

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - CPGEE

**SISTEMA PORTÁTIL DE AQUISIÇÃO DE DADOS PARA  
ANÁLISE DINÂMICA DE ESTRUTURAS MECÂNICAS**

CRISTIANO LEUCKERT

Dissertação para obtenção do título de Mestre em Engenharia

Porto Alegre

2000

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

ESCOLA DE ENGENHARIA

Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - CPGEE

**SISTEMA PORTÁTIL DE AQUISIÇÃO DE DADOS PARA  
ANÁLISE DINÂMICA DE ESTRUTURAS MECÂNICAS**

CRISTIANO LEUCKERT

Engenheiro Eletricista

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - CPGEE, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia.  
Área de concentração: Instrumentação Eletro-Eletrônica.  
Desenvolvida no Laboratório de Instrumentação Eletro-Eletrônica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

Porto Alegre

2000

# SISTEMA PORTÁTIL DE AQUISIÇÃO DE DADOS PARA ANÁLISE DINÂMICA DE ESTRUTURAS MECÂNICAS

CRISTIANO LEUCKERT

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Renato Machado de Brito, UFRGS

Dr. pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Banca Examinadora:

Prof. Ildon Guilherme Borchardt, UNISINOS

Dr. pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA - 1974

Prof. Altamiro Amadeu Susin, UFRGS

Dr. pela Universidade de Grenoble - França - 1981

Prof. Marcelo Maia Rocha, UFRGS

Dr. pela Universidade de Innsbruck - Áustria - 1993

Coordenador do CPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Altamiro Amadeu Susin

Porto Alegre, abril de 2000.

Aos que sempre acreditaram em mim  
e não cansaram de me incentivar:  
minha família.

## **AGRADECIMENTOS**

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais - PPGEM, que possibilitou meu ingresso no curso de mestrado.

Ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - CPGEE, em especial ao Laboratório de Instrumentação Eletro-Eletrônica, pelo ambiente de trabalho, pelos materiais e equipamentos disponibilizados e pelo financiamento do projeto.

Às secretarias do PPGEM e do CPGEE pelos eficientes serviços prestados.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

Ao Professor Dr. Renato Machado de Brito por sua orientação e estímulo para a realização desta dissertação. O meu sincero reconhecimento pela sua dedicação e esforço pessoal empregados nas atividades didáticas e administrativas no Departamento de Engenharia Elétrica da UFRGS, propiciando um ambiente digno e engrandecedor de trabalho e formação intelectual. Seu exemplo tem-me servido de norte desde o início da graduação.

Ao Professor Dr. Ildon Guilherme Borchardt, fonte de inspiração para meus estudos na área de extensometria, pelas conversas esclarecedoras nas oportunidades em que privamos, pelas discussões das idéias apresentadas, pelas sugestões feitas na etapa inicial do trabalho e pela sensibilidade na transmissão do conhecimento.

Ao Professor Dr. Carlos Roberto Cauduro pelas contribuições na área de projeto e confecção de transdutores extensométricos.

Aos Professores MSc. Fernando Fontes Barbosa e MSc. John Oersted Wisbeck pelas inúmeras vezes em que trocamos idéias, pelas dúvidas resolvidas, pelas sugestões apresentadas, pelos manuais e materiais emprestados e pela presteza para analisar as questões de ruído no protótipo montado. A ambos meu agradecimento por sua generosa paciência.

Ao Professor Dr. Adalberto Schuck Jr. pelo incentivo para a conclusão deste trabalho, pelas críticas e sugestões apontadas e pela revisão do texto. Obrigado pelo providencial abraço.

Ao Professor Dr. Sérgio Luiz Bertoldo Zin pelas várias conversas que tivemos acerca da vida e da humanidade e pela amizade cultivada.

Aos colegas Fernando Martins Bauer, Júlio César dos Santos Vicente, Marcos Zuccolotto, Márcio Gil Faccin, Leoci Rudi Galle e Ronaldo Hüseemann pelas valiosas contribuições prestadas e pelo saudável convívio.

À minha namorada Marcia Varisco pelo seu amor, carinho, incentivo e compreensão.

Aos meus familiares pelos seus pensamentos positivos e orações e por proporcionarem as melhores condições para que eu concluísse esta etapa de minha formação.

Ao meu pai e à minha mãe, sempre. A caminhada só logra sucesso tendo-se presente a sua companhia.

# SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>ix</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>xi</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS.....</b>	<b>xii</b>
<b>RESUMO.....</b>	<b>xiv</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>xv</b>
<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
1.1 MOTIVAÇÃO PARA O DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO .....	2
1.1.1 Parte técnica .....	3
1.1.2 Parte didática.....	4
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO .....	5
<b>2 REVISÃO DE LITERATURA.....</b>	<b>7</b>
2.1 MEDIÇÃO DE DEFORMAÇÕES MECÂNICAS. A UTILIZAÇÃO DE EXTENSÔMETROS DE RESISTÊNCIA ELÉTRICA .....	8
2.2 REVISÃO DA EVOLUÇÃO DO EXTENSÔMETRO DE RESISTÊNCIA ELÉTRICA ..	12
2.2.1 Princípio de operação dos extensômetros tipo folha metálica .....	16
2.3 A PONTE DE WHEATSTONE .....	19
2.3.1 Ponte de balanço.....	20
2.3.2 Ponte de desbalanço .....	21
<b>3 O CONDICIONADOR DE SINAIS.....</b>	<b>26</b>
3.1 O SISTEMA DE AQUISIÇÃO.....	26
3.2 DESCRIÇÃO GERAL DA PARTE ANALÓGICA .....	27
3.2.1 Oscilador.....	30
3.2.2 Ajuste de tensão da ponte .....	32
3.2.3 <i>Driver</i> de potência .....	34
3.2.4 Amplificador de instrumentação .....	36
3.2.5 Balanceamentos.....	38
3.2.6 Filtro passa-faixa .....	40
3.2.7 Detector síncrono .....	41

3.2.8	Tensão de referência para o conversor A/D.....	43
3.2.9	Filtro passa-baixas .....	44
3.2.10	Fonte de alimentação .....	46
<b>4</b>	<b>CONTROLE DE AQUISIÇÃO.....</b>	<b>48</b>
4.1	<i>KIT</i> DE DESENVOLVIMENTO IEE96 - MICROCONTROLADOR.....	49
4.1.1	O Conversor A/D.....	51
4.1.2	O PTS ( <i>Peripheral Transaction Server</i> ).....	52
4.2	MEMÓRIAS.....	56
4.3	COMUNICAÇÃO .....	59
4.4	O <i>SOFTWARE</i> .....	59
<b>5</b>	<b>ESTRUTURA E OPERAÇÃO DO EQUIPAMENTO .....</b>	<b>60</b>
5.1	A ESTRUTURA .....	60
5.1.1	Programação dos canais.....	61
5.1.2	Aquisição .....	63
5.1.3	Balanceamento .....	65
5.1.4	Transmissão .....	65
5.2	A OPERAÇÃO .....	66
5.2.1	Programação dos canais.....	67
5.2.2	Aquisição .....	69
5.2.3	Balanceamento .....	71
5.2.4	Transmissão .....	71
<b>6</b>	<b>MONTAGEM DO PROTÓTIPO .....</b>	<b>74</b>
6.1	CONSIDERAÇÕES SOBRE RUÍDO ELÉTRICO .....	76
<b>7</b>	<b>EXPERIMENTOS REALIZADOS .....</b>	<b>81</b>
7.1	CALIBRAÇÃO .....	81
7.2	CARACTERIZAÇÃO DINÂMICA .....	83
7.3	ENSAIOS DE APLICAÇÕES .....	86
<b>8</b>	<b>CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES.....</b>	<b>93</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>97</b>
	<b>ANEXOS.....</b>	<b>101</b>

## LISTA DE FIGURAS

2.1 – Curva característica tensão-deformação de um metal.....	9
2.2 – ERE de folha metálica.....	15
2.3 – Ponte de Wheatstone.....	20
2.4 – Sensibilidade $S_0$ em função da razão de ponte B.....	24
3.1 – Diagrama em blocos do sistema de aquisição de dados.....	27
3.2 – Diagrama em blocos de um condicionador AC.....	29
3.3 – Oscilador sinusoidal de 5 kHz em quadratura.....	31
3.4 – Ajuste da amplitude da tensão de excitação.....	32
3.5 – Multiplexador de chaves analógicas.....	33
3.6 – <i>Drivers</i> de potência para a tensão de excitação.....	35
3.7 – Portadora de 5 kHz e modulante de 400 Hz.....	35
3.8 – Modulação em AM-SC dos sinais da Figura 3.7.....	36
3.9 – Amplificador de instrumentação.....	37
3.10 – Balanceamentos resistivo e capacitivo.....	39
3.11 – Balanceamento, ganho e escala.....	40
3.12 – Filtro passa-faixa. $f_0 = 5$ kHz, $\Delta f = 3$ kHz.....	41
3.13 – Detector síncrