

A microbalança a cristal de quartzo é enormemente utilizada no estudo de corrosão e eletrodeposição de metais. A alta sensibilidade do equipamento permite a obtenção de dados com a compreensão dos fenômenos envolvidos possibilitando a otimização de vários processos industriais de galvanoplastia. A principal característica de uma microbalança a cristal de quartzo (MCQ) é a detecção de variações de massa na ordem de micrograma (10^{-6} g), sendo extremamente útil na análise de fenômenos de corrosão de metais, assim como de processos de eletrodeposição dos mesmos.

Várias indústrias do Rio Grande do Sul ^[13] usam diferentes processos de galvanoplastia na fabricação de parafusos, arames e ferramentas galvanizadas, sendo que elas seriam bastante beneficiadas pela construção de uma MCQ na UFRGS, pois passariam a contar com um equipamento de alta sensibilidade o que resultaria, por exemplo, numa melhoria no controle de qualidade de seus produtos, também como, numa diminuição do consumo de energia elétrica e matéria-prima.

Dentre os vários objetivos na construção desta microbalança a cristal de quartzo, podemos citar:

- a) baixíssimo custo de fabricação;
- b) alta sensibilidade (1 μ g);
- c) um sistema portátil de aquisição de dados por microcomputador;
- d) a obtenção de outros dados, tais como, corrente e potencial, permitindo a utilização do equipamento em outras aplicações;
- e) a possibilidade da universidade contar com um equipamento de alta sensibilidade, o que causaria um avanço nas pesquisas de graduação e pós-graduação do Departamento de Materiais da Escola de Engenharia;
- f) a criação de grupos de pesquisa e trabalho entre a indústria e a universidade.

I. 2. HISTÓRICO

Nas últimas duas décadas ^[13] pesquisadores na área da Eletroquímica vem empregando técnicas experimentais cada vez mais sofisticadas no estudo da superfície de eletrodos, sendo uma delas baseada na tecnologia de microbalança a cristal de quartzo.

Cristais de quartzo piezoelétricos tem sido extensivamente usados como sensores altamente sensíveis em química analítica, eletroquímica, *etc.* desde que foi demonstrado com sucesso no começo dos anos 80 que podiam oscilar em meio líquido.

Antes porém cristais piezoelétricos tinham sido largamente empregados para determinar quantidades pequenas de substâncias em meios gasosos. Seu uso como sensor microgravimétrico tanto em meios líquidos como em gasosos foi baseado na primeira microbalança a cristal de quartzo que foi construída por Sauerbrey em 1959, que demonstrou que um filme fino aplicado a um oscilador a cristal de quartzo podia ser considerado como uma mudança de massa equivalente do cristal.

Uma MCQ compreende ^[13] portanto um cristal de quartzo delgado, sobre cujas superfícies são depositados dois eletrodos metálicos os quais podem ser usados para estabelecer um campo elétrico alternado através do cristal, ocasionando um movimento vibracional do cristal na sua frequência de ressonância. Esta frequência de ressonância é sensível a variações de massa do cristal e seus eletrodos. Os cristais de quartzo empregados atualmente oscilam numa faixa entre 5 e 10 MHz.

A possibilidade de se empregar um dos lados do cristal como eletrodo de trabalho numa célula eletroquímica, medindo-se ao mesmo tempo variações mínimas de massa, possibilitou o emprego da MCQ ^[13] no exame de processos eletroquímicos envolvendo filmes finos, inclusive em monocamadas e sub-monocamadas.

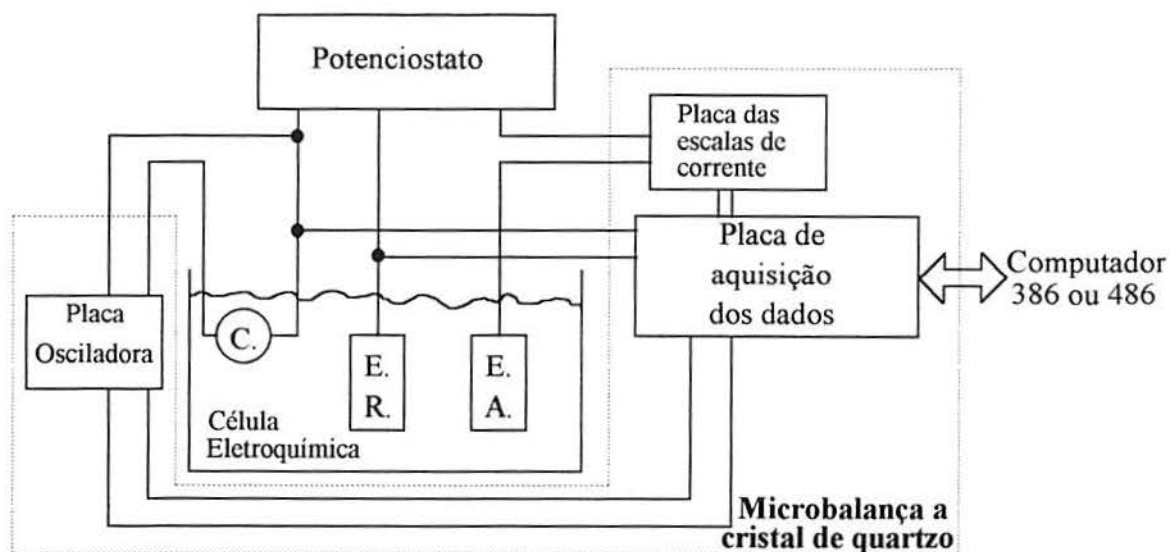
Tais estudos tem fornecido informações detalhadas sobre dissolução e deposição de filmes, modificações de morfologia de superfície e variações de massa de filmes finos causadas por processos químicos *redox* ou outros.

Antigamente, a microbalança eletroquímica a cristal de quartzo (MECQ) ^[13] era usada em experiências *ex-situ* para medidas de variações de massa em superfícies de eletrodos após a deposição de metais. Mais tarde métodos experimentais foram implementados, permitindo seu uso como "sensores" de massa *in-situ* para filmes finos em superfícies de eletrodos de maneira que outros processos puderam ser monitorados em tempo real.

Atualmente existem microbalanças a cristais de quartzo projetadas para medições precisas de mudanças de massa muito pequenas desde 0,1 ng (no caso são denominadas nanobalanças) até 100 µg. Entretanto ainda são muito caras (entre US\$3,000 e US\$10,000 aproximadamente) sendo que no Brasil existem somente duas até o presente momento (uma na Unicamp e outra na USP).

I. 3. A MICROBALANÇA A CRISTAL DE QUARTZO

A figura abaixo mostra um diagrama em blocos simplificado da MCQ:



- C. - cristal (eletrodo de trabalho)
- E.R. - eletrodo de referência
- E.A. - eletrodo auxiliar

Figura I.1. - Diagrama em blocos da Microbalança a Cristal de Quartzo

A microbalança a cristal de quartzo é formada por três placas: a placa osciladora do cristal de quartzo, a placa das escalas de corrente e a placa de aquisição de dados. Esta última adquire e processa as grandezas de massa, potencial e corrente que, dependendo ou não da experiência em si, variam ao longo da mesma.

A foto a seguir mostra a placa de aquisição de dados e a placa das escalas de corrente embutidas num microcomputador 386SX:



Foto I.1 - Placas de aquisição de dados e das escalas de corrente num computador

Comparações destes dados permitem uma melhor compreensão ¹¹³¹ dos processos que estão ocorrendo na interface eletroquímica, em conjunto com o evento *redox*. Nestes processos compara-se a densidade de corrente I (A/cm^2) e a densidade de carga Q (C/cm^2) com as variações de frequência f (Hz) observadas.

Como a carga é uma medida do número total de elétrons envolvidos no processo *redox*, ela será proporcional à variação de frequência a qual é a medida da variação de massa total. Ou seja ¹¹³¹:

$$\Delta f = 10^6 \cdot MW \cdot C_f \cdot Q / n \cdot F \quad [1]$$

onde:

MW \Rightarrow massa polar aparente das espécies depositadas/removidas em [g/mol]

$n \Rightarrow$ número de elétrons envolvidos no processo *redox*

F \Rightarrow constante de Faraday (96500 C/mol)

$C_f \Rightarrow$ constante integral de sensibilidade do cristal em [Hz. $cm^2/\mu g$]

Logo podemos afirmar que f e Q são diretamente proporcionais. Qualquer desvio é indicativo de outros efeitos, tais como rugosidade do eletrodeposição, incorporação de solvente e/ou eletrólito suporte, etc.

A constante integral de sensibilidade do cristal ^[13] é dada por:

$$C_f = \frac{2 \cdot (f_0)^2}{\sqrt{\mu \cdot \rho}} \quad [2]$$

onde:

$f_0 \Rightarrow$ frequência fundamental do cristal em [Hz]

$\mu \Rightarrow$ módulo de cisalhamento = $2,947 \times 10^{11} \frac{\text{g}}{\text{s}^2 \cdot \text{cm}}$

$\rho \Rightarrow$ densidade quartzo = $2,648 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$

Como a MCQ sugerida usa um cristal de 10 MHz, então a constante integral de sensibilidade $C_f = 226,4 \frac{\text{cm}^2}{\text{s} \cdot \mu\text{g}}$.

A variação de frequência correspondente a uma massa adicionada (ou subtraída) pode ser descrita da seguinte maneira ^[14] :

$$\Delta f = \frac{-C_f}{S} \cdot \Delta m \quad [3]$$

onde S é a área ativa do cristal definida pela sobreposição projetada dos eletrodos de excitação do próprio cristal, isto é, é a área onde se deposita o material sobre o cristal, em $[\text{cm}^2]$.

Visto que o cristal usado nesta microbalança possui uma área ativa de $0,196 \text{ cm}^2$ (área circular de 5 mm de diâmetro), a relação entre a variação de frequência e a variação de massa pode ser dada por:

$$k = \frac{226,4 \frac{\text{cm}^2}{\text{s} \cdot \mu\text{g}}}{0,196 \text{ cm}^2} = 1155,1 \frac{\text{Hz}}{\mu\text{g}} \quad [4]$$

Logo para a MCQ sugerida teremos:

$$\Delta m = -\Delta f / k \quad [5]$$

$$\Delta m = -0,866 \frac{\text{ng}}{\text{Hz}} \cdot \Delta f \quad [6]$$

Ou seja, para uma variação em frequência em torno de 1155 Hz teríamos uma variação de 1 μg .

Deve ser enfatizado ^[14] que a relação acima entre Δm e Δf é válida somente se:

a) a massa adicionada (ou subtraída) é bem menor do que uns poucos por cento da massa do cristal;

b) e Δf é menor do que uns poucos por cento de f_0 .

Mesmo considerando que as condições acima são obedecidas na maioria dos experimentos eletroquímicos, é de se observar que ^[14] derivando-se a equação [3] assume-se um tamanho infinito para o cristal, enquanto que na prática cristais de tamanho finito são usados e o valor de k é considerado exatamente o mesmo para toda a área ativa do cristal.

Além disso a equação [3] é válida somente ^[14] se a mudança observada na massa é produzida de uma maneira homogênea sobre toda a superfície ativa do cristal. Caso contrário, quando mudanças de massa localizadas são investigadas, a dependência de k em relação à posição radial na área do cristal deve ser considerada.

É devido a todas estas razões descritas acima que k é considerada ^[14] somente a sensibilidade **média** da microbalança de cristal a quartzo.

Ao contrário da carga, a corrente representa a velocidade instantânea de passagem de elétrons. Entretanto ela está relacionada com a derivada da frequência em relação ao tempo ou ao potencial num experimento com uma velocidade de varredura de potencial constante (voltametria cíclica) através da seguinte equação ^[13] :

$$i = (d\Delta f/dE) (10^{-6} \cdot n \cdot v \cdot F) / (MW \cdot C_f) \quad [7]$$

onde v é a velocidade de varredura em [V/s].

CAPÍTULO II - PLACA OSCILADORA

II. 1. EFEITO PIEZOELÉTRICO

Cristalografia ¹³¹, a área que estuda a forma, estrutura, propriedades e a classificação dos cristais, lida com treliças, ligações e o comportamento dos pedaços que tenham sido cortados em vários ângulos com respeito aos eixos do cristal. As propriedades mecânicas das treliças do cristal permitem o importante efeito piezoelétrico. Seções de cristais não-trabalhadas que tenham sido cortadas e polidas de uma maneira correta vibram quando tensões alternadas são aplicadas entre as suas faces.

As dimensões do pedaço de cristal - particularmente sua espessura e onde e como ele foi cortado a partir de um bloco bruto - determinam suas propriedades elétricas e mecânicas. Outros fatores são a forma dos eletrodos e como o cristal é suportado.

O comportamento de um cristal ressonante pode ser simulado ¹³¹ tanto como um circuito tanque série como um paralelo, com capacitores, um indutor e um resistor. Como circuitos tanques, os cristais possuem figuras de mérito ou Q's que são superiores daqueles de circuitos ressonantes de componentes discretos. Figura de mérito de um sistema oscilador nada mais é do que a reatância resultante do circuito dividida pela resistência do mesmo, representando a habilidade do circuito em manter oscilação com um mínimo de realimentação.

Para compreender como e porque um cristal ressoa como um circuito tanque, é necessário entender o efeito piezoelétrico ¹³¹. Ocorrendo tanto em cristais naturais como em cristais artificiais, há dois modos recíprocos a este efeito, sendo mostrados na figura II.1 ¹³¹:

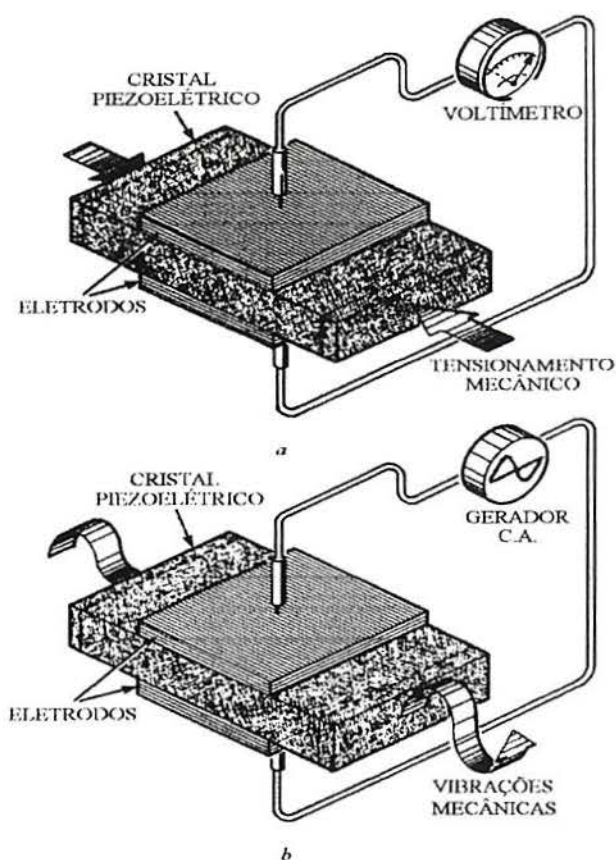


Figura II.1 - O efeito piezoelétrico

O primeiro, na figura II.1-a, é a geração de uma voltagem entre as faces opostas de um cristal piezoelétrico como resultado de um tensionamento no cristal ao longo de seu eixo longitudinal. O tensionamento pode tomar a forma de compressão, tensão, torção ou cisalhamento (sendo isto o que ocorre com o cristal da microbalança). De fato, se o cristal é tensionado periodicamente, a voltagem de saída será alternada. Este efeito pode ser visto observando-se o ponteiro de um voltímetro de alta impedância oscilar ou uma forma de onda alternada num osciloscópio.

O segundo modo, mostrado na figura II.1-b, é a deformação mecânica do cristal ocasionada pela aplicação de uma voltagem através das faces opostas do cristal. O grau de deformação irá depender das características do sinal de energização assim como daquelas do corte do cristal. A aplicação de um sinal CA irá produzir um movimento longitudinal, cisalhante ou flexional.

Na figura II.1 os eletrodos tornam possível a conexão elétrica para um circuito de saída ou um energizador externo. Embora nesta figura a espessura dos eletrodos tenha sido exagerada, na prática eles são filmes finos de metal depositados nas faces opostas da secção mais fina do cristal, similares às placas de um capacitor de disco cerâmico.

O modo piezoelétrico mostrado na figura II.1-a é aplicado em microfones de cristal, medidores de deformação, elementos receptores em sondas de profundidade e, é claro, em microbalanças de cristal a quartzo. Já para o modo ilustrado na figura I.1-b, as aplicações incluem padrões de frequência para telecomunicações como geradores de frequência e padrões de tempo em relógios e geradores de base de tempo. Este modo é também aplicado em geradores de ultra-som, máquinas de limpeza e elementos transmissores de sondas de profundidade.

O efeito piezoelétrico é exibido por muitos cristais naturais e artificiais; os cristais naturais mais importantes são de quartzo, sal de Rochele e de turmalina. Há também muitos cristais artificiais tais como ADP, EDT e DKT, que são usados como filtros e transdutores. Entretanto o quartzo sintético é ainda o material mais usado para cristais osciladores por causa da sua permeância, baixo coeficiente de temperatura e alto Q mecânico.

A figura II.2 mostra o cristal de quartzo internamente ^[19] quando não está sob efeito piezoelétrico:

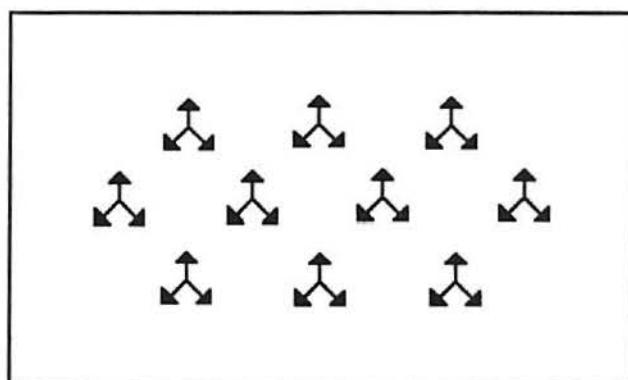


Figura II.2 - Estrutura interna do cristal de quartzo sem efeito piezoelétrico

O cristal não tensionado possui um eixo de simetria triplo. As setas representam momentos de dipolo, onde cada conjunto de três setas representa um grupo planar de íons assinalados por $A_3^+ B_3^-$, com um íon B_3^- em cada vértice. A soma dos três momentos de dipolo em cada vértice é zero. Já a figura abaixo mostra ^[19] um cristal sob efeito piezoelétrico:

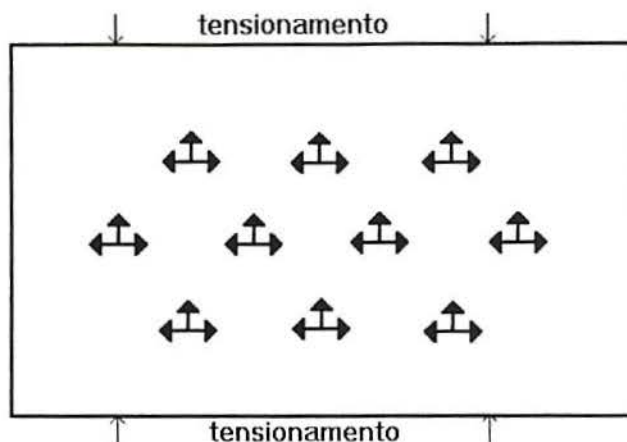


Figura II.3 - Estrutura interna do cristal de quartzo sob efeito piezoelétrico

O cristal quando tensionado desenvolve uma polarização na direção indicada acima. A soma dos momentos de dipolo sobre cada vértice não é mais zero.

II.2. RESSONÂNCIA DO CRISTAL

As vibrações mecânicas dentro ^[3] de um pedaço de cristal piezoelétrico são chamadas de ondas acústicas de magnitude. De um modo geral quanto mais fino (e menor) o pedaço de cristal, mais rápidas serão as vibrações mecânicas e mais alta será a sua frequência de ressonância. A figura II.4 é um desenho em perspectiva ^[3] mostrando vários cortes de cristais a partir de um cristal bruto de quartzo:

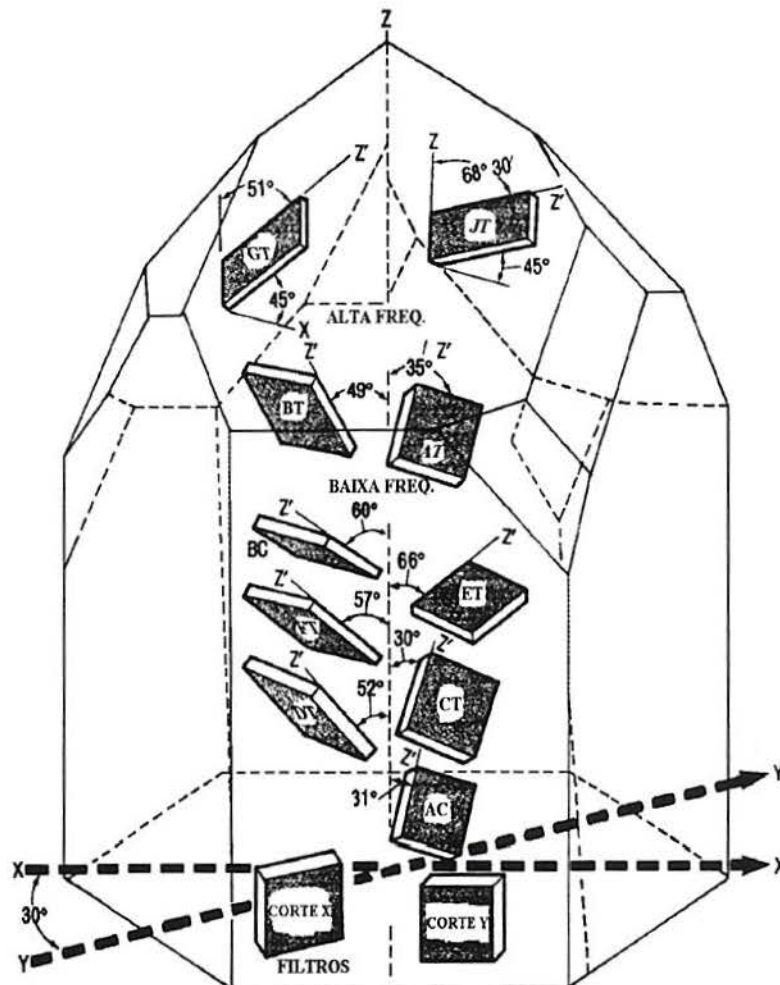


Figura II.4 - Pedacos de cristais a partir de um cristal bruto de quartzo

A orientação do corte com respeito aos maiores eixos cristalográficos influenciam enormemente suas propriedades piezoelétricas e a estabilidade à temperatura. Há três principais eixos cristalográficos: X, Y e Z (conhecidos como eixos ópticos). A figura acima mostra alguns dos cortes mais populares e como eles estão orientados com respeito a cada um dos eixos. Eles são designados por duas letras, exemplos são AT, BT, CT, DT, ET, AC, GT e JT. Os ângulos mostrados relacionam as bordas dos cortes em relação aos eixos principais do cristal bruto.

Cada corte possui características especiais^[3]. O corte AT é o mais popular para cristais ressonadores de alta e muito alta frequências. Este corte exibe cisalhamento de alta frequência e produz uma frequência fundamental na faixa de 800 kHz a 25 MHz.

Entretanto ele também ressoa numa frequência superior à fundamental, permitindo operação até 200 MHz. Os cortes CT e DT exibem cisalhamento de baixa frequência e são mais usados na faixa entre 100 e 500 kHz. A relação entre a espessura de um cristal a quartzo e a frequência de ressonância é expressa como ^[31] :

$$h = \frac{65,5}{f_R}$$
, onde h é a espessura em polegadas, e f_R é a frequência de ressonância em kHz.

Esta fórmula mostra que para oscilação em alta frequência, a bolacha de quartzo deve ser muito fina (para 5 MHz $h = 33$ mm e para 10 MHz $h = 16$ mm). Isto torna difícil a fabricação de ressonadores a cristal com frequências fundamentais muito acima de 30 MHz porque o cristal torna-se tão fino que ele é extremamente frágil e um corte e polimento convencionais resultariam num custo de produção muito alto. Alguns fabricantes de cristais contornam este problema usando causticação química para alcançar pedaços mais finos de quartzo. Isto tem possibilitado atingir frequências fundamentais de até 350 MHz, embora este processo seja mais caro.

Frequências ressonantes maiores do que 30 MHz tem sido obtidas ^[31] fazendo-se uso de vibrações relacionadas harmonicamente que ocorrem simultaneamente com a vibração da fundamental. As harmônicas são múltiplos ímpares da fundamental (3, 5, 7 e 9) e elas são referidas como sobretoms pois não são harmônicas verdadeiras. Providências especiais devem ser feitas nos circuitos osciladores para realçar aquelas frequências de sobretom.

Os fabricantes podem processar um cristal de modo que um sobretom seja mais intenso do que os outros. Típicamente cristais por sobretom são disponíveis para o terceiro, quinto, sétimo e nono modo de vibração. Portanto um cristal de terceiro tom de 30 MHz possui na verdade uma fundamental de 10 MHz, embora o cristal seja cortado para realçar seu terceiro modo. Cristais de sobretom de baixo custo com frequências de até 200 MHz são disponíveis como produtos comerciais padronizados. Cristais mais caros laminados quimicamente podem ter sobretoms de até 500 MHz.

A figura II.5 mostra um desenho ^[31] do cristal usado na microbalança:

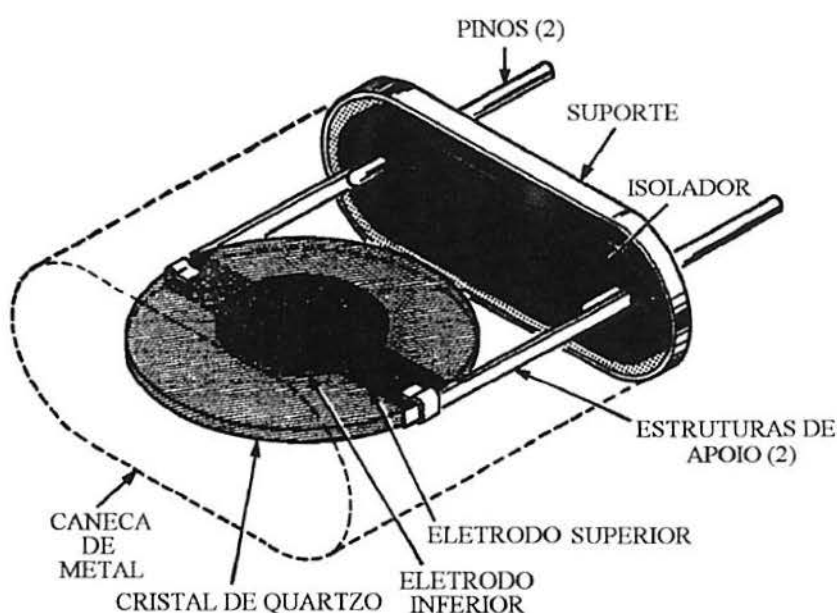


Figura II.5 - Cristal de quartzo com seu encapsulamento removido

O cristal bruto é talhado, cortado como um disco e polido. Ele possui um eletrodo de metal depositado sobre cada face, aproximadamente 1000 \AA de espessura. O metal de eletrodo é de ouro, podendo ser também de prata ou alumínio. O cristal ressonador é apoiado em cada borda sobre pontos nodais, pontos onde o suporte irá fornecer o menor amortecimento do cristal vibrante. Estruturas de apoio flexíveis ligadas a cada lado do cristal conectam os eletrodos aos pinos da base.

Os fabricantes de cristal referem-se à montagem completa do cristal, suporte e encapsulamento como um receptáculo. Os pinos isolados na base do receptáculo são para conexões elétricas externas. O encapsulamento de metal plano pode ser tanto soldado como fundido à base para formar um lacre hermético (evidentemente não é o caso do cristal usado na microbalança pois ele não possui encapsulamento justamente para receber depósito de massa sobre os eletrodos). Em cristais piezoelétricos que não precisam ter o encapsulamento removido, a vedação é feita tipicamente numa câmara à vácuo a qual também pode conter um gás inerte tal como nitrogênio para prover uma proteção adicional ao cristal contra contaminação. É essencial neste caso que toda a umidade seja removida do encapsulamento. A remoção de ar a partir do receptáculo reduz a carga mecânica do cristal e afeta sua frequência de ressonância.

2.2.1. OUTRAS CARACTERÍSTICAS DO CRISTAL

ESTABILIDADE À TEMPERATURA ^[3] :

A frequência de ressonância do cristal muda com a temperatura. Os fabricantes de cristal expressam as mudanças relacionadas com temperatura em partes por milhão por grau Celsius (ppm/°C). Quando uma temperatura de operação é especificada, um fabricante produz o cristal de modo que seu ponto de estabilidade otimizado (zero ppm/°C) corresponda àquela temperatura. Para unidades de baixo custo esta temperatura é de 25 °C.

Para acharmos a mudança de frequência máxima, localiza-se o valor ppm/°C correspondente a uma dada temperatura. Depois multiplica-se ppm pela frequência de operação nominal (em MHz). Por exemplo, em -20 °C um cristal pode ter uma faixa de +38 ppm/°C. Se sua frequência de ressonância é especificada para ser 10 MHz (em 25 °C), sua frequência de ressonância irá aumentar 380 Hz quando sua temperatura cai para -20 °C (38 ppm x 10 MHz).

Para a maioria dos circuitos na prática isto representa uma pequena mudança de frequência. Entretanto, se um rígido controle de frequência é exigido em qualquer aplicação, um forno a cristal ou um oscilador compensado por temperatura deve ser incluído. No caso da microbalança a cristal de quartzo não foi adicionado nenhum circuito controlador da temperatura pois os três cristais usados (10 MHz - cristal da microbalança propriamente dita; 10,24 MHz - cristal do oscilador de referência e 20 MHz - oscilador para referência de contagem) estão localizados em lugares diferentes (o de 10 MHz está no copo onde se processa as análises químicas, o de 10,24 MHz está na placa osciladora que por sua vez está fora do microcomputador e o de 20 MHz está na placa de aquisição de dados, ou seja, dentro do microcomputador). Para isso sugeriu-se que a microbalança fosse usada em salas climatizadas.

TOLERÂNCIA DE CALIBRAÇÃO ^[3] :

A frequência verdadeira do cristal pode não ser aquela que está estampada no encapsulamento. O erro depende da tolerância de calibração do cristal. Além disso, sua tolerância de calibração é especificada numa temperatura específica, geralmente 25 °C.

Por exemplo, espera-se que um cristal de 10 MHz com uma tolerância de calibração de ± 25 ppm/°C tenha uma frequência de ressonância dentro de ± 250 Hz a partir de 10 MHz quando operando a 25 °C.

Isto não afeta a microbalança pois o que se mede é variação de frequência, ou seja, a variação de massa, e não o valor absoluto da medida. Portanto não importa que os valores estampados nos encapsulamentos do cristal e/ou oscilador sejam aqueles que ocorram na prática. O que importa é que os cristais e/ou oscilador não apresentem variações de frequência não correspondentes aos depósitos de massa, ou seja, devido à estabilidade à temperatura e a qualquer ruído adicionado nas placas.

ENVELHECIMENTO ^[3] :

Envelhecimento é uma mudança gradual na frequência de ressonância do cristal com respeito ao tempo. É usualmente especificado em ppm/ano. Valores típicos variam desde 3 até 10 ppm/ano. Por exemplo, um cristal de 10 MHz com uma taxa de envelhecimento de 10 ppm/ano pode mudar 100 Hz por ano. Uma causa do envelhecimento é a redistribuição das partículas de quartzo e compostos embutidos que não foram removidos por uma limpeza cuidadosa. Estes materiais microscópicos permanecem dentro do receptáculo após a vedação hermética e são redistribuídos como resultado da vibração de ressonância. Logo o envelhecimento é diretamente afetado pela entrada de potência ou pelo nível de energização.

Além disso, lentos vazamentos no lacre hermético podem permitir que o ar, a umidade e contaminantes entrem dentro do encapsulamento desviando a frequência de ressonância. Tensionamentos nos eletrodos e mudanças na pressão atmosférica que flexionam as paredes exteriores do encapsulamento podem também contribuir para o envelhecimento de um cristal.

DISSIPACÃO DE POTÊNCIA ^[3] :

Como qualquer objeto que esteja vibrando na sua frequência de ressonância, as vibrações podem rapidamente leva-lo a um nível destrutível. Para manter estabilidade à temperatura e para evitar danos ao ressonador a cristal, cada cristal possui um nível de energização máximo recomendado. Valores máximos típicos variam desde 5 mW em baixas frequências até 0,1 mW em altas frequências pois cristais de alta frequência são mais finos do que aqueles de baixa frequência.

II. 3. RESSONÂNCIA PARALELA E SÉRIE

Ressonadores à cristal podem ser modelados próximo à ressonância com o circuito equivalente mostrado na figura abaixo ^[3] :

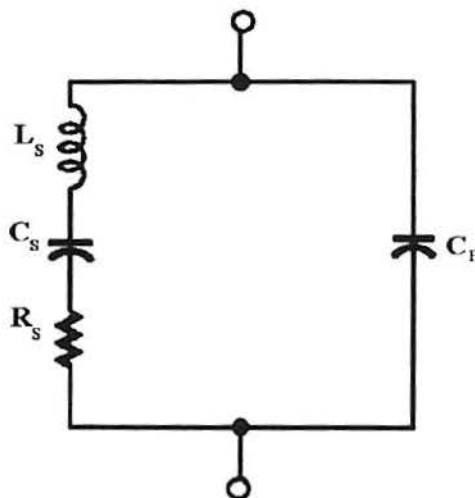


Figura II.6 - Circuito elétrico equivalente para um cristal ressonador

A combinação série L_s , C_s e R_s representa o equivalente elétrico das características vibracionais do cristal por si mesmo. A indutância L_s é o equivalente elétrico da massa do cristal que é efetiva na vibração, C_s é o equivalente mecânico da compliância mecânica efetiva e R_s representa o equivalente elétrico da fricção mecânica.

Entretanto este circuito equivalente é modificado quando o cristal é montado no receptáculo. Como resultado, o circuito equivalente ^[3] para o cristal montado é o circuito paralelo mostrado na figura II.6. O capacitor C_p representa a capacitância eletrostática entre os eletrodos do cristal e a capacitância parasita associada com o receptáculo quando o cristal está vibrando.

Na ressonância série as reatâncias de C_s e L_s se cancelam, sobrando o resistor R_s e uma pequena quantidade de reatância capacitiva a partir do capacitor estático C_p . Numa frequência levemente acima da frequência série f_s , a reatância C_p se cancela e o cristal parece resistivo. O valor desta resistência é chamada resistência série equivalente (RES).

Os fabricantes usualmente especificam somente um valor máximo de RES pois valores precisos raramente são necessários no projeto do circuito oscilador. Cristais feitos para operarem em ressonância série são chamados de cristais de ressonância série.

Um circuito sintonizado em série é capacitivo abaixo da sua frequência de ressonância e indutivo acima dela. A frequência de ressonância série é dada por ^[3] :

$$f_s = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s}}$$

Numa frequência f_p , a qual é mais alta do que f_s , o cristal irá atuar como um circuito sintonizado em paralelo pois a derivação série agora indutiva ressoa com C_p .

Ressonadores a cristal feitos para oscilarem acima da ressonância série são chamados cristais de ressonância paralela ou cristais de ressonância carga. A frequência de ressonância paralela é ^[3] :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C}} \quad \text{onde}$$

$$C = \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}$$

Ressonadores a cristal tencionados para operação em ressonância paralela incluem uma especificação chamada capacitância de carga, abreviada como C_L , tipicamente entre 10 e 100 pF. É chamada capacitância de carga porque é o valor de capacitância que o circuito oscilador apresenta ao cristal, isto é, a carga do cristal.

Capacitância de carga pode ser aproximada como um capacitor de 10 a 100 pF em série com um circuito ressonante em série (o cristal). Se a capacitância de carga é diminuída, a frequência ressonante do circuito total (cristal mais capacitor de carga) irá aumentar. À medida que a frequência aumenta, o cristal torna-se mais e mais indutivo. A maioria dos circuitos osciladores requerem um ressonador a cristal indutivo. Portanto cristais de ressonância paralela são muito populares.

Num circuito oscilador um cristal de ressonância paralela é usualmente mais estável do que um cristal de ressonância série. A mudança na reatância indutiva no cristal de ressonância paralela pela mudança de frequência ($\Delta X/\Delta f$) é maior acima da ressonância série do que na ressonância série. Isto estimula a sintonia da rede de realimentação.

Portanto sinais de ruído maiores ou menores do que a frequência de ressonância são rapidamente amortecidos. Isto impede oscilação fora da frequência de ressonância. A figura II.7 ^[3] apresenta de um modo sucinto as características do ressonador a cristal plotando-se reatância versus frequência:

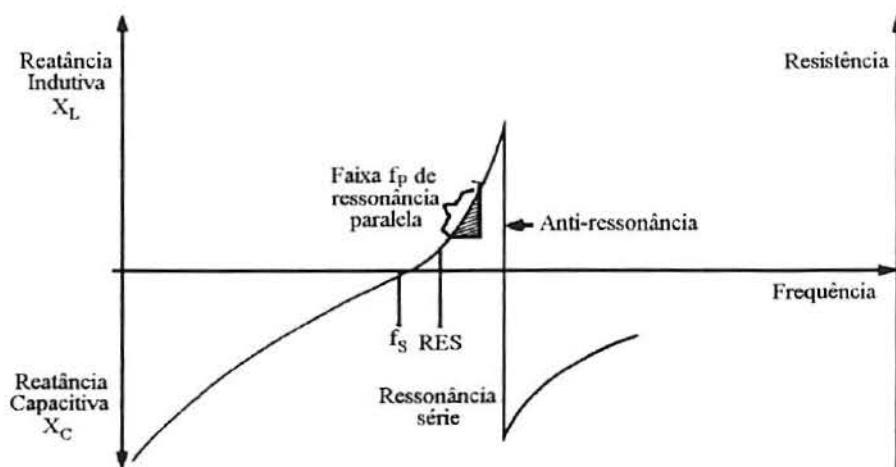


Figura II.7 - Curvas características de cristais ressonadores

Na região de ressonância paralela, a magnitude da resistência do cristal aumenta acima do valor RES. Os fabricantes usualmente referem-se a isto como a máxima resistência do cristal com capacitância de carga, ou seja, a resistência de carga. A frequência na qual a reatância indutiva subitamente muda para reatância paralela (e a resistência se aproxima do valor máximo) é chamada anti-ressonância. Não é especificada nas folhas de dados para a maioria das aplicações para osciladores.

II. 4. OSCILADORES E MISTURADOR DIGITAL

A placa osciladora, cuja foto e esquema elétrico são mostrados logo a seguir, é composta dos osciladores de referência e da microbalança e do misturador digital:

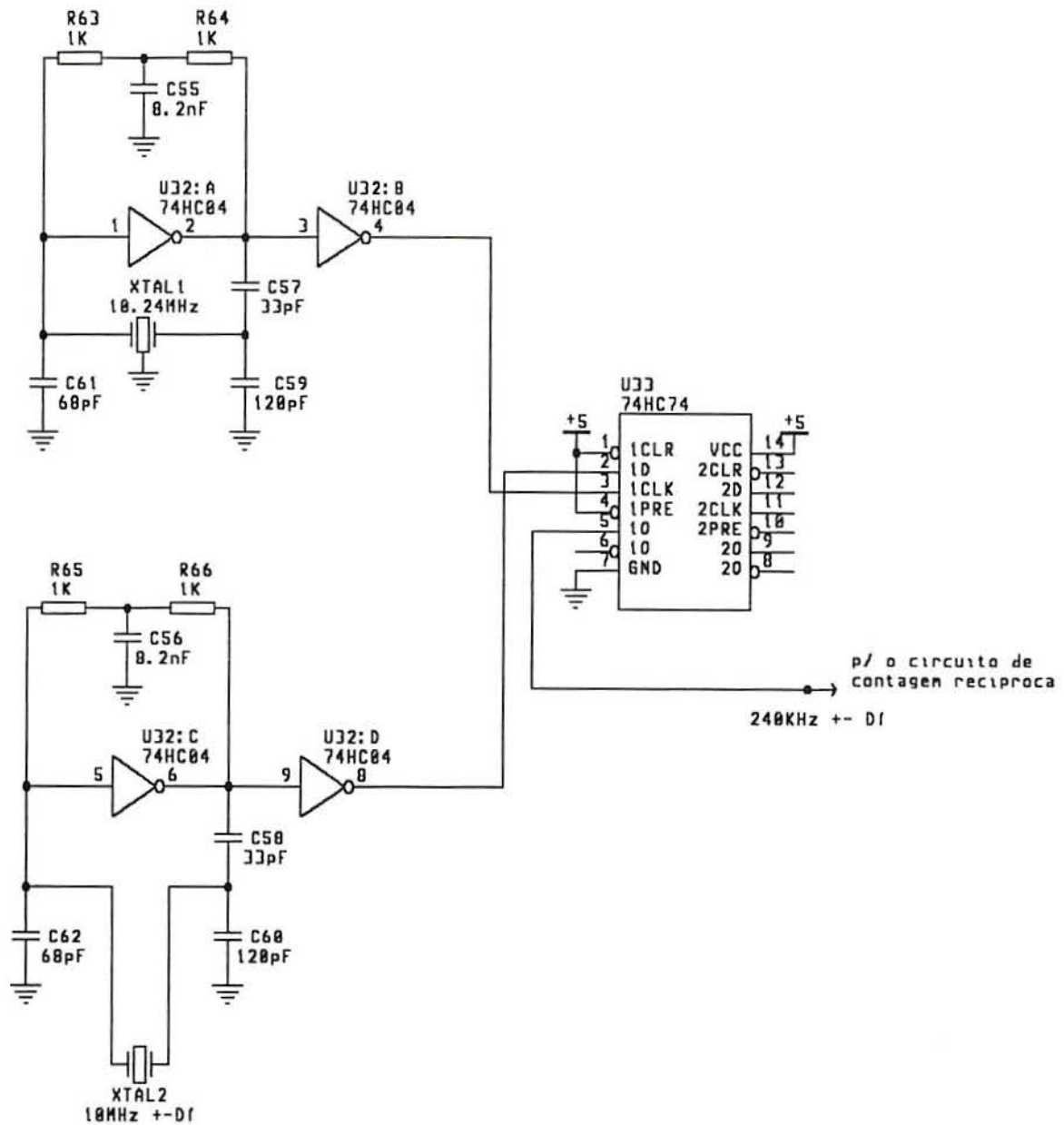


Figura II.8 - Osciladores de referência e da microbalança e Misturador digital

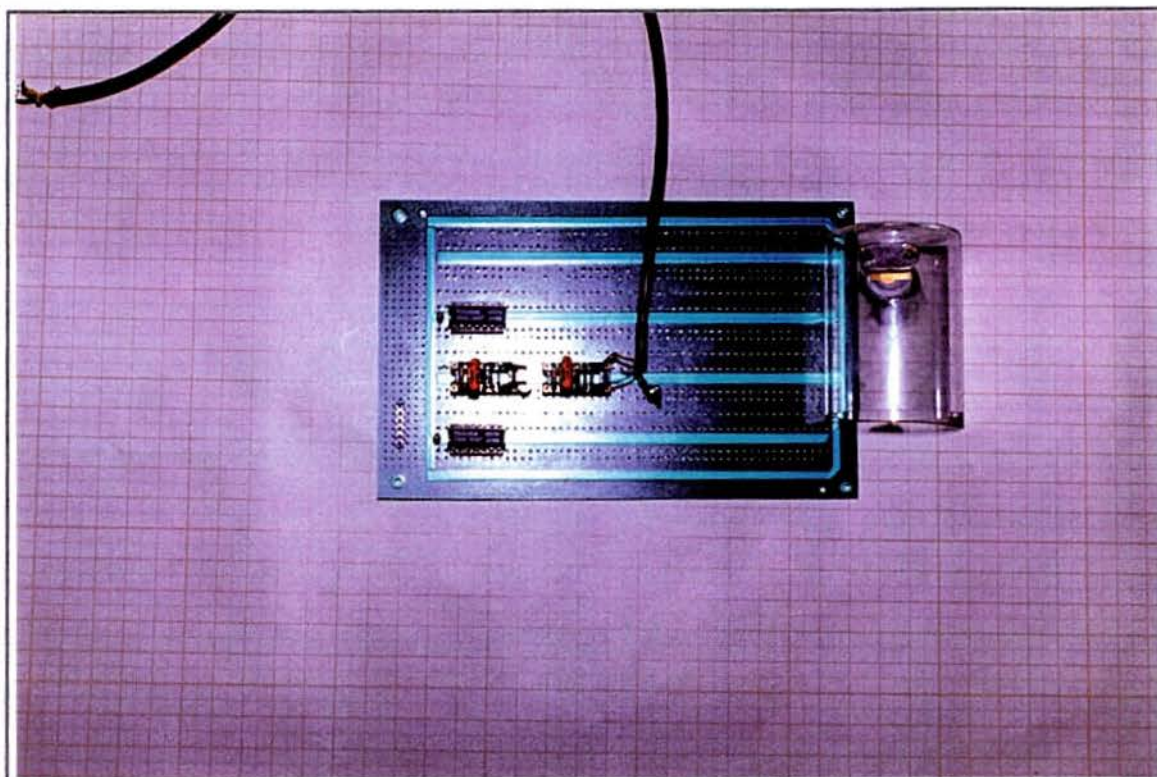


Foto II.1 - Placa Osciladora

Basicamente um oscilador a cristal pode ser pensado ^[12] como um sistema de laço fechado composto de um amplificador e uma rede de realimentação contendo o cristal. A amplitude de oscilação desenvolve-se até o ponto onde não-linearidades diminuem o ganho do laço à unidade. A frequência ajusta-se por si mesma de modo que o desvio de fase total ao redor do laço é 0 ou 360°. O cristal, o qual possui uma larga inclinação frequência-reatância, está localizado na rede de realimentação num ponto onde ele tem a máxima influência sobre a frequência de oscilação. Um oscilador a cristal é incomparável no modo em que a impedância do cristal muda tão rapidamente com a frequência que todos os outros componentes do circuito podem ser considerados como de reatância constante, sendo esta reatância calculada na frequência nominal do cristal.

A frequência de oscilação irá ajustar-se por si mesma de modo que o cristal apresente uma reatância para o circuito o qual irá satisfazer a exigência da fase. Se o circuito é tal que um ganho de laço maior do que um não exista na frequência onde a exigência da fase possa ser atendida, então a oscilação não irá ocorrer.

Há três métodos pelos quais se pode projetar um oscilador a cristal ^[12] :

- a) Método dos parâmetros-Y: consiste em deduzir-se as equações para oscilação baseando-se nos parâmetros-Y do transistor.
- b) Método do ganho de potência: consiste em medir-se o ganho e a impedância de entrada de um transistor como uma função de sua impedância de carga.

c) Método experimental: consiste em achar-se um circuito adequado o qual possa ser modificado e/ou otimizado para encontrar um conjunto particular de exigências.

Os métodos *a* e *b* são usados para osciladores senoidais a transistor, enquanto que o método *c* pode ser usado para qualquer tipo de oscilador. Para os osciladores a cristal da microbalança e de referência foi adotado este último método pois a idéia foi a de usar osciladores de portas lógicas (ver figura II.8) para que já tivéssemos sinais digitais já adaptados em níveis TTL para poderem ser manipulados pela placa de aquisição de dados. Como as frequências dos osciladores são aproximadamente as mesmas (10 MHz e 10,24 MHz), logo os circuitos osciladores são rigorosamente iguais (com exceção, é claro, dos cristais de quartzo).

Cada oscilador usa uma porta inversora 74HC04 que funciona como um amplificador fornecendo o ganho necessário para produzir um desvio de fase de 180°. A rede formada pelos capacitores de 33 pF, 68 pF, 120 pF e pelo cristal, produz os outros 180° de desvio de fase necessários para satisfazer a exigência de ter-se 360° para oscilação. Na saída de cada oscilador ligou-se outra porta inversora 74HC04 que neste caso funciona como um *buffer* para conectarmos a outro circuito, ou seja, ao misturador digital. Em relação aos osciladores senoidais transistorizados os osciladores acima apresentam as seguintes vantagens e desvantagens:

- possuem menos estabilidade à temperatura,
- oscilam em outras frequências diferentes da frequência desejada quando não há cristal inserido no circuito (oscilação livre) ou quando os valores usados no circuito não estão corretamente dimensionados (oscilação espúria),
- são simples de se implementar e de baixíssimo custo,
- já possuem saída digital em nível TTL permitindo um fácil interfaceamento para um microcomputador.

Já o misturador digital nada mais é do que um *flip-flop* dual tipo D (de *data* - dados) dispárvavel por borda positiva 74HC74 (U33), cuja tabela-verdade ¹²⁸⁾ é a seguinte:

ENTRADAS				SAÍDAS	
PRE	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H↑	H↑
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Qo	Qo

Figura II.9 - Tabela funcional do *flip-flop* tipo D 74HC74

Na entrada D do circuito integrado é conectado a saída do oscilador da microbalança, ou seja, um sinal digital de 10 MHz. Já na entrada de *clock* (relógio) é conectado a saída do oscilador de referência, ou seja, um sinal digital de 10,24 MHz.

Visto que os pinos $\overline{\text{PRE}}$ e $\overline{\text{CLR}}$ são mantidos em nível alto, a saída Q tende a ficar em nível alto quando a entrada D está também em nível alto, e tende a ficar em nível baixo quando a entrada está em nível baixo. Em outras palavras, a saída tende a copiar a entrada quando há subida do pulso de relógio. Como a frequência do sinal de entrada é aproximadamente a mesma do sinal do relógio, a saída irá ser uma diferença entre ambos, ou seja, um sinal de 240 kHz.

A razão pelo qual foi implementado este misturador digital é que desse modo a variação de frequência resultante do depósito de massa na microbalança é um sinal de 240 kHz $\pm \Delta f$, e não um sinal de 10 MHz $\pm \Delta f$ o que facilitou o projeto de *hardware* do circuito de medição de frequência já que diminuiu consideravelmente o número de contadores de 8 bits necessários para tal contagem.

CAPÍTULO III - PLACA DAS ESCALAS DE CORRENTE

III. 1. DESCRIÇÃO GERAL

A placa das escalas de corrente compreende basicamente a parte I do condicionador de sinal para medição de corrente pelo canal 1 do conversor A/D 7802, isto é, um conversor corrente-tensão já que o conversor A/D trabalha somente com sinais de tensão. Além disso, também há o circuito de acionamento dos relés que são usados nesta placa. Logo a seguir pode-se ver a foto da placa das escalas de corrente:

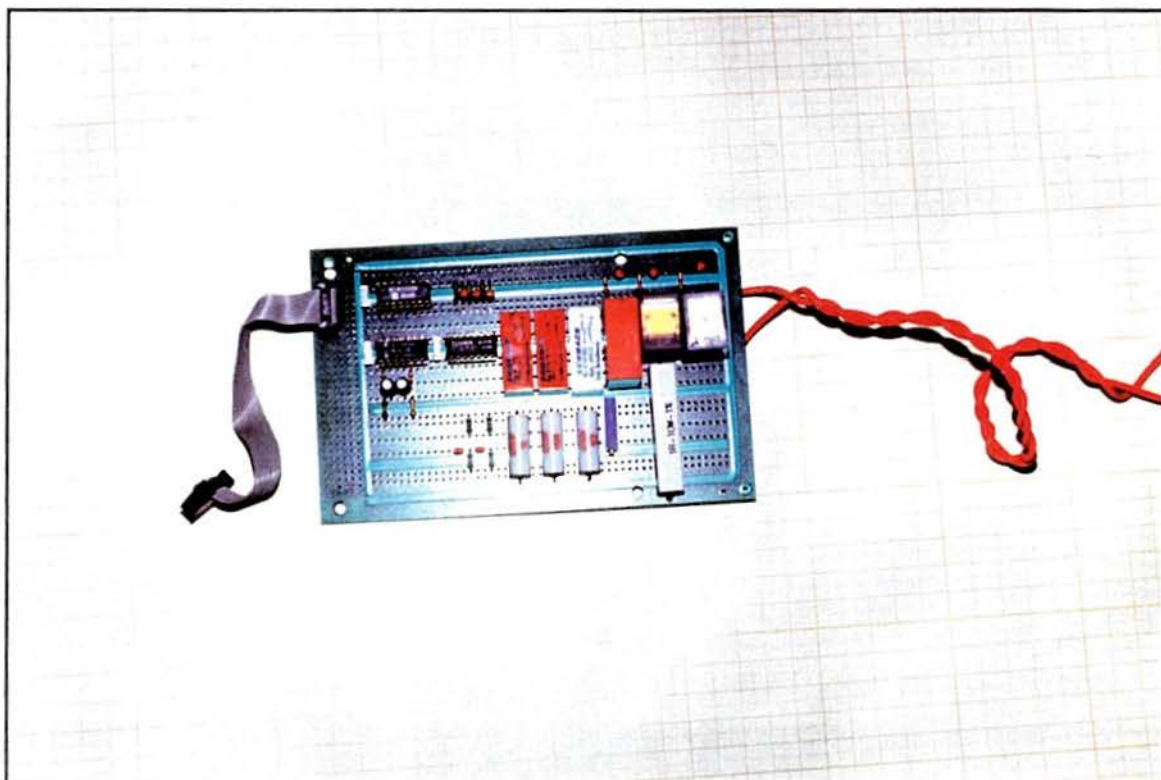


Foto III.1 - Placa das escalas de corrente

A figura III.1 mostra o esquema elétrico deste conversor corrente-tensão:

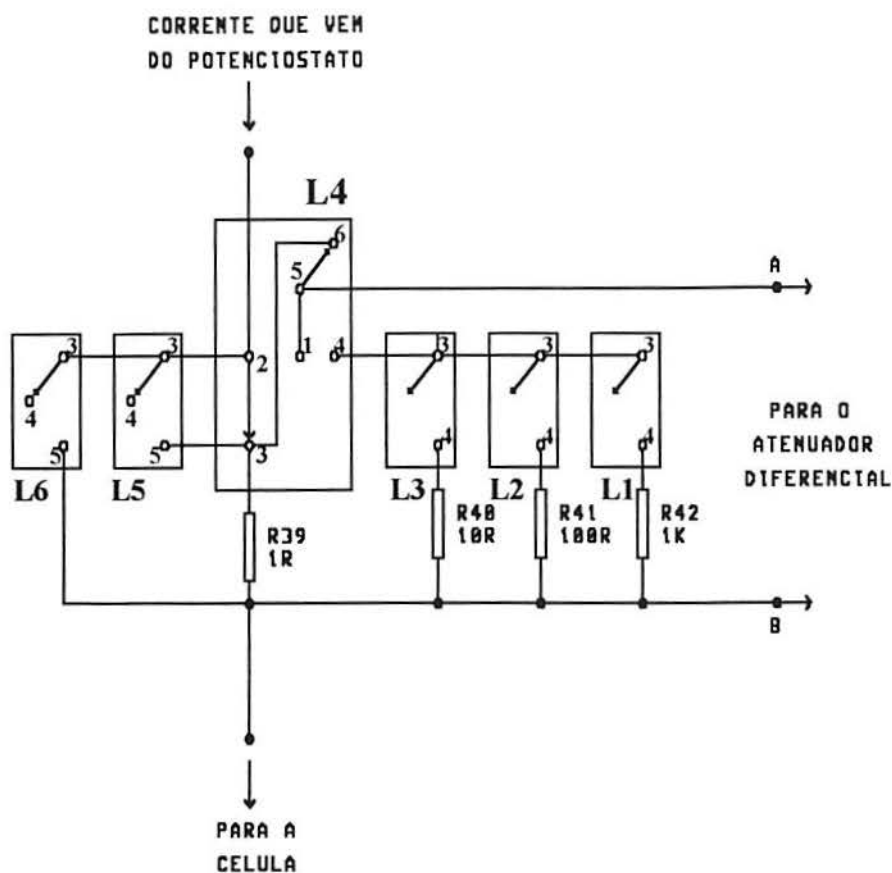


Figura III.1 - Condicionador de sinal para medição de corrente (parte I)

Por este condicionador passa a corrente gerada pelo potenciostato e que vai para a célula onde se processa as experiências químicas desejadas. Há quatro escalas de corrente nesta placa: 1 mA, 10 mA, 100 mA e 1A. Cada escala é formada basicamente de um resistor *shunt* necessário para converter a corrente em tensão e um relé para que se possa selecionar a escala. Os resistores foram selecionados de modo que a tensão máxima em cada escala fosse de 1 V, ou seja para a escala de 1 mA usou-se um resistor de 1k Ω , para a escala de 10 mA usou-se 100 Ω , para a escala de 100 mA usou-se um resistor de 10 Ω , e finalmente, para a escala de 1 A empregou-se um resistor de 1 Ω . Devido ao motivo de que todas as escalas apresentassem um fundo de escala de 1V estes resistores foram fabricados sob encomenda à Di-Elétrons de Belo Horizonte (MG). Estes resistores são de filme metálico com precisão de 0,1% e potência máxima de 1W, com exceção do resistor de 1 Ω que possui uma precisão de 1% e potência máxima de 10W.

Nas escalas de 1 mA, 10 mA e 100 mA foram adotados relés de palheta (L1, L2 e L3) de contatos normalmente abertos (NA). A vantagem frente aos relés eletromecânicos convencionais consiste no funcionamento do contato em um ambiente hermeticamente selado e uma alta velocidade de comutação, que fecha ou abre o contato repentinamente quando a excitação ultrapassar um valor determinado. Além disso, são insensíveis a gases corrosivos e em relação a esta placa podemos afirmar que são bem mais silenciosos e compactos do que os relés tradicionais.

Já na escala de 1 A foi empregado um relé eletromecânico bipolar (L4) de contatos reversores devido a problemas de chaveamento que poderiam ocorrer com uma corrente elevada. O emprego de dois contatos é baseado no fato de que enquanto nos contatos 2 e 3 deste relé passa uma corrente entre 100 mA e 1 A, a conversão para tensão é feita em pontos diferentes, ou seja, a resistência de contato do relé (de baixíssimo valor) não é adicionada à resistência de *shunt* que é de 1 Ω (da mesma ordem de grandeza da resistência de contato do relé).

É usado um relé auxiliar (L5, também um relé eletromecânico) que tem como função não interromper a corrente quando há mudança da escala de 1 A. Por exemplo, caso deseje fechar-se a escala de 1 A primeiro fecha-se este relé e 10 ms após fecha-se o relé da escala. Após este fechar seus contatos, o relé auxiliar abre, ou seja, isto é chamado "primeiro fecha e depois abre". De maneira análoga, se mudarmos da escala de 1 A para qualquer outra escala, primeiro fecha-se os contatos do relé auxiliar depois abre-se o relé da escala de 1 A e fecha-se o relé da escala desejada, abrindo-se por fim o relé auxiliar.

O acionamento dos relés é feito basicamente pelo U26 que é um circuito integrado composto por um conjunto de pares de transistores Darlington de alta tensão e corrente, de coletores abertos e emissores comuns. Cada canal (são sete ao todo) pode operar em até 500 mA, sendo que suportam correntes de pico de até 600 mA. Diodos de supressão são incluídos para acionamento de cargas indutivas e as entradas estão pinadas opostamente a saídas para simplificar projeto de placa. Os três relés das escalas de 1 mA, 10 mA e 100 mA, são acionados diretamente pelo *buffer* de saída U6 através do U26. Já o relé da escala de 1 A é acionado do mesmo modo que o relé auxiliar, ou seja, via U26 só que através de uma lógica de temporização que permite o "primeiro fecha e depois abre" conforme citado anteriormente. Além disso, nesta placa há um *flip-flop* duplo tipo D que permite que num do *flip-flops* haja acionamento de um relé de sobrecarga que fecha os seus contatos quando a tensão de *shunt* em qualquer escala ultrapassar 1 V, ou seja, o valor máximo permitível para cada escala. Já o outro *flip-flop* é responsável pela geração de um pulso de interrupção que permite via *software* a troca de escalas de corrente automaticamente.

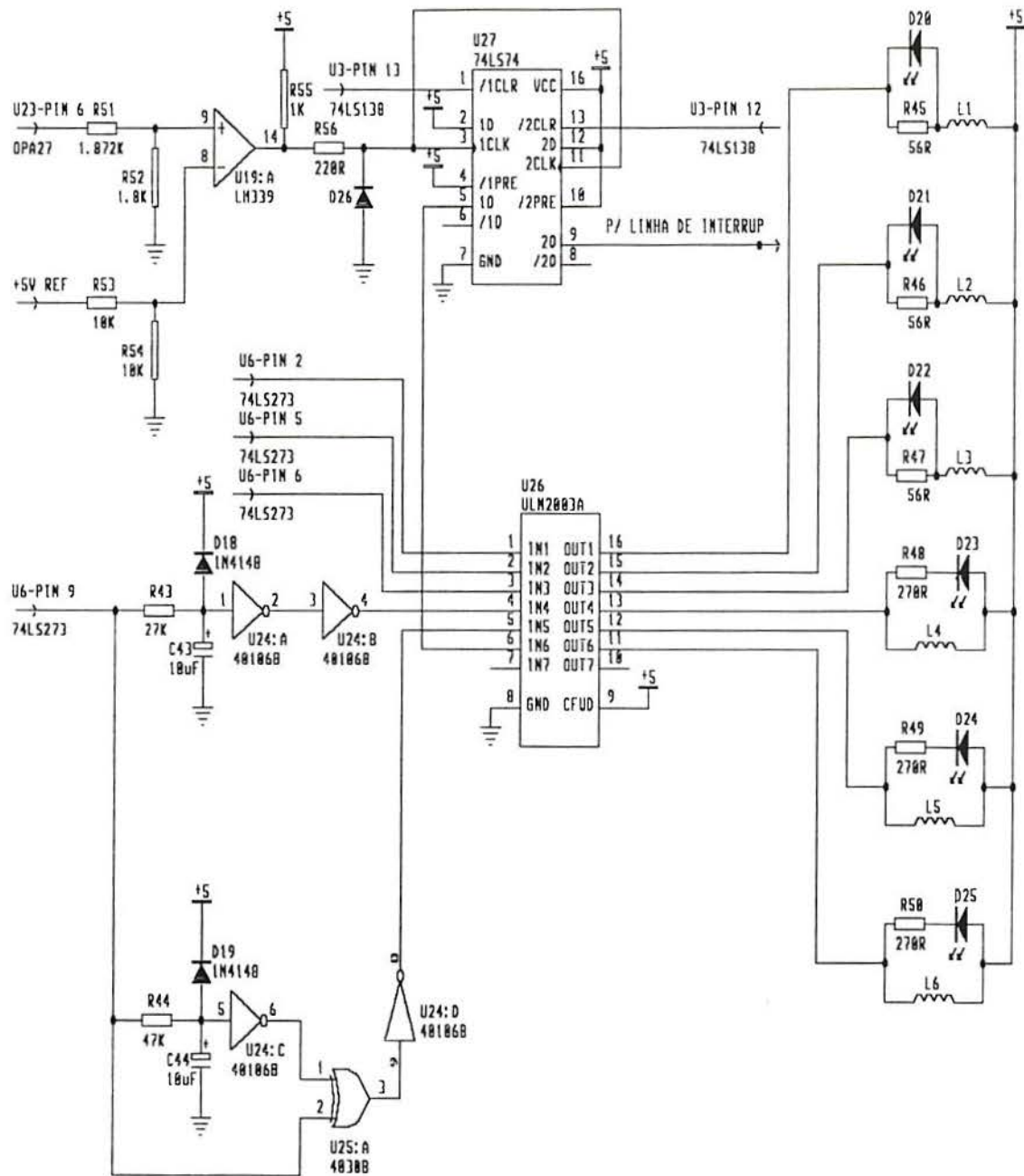


Figura III.2 - Circuito de acionamento dos relés para medição de corrente

CAPÍTULO IV - PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

IV. 1. DESCRIÇÃO GERAL

A placa de aquisição de dados foi montada utilizando-se uma placa padrão PPDI-2 da empresa DELTA São Paulo Informática Ltda. Esta placa é usada no desenvolvimento de interfaces para computadores da linha IBM-PC, XT, AT-286, AT-386 e AT-486 podendo ser montada com um circuito eletrônico já existente de 64 sinais digitais (32 de entrada e 32 de saída).

A placa padrão PPDI-2 tem aproximadamente 3000 furos espaçados de 0,1 polegada onde foram desenvolvidos os condicionadores de sinais, o conversor A/D, o conversor D/A e o circuito de medição de frequência. A figura IV.1 mostra num diagrama de blocos a localização de cada circuito na placa sendo que na foto IV.1 pode-se ter uma visualização da mesma.

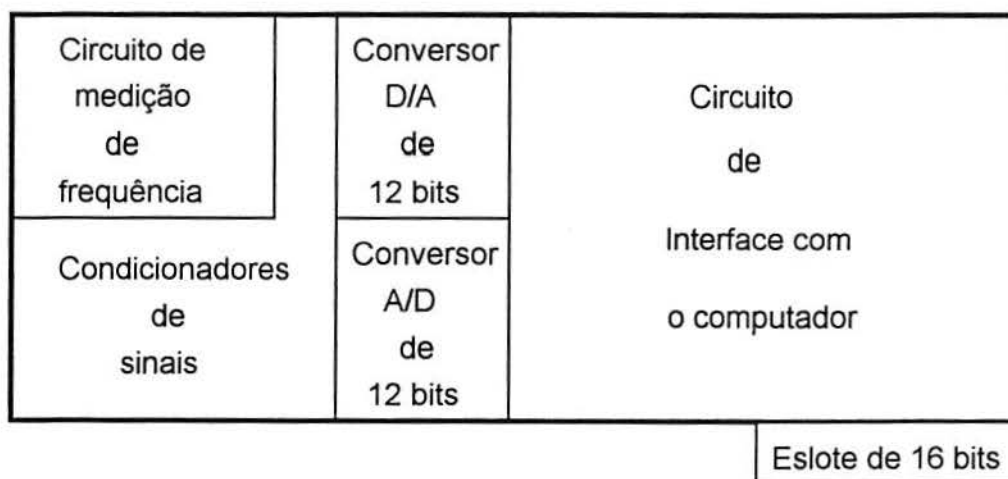


Fig. IV.1 - Localização em blocos dos circuitos na placa de aquisição de dados

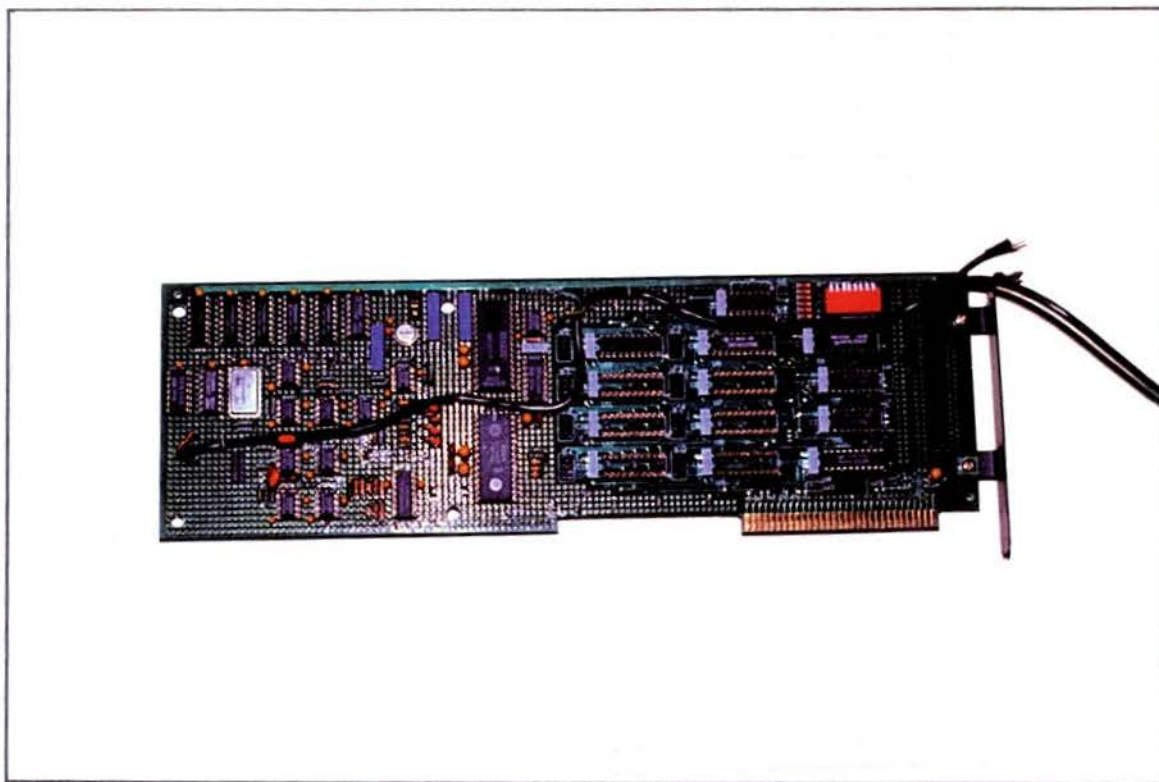


Foto IV.1 - Placa de aquisição de dados

4.1.1. CIRCUITO DE INTERFACE PARA O MICRO

Os circuitos que foram desenvolvidos na placa padrão PPDI-2 são conectados ao computador através de um circuito de interface já existente na própria placa. A figura IV.2 mostra o esquema deste circuito:

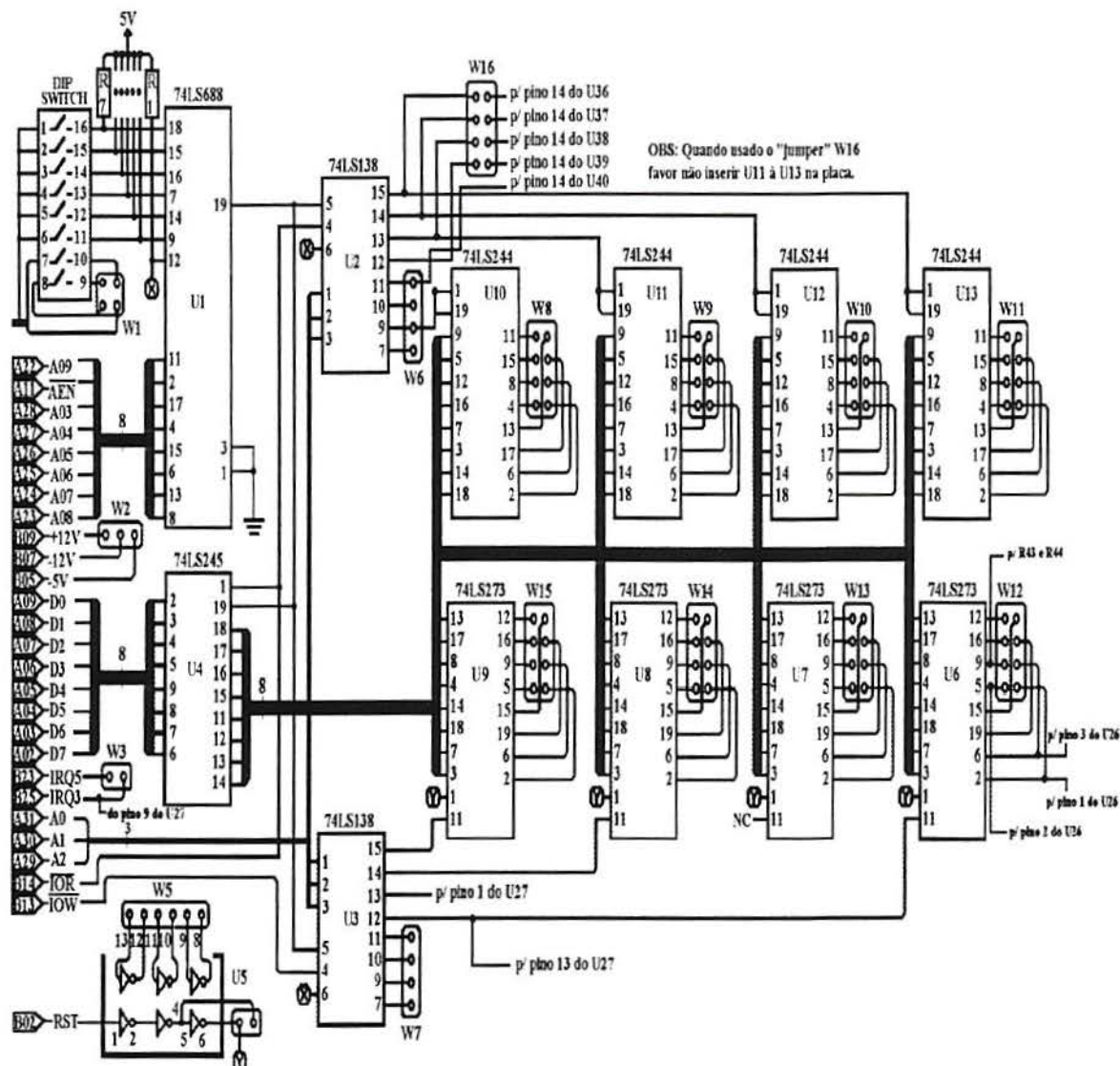


Figura IV.2 - Circuito de interface para o microcomputador

Os sinais de endereçamento A03 a A09 e o sinal AEN (*address enable* - habilitação de endereço) são comparados com os sinais gerados por uma chave DIP. Esta chave gera somente os sinais correspondentes a A03-A08 já que o A09 está sempre em nível alto (lógica positiva) nas operações de E/S (Entrada/Saída) fora da placa-mãe, ou seja nos eslots. O sinal AEN quando em nível baixo, indica que os endereços são válidos.

Os sinais A03 a A09 e AEN vindos do barramento do computador são comparados pelo circuito integrado U1 (que é um 74LS688, comparador de 8 bits) com os sinais gerados a partir da chave DIP. Portanto os endereços de E/S são selecionados em grupos de 8 abrindo-se ou fechando-se as 6 chaves mais à direita da chave DIP. As chaves (da direita para a esquerda, pelo lado dos componentes) correspondem respectivamente aos sinais A03 a A08. Uma chave fechada corresponde a um sinal em nível baixo e uma aberta corresponde a um sinal em nível alto (lógica positiva).

Visto que A09 é sempre 1 quando fazemos operações com os eslots, a faixa de endereços disponíveis vai desde 200H até 3FFH. Contudo, outras interfaces do computador como impressora, monitor de vídeo, etc utilizam alguns desses endereços (a quantidade e o tipo das interfaces utilizadas determinam quais endereços já estão ocupados). Normalmente as faixas de endereço que estão disponíveis vão de 208H a 270H e de 300H a 370H. Às vezes periféricos não muito usuais poderão estar utilizando alguns endereços dessas faixas, caso isto ocorra será necessário experimentar outros endereços.

A seleção feita pela chave DIP resulta em saltos de 8 em 8 endereços (300H, 308H, 310H, etc). Qual dos 8 endereços da faixa será usado na operação de E/S dependerá dos sinais A00 a A02 gerados pelo microprocessador nas instruções IN e OUT.

No circuito de interface para o micro já incorporado à placa padrão PPDI-2, são usados os quatro primeiros endereços da faixa. No caso desta placa foi selecionado o endereço 300H na chave DIP. Com isso, o circuito escreve ou lê a partir dos endereços 300H, 301H, 302H e 303H. Para os *buffers* de entrada, o endereço 300H corresponde ao componente U13 e para os *buffers* de saída o mesmo endereço corresponde ao U9. A utilização dos outros quatro endereços restantes é feita através das áreas de *wire-wrap* W6 e W7 acrescentando-se outros *buffers* de entrada ou saída.

A saída do comparador U1 (através do pino 19) habilita **parcialmente** os circuitos integrados U2 e U3 (74LS138 - decodificadores de 3 para 8) pelos pinos 5 de cada um e **totalmente** o componente U4 (74LS245 - transceptor de barramento octal) pelo pino 19 do mesmo. Os decodificadores U2 e U3 são habilitados totalmente pela combinação do sinal que vem do comparador U1 e pelos sinais IOR (*I/O Read* - Leitura de Entrada/Saída) e IOW (*I/O Write* - Escrita de Entrada/Saída), respectivamente, que vêm do barramento. O endereço de E/S selecionado (a partir do grupo de 8), depende da combinação formada pelos sinais A00-A02 que entram nos pinos 1, 2 e 3 de U2 e U3.

As saídas do decodificador U2 desativam o estado de alta impedância dos *buffers* octais de entrada U10 a U13 (74LS244) através de seus pinos 1 e 19. De maneira idêntica, as saídas do decodificador U3 servem como *latch* (tranca) para os *flip-flops* tipo D octais U6 a U9 (74LS273) através dos seus pinos 11, que funcionam como *buffers* de saída.

Os sinais de dados passam pelo transceptor de barramento U4, sendo a direção de transferência determinada pelo sinal IOR ligado ao pino 1. O sinal RST (*Reset* - Reposicionamento) gerado pelo computador é invertido pelo circuito integrado U5 (74LS04 - inversor de seis) e usado para zerar as saídas de U10 a U13 durante a inicialização do micro.

No esquema acima não são mostrados os capacitores de desacoplamento C1 a C13 de $0,1 \mu\text{F}$ que são usados junto à alimentação (entre Vcc e GND) dos circuitos integrados U1 a U13 respectivamente, assim como C14 que é um capacitor de tântalo de $10 \mu\text{F}$ ligado junto à entrada da alimentação da placa para filtragem de eventuais ruídos.

4.1.2. CONVERSOR DIGITAL-ANALÓGICO DE 12 BITS

O conversor digital-analógico da placa de aquisição de dados é basicamente o circuito integrado monolítico DAC667 fabricado pela Burr-Brown Corporation que é um conversor D/A de 12 bits compatível com microprocessador. A figura IV.3 mostra o esquema elétrico deste conversor que foi implementado na placa de aquisição de dados:

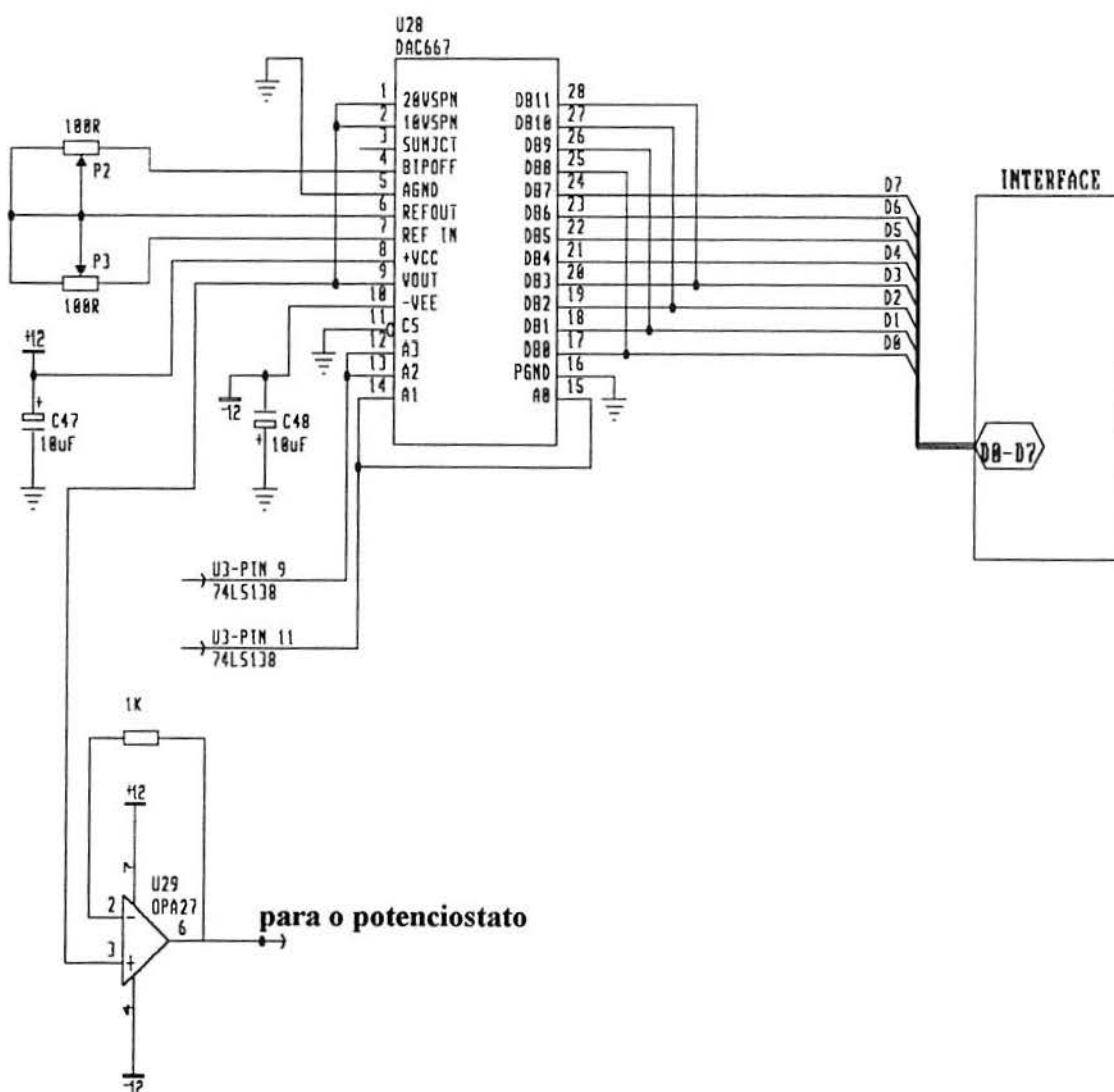


Figura IV.3 - Conversor D/A de 12 bits

Na saída do conversor D/A foi conectado um circuito *buffer* que tem como função proteger o DAC667 e também adaptar a tensão de saída à entrada do potenciostato.

Ele inclui uma referência de tensão de precisão, uma lógica de interface para microprocessador, um *latch* (tranca) duplamente *bufferizado* e é claro, um conversor D/A de 12 bits com um amplificador de tensão de saída. A figura IV.4 mostra um diagrama em blocos interno ^[8] deste componente:

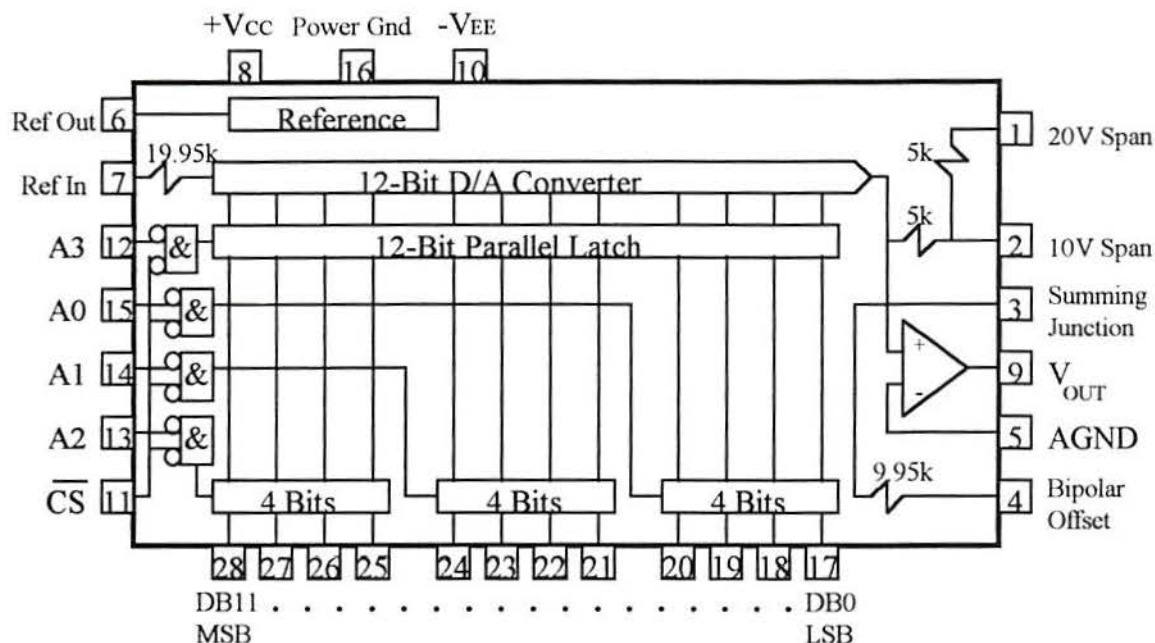


Fig. IV.4 - Diagrama em blocos interno do conversor D/A DAC667

O propósito do *latch* duplamente *bufferizado* é facilitar o interfaceamento de microcomputador para barramentos de dados de 4, 8, 12 ou 16 bits. O *latch buffer* (tranca) de entrada retém os dados de 12 bits até que eles sejam transferidos para um *latch* conversor D/A de 12 bits, fornecendo um controle de temporização preciso sobre uma mudança da saída analógica.

Os resistores de escala internos fornecidos no DAC667 podem ser conectados para produzir faixas de tensão de saída bipolares de $\pm 10V$, $\pm 5V$ (que é a usada na placa de aquisição de dados) ou $\pm 2,5V$; ou faixas de tensão de saída unipolares de 0 a $+5V$ ou 0 a $+10V$. Os resistores de realimentação internos ($5k\Omega$) e o resistor de desvio bipolar ($9,95k\Omega$) foram ajustados para uma tolerância absoluta de $\pm 10\%$.

LÓGICA DE INTERFACE ^[8] :

A lógica de interface do barramento do DAC667 consiste de quatro tranças endereçáveis independentemente em duas fileiras.

A primeira fileira consiste de três trancas de entrada de quatro bits as quais podem ser diretamente carregadas a partir de um barramento de microcontrolador ou microprocessador de 4, 8, 12 ou 16 bits. Estas trancas retêm os dados temporariamente enquanto uma palavra de 12 bits completa é montada antes de carregá-los para a segunda fileira de trancas. Esta organização duplamente *bufferizada* impede a geração de valores de saída analógicos espúrios enquanto a palavra completa está sendo montada.

Todas as trancas são disparáveis por nível. Os dados presentes, quando os sinais de controle estiverem em nível baixo, irão entrar na tranca. Quando os sinais de controle retornarem para nível alto, os dados serão trancados. Uma tabela verdade para os sinais de controle é mostrada na figura IV.5:

$\overline{\text{CS}}$	A3	A2	A1	A0	OPERAÇÃO
1	X	X	X	X	Sem operação
X	1	1	1	1	Sem operação
0	1	1	1	0	Habilita os 4 LSBs da primeira fileira
0	1	1	0	1	Habilita os 4 bits médios da primeira fileira
0	1	0	1	1	Habilita os 4 MSBs da primeira fileira
0	0	1	1	1	Carrega a segunda fileira a partir da primeira
0	0	0	0	0	Todas as trancas transparentes
X = Não importa					

Figura IV.5 - Tabela verdade dos sinais de controle do DAC667

É permitido habilitar mais de uma tranca simultaneamente. Se uma tranca da primeira fileira é habilitada coincidentemente com a tranca da segunda fileira, os dados irão alcançar a segunda fileira corretamente se as especificações de temporização do componente forem adequadas.

COMPATIBILIDADE DE ENTRADAS LÓGICAS ^[8] :

As entradas digitais do DAC667 são compatíveis com a lógica TTL. As entradas de dados do componente irão fluir para nível alto e as entradas de controle irão fluir para nível baixo se mantidas abertas. É recomendável que quaisquer entradas não utilizáveis sejam conectadas ao comum da alimentação para melhorar imunidade ao ruído.

USO DE REFERÊNCIA EXTERNA/INTERNA ^[8] :

O DAC667 contém uma referência de +10 V a qual é ajustada para tipicamente +/- 0,2% e testada e garantida para +/- 1%. $V_{\text{REF OUT}}$ deve ser conectada a $V_{\text{REF IN}}$ através de um resistor de ajuste de ganho com um valor nominal de 50Ω.

Um potenciômetro de ajuste com um valor nominal de 100Ω pode ser usado para fornecer ajustamento para erro de ganho zero. Se uma referência de $10,000\text{ V}$ externa é usada, poderia ser necessário aumentar a faixa de ajuste levemente.

A saída de referência pode ser usada para excitar cargas externas fornecendo até 5 mA . A corrente de carga deve ser constante, caso contrário o ganho (e o desvio bipolar, se conectado) do conversor irá variar.

É possível usar referências diferentes de $+10\text{ V}$. A faixa recomendável de tensão de referência é de $+8\text{ V}$ até $+11\text{ V}$, a qual permite que ambas as faixas de $8,192\text{ V}$ e $10,24\text{ V}$ sejam usadas.

AJUSTE DE DESVIO ^[8] :

Para operação unipolar aplica-se o código de entrada digital que deve produzir uma saída de tensão zero e ajuste-se o potenciômetro de desvio para saída zero. Para operação bipolar, que é o caso desta placa de aquisição de dados ($\pm 5\text{V}$), aplica-se o código de entrada digital que produz a máxima tensão de saída negativa e ajuste-se o potenciômetro de desvio para a tensão de fundo de escala negativa.

AJUSTE DE GANHO ^[8] :

Para tanto a operação unipolar como bipolar, aplica-se a entrada digital que forneça a máxima tensão de saída positiva. Ajuste-se o potenciômetro de ganho para esta tensão de fundo de escala positiva.

A figura IV.6 mostra os códigos e os valores de calibração:

ENTRADA DIGITAL	SAÍDA 0 a +5V	SAÍDA 0 a +10V	SAÍDA +/-2,5V	SAÍDA +/-5V	SAÍDA +/-10V
FFFH	+4,9987V	+9,9976V	+2,4987V	+4,9976V	+9,9951V
800H	+2,5000V	+5,0000V	0,0000V	0,0000V	0,0000V
7FFH	+2,4987V	+4,9976V	-0,0013V	-0,0024V	-0,0049V
000H	0,0000V	0,0000V	-2,5000V	-5,0000V	-10,0000V
1LSB	1,22 mV	2,44 mV	1,22 mV	2,44 mV	4,88 mV

Figura IV.6 - Valores de calibração para ajuste de desvio e ganho do DAC667

CONEXÕES À ALIMENTAÇÃO ^[8] :

Foram adicionados capacitores de tântalo de $10\ \mu\text{F}$ (C47 e C48) para desacoplamento sendo que eles foram instalados o mais perto possível do conversor D/A para um melhor desempenho. O DAC667 apresenta caminhos separados para a alimentação analógica e digital permitindo conexões otimizadas para baixo ruído e desempenho em alta velocidade.

É recomendável que tanto o terra da alimentação (pino 16) como o terra analógico (AGND - pino 5) sejam conectados diretamente a um plano de terra sob o encapsulamento do circuito integrado. Se um plano de terra não fosse usado, conectaria-se os pinos 16 e 5 juntos o mais perto possível do componente. Visto que o ponto de referência para V_{OUT} e $V_{REF OUT}$ é o pino AGND, é também importante conectar a carga diretamente em relação ao pino AGND.

A mudança na corrente no pino AGND devido a uma mudança na palavra de dados de entrada de 000H para FFFH é somente de 1 mA.

INTERFACEAMENTO PARA BARRAMENTO ¹⁸¹ :

O DAC667 é facilmente interfaceavel para sistemas microprocessadores de 8 bits de todos os tipos, que é o caso dos computadores da linha IBM-PC, XT e AT (desde 286 até 486). A lógica de controle torna possível o uso de formato de dados justificáveis à esquerda ou à direita. Formatos de dados para barramentos de 8 bits são mostrados na figura IV.7:

DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4
DB3	DB2	DB1	DB0	X	X	X	X

(a) Justificado à esquerda

X	X	X	X	DB11	DB10	DB9	DB8
DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0

(b) Justificado à direita

Figura IV.7 - Formatos de dados de 12 bits para sistema de 8 bits

Quando um D/A de 12 bits é carregado a partir de um barramento de 8 bits, dois bytes são requeridos. Se o programa de *software* considera os dados serem uma fração binária de 12 bits (entre 0 e 4095/4096), os dados são justificados à esquerda, com os oito bits mais significativos em um byte e os bits remanescentes na metade superior do outro byte. Dados justificados à direita necessitam que os bits menos significativos ocupem um byte, com os quatro bits mais significativos residindo na metade inferior do outro byte.

Em relação à placa de aquisição de dados, o conversor D/A DAC667 foi interfaceado com o computador usando-se dados justificáveis à direita pois isso simplifica operações aritméticas de números inteiros.

Cabe lembrar que também o DAC667 é possível de ser interfaceado com barramentos de 12 e 16 bits, sendo que nesse caso ele ocupa uma única locação de memória.

4.1.3. CONVERSOR ANALÓGICO-DIGITAL DE 12 BITS

O conversor analógico-digital que foi implementado na placa de aquisição de dados é basicamente o circuito integrado CMOS monolítico ADC7802 fabricado pela Burr-Brown Corporation, que é um conversor A/D de 12 bits com amostragem/retenção interna e multiplexador de quatro canais.

Um ciclo de autocalibração, ocorrendo automaticamente ao ligar-se a placa, garante um erro não ajustável dentro de $\pm 1/2$ LSB sobre a faixa de temperatura especificada do componente (que no caso do C.I. sendo usado na placa é de -40°C a $+85^{\circ}\text{C}$), eliminando-se a necessidade de ajuste de ganho ou desvio.

Os requerimentos de uma única fonte de alimentação de +5V e os sinais de controle padrões $\overline{\text{CS}}$, $\overline{\text{RD}}$ e $\overline{\text{WR}}$ tornam o componente muito fácil de se usar em aplicações com microprocessadores. Os resultados da conversão são disponíveis em dois bytes através de um barramento de saída em três-estados (nível baixo, nível alto e alta impedância). A figura IV.8 mostra o esquema elétrico deste conversor A/D de 12 bits que foi desenvolvido na placa de aquisição de dados:

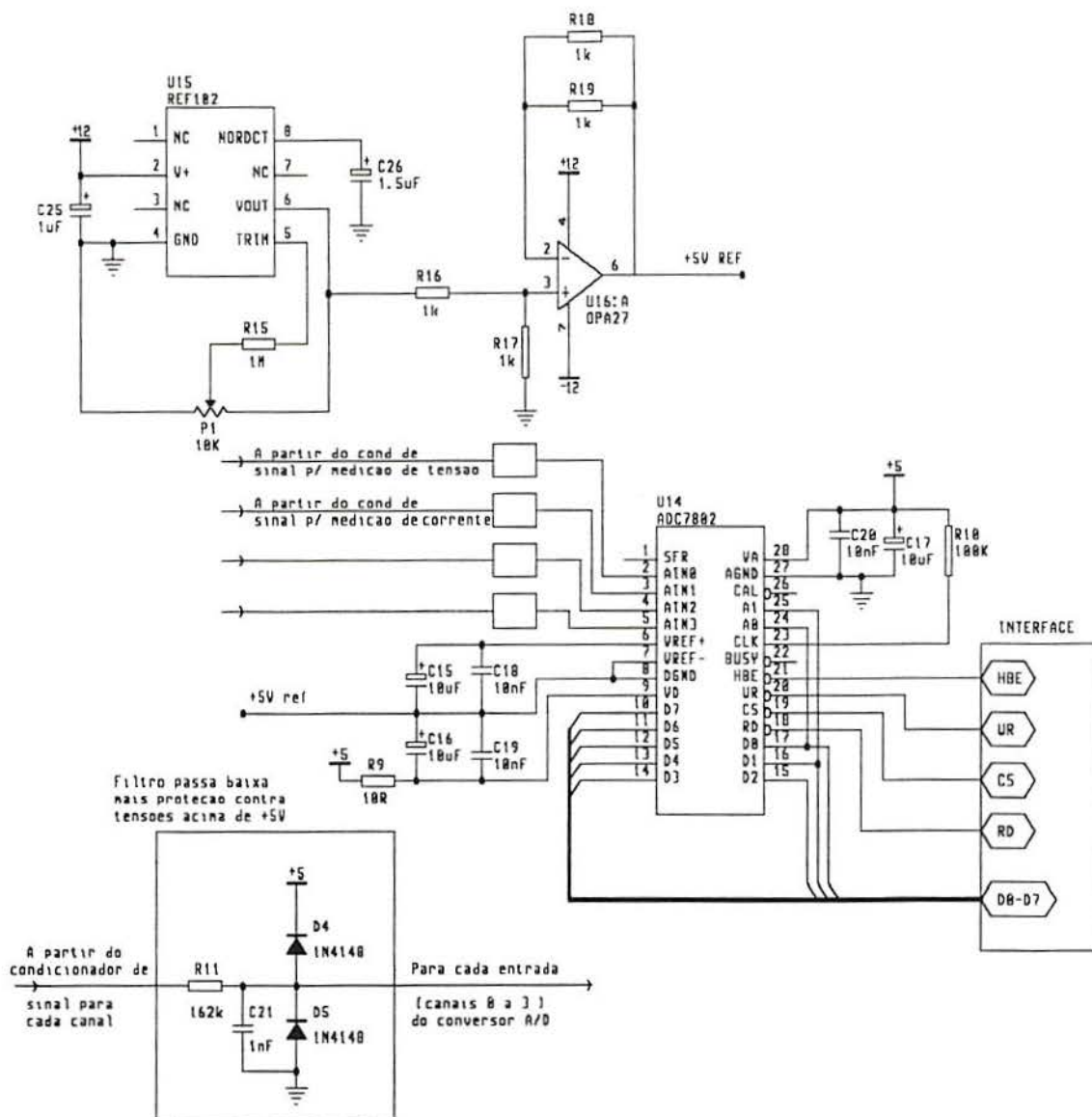


Figura IV.8 - Conversor A/D de 12 bits

O ADC7802 emprega as vantagens da avançada tecnologia CMOS (densidade lógica, capacitores estáveis, chaves analógicas de precisão e baixo consumo de potência - em torno de 10 mW) sendo que o estágio de entrada consiste de um multiplexador analógico com uma tranca endereçável para selecionar um dos quatro canais de entrada. O estágio conversor consiste de uma arquitetura de aproximação sucessiva avançada usando redistribuição de cargas numa rede de capacitores para digitalizar o sinal de entrada. Um circuito de autozeramento diferencial de temperatura estabilizada é usado para minimizar erros de desvio no comparador. Isto permite que os erros de desvio sejam corrigidos durante a fase de aquisição de cada ciclo de conversão.

A figura IV.9 mostra o diagrama em blocos interno ^[9] do ADC7802:

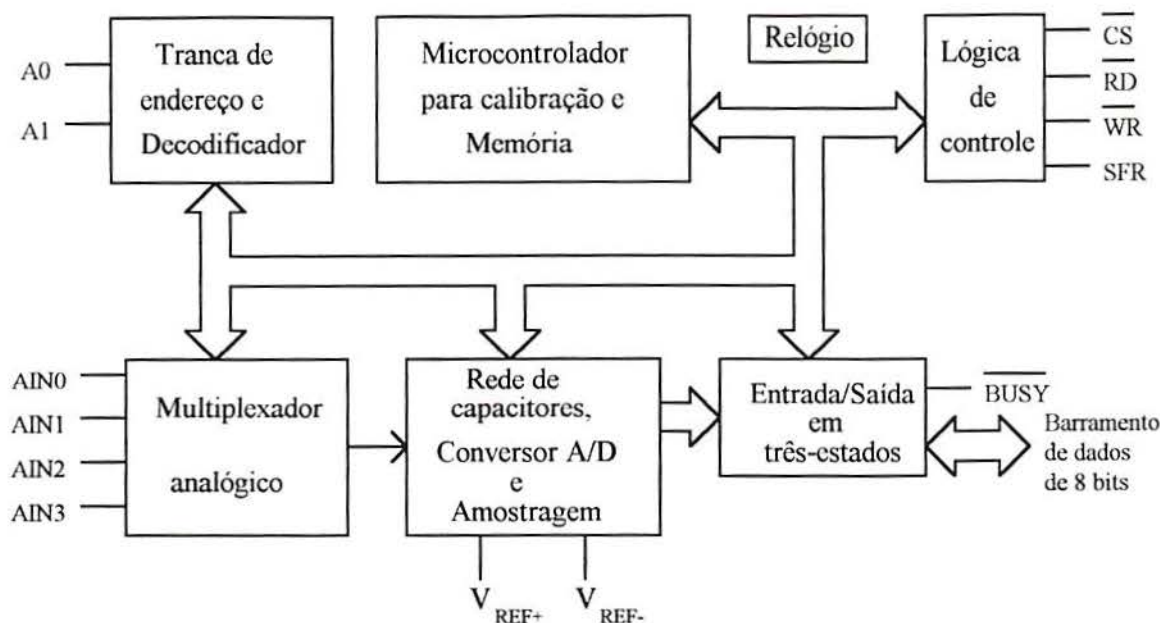


Figura IV.9 - Diagrama em blocos interno do ADC7802

Os erros de linearidade na rede de capacitores de pesos binários são corrigidos usando-se uma rede de capacitores de ajuste e fatores de correção que estão armazenados na memória interna do componente. Os termos de correção são calculados por um microcontrolador durante um ciclo de calibração, iniciado tanto pela energização do circuito ou pela aplicação de um sinal de calibração externo a qualquer momento. Durante a conversão, os corretos capacitores de ajuste são chaveados para a rede principal de capacitores como necessidade de se corrigir a acuracidade da conversão. Isto é mais rápido do que um sistema de correção de erro digital complexo, o qual poderia atrasar a taxa de saída. Com todos os capacitores da rede principal e da rede de ajuste localizados no mesmo componente, excelente estabilidade é alcançada, tanto em relação à temperatura como ao tempo.

Para flexibilidade, os circuitos de temporização incluem tanto um gerador de relógio interno como uma entrada para um relógio externo para sincronizar-se com sistemas externos. Sinais de controle padrão e registradores de entrada/saída de três-estados simplificam o interfaceamento do ADC7802 para a maioria dos sistemas de armazenagem digitais, microprocessados ou microcontrolados.

INICIANDO UMA CONVERSÃO ^[91] :

Um comando de conversão no pino 20 (\overline{WR}) inicia uma conversão. O pino 22 (\overline{BUSY}) estará em nível baixo durante o processo de conversão (incluindo a conversão e a aquisição da amostra) e sobe somente após que a conversão esteja completa. Os dois bytes dos dados de saída podem então ser lidos usando-se os pinos 18 (\overline{RD}) e 21 (HBE).

A conversão é iniciada na borda ascendente da entrada \overline{WR} , com sinais válidos em A0, A1 e \overline{CS} . O canal de entrada selecionado é amostrado por cinco ciclos de relógio, durante os quais o desvio do comparador é zerado automaticamente para abaixo de 1/4LSB de erro. A conversão de aproximação sucessiva ocorre durante os ciclos de relógio 6 até 17.

As figuras IV.10 e IV.11 ¹⁹⁾ mostram a sequência de conversão completa e a temporização para iniciar uma conversão:

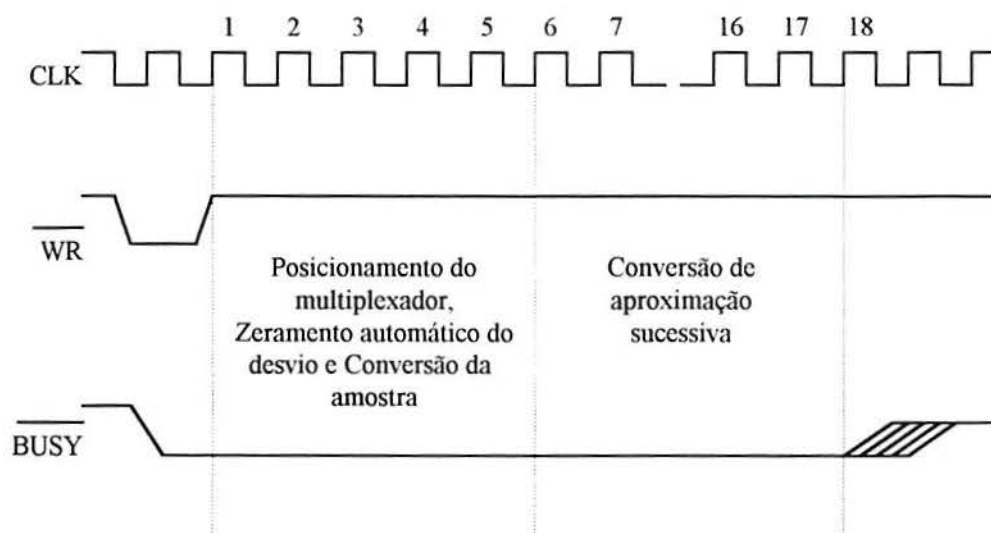


Figura IV.10 - Temporização de conversão

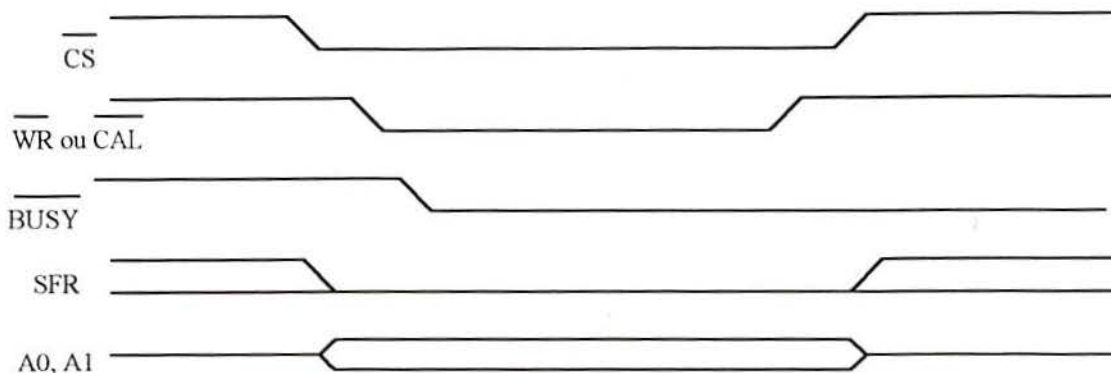


Figura IV.11 - Temporização do ciclo de escrita (iniciando conversão ou calibração)

CALIBRAÇÃO ¹⁹¹ :

Um ciclo de calibração é iniciado automaticamente ao ligar-se a alimentação (ou após uma falha da mesma). A calibração pode também ser iniciada pelo usuário a qualquer hora pela borda de subida de um pulso em nível baixo de no mínimo 100 ns no pino $\overline{\text{CAL}}$ (pino 26), ou por posicionando-se D1 em nível alto no Registrador de Função Especial.

Um comando de calibração irá iniciar um ciclo de calibração, independentemente se uma conversão está em andamento. Durante um ciclo de calibração, comandos de conversão são ignorados. A calibração leva 168 ciclos de relógio e uma conversão normal (17 ciclos de relógio) é adicionada automaticamente.

Evidentemente que para máxima acuracidade, as alimentações e a referência necessitam ser estáveis durante o processo de calibração. Para assegurar que as tensões de alimentação e a tensão de referência estejam posicionadas e sejam estáveis, um temporizador interno fornece um período de espera de 42425 ciclos de relógio entre energização/falha de alimentação e o início do ciclo de calibração.

LENDO DADOS ¹⁹¹ :

Os dados do ADC7802 são lidos em dois bytes de 8 bits, com o byte Baixo contendo os 8 bits menos significativos e o byte Alto contendo os 4 bits mais significativos de dados. As saídas são codificadas em binário (com 0V = 000H e 5V = FFFH), sendo os dados apresentados no formato justificado à direita. Duas operações são necessárias para transferir o byte Alto e o byte Baixo, e os bytes são apresentados de acordo com o nível de entrada no pino de Habilidade de Byte Alto (HBE - *High Byte Enable*).

Os bytes podem ser lidos em qualquer ordem, dependendo do *status* da entrada HBE. Se HBE muda enquanto $\overline{\text{CS}}$ e $\overline{\text{RD}}$ estão em nível baixo, os dados de saída mudarão para corresponder à entrada HBE. A figura IV.12 ¹⁹¹ mostra a temporização para ler-se primeiro o byte Baixo e após o byte Alto:

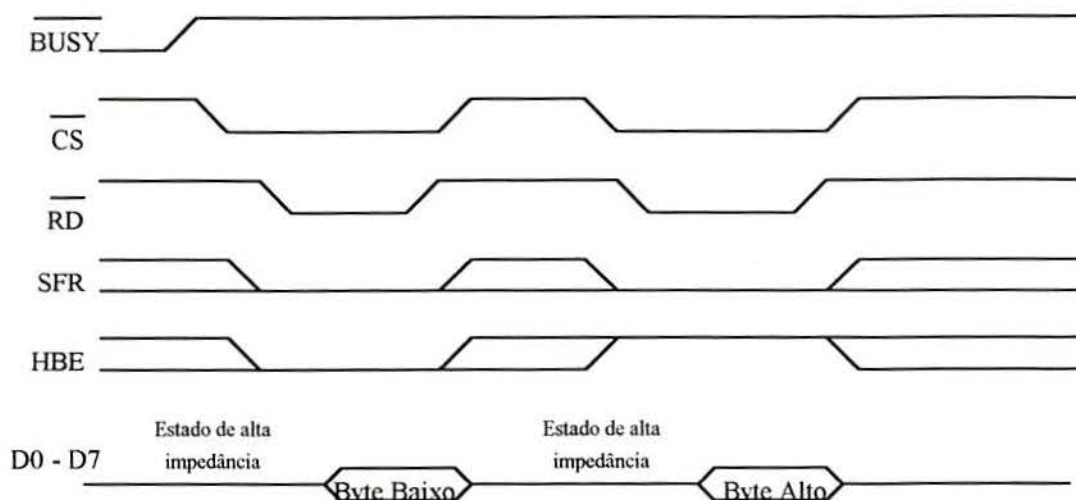


Figura IV.12 - Temporização do ciclo de leitura

A figura IV.13 ¹⁹¹ mostra as funções das várias linhas de controle no ADC7802:

$\overline{\text{CS}}$	$\overline{\text{RD}}$	$\overline{\text{WR}}$	SFR	HBE	$\overline{\text{CAL}}$	$\overline{\text{BUSY}}$	Operação
X	X	X	X	X	0 \hat{u} 1	X	Inicia ciclo de calibração.
X	X	X	X	X	X	0	Conversão ou calibração em processo. Inibe partida de nova conversão.
1	X	X	X	X	1	X	Nenhuma. Saídas em estado de alta impedância.
0	1	0 \hat{u} 1	0	X	1	1	Inicia conversão.
0	0	1	0	0	1	X	Conversão do byte Baixo resulta em saída no barramento de dados.
0	0	1	0	1	1	X	Conversão do byte Alto resulta em saída no barramento de dados.
0	1	0	1	1	1	1	Escreve no SFR e a borda de subida em $\overline{\text{WR}}$ inicia conversão.
0	0	1	1	1	1	X	Conteúdos do SFR saem no barramento de dados.
0	1	0	1	0	1	X	Reservado para uso de fábrica.
0	0	1	1	0	1	X	Reservado para uso de fábrica. (Dados não previsíveis no barramento de dados).

Figura IV.13 - Funções das linhas de controle

O ADC7802 fornece dois modos para ler os resultados da conversão. Ao ligar-se o micro, o conversor fica posicionado no Modo Transparente.

MODO TRANSPARENTE ¹⁹¹ :

Este é o modo *default* para o ADC7802. Neste modo, as decisões de conversão a partir do registrador de aproximação sucessiva são trancadas dentro do registrador de saída à medida em que elas são efetivadas. Logo, o byte Alto (os quatro bits mais significativos) pode ser lido após o término do nono ciclo de relógio (cinco ciclos de relógio para estabelecimento da multiplexação, aquisição da amostra e auto-zeramento do comparador seguidos por quatro ciclos de relógio para as decisões dos 4 MSBs).

Os 12 bits de dados estão disponíveis após que o sinal $\overline{\text{BUSY}}$ tem ficado em nível alto ou o sinalizador de *status* interno tenha ficado em nível baixo (D7 quando HBE é alto).

MODO DE SAÍDA TRANCADA ¹⁹¹ :

Este modo é ativado escrevendo-se em nível alto para D0 e em nível baixo para D1 a D7 no Registrador de Função Especial com $\overline{\text{CS}}$ e $\overline{\text{WR}}$ em nível baixo e SFR e HBE em nível alto.

Neste modo, os dados a partir de uma conversão são trancados dentro dos *buffers* de saída somente após que uma conversão esteja completa, e permanecem lá até que a próxima conversão esteja completa. O resultado da conversão é válido durante a próxima conversão. Isto permite que os dados sejam lidos mesmo após que uma nova conversão tenha se iniciado, para uma saída do sistema mais rápida.

REGISTRADOR DE FUNÇÃO ESPECIAL (SFR) ¹⁹¹ :

Embora não esteja sendo utilizado, um registrador interno está disponível para determinar dados adicionais relativos ao ADC7802 também como para escrever instruções adicionais para o conversor. O acesso ao Registrador de Função Especial poderia ser feito colocando-se o pino SFR em nível alto.

CARACTERÍSTICAS DO SINAL DE ENTRADA ¹⁹¹ :

O ADC7802 pode digitalizar com precisão sinais de até 500 Hz, sendo que além deste ponto haverá um aumento de distorção. Sinais de entrada mais rápidos do que 8 mV/ μ s podem deteriorar a precisão. Isto é uma consequência do circuito de auto-zeramento de alta precisão usado durante a fase de aquisição. Como os sinais amostrados de potencial e corrente são de no máximo uns 100 Hz, então não há necessidade de preocupar-se com isso. Caso haja aplicações requerendo sinais de banda de frequência mais altas, deve-se usar um bom circuito de amostragem/retenção externo.

O ADC7802 possui uma alta impedância de entrada (corrente de polarização de entrada em relação à temperatura é no máximo 100 nA) e uma baixa capacitância (50 pF) de entrada. Para assegurar uma conversão com precisão de 12 bits, a fonte analógica deve estar apta para carregar o capacitor de 50 pF e acomodar-se dentro dos cinco primeiros ciclos de relógio após que uma conversão seja iniciada. Durante este tempo a entrada é também muito sensível ao ruído na entrada analógica, visto que ela poderia ser injetada para dentro do arranjo de capacitores. No caso desta placa de aquisição de dados, um simples filtro passa-baixa passivo foi conectado a cada entrada do ADC7802 (ver figura IV.8) com a finalidade de melhorar a qualidade do sinal de entrada, diminuindo os efeitos de *aliasing*.

A faixa do sinal de entrada não deve exceder $\pm V_{REF}$ ou V_A por mais que 0,3 V (ou seja 5,3 V). As entradas analógicas estão internamente grampeadas à V_A . Foi conectado a cada uma das entradas do conversor A/D um conjunto de dois diodos de silício, sendo que assim a faixa do sinal de entrada está limitada **teoricamente** entre -0,6 V e +5,6 V (na prática é um pouco menor, visto que geralmente a tensão de alimentação da placa está um pouco abaixo de 5V). Para impedir danos ao ADC7802, a corrente que pode fluir para dentro das entradas deve ser limitada à 20 mA.

ENTRADAS DE REFERÊNCIA ^[9] :

Visto que este conversor A/D não possui referência interna, foi então implementado um circuito de referência externa de alta precisão (ver figura IV.8) usando-se o REF102 que é uma referência de tensão de 10 V ^[7] em conjunto com um OPA27 (amplificador operacional de precisão de baixíssimo ruído) ^[6], ambos fabricados pela Burr-Brown Corporation. O amplificador operacional OPA27 é empregado como um amplificador não-inversor de precisão de ganho 0,5 resultando numa referência de tensão de 5 V para o ADC7802.

Um capacitor de tântalo de 10 μ F (C15) foi conectado entre V_{REF+} e V_{REF-} para assegurar uma impedância de fonte baixa. Este capacitor deve estar localizado tão perto quanto possível do ADC7802 para reduzir erros dinâmicos, visto que a referência fornece pacotes de corrente à medida que os passos de aproximações sucessivas são executados.

V_{REF+} não deve exceder V_A . Embora a precisão esteja especificada com $V_{REF+} = 5$ V e $V_{REF-} = 0$ V, o conversor A/D pode funcionar com V_{REF+} tão baixa como 2,5 V e V_{REF-} tão alta como 1 V. Uma vez que haja ao menos uma diferença de 2,5 V entre V_{REF+} e V_{REF-} , o valor absoluto dos erros não muda significativamente, de modo que a precisão tipicamente estará dentro de ± 1 LSB (1/2 LSB para um alcance de 5 V é 610 μ V, o qual é 1 LSB para um alcance de 2,5 V).

A fonte de alimentação para a fonte de referência deve ser considerada durante o projeto do sistema para impedir que V_{REF+} exceda (ou ultrapasse) V_A , particularmente ao energizar-se o sistema.

Também, se após a energização do sistema a referência não ficar estável dentro de 42425 ciclos de relógio, um ciclo de calibração adicional pode ser necessário.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO ^[9] :

As linhas das fontes de alimentação analógica e digital para o ADC7802 foram desviadas com capacitores de tântalo de 10 μ F (C15, C16 e C17) tão pertos quanto possíveis ao ADC7802. Embora o conversor A/D tenha excelente rejeição de fonte de alimentação, mesmo para frequências mais altas, fontes de alimentação reguladas lineares são recomendadas (como as que são usadas nos microcomputadores).

ATERRAMENTO ^[9] :

Para maximizar a precisão do ADC7802, os terras analógico e digital não são conectados internamente. Estes pontos devem ter impedância muito baixa para evitar que ruído digital realimente-se de volta para o terra analógico. O pino V_{REF} – é usado com ponto de referência para os sinais de entrada, logo ele deve estar conectado diretamente ao DGND para reduzir problemas de ruído em potencial.

4.1.4. CONDICIONADORES DE SINAIS

O conversor A/D 7802 que está sendo usado nesta placa de aquisição de dados tem como inconveniente a característica de aceitar somente sinais de tensão entre 0 e + 5V em qualquer um dos seus quatro canais de entrada disponíveis. Nesta placa somente dois canais de entrada do conversor A/D estão sendo ocupados, o canal 0 para a medição de potencial da célula e o canal 1 para a medição de corrente que passa pela célula.

Para adaptar-se a medição destas duas grandezas pelo conversor, foi necessário o emprego de condicionadores de sinais para ter-se sinais de tensão entre 0 e + 5V em ambas as entradas.

CONDICIONADOR DE SINAL PARA MEDIÇÃO DE TENSÃO:

O potencial aplicado à célula pode variar entre - 5V e + 5V, sendo que na maioria dos experimentos a faixa de potencial situa-se entre -2V e +2V. O condicionador de sinal para medição de tensão pelo canal 0 do conversor A/D tem por finalidade converter um potencial entre - 5V e + 5V para 0 e + 5V. A figura abaixo mostra tal circuito:

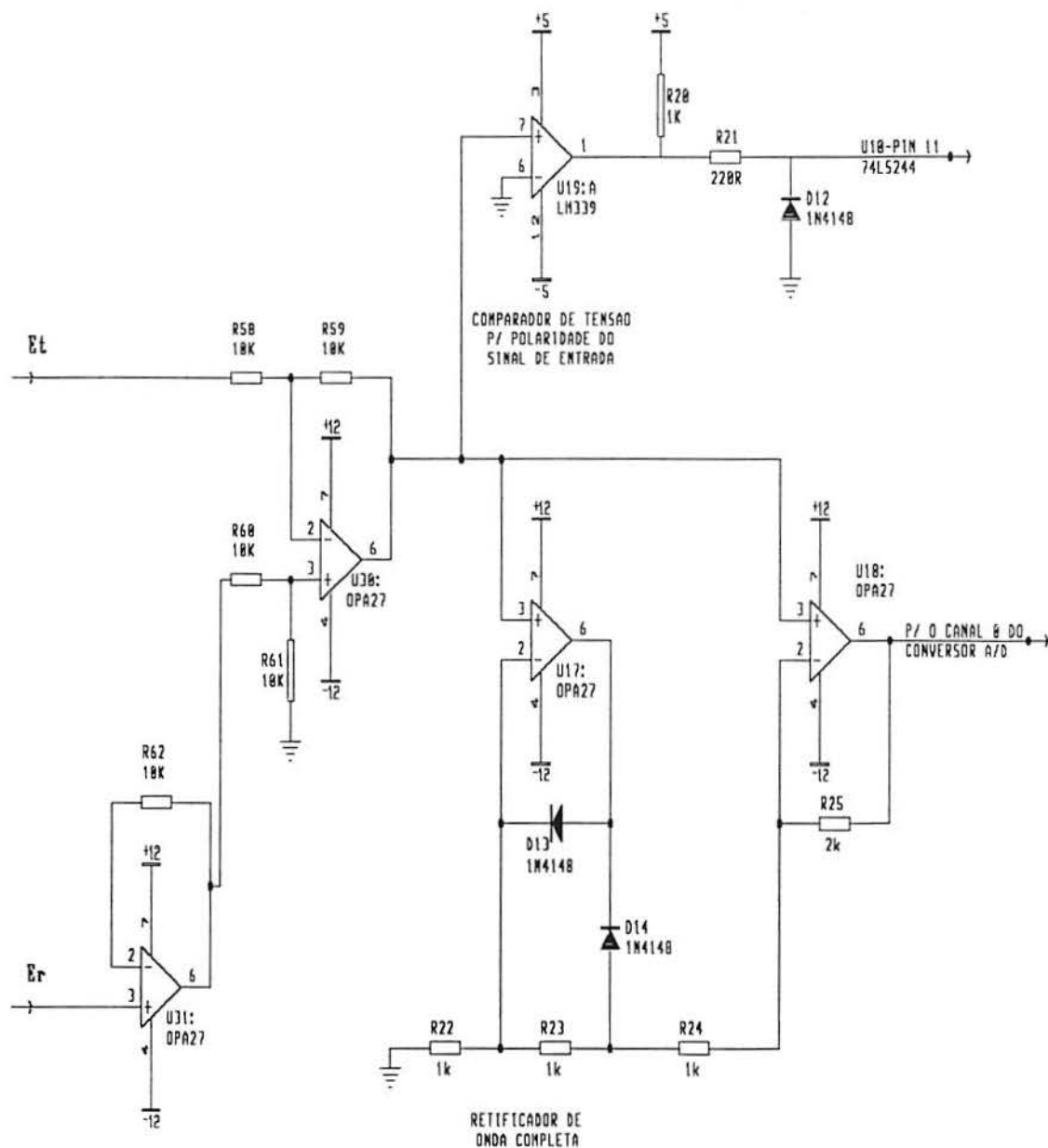


Figura IV.14 - Condicionador de sinal para medição de tensão

Este condicionador é composto de um circuito de valor absoluto (retificador de onda completa) e um comparador de tensão para indicar a polaridade do sinal de entrada que está sendo retificado e aplicado ao canal 0 do conversor.

O circuito de valor absoluto é um circuito de alta impedância sendo que a retificação de onda completa é alcançada pelo chaveamento de realimentação em torno de U17 que conecta e desconecta um dos dois caminhos do sinal para U18. Sinais positivos desenvolvem uma corrente positiva a qual faz com que D13 conduza visto que nem D14 e nem a entrada do amplificador podem fornecer esta corrente.

Com somente D13 conduzindo, o componente U17 é conectado como um seguidor de tensão e força o potencial entre R22 e R23 a seguir o sinal de entrada. Igualmente a realimentação em torno de U18 ocasiona as suas duas entradas a forçarem que o potencial entre R24 e R25 também siga o sinal de entrada. Com isso não há diferença de tensão entre o valor de potencial entre R22 e R23 e o valor de potencial entre R24 e R25, assim nenhuma corrente flue entre os dois pontos. Como resultado, nenhuma corrente é gerada para o caminho de realimentação de U18 e a tensão de saída irá se igualar à tensão de entrada. Em suma, sinais de entrada positivos ocasionam U17 a efetivamente desconectar um caminho do sinal para U18, e este desempenha o papel de um seguidor de tensão.

Quando o sinal de entrada é negativo, ambos os caminhos de sinal para U18 estão conectados. A corrente negativa resultante que passa por R22 faz com D13 corte e D14 conduza, conectando U17 como um amplificador não-inversor com um ganho de +2. Este amplificador apresenta um sinal de $2 \cdot e_i$ para U18, sendo que este último aparece como um amplificador inversor de ganho -2 para este primeiro caminho do sinal. Para o outro sinal na sua entrada inversora, U18 aparece como um amplificador não-inversor com um ganho de +3. Usando-se superposição para combinar os efeitos dos dois sinais, o sinal de saída do circuito de valor absoluto é:

$$e_o = -4 \cdot e_i + 3 \cdot e_i = -e_i \quad \text{para } e_i < 0$$

Logo uma mudança na polaridade do sinal de entrada muda o ganho do circuito num todo de +1 para -1. O sinal de saída é portanto sempre positivo sendo ligado ao canal 0 do conversor A/D.

O comparador de tensão para a polaridade do sinal de potencial é basicamente o circuito integrado U19 (LM339 - comparador diferencial quádruplo) sendo que sua entrada inversora está aterrada e sua entrada não-inversora recebe o sinal de potencial da célula. Se o sinal de potencial é positivo a saída do comparador será +5V, caso contrário será -5V. Os resistores R20 e R21 e o diodo D12 fazem com que a saída do comparador seja adaptada para níveis TTL de modo que possa-se ter um bit de polaridade que é lido pelo U10 (74LS244 - *buffer* octal de entrada).

CONDICIONADOR DE SINAL PARA MEDIÇÃO DE CORRENTE:

A corrente que passa pela célula pode variar entre -1A e +1A, sendo que a faixa mais usual de operação situa-se entre -10 mA e +10 mA. O condicionador de sinal para medição de corrente pelo canal 1 do conversor A/D tem como finalidade converter uma corrente entre -1A e +1A para um potencial entre 0 e +5V.

Este condicionador de sinal foi dividido em duas partes: a parte I é o conversor corrente-tensão que está na placa das escalas de corrente (ver item III.1), sendo que a parte II é composta por um atenuador diferencial, um circuito de valor absoluto (retificador de onda completa), um amplificador não-inversor e um comparador de tensão para indicar a polaridade do sinal de entrada que está sendo retificado e aplicado ao canal 1 do conversor. A figura IV.15 mostra a parte II deste condicionador que está localizada na placa de aquisição de dados:

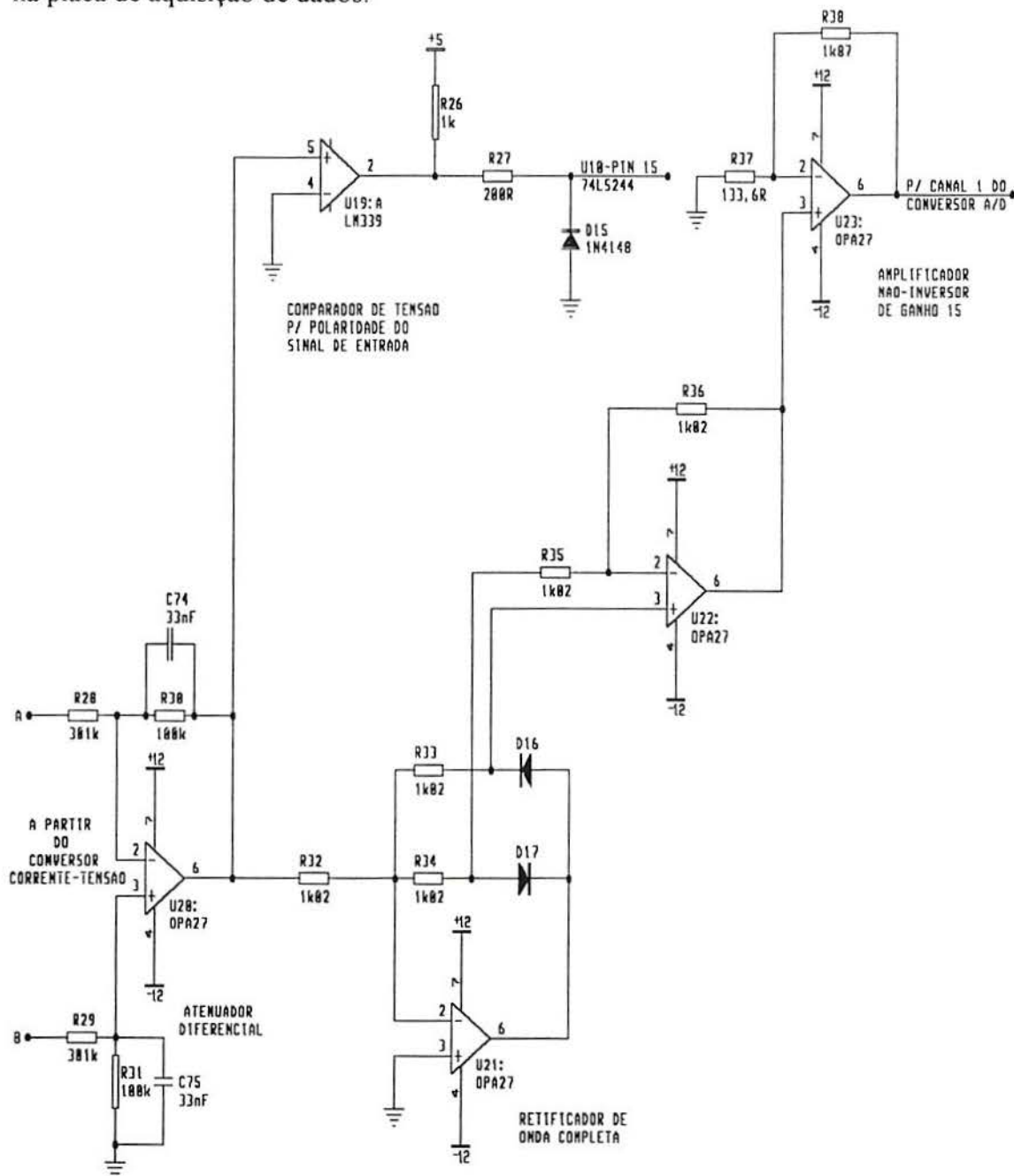


Figura IV.15 - Condicionador de sinal para medição de corrente (parte II)

Está conectado ao conversor corrente-tensão um atenuador diferencial de aproximadamente 0,333 ($R_{30}/R_{28} = R_{31}/R_{29} = 100 \text{ k}\Omega/301 \text{ k}\Omega$) pois a tensão utilizada pelo potenciostato para gerar a corrente necessária pode chegar até $\pm 30 \text{ V}$. Logo um atenuador desta grandeza faz com que a tensão flutuante possa ser no máximo $\pm 10 \text{ V}$, o que está abaixo das tensões de alimentação dos amplificadores operacionais utilizados neste condicionador (+ 12V e - 12V). Outra função importante deste atenuador é fazer com que o sinal de tensão flutuante do conversor corrente-tensão fique devidamente aterrado.

O circuito de valor absoluto (retificador de onda completa) é quase o mesmo retificador utilizado no condicionador de sinal para medição de tensão pelo canal 0 do conversor A/D. Neste circuito a realimentação em torno de U21 chaveia para controlar a distribuição da corrente que passa por R32 entre os dois caminhos do sinal. O chaveamento é induzido por uma mudança na polaridade do sinal de saída do atenuador diferencial, e isto resulta numa mudança no ganho do circuito de +1 para -1. Para uma tensão de entrada positiva a corrente que passa por R32 será positiva e irá polarizar diretamente D17 e polarizar reversamente D16. Isto faz com que U21 seja conectado como um inversor energizando o resistor R35 da entrada inversora de U22. Com D16 cortado, a entrada não-inversora de U22 é mantida no terra virtual da entrada de U21. Logo o circuito fica configurado como dois inversores cascadeados para resultar $e_o = e_i$ para sinais de entrada positivos.

Quando o sinal de entrada no retificador é negativo, D17 está cortado e D16 está conduzindo. Isto faz com que U21 seja conectado como um inversor energizando a entrada não-inversora de U22, e é esta "chave" para a outra entrada de U22 que muda o sinal do ganho do circuito. Neste modo nem toda a corrente que passa por R32 flue no novo resistor de realimentação (R33) em torno de U21, à medida que a corrente de sinal continua a fluir pelo outro caminho. Ambos os caminhos para o sinal levam ao mesmo potencial nas entradas de U22, de modo que a corrente divide-se entre os dois caminhos na proporção de suas resistências. Dois terços da corrente flue no resistor de realimentação de U21 resultando numa tensão de saída de $-2 \cdot e_i/3$. A terceira parte remanescente da corrente flue pelo caminho oposto através do resistor de realimentação de U22 desenvolvendo uma tensão neste resistor de $-e_i/3$. A partir da combinação destas tensões, a tensão de saída torna-se $e_o = -e_i$ para sinais de entrada negativos.

O comparador de tensão usado para indicar a polaridade do sinal de corrente é praticamente o mesmo usado no condicionador de sinal para medição de tensão, sendo usado inclusive o mesmo circuito integrado (U19) visto que ele possui quatro comparadores independentes.

Como o conversor corrente-tensão gera uma tensão entre - 1V e + 1V e o atenuador diferencial faz com que a tensão fique entre - 0,333V e + 0,333V, foi conectado na saída do retificador de onda completa um amplificador não-inversor de ganho 15 [$(R_{38}/R_{37}) + 1$] para que o sinal de tensão a ser medido pelo canal 1 do conversor A/D fique entre 0 e + 5V.

4.1.5. CIRCUITO DE MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA

O circuito de medição da variação de frequência do cristal piezoelétrico da microbalança é baseado no método da contagem recíproca. Inicialmente pensou-se em usar o método tradicional de contagem cujo diagrama simplificado ^[10] é mostrado abaixo:

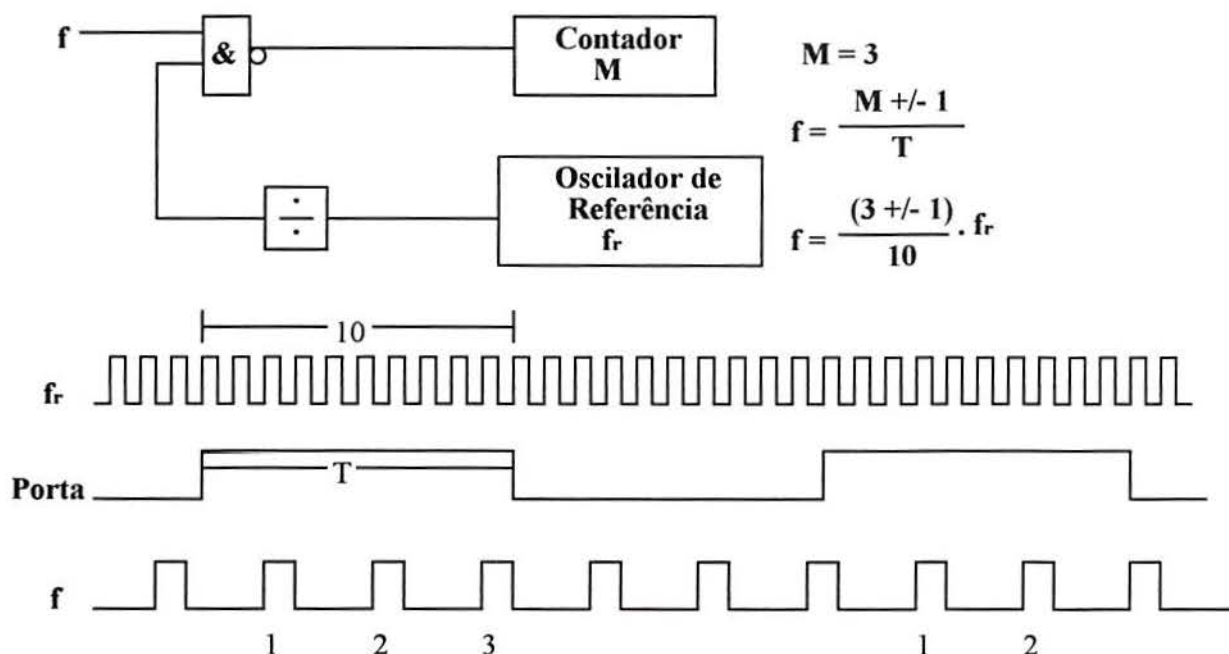


Figura IV.16 - Diagrama simplificado do método de contagem padrão

Neste método um tempo de *gate* (porta) é criado dividindo-se uma frequência de referência alta para um período adequado T . Os pulsos de frequência que se desejam medir são simplesmente acumulados durante o tempo em que o sinal da porta está em nível alto.

Se $T = 1$ s, por exemplo, a saída do contador M é igual à frequência do sinal de entrada. Outros períodos de porta (0,1 segundos, 10 segundos, etc) são convenientemente escalonados por um desvio de ponto decimal ou por um simples fator de multiplicação.

Visto que o período da porta não está sincronizado com os pulsos de frequência do sinal de entrada, há uma imprecisão de contagem de mais ou menos uma contagem sobre o contador M . Isto é facilmente visto imaginando-se uma janela de largura T ao longo da forma de onda dos pulsos de frequência do sinal de entrada, como mostrado na figura acima. Embora a primeira porta conte três bordas de subida da frequência do sinal de entrada f , o período da segunda porta conta somente duas.

A resolução que pode ser alcançada por este método está relacionada ao período da porta, T , vezes a frequência de fundo de escala do sinal de entrada. Isto é igual ao número de contagens, M , em fundo de escala. Ou seja, para medirmos uma variação de 10 Hz necessita-se de no mínimo 100 ms, já para uma variação de 1 Hz necessita-se de no mínimo 1 segundo.

Muitas aplicações requerem conversões relativamente altas (períodos de porta curtos) com alta resolução, como é o caso da microbalança já que todos os dados são coletados pela placa de aquisição de dados e mostrados numa tela em ambiente gráfico no computador.

Devido a esses inconvenientes adotou-se o método de contagem recíproca, cujo diagrama simplificado ^[10] está mostrado logo a seguir:

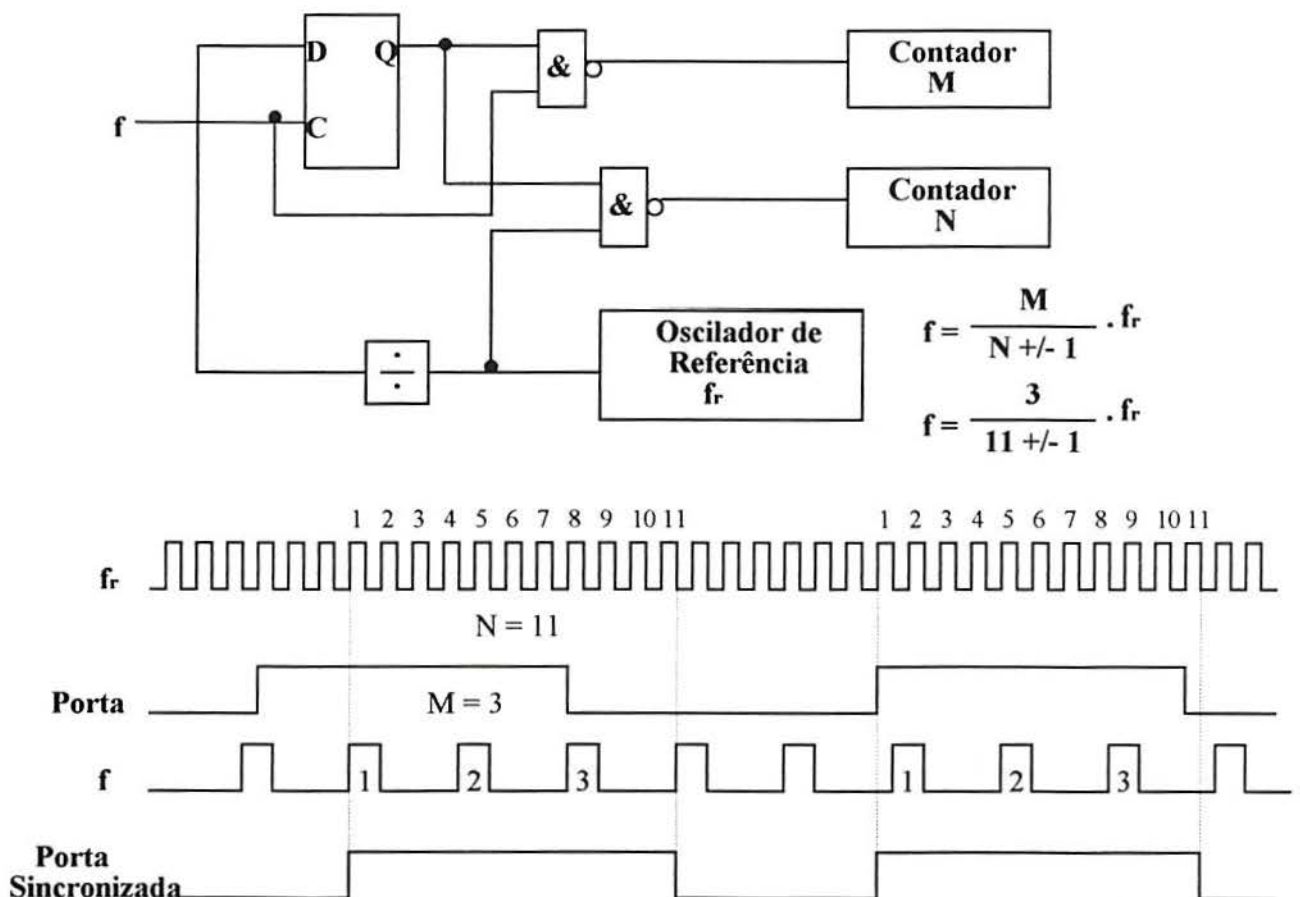


Figura IV.17 - Diagrama simplificado do método de contagem recíproca

Contando-se N pulsos a partir de um relógio de frequência alta, os quais ocorrerão durante um número inteiro de M pulsos do sinal de entrada, uma relação precisa da frequência desconhecida f para a frequência de referência f_r é determinada. Isto é implementado usando-se um *flip-flop* tipo D cronometrado com o sinal de entrada. Um novo período de porta sincronizado é criado, o qual é um número exato de pulsos de frequência do sinal de entrada.

Em relação ao método de contagem padrão o qual possui um erro de mais ou menos um pulso sobre M , a porta sincronizada conta com precisão um número inteiro de pulsos de frequência desconhecida. Durante o mesmo período da porta sincronizada pulsos de relógio de alta velocidade são contados. Vistos que estes pulsos de relógio de alta velocidade não estão sincronizados com a porta, esta contagem possui um erro de mais ou menos um pulso. Alta resolução é alcançada tornando-se o oscilador de referência uma frequência bem alta de modo que a contagem N é um número bem alto. O erro de uma contagem pode então ter apenas um pequeno efeito no resultado.

O circuito de medição de frequência que foi desenvolvido para a microbalança usando-se este método é mostrado na figura abaixo:

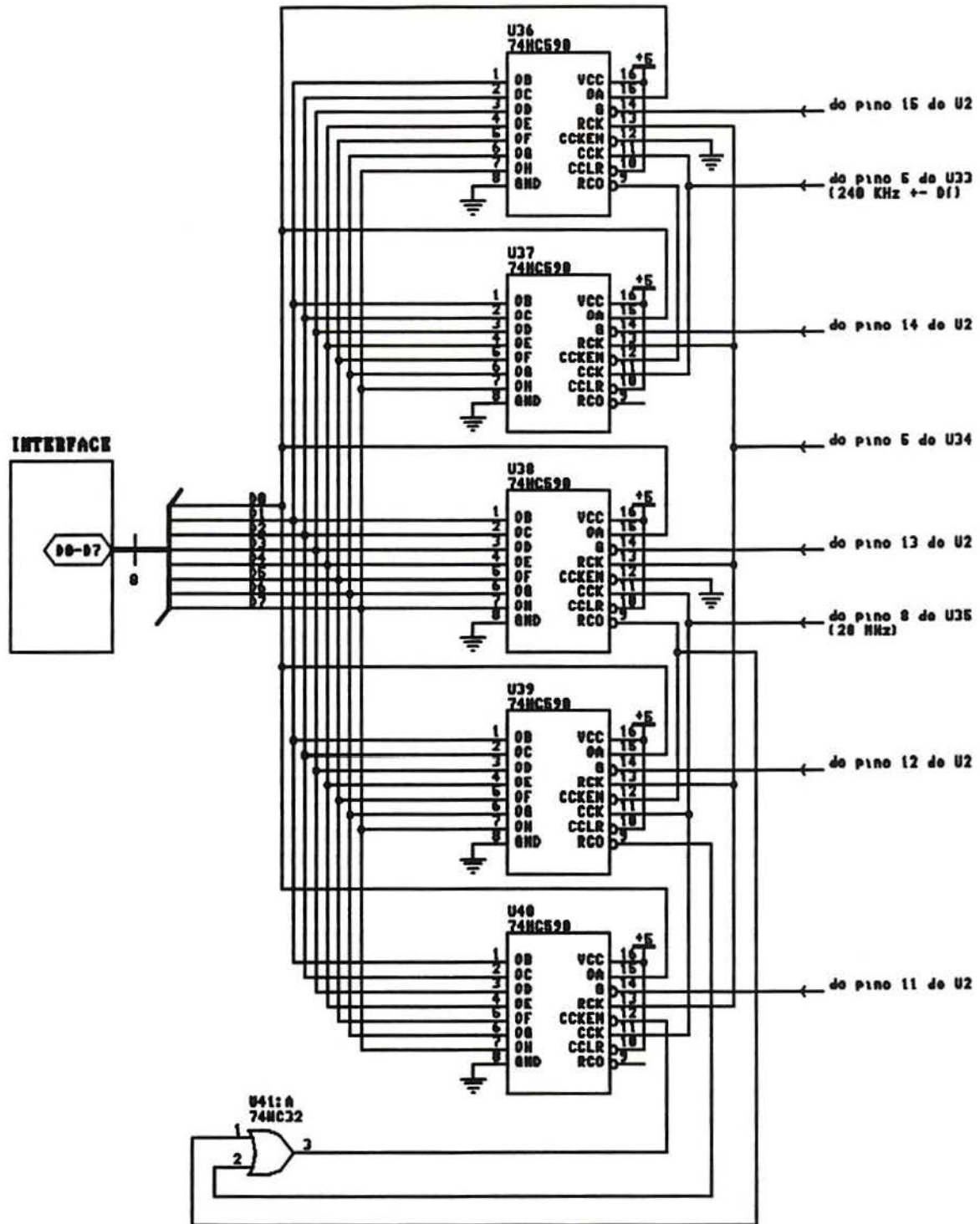


Figura IV.18 - Circuito de medição de contagem recíproca

O componente responsável pela contagem dos pulsos é o 74HC590 (contador assíncrono binário de 8 bits com registradores de saída de três estados) ^[28]. Este dispositivo contém um contador binário de 8 bits que alimenta um registrador de armazenamento de 8 bits. O registrador possui saídas paralelas (Q_A a Q_H , ou seja, D0 a D7). Relógios separados são fornecidos para o contador e o registrador. O contador binário apresenta uma entrada de *clear* direta (\overline{CCLR} - pino 10) e uma entrada de habilitação de contagem (\overline{CCKEN} - pino 12). Para cascadeamento uma saída de *ripple carry* (\overline{RCO} - pino 9) é fornecida.

O relógio do contador (CCK - pino 11) dos componentes U36 e U37 recebe o sinal vindo do misturador digital ($240 \text{ kHz} \pm \Delta f$), que correspondem ao contador M da figura III.17. São usados dois contadores de 8 bits porque para ter-se uma contagem de 240000 ± 50000 numa janela de aquisição de 50 ms, ou seja, até uns 15000 pulsos ($300000 \text{ contagens}/20 \text{ Hz}$), são necessários pelo menos 14 bits ($2^{14} = 16384$). Cascadeamento entre os dois contadores foi facilmente implementado através da ligação entre o pino 9 do U36 e o pino 12 do U37.

Já os componentes U38, U39 e U40, que correspondem ao contador N da figura III.17, recebem no pino 11 o sinal vindo do oscilador de alta frequência (20 MHz). Neste caso são usados três contadores de 8 bits porque para ter-se uma contagem de 10^6 pulsos ($20 \times 10^6 \text{ contagens}/20 \text{ Hz}$), são necessários pelo menos 20 bits ($2^{20} = 1048576$). Como a ligação entre os contadores 74HC590 também é assíncrona, no caso dos três contadores de 20 MHz resolveu-se ligar o contador dos 8 bits mais significativos (U40) com os outros dois através do U41 (74HC32 - porta OU quádrupla). Ou seja, somente quando os pinos 9 dos dois primeiros contadores estiverem em nível baixo é que o terceiro contador começará a incrementar. Dessa maneira evita-se um possível atraso na contagem caso houvesse uma ligação assíncrona entre os três contadores.

Todas as entradas de *clear* direto estão em nível alto porque não há necessidade de saber-se o valor absoluto, e sim o valor relativo (variação de frequência) do sinal de entrada. Ou seja:

$$\Delta f = f_2 - f_1$$

$$\Delta f = \frac{20 \times 10^6 \cdot M_{\text{pulsos em } t_2}}{N_{\text{pulsos em } t_2}} - \frac{20 \times 10^6 \cdot M_{\text{pulsos em } t_1}}{N_{\text{pulsos em } t_1}}$$

Cada contador é lido quando os dados estão estáveis no seu registrador de armazenamento através de um pulso de interrupção em nível baixo na entrada de *gate* (porta, \overline{G} - pino 14). Os dados estarão estáveis somente quando for acionado o relógio de cada registrador (RCK - pino 13). O circuito de controle do *latch* (tranca) dos contadores 74HC590 é mostrado a seguir:

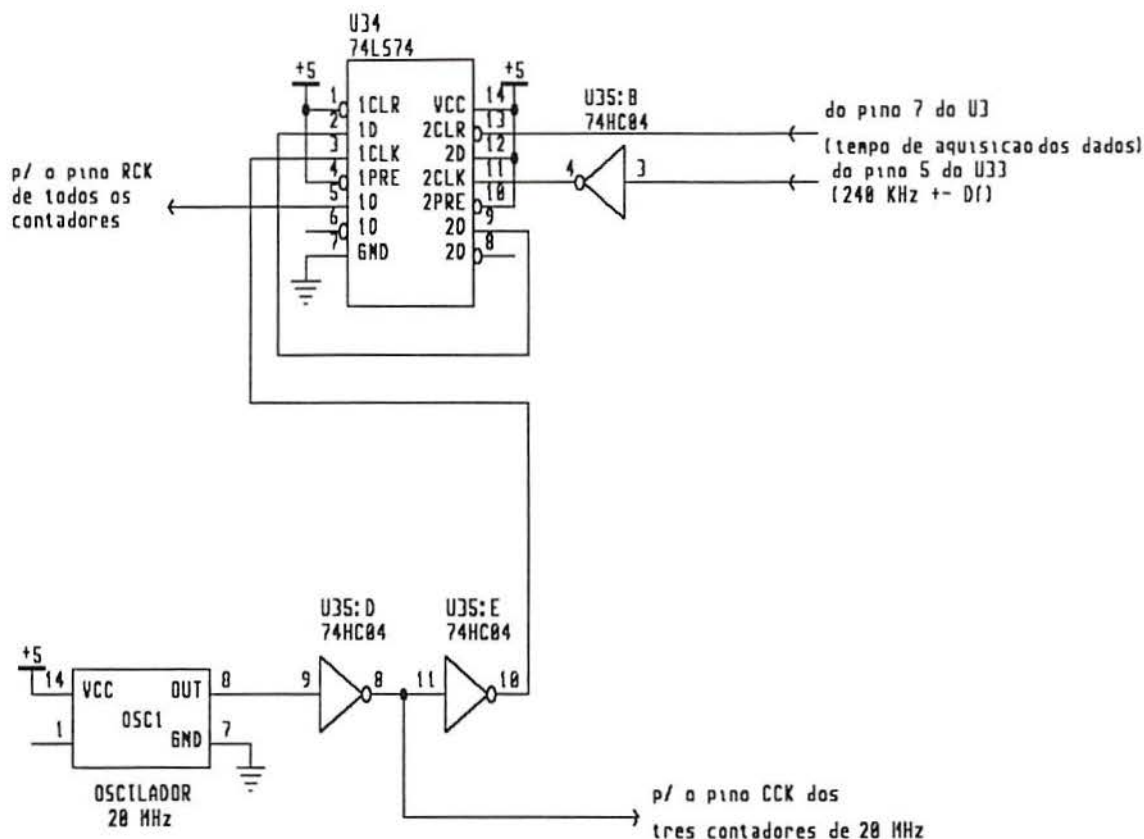


Figura IV.19 - Circuito de controle do latch (tranca) dos contadores 74HC590

Usando-se um *flip-flop* tipo D duplo consegue-se gerar o pulso de relógio do registrador de armazenamento de cada contador. No segundo *flip-flop* temos a entrada do relógio recebendo um pulso invertido do sinal de entrada ($240 \text{ kHz} \pm \Delta f$) com a entrada de *clear* recebendo um pulso de interrupção (ou seja, de duração do tempo de aquisição dos dados). Como a entrada D está em nível alto, a saída Q deste *flip-flop* será o próprio sinal de relógio sincronizado com o pulso de interrupção. Esta saída Q é ligada na entrada D do outro *flip-flop*, sendo o sinal de 20 MHz usado como relógio neste *flip-flop*. Com isso consegue-se gerar o sinal de relógio dos registradores (RCK) estando o sinal de $240 \text{ kHz} \pm \Delta f$ sincronizado com a frequência altíssima de 20 MHz.

CAPÍTULO V - SOFTWARE DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

O *software* da placa de aquisição de dados foi escrito em linguagem C, mais especificamente em Turbo C. Um diagrama em blocos simplificado do programa é apresentado a seguir:

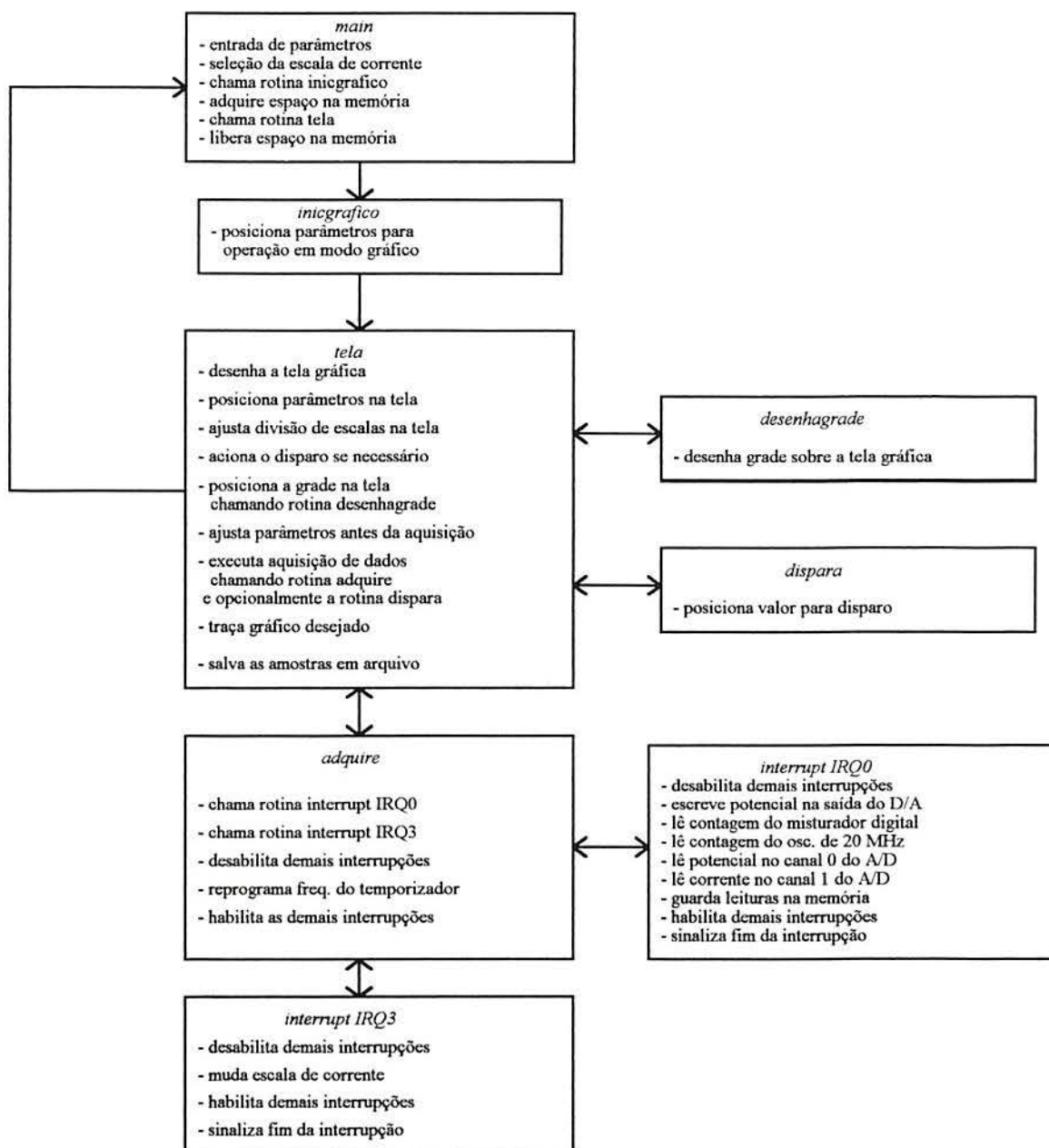


Figura V.1 - Diagrama em blocos simplificado do *software*

O programa contém as seguintes rotinas:

- a) *acquire*: faz a amostragem dos dados chamando a rotina de interrupção do temporizador do microcomputador.
- b) *desenhagrade*: faz o traçado de uma grade na tela gráfica.
- c) *dispara*: efetua a amostragem dos dados num nível de tensão ou corrente pré-determinado.
- d) *inicgrafico*: coloca o programa no modo gráfico.
- e) *interrupt IRQ0*: processa a amostragem dos dados de interesse num tempo de aquisição de dados escolhido.
- f) *interrupt IRQ3*: efetua a troca automática das escalas de corrente.
- g) *tela*: desenha a tela gráfica incluindo gravação das amostras em arquivo.

CAPÍTULO VI - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foram realizadas várias medidas com o objetivo de verificar a funcionabilidade e a sensibilidade da microbalança de cristal a quartzo. Inicialmente foi conectada uma bateria de 9V com um divisor resistivo (sendo um potenciômetro de 1 k Ω e um resistor fixo de 1 k Ω) à entrada do condicionador de sinal para medição de tensão pelo conversor A/D. O objetivo era, durante o tempo de aquisição do potencial, variar o valor do potenciômetro numa taxa não fixa e medir a tensão em cima dele através da placa de aquisição de dados. Gráficamente foi obtido o seguinte resultado:

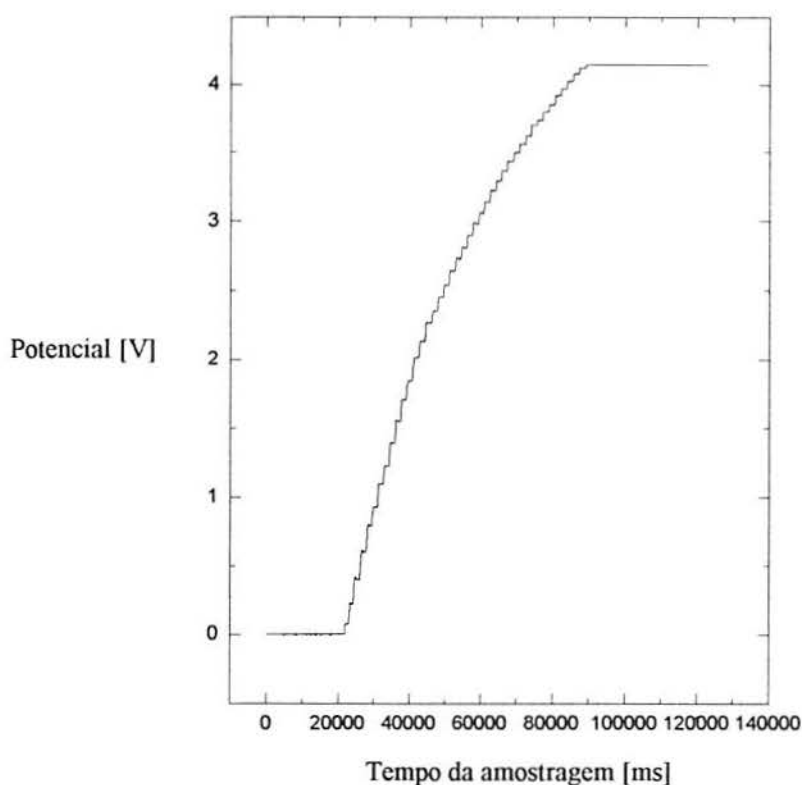


Figura VI.1 - Medida de potencial de uma bateria de 9VCC

Como era de se esperar o conversor A/D conseguiu medir a variação de potencial aproximadamente entre 11 mV e 4,1 V em cima do potenciômetro de 1 k Ω .

Outro teste realizado foi medir o potencial de uma célula eletroquímica contendo uma solução de nitrato de potássio com um eletrodo de platina (eletrodo auxiliar), um eletrodo de aço inox (eletrodo de trabalho) e um eletrodo de calomelano (eletrodo de referência).

Foi aplicado um potencial na faixa de 260 mV com uma variação de 100 mV no decorrer da amostragem por um potenciostato pertencente ao LACOR. Foi obtido o seguinte gráfico onde nota-se que em alguns pontos o conversor A/D simplesmente extrapolou o valor correto apresentando valores totalmente errôneos:

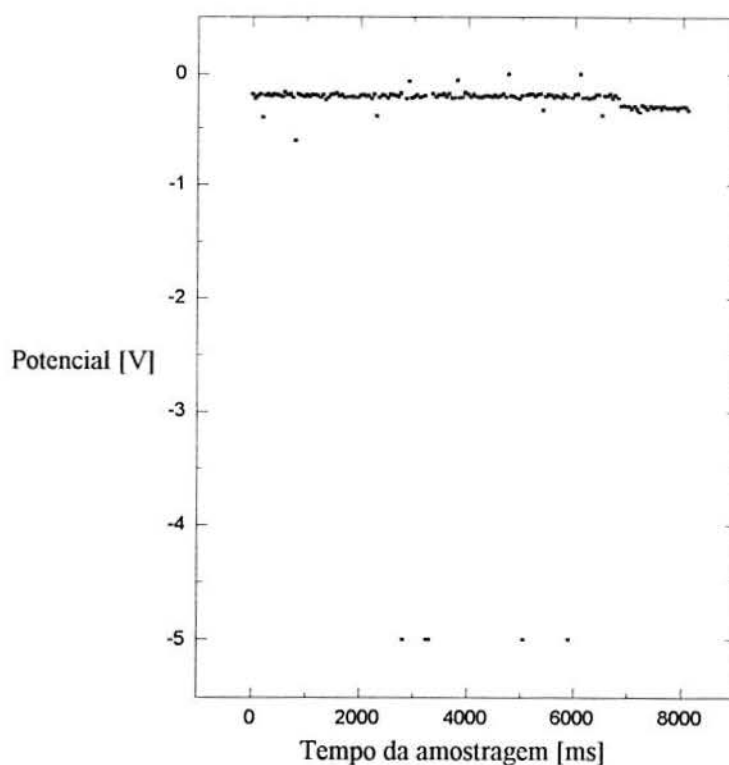


Figura VI.2 - Medida de potencial de um potenciostato numa célula eletroquímica

Abrindo-se o gráfico na região de interesse, ou seja, eliminando-se os pontos não condizentes tem-se:

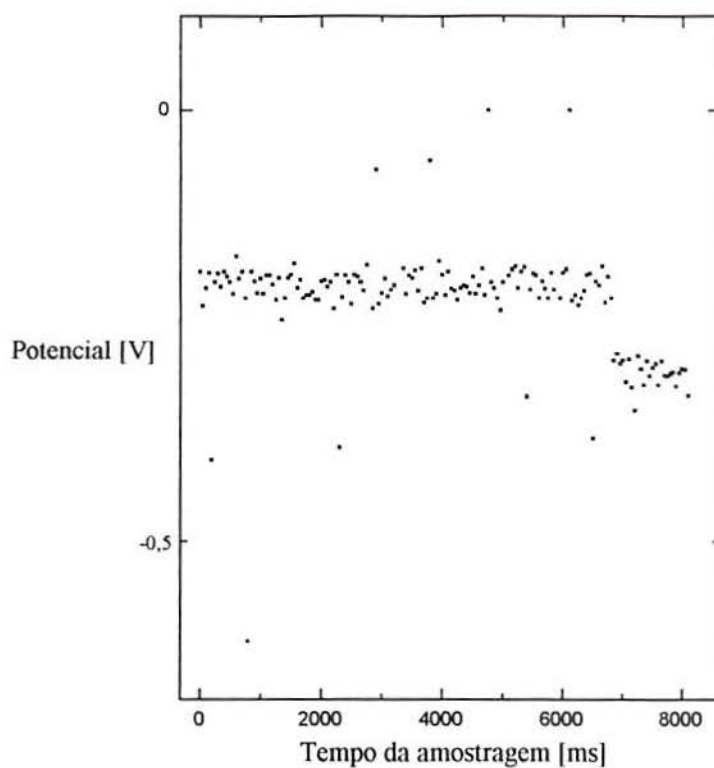


Figura VI.3 - Gráfico da figura VI.2 reescalonado

Em relação à medida de corrente foram realizados dois tipos de testes. Primeiro utilizou-se uma bateria de 9V como fonte de corrente com um potenciômetro de 1 k Ω em série passando pelo condicionador de sinal para medição de corrente (parte I) do conversor A/D. Foi obtido o seguinte gráfico:

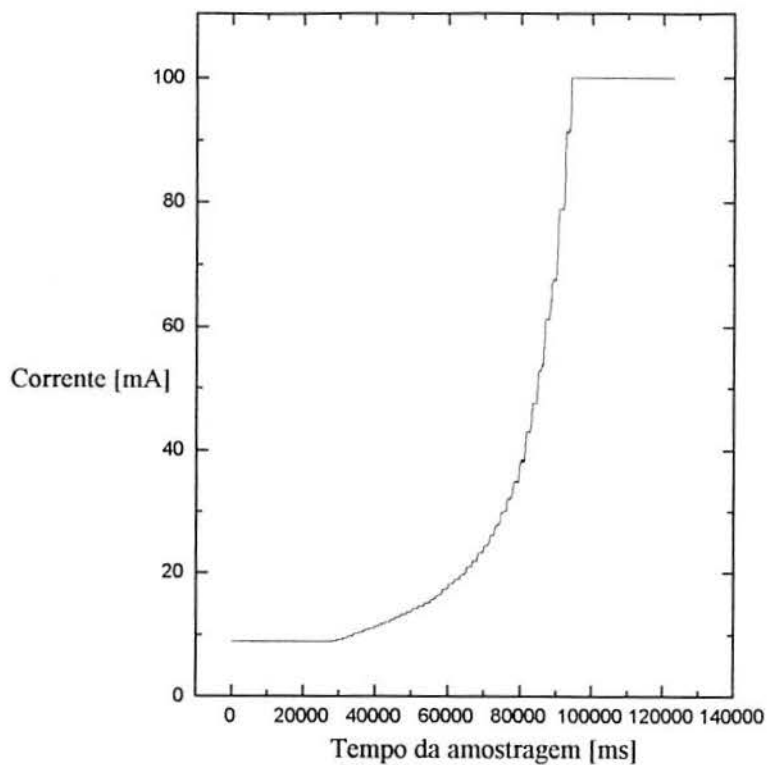


Figura VI.4 - Medida de corrente utilizando-se uma bateria de 9VCC

Utilizando-se a escala de 100 mA o canal 1 do conversor A/D adquiriu a medida de corrente numa faixa entre 8,7 mA e 100 mA aproximadamente como era esperado.

Depois utilizou-se novamente a mesma célula eletroquímica e o potenciostato, para efetuar uma medida de corrente sendo aplicado um potencial variável entre 0 e 500 mV sobre o eletrodo de trabalho em relação ao eletrodo de referência. Obteve-se a seguinte curva:

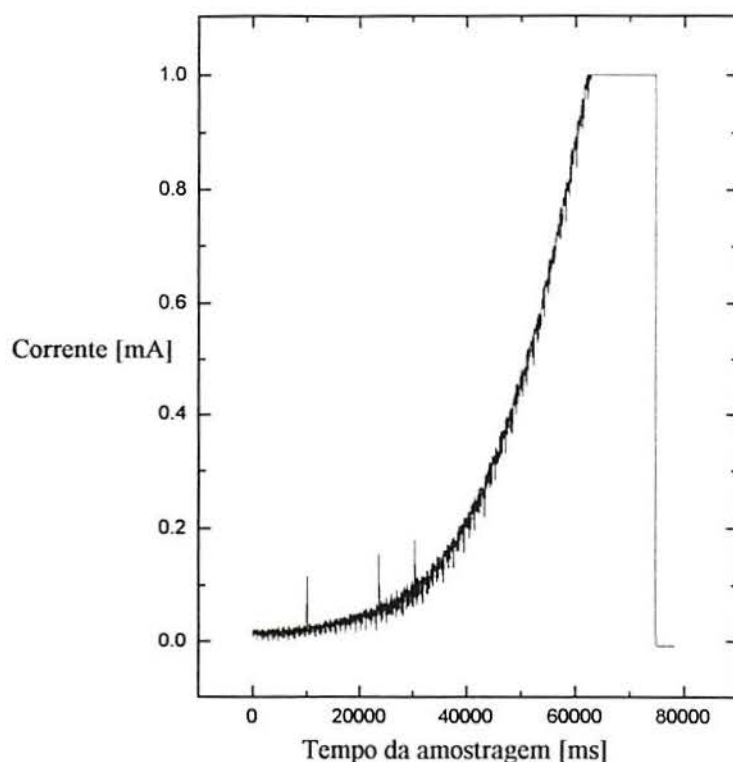


Figura VI.5 - Medida de corrente através de um potenciostato.

A variação brusca de 1 mA para 0 mA deve-se ao desligamento automático do potenciostato quando este chegou a 500 mV fazendo abrir o circuito repentinamente.

Notou-se novamente a presença de alguns valores espúrios de corrente adquiridos pelo conversor A/D.

A placa de aquisição de dados além de medir potencial, corrente e massa; tem a possibilidade de gerar uma tensão variável através do conversor D/A para a entrada somadora de um potenciostato, visto que a maioria dos potenciostatos pertencentes ao LACOR não possuem variação automática de escala. Para testar o conversor D/A ligou-se a saída do mesmo à entrada do condicionador de sinal para medição de potencial pelo conversor A/D sendo colocado uma tensão de -3V como valor inicial e 0V como valor final para um potenciostato resultando nisto uma tensão gerada pelo conversor D/A entre 0V e 3V, ou seja, graficamente:

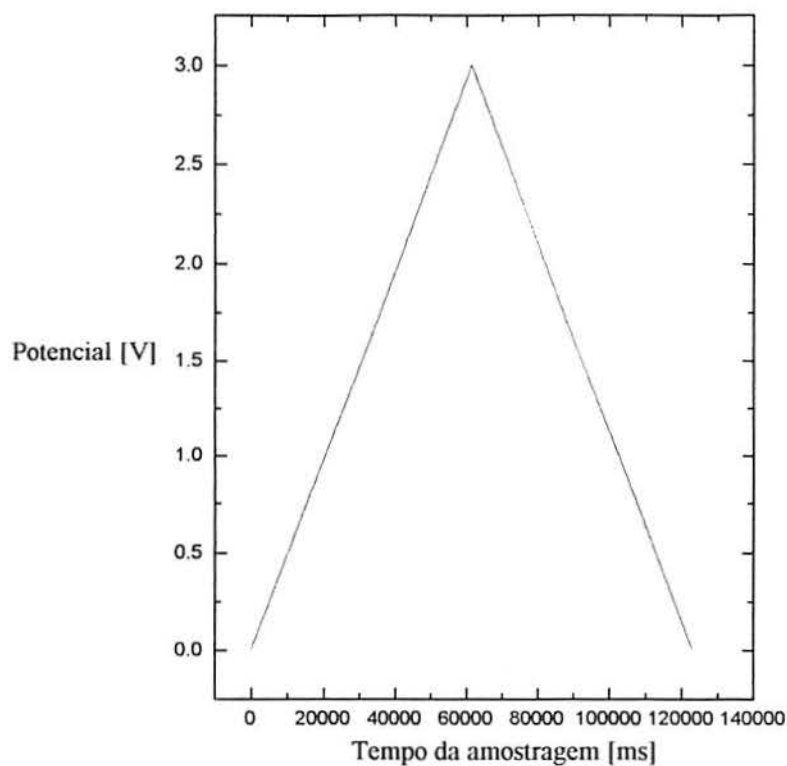


Figura VI.6 - Variação de potencial gerado pelo conversor D/A.

O gráfico acima mostra um retorno ao valor original devido ao fato de que o programa do sistema de aquisição de dados foi implementado com o objetivo de realizar experiências cíclicas, ou seja, voltametria cíclica.

Em relação à medida de massa foi realizado um teste com o cristal a vazio, ou seja, sem que o cristal estivesse em contato com alguma solução. Para um tempo de aquisição de 50 ms (usado também nos testes acima) a variação de frequência devido ao erro inerente dos componentes do sistema foi graficamente:

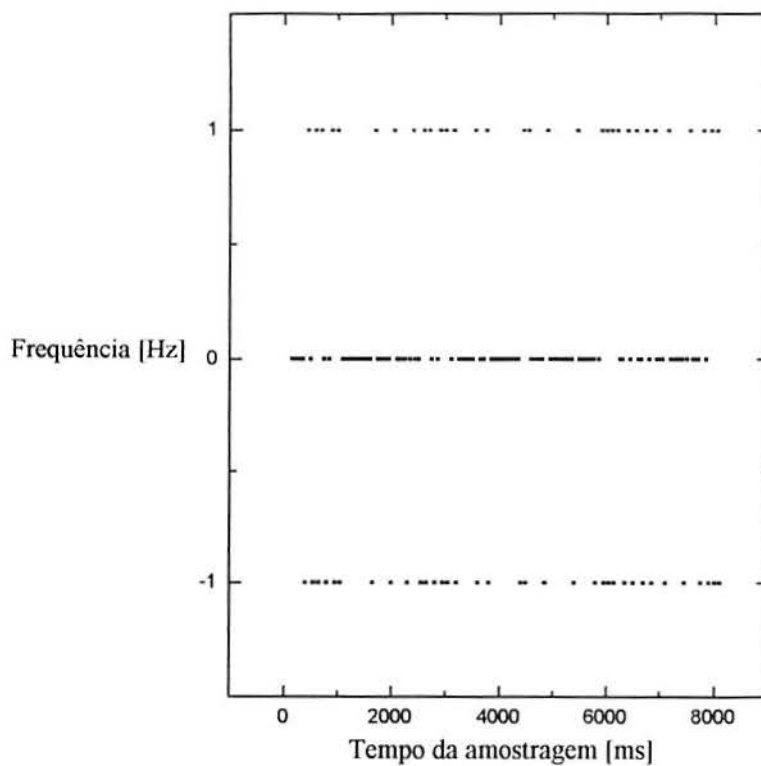


Figura VI.7 - Medida da variação de frequência com o cristal a vazio.

Infelizmente até a impressão desta dissertação não foi possível efetuar a medida de massa depositada sobre o cristal pois quando colocou-se o mesmo em contato com a solução de nitrato de potássio notou-se que o circuito oscilador deste cristal parava de funcionar.

CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Os resultados obtidos levam às seguintes conclusões sobre os tipos de medidas efetuadas pela microbalança de cristal a quartzo:

a) **Potencial:** o conversor A/D responde satisfatoriamente para variações de potencial ocasionadas por fontes CC, como por exemplo, baterias. No caso de fontes de tensão ligadas à rede elétrica, como o potenciostato, verificou-se que às vezes a leitura do conversor apresentava valores totalmente irreais. Isto é devido ao fato de que a forma de onda de potencial gerada pelo potenciostato é uma onda que apresenta um nível CC esperado mais um ruído CA de 100 mV de 60 Hz.

b) **Corrente:** de maneira totalmente análoga ao potencial, o conversor A/D não apresentou nenhum tipo de problema quando conectado com fontes CC. Todavia, no caso de um potenciostato verificou-se o mesmo tipo de problema quando tentou-se medir a corrente, ou seja, o sinal de corrente é um sinal composto de um nível CC mais um ruído CA de 100 mV de 60 Hz.

c) **Massa:** aqui encontrou-se um problema mais grave, ou seja, a de que o oscilador da microbalança funcione somente com o cristal não-imerso. Várias tentativas foram feitas para que o oscilador funcionasse e notou-se que quando o cristal estava em contato somente com o ar ele funcionava perfeitamente bem, enquanto que à medida em que se ia enchendo o frasco com a solução a frequência de ressonância do cristal ia abaixando de valor significativamente. Além disso, outra dificuldade encontrada foi a extrema fragilidade de manuseio por parte do cristal devido a sua pequena espessura. O processo de colagem do cristal na cuba com cola de silicone e a sua ligação elétrica com o oscilador são bastante delicados, o que requerem extrema paciência por parte da pessoa que manuseia o cristal. Pelo menos ficou comprovado o funcionamento do circuito de medição de contagem recíproca visto que quando o cristal da MCQ estava em contato com o ar a máxima diferença de frequência resultante foi de 2 Hz para um tempo de aquisição de 50 ms e de 10 Hz para um tempo de 10 ms.

Para o aperfeiçoamento da MCQ sugere-se as seguintes diretrizes em relação a cada tipo de medida:

a) **Potencial:** deve-se eliminar todo o tipo de ruído que entra pelo canal 0 do conversor A/D visto que qualquer ruído espúrio para o conversor faz com que o mesmo interprete os valores lidos de uma maneira incorreta. Uma alternativa para eliminar este tipo de ruído CA de 60 Hz seria implementar um filtro digital passa-baixa por *software* cuja frequência de corte estivesse ao redor de 35 Hz. Outra alternativa seria a de colocar um filtro passa-baixa ativo de 2º ordem na entrada do condicionador de sinal para medição de tensão.

b) **Corrente:** as mesmas sugestões em relação à medida de potencial são válidas aqui pois ambas enfrentam o mesmo tipo de problema, ou seja, um ruído CA de 60 Hz.

c) **Massa:** embora até o presente momento não se tenha uma certeza do motivo pelo qual o oscilador da microbalança não funcione quando o cristal está em contato com algum líquido, sugere-se que seja implementado um oscilador de maior potência pois quando o cristal está em contato com um meio mais viscoso que o ar ele fornece bem mais energia ao meio do que quando ao ar livre, ou seja, num meio mais viscoso que o ar o cristal gasta muito mais energia para oscilar na sua frequência de ressonância. Um estudo com cristais de 8,5 MHz e 5 MHz seria bem interessante visto que quanto menor a frequência menor a sensibilidade porém maior a facilidade mecânica de se trabalhar com o cristal já que possui uma espessura maior;

Além disso, para trabalhos futuros sugere-se a nível de *hardware*:

a) reduzir o número de componentes dos condicionadores de sinais para o conversor A/D, usando-se por exemplo, o amplificador diferencial INA105 fabricado pela Burr-Brown;

b) implementar os 5 contadores de 8 bits 74HC590 em DLP (Dispositivos de Lógica Programáveis), ou seja, poderia-se programar um circuito integrado como um contador síncrono de 16 bits e um outro como contador síncrono de 24 bits. Com isso teria-se uma redução significativa no número de ligações (barramento de dados) e no número de componentes além de ter-se contadores síncronos (os 74HC590 são assíncronos). Uma outra alternativa bem mais econômica seria utilizar o temporizador 82C54-2 como contador de 16 bits (seriam dois 82C54-2 mais um 74HC590);

c) fabricar as placas da MCQ pois deste modo poderia-se colocar a placa de aquisição de dados e a placa das escalas de corrente numa única placa já que uma parte significativa da lógica de interface com o micro da placa padrão PPDI-2 não é utilizada, o que contribuiria para diminuir o espaço físico necessário para instalação das mesmas num microcomputador.

Já a nível de *software* sugere-se:

a) implementar um sistema de aquisição de dados em **tempo real**, ou seja, adquire a amostra e mostra na tela gráfica imediatamente antes de fazer uma nova aquisição;

b) fazer uma interface mais amigável com o usuário, possibilitando a ele ou ela a utilização de *mouse* para acessar qualquer etapa desejada do programa.

Várias aplicações de uso para a microbalança de cristal a quartzo são possíveis, entre as quais:

a) Eletrodeposição de metais ^[13] : aumenta-se a otimização de processos galvânicos como, por exemplo, o eletrorecobrimento de metais;

b) Eletrodissolução de filmes metálicos ^[13] : permite-se avaliar de uma forma mais completa os processos fundamentais envolvidos na dissolução anódica de metais, sendo de extrema importância na compreensão dos processos de corrosão;

c) Polímeros condutores eletrônicos ^[13] : é empregada para estudar os fenômenos de transporte durante os processos de dopagem e dedopagem de polímeros e cinética de eletrodeposição dos mesmos;

d) Monitoramento da qualidade do ar ^[20] : é usada para detectar mudanças de massa de compostos sensíveis a materiais de revestimento específicos para monitorar o ar em volta de lugares de resíduos perigosos ou vazamentos químicos.

e) Monitoramento de filmes finos depositados a vácuo ^[21] : possibilita a medição da espessura de filmes finos.

CAPÍTULO VIII - BIBLIOGRAFIA

- [1] ANALOG DEVICES, INC. Analog-Digital Conversion Handbook. The Engineering Staff of Analog Devices, Inc., Prentice-Hall, 1986.
- [2] ASHWORTH, H.A. and SCHACKLETTE, L.W. Mass/thickness detector employing inexpensive integrated circuits. Review Science Instrumentation, Vol. 49, N°12, Dezembro de 1978, págs. 1653-1657.
- [3] BECKER, DAN Crystal Oscillators, part I. Electronics Now, Vol.64, N°1, Janeiro de 1993, págs. 45-48, 53 e 54.
- [4] BECKER, DAN Crystal Oscillators, part II. Electronics Now, Vol.64, N°2, Fevereiro de 1993, págs. 47-50, 55 e 56.
- [5] BIGELOW, STEPHEN J. Digital-to-analog and analog-to-digital converters. Radio-Electronics, Vol. 62, N°7, Julho de 1991, págs. 58-67 e 76.
- [6] BURR-BROWN CORPORATION. OPA27 Ultra-low noise precision operational amplifier. Burr-Brown Integrated Circuits Data Book, Vol. 33, 1989, págs. 2.27-2.38.
- [7] BURR-BROWN CORPORATION. REF102 Precision voltage reference. Burr-Brown Integrated Circuits Data Book, Vol. 33b, 1990, págs. 5.37-5.44.
- [8] BURR-BROWN CORPORATION. DAC667 Microprocessor-compatible 12-bit digital-to-analog converter. Burr-Brown Integrated Circuits Data Book, Vol. 33c, 1992, págs. 6.1.4-6.1.12.
- [9] BURR-BROWN CORPORATION. ADC7802 Autocalibrating, 4-channel, 12-bit analog-to-digital converter. Burr-Brown Integrated Circuits Data Book, Vol. 33c, 1992, págs. 9.2.184-9.2.195.
- [10] BURR-BROWN CORPORATION. Voltage-to-frequency converters offer useful options in A/D conversion. The Handbook of Linear IC Applications, 1987, págs. 276-279.
- [11] DENILSON, D.R. Linearity of a heavily loaded quartz crystal microbalance. Journal of Vacuum Science Technology, Vol.10, N°1, Janeiro/Fevereiro de 1973, págs. 126-129.

-
- [12] FERKING, M.E. Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation. Van Nostrand Reinhold Co., 1978.
- [13] FERREIRA, C.A. Construção de uma microbalança a cristal de quartzo para aplicações em eletroquímica na escola de engenharia da UFRGS. Edital para FAPERGS, Novembro de 1993.
- [14] GABRIELLI, C.; KEDDAM, M. and TORRESI, R. Calibration of the electrochemical quartz crystal microbalance. Journal of Electrochemical Society, Vol.138, Setembro de 1991, págs. 2657-2660.
- [15] INTERSIL, INC. Principles of data acquisition and conversion. Application Note A002 (October 1986), Intersil Applications Handbook, 1988, págs. 2.7-2.26.
- [16] INTERSIL, INC. Do's and don'ts of applying A/D converters. Application Note A018 (February 1988), Intersil Applications Handbook, 1988, págs. 3.55-3.58.
- [17] KAUSHIK, D.K.; CHATTOPADHYAYA, S.K. and NATH, N. Thin film thickness monitoring using a doubly oscillating quartz crystal and measurement of growth rate. Journal of Physics Engineering: Science Instrumentation, Vol. 14, 1981, págs. 345-348.
- [18] KAUSHIK, D.K.; CHATTOPADHYAYA, S.K. and NATH, N. Simple and inexpensive single-oscillation quartz crystal thin-film thickness monitor and growth-rate meter. Journal of Physics Engineering Science Instrumentation, Vol. 20, 1987, págs. 254-256.
- [19] KITTEL, CHARLES. Introduction to Solid State Physics. John Wiley & Sons Inc., 1976, 5ª edição.
- [20] KLINKHACHORN, P.; HUNER, B.; OVERTON, E.B.; DHARMASENA, H.P. and GUSTOWSKI, D.A. A microprocessor-based piezoelectric quartz crystal microbalance system for compound-specific detection. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, N°1, Fevereiro de 1990, págs. 264-268.
- [21] LAWSON, W.H. A versatile thin film thickness monitor of high accuracy. Journal of Science Instrumentation, Vol. 44, 1967, págs. 917-921.

-
- [22] RAMADAN, B.; PIYAKIS, K. and KOS, J.F. High accuracy quartz crystal thin film monitor. Review Science Instrumentation, Vol. 50, N°7, Julho de 1979, págs. 867-871.
- [23] ROBINSON, C.J. and BAKER, M.A. A simple and inexpensive method of measuring thin film thicknesses. Journal of Physics Engineering: Science Instrumentation, Vol. 11, 1978, págs. 625-627.
- [24] SCHILLING, DONALD L. and BELOVE, CHARLES. Circuitos Eletrônicos Discretos e Integrados. Guanabara Dois, 1979, 2ª edição.
- [25] SCHRACK DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. Relés reed para circuito impresso RU6. Junho de 1985.
- [26] TEXAS INSTRUMENTS, INC. Projeto com circuitos integrados TTL. Equipe de aplicações de C.I. da Texas Instruments Inc. Guanabara Dois, 1978.
- [27] TEXAS INSTRUMENTS, INC. Linear Circuits Data Book - Op Amps, Comparators, Timers, Regulators, A/D Peripherals. 1984.
- [28] TEXAS INSTRUMENTS, INC. The TTL Data Book - Standard TTL, Schottky, Low-Power Schottky Circuits. Vol. 2, 1985.
- [29] TRIETLEY, HARRY L. All about relays, part I: electromechanical versions. Radio-Electronics, Vol. 60, N°11, Novembro de 1989, págs. 59-63 e 76.
- [30] TRIETLEY, HARRY L. All about relays, part II: solid-state versions. Radio-Electronics, Vol.60, N°12, Dezembro de 1989, págs. 59-62 e 66.
- [31] VANZIN, HENRIQUE C.M. Potenciostato computadorizado. Trabalho da disciplina de Instrumentação Digital do curso de pós-graduação em Instrumentação Eletro-Eletrônica da UFRGS, maio de 1993.

APÊNDICE A - FUNDAMENTOS BÁSICOS DE ELETROQUÍMICA^[31]

Eletroquímica é o ramo da ciência que estuda as transformações químicas produzidas pela corrente elétrica e inversamente, a produção de corrente elétrica devido a transformações químicas.

Corrosão é a deterioração espontânea de um material, geralmente metálico, por ação química ou eletroquímica do meio-ambiente, aliada ou não a esforços mecânicos.

Essa deterioração geralmente transforma o material metálico em seus componentes básicos. A corrosão ocorre devido às reações químicas que ocorrem entre materiais metálicos e espécies químicas (agentes de corrosão).

Eletrólise é o fenômeno que ocorre quando uma corrente elétrica percorre uma solução eletrolítica causando migração de íons para os eletrodos e reações eletroquímicas nas interfaces eletrodo-solução.

Os vários tipos de potenciais que se empregam em estudos de corrosão são:

a) potencial de eletrodo: conhecido também como potencial termodinâmico; corresponde a um potencial reversível estabelecido quando um metal é colocado em contato com uma solução contendo seus íons;

b) potencial de corrosão: potencial irreversível de um metal num meio, sendo o resultado de uma combinação de reações: uma anódica (perda de elétrons) e uma catódica (ganho de elétrons);

c) potencial redox: potencial reversível de uma solução medido sobre um eletrodo inerte em relação a um eletrodo de referência.

Células Eletroquímicas com Dois Terminais: a existência de reações eletroquímicas gera um potencial no sistema. A célula, quanto à origem pode ser:

a) célula galvânica ou voltaica: a f.e.m. é gerada no sistema onde se realizam as reações eletroquímicas, por exemplo, baterias.

b) célula eletrolítica: a f.e.m. é gerada fora do sistema onde se realizam as reações eletroquímicas, são células compostas de dois eletrodos do tipo metálico ligados aos pólos de uma fonte de corrente elétrica (geralmente contínua) em contato com uma solução eletrolítica, por exemplo, sistemas de eletrodeposição.

Células Eletroquímicas com Três Terminais: em alguns processos é necessário também saber o potencial do eletrodo sob teste. Visto que passar corrente pelo eletrodo de referência implicaria numa alteração de suas características, a célula com três eletrodos é utilizada, sendo que a medida de potencial continua sendo feita entre o eletrodo de referência e o eletrodo de trabalho, mas a corrente passa somente pelo contra-eletrodo (também conhecido como eletrodo auxiliar).

Potenciostato é um instrumento que, numa célula eletroquímica de três terminais, controla o potencial aplicado sobre um eletrodo de trabalho (corpo-de-prova) em relação a um eletrodo de referência, variando automaticamente a corrente entre o eletrodo de trabalho e o eletrodo auxiliar.

Entre as várias aplicações de um potenciostato o levantamento de curvas de polarização é obtido medindo-se a corrente e o potencial de um eletrodo imerso numa célula eletroquímica. Destas curvas pode-se obter por exemplo, informações sobre a forma de ataque da corrosão sobre o eletrodo.

APÊNDICE B - LISTA DE COMPONENTES E CUSTO

Observações:

a) Devido à falta de seriedade da equipe econômica do governo nas últimas décadas, o preço da microbalança de cristal a quartzo foi cotada em dólares americanos para que num futuro qualquer se tenha uma referência de custo com a mínima margem de erro possível.

b) Apesar da cotação não ser em moeda brasileira os preços foram quase que todos cotados aqui, com exceção de alguns poucos componentes.

1. PLACA OSCILADORA

Circuitos integrados:

U32 - 74HC04 US\$1.20
U33 - 74HC74 US\$1.40

Resistores:

R63 à R66 - 1k 1/4W 5% carbono US\$0.12

Capacitores:

C55, C56 - 8,2nF poliéster US\$0.20
C57, C58 - 33pF US\$0.75
C59, C60 - 120pF US\$0.90
C61, C62 - 68 pF US\$0.75
C63, C64 - 1,5µF tântalo 35V US\$0.69

Outros:

XTAL1 - cristal de quartzo 10,24 MHz 100 ppm ressonância paralela US\$2.00
XTAL2 - cristal de quartzo para uso em microbalança 10 MHz 10 ppm ressonância paralela da ELCHEMA US\$15.00
02 soquetes de 14 pinos torneados US\$1.77
02 soquetes de 16 pinos torneados US\$1.95
01 *header* macho reto (coluna única, 8 contatos) US\$0.39
2m de cabo multivias (4 vias + blindagem) US\$1.84
01 placa padrão para montagem código 3EUSC SN-E da PLANAR US\$20.00
05 pinos fêmeas frisados para conector não polarizado US\$0.97
01 conector não polarizado de 6 contatos US\$0.58

Custo total da placa osciladora: US\$50.51

2. PLACA DE ESCALA DE CORRENTE

Circuitos integrados:

U24 - 40106B	US\$0.88
U25 - 4030B	US\$0.67
U26 - ULN2003A	US\$1.28

Diodos:

D18, D19 - diodo de sinal 1N4148	US\$0.18
D20 à D25 - diodo emissor de luz vermelha	US\$0.99
D26 - diodo de germânio	US\$0.25

Resistores:

R39 - 1R 10W 1% filme metálico	US\$35.00
R40 - 10R 1W 0,1% filme metálico	US\$35.00
R41 - 100R 1W 0,1% filme metálico	US\$35.00
R42 - 1k 1W 0,1% filme metálico	US\$35.00
R43 - 27k 1/4W 5% carbono	US\$0.03
R44 - 47k 1/4W 5% carbono	US\$0.03
R45 à R47 - 56R 1/4W 5% carbono	US\$0.09
R48 à R50 - 270R 1/4W 5% carbono	US\$0.09
R51 - 1k872 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R52 - 1,8k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R53, R54 - 10k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.30
R55 - 1k 1/4W 5% carbono	US\$0.03
R56 - 220R 1/4W 5% carbono	US\$0.03

Capacitores:

C43, C44 - 10 μ F eletrolítico 25V	US\$0.26
C45, C46 - 1,5 μ F tântalo 35V	US\$0.69

Relés:

L1 à L3 - contatos NA e bobinas de excitação dos relés de palheta RU610103	US\$45.00
L4 - contatos reversores e bobina de excitação do relé eletromecânico bipolar RP420006	US\$20.00
L5 - contatos NA e bobina de excitação do relé eletromecânico ZF412006	US\$7.00
L6 - contatos NA e bobina de excitação do relé eletromecânico ICR06	US\$5.00

Outros:

02 soquetes de 14 pinos torneados	US\$1.77
01 soquete de 16 pinos torneado	US\$0.97
15cm de cabo plano (10 condutores)	US\$0.05
02 conectores de soquete IDC (2x5 condutores) para cabo plano	US\$1.47
01 placa padrão para montagem código 3EUSC SN-E da PLANAR	US\$20.00
30cm de fio flexível para correntes de até 1A	US\$0.50

Custo total da placa das escalas de corrente: US\$247.86

3. PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS**Circuitos integrados:**

U1 - 74LS688	US\$2.92
U2, U3 - 74LS138	US\$1.17
U4 - 74LS245	US\$0.97
U5 - 74LS04	US\$0.43
U6 à U9 - 74LS273	US\$4.14
U10 à U13 - 74LS244	US\$3.54
U14 - ADC7802	US\$60.00
U15 - REF102	US\$15.00
U16 à U18, U20 à U23, U29 à U31 - OPA27	US\$30.00
U19 - LM339	US\$0.73
U27, U34 - 74LS74	US\$1.05
U28 - DAC667	US\$30.00
U35 - 74HC04	US\$0.43
U36 à U40 - 74HC590	US\$9.67
U41 - 74HC32	US\$0.43

Diodos:

D1 à D12, D15 - diodo de sinal 1N4148	US\$1.17
D13, D14, D16, D17 - diodo de germânio	US\$1.00

Resistores:

R1 à R8, R20, R26, R57 - 1k 1/4W 5% carbono	US\$0.33
R9 - 10R 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R10, R30, R31 - 100k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.45
R11 à R14 - 162k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.60
R15 - 1M 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R16 à R19, R22 à R24, R62 - 1k 1/4W 1% filme metálico	US\$1.20
R21, R27 - 200R 1/4W 5% carbono	US\$0.06
R25 - 2k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R28, R29 - 301k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.30
R32 à R36 - 1k02 1/4W 1% filme metálico	US\$0.75
R37 - 133,6R 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R38 - 1k87 1/4W 1% filme metálico	US\$0.15
R58 à R61 - 10k 1/4W 1% filme metálico	US\$0.60

Capacitores:

C1 à C13 - 0,1 μ F disco 100V	US\$2.92
C14 - 10 μ F tântalo 25V	US\$0.82
C15 à C17, C47, C48 - 10 μ F tântalo 35V	US\$1.72
C18 à C20 - 10nF tântalo	US\$0.45
C21 à C24 - 1nF tântalo	US\$0.60
C25 - 1 μ F tântalo 35V	US\$0.34
C26 à C42, C49, C50, C65 à C73 - 1,5 μ F tântalo 35V	US\$9.66
C51 à C54 - 2,2 μ F tântalo 35V	US\$1.62

Potenciômetros:

P1 - de precisão 20K retangular	US\$1.48
P2, P3 - de precisão 100R retangular	US\$2.97

Outros:

OSC1 - Oscilador integrado de 20 MHz 1ppm	US\$6.58	
10 soquetes de 8 pinos torneados	US\$7.35	
06 soquetes de 14 pinos torneados	US\$5.31	
07 soquetes de 16 pinos torneados	US\$6.82	
10 soquetes de 20 pinos torneados	US\$11.85	
02 soquetes de 28 pinos torneados	US\$2.97	
03m de cabo multivias (4 vias + blindagem)	US\$2.76	
01 placa padrão para montagem código PPDI-2 da DELTA		US\$40.00
01 <i>header</i> macho reto (coluna única, 30 contatos)	US\$1.12	
05 <i>headers</i> macho reto (coluna dupla, 8 contatos)	US\$2.17	
01 chave <i>dip</i> para placa de circuito impresso 8 posições	US\$1.33	
09 pinos fêmeas frisados para conector não polarizado	US\$1.75	
01 conector não polarizado de 6 contatos	US\$0.58	

Custo total da placa de aquisição de dados: US\$280.86

CUSTO TOTAL DA MICROBALANÇA DE CRISTAL A QUARTZO: US\$579.23

APÊNDICE C - LISTAGEM DO SOFTWARE

```

/*****/
/* */
/* SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS PARA A MICROBALANÇA DE */
/* CRISTAL A QUARTZO */
/* */
/* Versao: 1.0 */
/* Autor: Wilson Pardi Junior */
/* Data: Setembro de 1994 */
/* Bibliografia: * programa DIGSCOPE, por Ricardo Lastra Olsen, 1992. */
/* * Dominando o Turbo C, por Stan Kelly-Bootle, editora */
/* * Ciencia Moderna, 2ª edição, 1989. */
/* */
/* */
/*****/

#include <alloc.h>
#include <conio.h>
#include <ctype.h>
#include <dos.h>
#include <float.h>
#include <graphics.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>

#define TRUE 1
#define FALSE 0
#define ENTER 13
#define ESC 27

#define INTA00 0x20
#define INTA01 0x21 /* Localização da máscara de interrupções da 8259 */
#define EOI 0x20
#define IRQ0 0x08 /* Localização do vetor de interrupção da IRQ0 */
#define IRQ3 0x0B /* Localização do vetor de interrupção da IRQ3 */
#define CTRL_TIMER0_PORT 0x43 /* Porta de controle do temporizador 8253 */
#define DATA_TIMER0_PORT 0x40 /* Porta de dados do contador 0 do 8253 */

```

```

#define LOCBB 0x0300 /* Endereço do contador de 240 kHz, byte baixo */
#define LOCBA 0x0301 /* Endereço do contador de 240 kHz, byte alto */
#define LOCPB 0x0302 /* Endereço do contador de 20 MHz, primeiros 8 bits */
#define LOCSB 0x0303 /* Endereço do contador de 20 MHz, 8 bits intermed.*/
#define RELES 0x0303 /* Endereço pelo qual e selecionado a escala de corrente */
#define LOCTB 0x0304 /* Endereço do contador de 20 MHz, byte mais signif.*/
#define CDABB 0x0304 /* Endereço do conversor D/A, byte baixo */
#define CANAD 0x0305 /* Endereço pelo qual e selecionado canal do conversor A/D */
#define CADBB 0x0305 /* Endereço do conversor A/D, byte baixo */
#define CDABA 0x0306 /* Endereço do conversor D/A, byte alto */
#define BITPOL 0x0306 /* Endereço do bit de polaridade do sinal de entrada */
#define CADBA 0x0307 /* Endereço do conversor A/D, byte alto */
#define PULSORCK 0x0307 /* Endereço pelo qual e enviado um pulso de aquisição para
RCK */

```

```

double fabs(double);
void inicgrafico();
void interrupt (*Manuaseador_antigIRQ0)();
void interrupt (*Manuaseador_antigIRQ3)();
void acquire (void far *, unsigned int, unsigned int);
void tela();
void desenhagrade(int,int,int,int,char);
void dispara(unsigned int,int);

```

```

union
{
  unsigned int misturador;
  struct{ unsigned char baixo;
          unsigned char alto;
        } byte;
} word240k;

```

```

union
{
  unsigned long oscalto;
  struct { unsigned char baixo;
          unsigned char medio;
          unsigned char alto;
          unsigned char nulo;
        } byte;
} word20M;

```



```
double fadq2,fadq1=0,texp,corrente,potencial;
signed int numnivtotal,niveis,dif_freq=0;
unsigned long freq,namostras,amostras=0,w,cont=0,word20M_velho,word20M_dif=0;
unsigned int word240k_velho,word240k_dif=0,valor_convertido;
float potinic,potfinal,deltapot,tempo,taqs=0;
unsigned int bytebaixo,bytealto,interr_mascara,tique_contador,divis_temporiz;
signed long tensao=0,acc,fonte_corrente=0;
signed long far *pontamostras,*paux;
int ch,i,j,canal,bit0,bit1,escala,fim=0;
long t;
long double m;
char abcissa,ordenada,nivel;

int main (void)
{
    outportb(0x0302,0x0000);
    clrscr();

    window(1,1,80,25);
    textbackground(0);
    clrscr();

    window(20,5,64,15);
    textbackground(7);
    clrscr();

    window(18,4,62,14);
    textbackground(9);
    clrscr();

    gotoxy(6,5);
    textcolor(11);
    cputs("SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS DA");

    gotoxy(6,6);
    cputs("MICROBALANÇA DE CRISTAL A QUARTZO");

    gotoxy(6,7);
    textcolor(2);
    cputs("UFRGS - DEMAT");
```

```
gotoxy(6,8);
textcolor(4);
cputs("Versao 1.0, 1994");

getch();
window(1,1,80,25);
textbackground(0);
clrscr();

textcolor(15);
gotoxy(6,9);
cputs("Entre com o tempo de aquisição de dados desejado (entre 10 e 50ms): ");
scanf("%f",&taqs);

gotoxy(6,11);
cputs("Entre com o potencial inicial p/o conversor D/A (em VOLTS!): ");
scanf("%f",&potinic);

gotoxy(6,12);
cputs("Entre com o potencial final p/o conversor D/A (em VOLTS!): ");
scanf("%f",&potfinal);

deltapot = potfinal - potinic;

gotoxy(6,13);
cprintf("Deltapot = %g ",deltapot);

gotoxy(6,14);
cputs("Escolha a grandeza (I,P ou m) na ordenada: ");
ordenada=getch();

gotoxy(6,15);
cputs("\nEscolha a grandeza (I,P,m ou t) na abcissa: ");
abcissa=getch();

gotoxy(6,17);
cputs("\nEscolha a grandeza (I ou P) do nivel de disparo: ");
nivel=getch();

numnivtotal = (signed int)((deltapot)/(0.00244));
if (numnivtotal < 0)
    numnivtotal+=-1;
```

```
else
    numnivtotal+=1;

gotoxy(6,18);
cprintf("Numero de niveis totais p/ D/A: %d",numnivtotal);
texp = 2*(float)(numnivtotal)* (float)(taqs)/1000 );

if (texp<0)
    texp=-texp;

gotoxy(6,19);
cprintf("Tempo da experiencia: %g ",texp);

freq=(unsigned long)(1000/taqs);
namostras=texp*freq;

gotoxy(6,20);
cputs("Selecione a escala de corrente desejada: 1 mA, 10 mA, 100 mA ou 1000 mA : ");
scanf("%d",&escala);

switch(escala)
{
case 1:
    ch=1;
    outportb(RELES,0x0080);
    break;
case 10:
    ch=2;
    outportb(RELES,0x0008);
    break;
case 100:
    ch=3;
    outportb(RELES,0x0040);
    break;
case 1000:
    ch=4;
    outportb(RELES,0x0004);
    break;
}

inicgrafico();
```

```
pontamostras = farmalloc ( (sizeof(long) + sizeof(long) + sizeof(double) + sizeof(double)
) * ( namostras+1) );

if( (pontamostras==NULL)||((taqs<10)||((taqs>50) )
{
    closegraph();
    puts("Tempo de aquisicao errado ou nao memoria suficiente ");
    getch();
}

tela();

farmfree(pontamostras);
return 0;
}

/*****
void interrupt IRQ0_New (void)
{
    static unsigned int var_aux;

    disable();
    var_aux = tique_contador;
    if (var_aux > (tique_contador += divis_temporiz) )
        Manuaseador_antigIRQ0();

    if (cont<=amostras)
    {
        outportb(PULSORCK,0);

        if(cont<=(amostras/2)+1)
        {
            if(numnivtotal<0)
                niveis+=-1;
            else
                niveis+=1;
        }
    }
}
*****/
```

```
else
{
    if(numnivtotal<0)
        niveis+=1;
    else
        niveis+=-1;
}

outportb(CDABB,(0x0800 + niveis) & 0x00FF);
outportb(CDABA,( (0x0800 + niveis) & 0xFF00) >>8);

word240k_velho = word240k.misturador;
word20M_velho = word20M.oscalto;

word240k.byte.baixo = inportb(LOCBB);
word240k.byte.alto = inportb(LOCBA);

word20M.byte.baixo = inportb(LOCPB);
word20M.byte.medio = inportb(LOCSB);
word20M.byte.alto = inportb(LOCTB);
word20M.byte.nulo=0;

if (word240k.misturador>=word240k_velho)
{
    word240k_dif = word240k.misturador - word240k_velho;
}
else
{
    word240k_dif = (word240k.misturador - word240k_velho) + 0x010000;
}

if (word20M.oscalto>=word20M_velho)
{
    word20M_dif = word20M.oscalto - word20M_velho;
}
else
{
    word20M_dif = (word20M.oscalto - word20M_velho) + 0x01000000l;
}
```

```

    outportb(CANAD,0);
    delay(1);
    while ( (bytealto = inportb(CADBA) ) >= 0x80);
    tensao = (bytealto<<8) + inportb(CADBB);
    bit0 = inportb(BITPOL)&1;
    if(bit0==0)
        tensao = -tensao;

    for (t=0;t<=9;t++)
        {
            outportb(CANAD,1);
            while ((bytealto = inportb(CADBA) ) >= 0x80);
            fonte_corrente += (bytealto<<8) + inportb(CADBB) ;
        }
    bit1 = inportb(BITPOL)&2;
    if(bit1==1)
        fonte_corrente = -fonte_corrente;

    if( cont>0)
        {
            *paux++ = (long)word240k_dif;
            *paux++ = word20M_dif;
            *paux++ = tensao;
            *paux++ = (fonte_corrente/10);
            fonte_corrente =0;
        }
    cont++;
}
else fim=1;
enable();
outp(INTA00,EOI);    /* Sinaliza fim da interrupcao */
}

/*****
void interrupt IRQ3_New()
{
    disable();
    ch+=1;
    switch(ch)
        {
            case 2:
                outportb(RELES,0x0008);
                break;

```

```
        case 3:
            outportb(RELES,0x0040);
            break;
        case 4:
            outportb(RELES,0x0004);
            break;
        case 5:
            outportb(RELES,0x0000);
            break;
    }

    enable();
    outp(INTA00,EOI); /* Sinaliza fim da interrupcao */
}

/*****
void acquire(void far *ploc, unsigned int freq_aquis, unsigned int num_amostras)
{
    unsigned int n;
    unsigned char msb,lsb;
    unsigned long freqrel0 = 1193182; /* Frequencia de relógio do contador 0 */

    amostras=num_amostras;

    if (freq_aquis < 1 )
    {
        fprintf ("\n\r Erro de chamada na rotina 'acquire'! ");
        getch();
        exit(1);
    }

    paux = (signed long *) ploc;

    Manuseador_antigIRQ0 = getvect(IRQ0); /* Salva o vetor de interrupcoes */
    Manuseador_antigIRQ3 = getvect(IRQ3);
    disable();

    interr_mascara = inportb(INTA01); /* Mascara IRQ0 no 8259 */
    interr_mascara|=1;
    outportb(INTA01,interr_mascara);

```

```
setvect(IRQ0,IRQ0_New);
setvect(IRQ3,IRQ3_New);

n = (unsigned int) (freqrel0/freq_aquis + 0.5); /* Calcula o divisor/n do temporizador */
msb = (unsigned char) (n/256);
lsb = (unsigned char) (n-msb*256);
outportb (CTRL_TIMER0_PORT,0x36); /* Reprograma a frequência do temporizador*/
outportb (DATA_TIMER0_PORT,lsb);
outportb (DATA_TIMER0_PORT,msb);

enable();

tique_contador = 0; /* Zera o contador de tiques */
interr_mascara &= 0xFE; /* Zera o bit 0 do temporizador da máscara de interrupções */
outportb (INTA01,interr_mascara); /* Habilita a interrupção de temporização no 8259 */

while (!fim) /* Habilita a interrupção de temporização, executando aquisição de dados
até completar */
{
}

interr_mascara &= 0xFE;
outportb (INTA01,interr_mascara);
disable();

outportb (CTRL_TIMER0_PORT,0x36);

outportb (DATA_TIMER0_PORT,0x00);
outportb (DATA_TIMER0_PORT,0x00);

setvect(IRQ0, Manuaseador_antigIRQ0);
setvect(IRQ3, Manuaseador_antigIRQ3);

interr_mascara &= 0xFE;
outportb (INTA01,interr_mascara);
enable();
}

/*****/

void inicgrafico()
{
    int graphdriver, graphmode, graph_error;
```



```

graphdriver = VGA;
graphmode = VGAHI;
initgraph(&graphdriver,&graphmode,"");
graph_error = graphresult();
if (graph_error<0 )
{
puts(grapherrormsg(graph_error));
exit(1);
}
setbkcolor(BLACK);
setcolor(WHITE);
}
/*****

void tela()
{
static float Apordiv = 1, Vpordiv = 10, gpordiv = 1e-3, tpordiv = 0.05;
static char disparo = FALSE;
static unsigned int taqs = 50,level = 25;
char grade = FALSE,tecla,staqs[7],nome_arquivo[9];
int xse,yse,xid,yid,xtext,ytext,direction,font,charsize,maxy,final_esc;
float fatforma,d=1e-7,xesc,yesc;
FILE * fp;

fatforma = (float)getmaxy()/getmaxx(); /* Desenha o fundo da tela */
xse = 10;
yse = 20;
xid = getmaxx() - 20;
yid = getmaxy() - 5;
setfillstyle(SOLID_FILL,BLACK);
bar(0,0,getmaxx(),getmaxy());
setfillstyle(SOLID_FILL,LIGHTCYAN);
bar3d(xse,yse,xid,yid,15,1);
setcolor(BLACK);
setfillstyle(SOLID_FILL,BLACK);
bar(xse+10,yse+(int)(10*fatforma),xid-100,yid-(int)(10*fatforma));

xtext=xid-100+8;
ytext=yse+(int)(10*fatforma);

```

```
setcolor(LIGHTCYAN); /* Desenha a grade externa da tela grafica */
xse+=15;
yse+=(int)(15*fatforma);
xid-=105;
yid-=(int)(15*fatforma);
rectangle(xse,yse,xid,yid);

for(j=xse;(int)j<=xid;j+=(float)(xid-xse)/10)
{
    line((int)j,yse,(int)j,(int)(yse-5*fatforma));
    line((int)j,yid,(int)j,(int)(yid+5*fatforma));
}

for(j=yse;(int)j<=yid;j+=(float)(yid-yse)/10)
{
    line(xse,(int)j,xse-5,(int)j);
    line(xid,(int)j,xid+5,(int)j);
}

setcolor(BLACK);
setfillstyle(SOLID_FILL,LIGHTCYAN);
direction=HORIZ_DIR;
font=DEFAULT_FONT;
charsize=1;
settextstyle(font,direction,charsize);

moveto(xtext,ytext);
switch(ordenada)
{
    case 'I':
        outtext("mA/div:");
        break;
    case 'P':
        outtext("V/div:");
        break;
    case 'm':
        outtext("æg/div:");
        break;
}
moveto(xtext,ytext+20);
```

```
switch(abcissa)
{
  case 'I':
    outtext("mA/div:");
    break;
  case 'P':
    outtext("V/div:");
    break;
  case 'm':
    outtext("æg/div:");
    break;
  case 't':
    outtext("s/div:");
    break;
}
moveto(xtext,ytext+40);
outtext("Disparo:");
moveto(xtext,ytext+60);
outtext("Grade:");
moveto(xtext,ytext+80);
switch(nivel)
{
  case 'I':
    outtext("Nivel(*10mA)");
    break;
  case 'P':
    outtext("Nivel(*10mV)");
    break;
}

moveto(xtext,ytext+100);
outtext("Tempo aquis.:");
moveto(xtext,ytext+120);
outtext("Grave dados");
moveto(xtext,ytext+140);
outtext("Execute");
moveto(xtext,ytext+160);
outtext("Saia");

moveto(xtext,ytext+10);
```

```
switch(ordenada)
{
  case 'I':
    if(fabs(Apordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
    if(fabs(Apordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
    if(fabs(Apordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
    if(fabs(Apordiv-0.001)<d) outtext(" 1m ");
    break;
  case 'P':
    if(fabs(Vpordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
    if(fabs(Vpordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
    if(fabs(Vpordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
    break;
  case 'm':
    if(fabs(gpordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
    if(fabs(gpordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
    if(fabs(gpordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
    if(fabs(gpordiv-0.001)<d) outtext(" 1m ");
    if(fabs(gpordiv-0.0001)<d) outtext(" 100æ ");
    if(fabs(gpordiv-0.00001)<d) outtext(" 10æ ");
    if(fabs(gpordiv-0.000001)<d) outtext(" 1æ ");
    break;
}
```

```
moveto(xtext,ytext+30);
```

```
switch(abcissa)
{
  case 'I':
    if(fabs(Apordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
    if(fabs(Apordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
    if(fabs(Apordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
    if(fabs(Apordiv-0.001)<d) outtext(" 1m ");
    break;
  case 'P':
    if(fabs(Vpordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
    if(fabs(Vpordiv-0.5)<d) outtext(" 500m ");
    if(fabs(Vpordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
    if(fabs(Vpordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
    break;
  case 'm':
    if(fabs(gpordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
    if(fabs(gpordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
    if(fabs(gpordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
```

```
        if(fabs(gpordiv-0.001)<d) outtext(" 1m ");
        if(fabs(gpordiv-0.0001)<d) outtext(" 100æ ");
        if(fabs(gpordiv-0.00001)<d) outtext(" 10æ ");
        if(fabs(gpordiv-0.000001)<d) outtext(" 1æ ");
        break;
    case 't':
        if(fabs(tpordiv-1)<d) outtext(" 1 ");
        if(fabs(tpordiv-0.1)<d) outtext(" 100m ");
        if(fabs(tpordiv-0.05)<d) outtext(" 50m ");
        if(fabs(tpordiv-0.02)<d) outtext(" 20m ");
        if(fabs(tpordiv-0.01)<d) outtext(" 10m ");
        break;
    }

    moveto(xtext,ytext+50);
    if(disparo==TRUE)
        outtext(" ON ");
    else
        outtext(" OFF ");

    moveto(xtext,ytext+70);
    outtext(" OFF ");

    moveto(xtext,ytext+90);
    itoa(level,staqs,10);
    outtext(" ");
    outtext(staqs);

    moveto(xtext,ytext+110);
    itoa(freq,staqs,10);
    outtext(" ");
    outtext(staqs);
    outtext(" ms");

    for(;;)
    {
        tecla=0;
        switch(ordenada)
        {
            case 'I': /* ajusta escala de mA por divisao */
                /* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
```

```

while(tecla!=ENTER)
{
  if(!kbhit())
  {
    bar(xtext,ytext+10,xtext+90,ytext+18);
    moveto(xtext,ytext+10);
    if(fabs(Apordiv-1)<d)
      outtext(" 1 ");
    if(fabs(Apordiv-0.1)<d)
      outtext(" 100m ");
    if(fabs(Apordiv-0.01)<d)
      outtext(" 10m ");
    if(fabs(Apordiv-0.001)<d)
      outtext(" 1m ");
  }
  else
  {
    tecla=getch();
    if(tecla=='+' && Apordiv < 1)
      Apordiv*=10;
    if(tecla=='-' && Apordiv>0.001)
      Apordiv/=10;
  }
}
break;
case 'P': /* Ajusta escala de mV por divisao */
/* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
while(tecla!=ENTER)
{
  if(!kbhit())
  {
    bar(xtext,ytext+10,xtext+90,ytext+18);
    moveto(xtext,ytext+10);
    if(fabs(Vpordiv-1)<d)
      outtext(" 1 ");
    if(fabs(Vpordiv-0.1)<d)
      outtext(" 100m ");
    if(fabs(Vpordiv-0.01)<d)
      outtext(" 10m ");
  }
  else
  {
    tecla=getch();
  }
}

```

```

        if(tecla=='+' && Vpordiv<1)
            Vpordiv*=10;
        if(tecla=='-' && Vpordiv>0.01)
            Vpordiv/=10;
    }
}
break;
case 'm': /* Ajusta a escala de mg por divisao */
/* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
while(tecla!=ENTER)
{
    if(!kbhit())
    {
        bar(xtext,ytext+10,xtext+90,ytext+18);
        moveto(xtext,ytext+10);
        if(fabs(gpordiv-1)<d)
            outtext(" 1 ");
        if(fabs(gpordiv-0.1)<d)
            outtext(" 100m ");
        if(fabs(gpordiv-0.01)<d)
            outtext(" 10m ");
        if(fabs(gpordiv-0.001)<d)
            outtext(" 1m ");
        if(fabs(gpordiv-0.0001)<d)
            outtext(" 100æ ");
        if(fabs(gpordiv-0.00001)<d)
            outtext(" 10æ ");
        if(fabs(gpordiv-0.000001)<d)
            outtext(" 1æ ");
    }
    else
    {
        tecla=getch();
        if(tecla=='+' && gpordiv<1)
            gpordiv*=10;
        if(tecla=='-' && gpordiv>1e-6)
            gpordiv/=10;
    }
}
break;
default: break;
}
tecla=0;

```

```
switch(abcissa)
{
  case 'I': /* ajusta escala de mA por divisao */
    /* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
    while(tecla!=ENTER)
    {
      if(!kbhit())
      {
        bar(xtext,ytext+30,xtext+90,ytext+38);
        moveto(xtext,ytext+30);
        if(fabs(Apordiv-1)<d)
          outtext(" 1 ");
        if(fabs(Apordiv-0.1)<d)
          outtext(" 100m ");
        if(fabs(Apordiv-0.01)<d)
          outtext(" 10m ");
        if(fabs(Apordiv-0.001)<d)
          outtext(" 1m ");
      }
    }
  else
  {
    tecla=getch();
    if(tecla=='+' && Apordiv < 1)
      Apordiv*=10;
    if(tecla=='-' && Apordiv>0.001)
      Apordiv/=10;
  }
}
break;

case 'P': /* Ajusta escala de mV por divisao */
  /* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
  while(tecla!=ENTER)
  {
    if(!kbhit())
    {
      bar(xtext,ytext+30,xtext+90,ytext+38);
      moveto(xtext,ytext+30);
      if(fabs(Vpordiv-1)<d)
        outtext(" 1 ");
      if(fabs(Vpordiv-0.1)<d)
        outtext(" 100m ");
    }
  }
}
```



```
        if(fabs(Vpordiv-0.01)<d)
            outtext(" 10m ");
    }
else
    {
    tecla=getch();
    if(tecla=='+' && Vpordiv<1)
        Vpordiv*=10;
    if(tecla=='-' && Vpordiv>0.01)
        Vpordiv/=10;
    }
}
break;
case 'm': /* Ajusta a escala de mg por divisao */
/* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
while(tecla!=ENTER)
{
if(!kbhit())
{
bar(xtext,ytext+30,xtext+90,ytext+38);
moveto(xtext,ytext+30);
if(fabs(gpordiv-1)<d)
    outtext(" 1 ");
if(fabs(gpordiv-0.1)<d)
    outtext(" 100m ");
if(fabs(gpordiv-0.01)<d)
    outtext(" 10m ");
if(fabs(gpordiv-0.001)<d)
    outtext(" 1m ");
if(fabs(gpordiv-0.0001)<d)
    outtext(" 100æ ");
if(fabs(gpordiv-0.00001)<d)
    outtext(" 10æ ");
if(fabs(gpordiv-0.000001)<d)
    outtext(" 1æ ");
}
else
{
tecla=getch();
if(tecla=='+' && gpordiv<1)
    gpordiv*=10;
```

```
        if(tecla=='-' && gpordiv>1e-6)
            gpordiv/=10;
    }
}
break;
case 't': /* Ajusta a escala de mg por divisao */
    /* '+' : multiplica por 10, '-' : divide por 10 */
    while(tecla!=ENTER)
    {
        if(!kbhit())
        {
            bar(xtext,ytext+30,xtext+90,ytext+38);
            moveto(xtext,ytext+30);
            if(fabs(tpordiv-1)<d)
                outtext(" 1 ");
            if(fabs(tpordiv-0.1)<d)
                outtext(" 100m ");
            if(fabs(tpordiv-0.05)<d)
                outtext(" 50m ");
            if(fabs(tpordiv-0.02)<d)
                outtext(" 20m ");
            if(fabs(tpordiv-0.01)<d)
                outtext(" 10m ");
        }
        else
        {
            tecla=getch();
            if(tecla=='+' && tpordiv<1)
                tpordiv*=10;
            if(tecla=='-' && tpordiv>0.01)
                tpordiv/=10;
        }
    }
    break;
default: break;
}

tecla=0;
switch(toupper(getch()))
{
    case 'D': /* Aciona o disparo caso necessario */
        while(tecla!=ENTER)
        {
```

```
        if(!kbhit())
        {
            bar(xtext,ytext+50,xtext+90,ytext+58);
            moveto(xtext,ytext+50);
            if(disparo==TRUE)
                outtext(" ON ");
            else
                outtext(" OFF ");
        }
    else
    {
        tecla=getch();
        if(tecla=='+' || tecla=='-')
            disparo=!disparo;
    }
}
break;
case 'G': /* Posiciona ou nao grade na tela */
while(tecla!=ENTER)
{
    if(!kbhit())
    {
        bar(xtext,ytext+70,xtext+90,ytext+78);
        moveto(xtext,ytext+70);
        if(grade==TRUE)
        {
            outtext(" ON ");
            desenhagrade(xse,yse,xid,yid,TRUE);
        }
        else
        {
            outtext(" OFF ");
            desenhagrade(xse,yse,xid,yid,FALSE);
        }
    }
else
    {
        tecla=getch();
        if(tecla=='+' || tecla=='-')
            grade=!grade;
    }
}
break;
```

```

case 'L': /* Ajusta nivel de disparo */
/* '+' ou '-': aumenta ou diminui 10 mV ou 10 mA no disparo */
/* '*' ou '/': aumenta ou diminui 100 mV ou 100 mA no disparo */
while(tecla!=ENTER)
{
    itoa(level,staqs,10);
    if(!kbhit())
    {
        bar(xtext,ytext+90,xtext+90,ytext+98);
        moveto(xtext,ytext+90);
        outtext(" ");
        outtext(staqs);
    }
    else
    {
        tecla=getch();
        if(tecla=='+' && level<1000)
            level+=10;
        if(tecla=='-' && level>10)
            level-=10;
        if(tecla=='*' && level<=900)
            level+=100;
        if(tecla=='/' && level>=100)
            level-=100;
    }
}
break;
case 'T': /* Ajusta o tempo de aquisição */
/* '+' ou '-': aumenta ou diminui 1 ms na aquisição */
/* '*' ou '/': aumenta ou diminui 10 ms na aquisição */
while(tecla!=ENTER)
{
    itoa(taqs,staqs,10);
    if(!kbhit())
    {
        bar(xtext,ytext+110,xtext+90,ytext+118);
        moveto(xtext,ytext+110);
        outtext(" ");
        outtext(staqs);
    }
    else
    {
        tecla=getch();

```

```

        if(tecla=='+' && taqs<50)
            taqs+=1;
        if(tecla=='-' && taqs>1)
            taqs-=1;
        if(tecla=='*' && taqs<50)
            taqs+=10;
        if(tecla=='/' && taqs>1)
            taqs-=10;
    }
}
break;
case 'S': /* Sai da tela */
    getch();
    fcloseall();
    closegraph();
    break;
case 'E': /* Faz o grafico, salvando as amostras se necessario */
    maxy = yid - yse; /* Calcula as escalas para o grafico */
    xesc = (float)(xid-xse-2)/(namostras);
    yesc = (float)(maxy-2)*5/(10*tpordiv*0xFFF);
    final_esc = (int)namostras*xesc;

/* Executa a aquisicao enquanto nao houver tecla pressionada */

    if(disparo==TRUE) /* Espera o disparo: 81.9 = 0xFFF/50 */
        dispara( (unsigned int)(level*81.9),1);

    setfillstyle(SOLID_FILL,BLACK);
    bar(xse+1,yse+1,xid-1,yid-1);
    setviewport(xse+1,yse+1,xid-1,yid-1,1);

    adquiere(pontamostras,freq,namostras);
    paux=pontamostras;

for (w = 1; w <= namostras; w++)
    {
        word240k_dif = (int) *paux++;
        word20M_dif = *paux++;
        if(word20M_dif!=0)
            dif_freq = (int)fadq2 - (int)fadq1;
        fadq1 = fadq2;
    }

```

```
        putpixel( (int)(w), (int)(maxy - yesc*(dif_freq)), YELLOW);

        tensao = *paux++;
        potencial = ((double)tensao/4095)*5;

        fonte_corrente = *paux++;

        corrente = ( (double)( fonte_corrente*escala )) /4095);
    }

setviewport(0,0,getmaxx(),getmaxy(),1);
setfillstyle(SOLID_FILL,LIGHTCYAN);

moveto(xtext,ytext + 200);
outtext("Execução encerrada!");

tecla = getch(); /* Se pressionada espaço congela e espera a próxima */
                /* tecla */
if(tecla==' ')
    {
        while(!kbhit)
            { };
        tecla=getch();
    }
break;
case 'R':
if( pontamostras != NULL)
    {
        closegraph();
        gotoxy(2,5);
        cputs("Gravação de dados em disco.");
        gotoxy(2,6);
        cputs("Será criado um arquivo de dados para cada tipo
                de amostra.");
        gotoxy(2,7);
        cputs("Estes formatos facilitam a leitura no 'software'
                MATHCAD.");
        gotoxy(2,8);
        cputs("Usar nomes padroes (S/N) ?");
        tecla=getch();
        tecla=toupper(tecla);
        if(tecla=='N')
            {
```

```
gotoxy(2,10);
cputs("Entre com o nome do arquivo no formato usual ");
gotoxy(2,11);
cputs("de ate 8 caracteres, ponto e mais 3 caracteres como
      extensão.");
gotoxy(2,12);
cputs("Nome do arquivo relativo ao tempo, massa, potencial e
      corrente, respectivamente: ");
scanf("%s",&nome_arquivo);
while( (fp=fopen(nome_arquivo,"w"))==NULL)
{
    gotoxy(2,14);
    cputs("Erro! Não é possível abrir arquivo!");
    gotoxy(2,15);
    cputs("Tente outra vez:\n");
    scanf("%s",&nome_arquivo);
}
}
else
{
    strcpy(nome_arquivo,"AMOSTRAS.DAT");
    while( (fp=fopen(nome_arquivo,"w")) == NULL)
    {
        gotoxy(2,10);
        cputs("Erro! Não é possível abrir arquivo!");
        getch();
    }
}
tempo=0;
paux=pontamostras;
for(w=1;w<=namostras;w++)
{
    word240k_dif = (int) *paux++;
    word20M_dif = *paux++;
    fadq2 = ( (20000000 * (double)word240k_dif) )/
            (double)word20M_dif;
    dif_freq = (int)fadq2 - (int)fadq1;
    fadq1 = fadq2;
    tensao = *paux++;
    potencial = ((double)tensao/4095)*5;
    fonte_corrente = *paux++;
    corrente = ( (double)( fonte_corrente*escala )) /4095);
```

```

        fprintf(fp, "%g %d %g g\n", tempo, dif_freq, potencial, corrente);

        tempo+=taqs;
    }
    fclose(fp);
}
break;
}
}
}

/*****/

void desenhagrade(int xse,int yse,int xid,int yid, char sinalizador)
{
float j, kx = (float)(xid-xse)/10, ky = (float)(yid-yse)/10;
if(sinalizador)
{
setcolor(LIGHTCYAN);
for(j=xse+kx;(int)j<xid;j+=kx)
line((int)j,yse+1,(int)j,yid-1);
for(j=yse+ky;(int)j<yid;j+=ky)
line(xse+1,(int)j,xid-1,(int)j);
}
else
{
setcolor(BLACK);
for(j=xse+kx;(int)j<xid;j+=kx)
line((int)j,yse+1,(int)j,yid-1);
for(j=yse+ky;(int)j<yid;j+=ky)
line(xse+1,(int)j,xid-1,(int)j);
}
setcolor(BLACK);
}

/*****/

void dispara(unsigned int level,int inclinação)
{
unsigned int valor_anterior;

valor_anterior = valor_convertido;

}

```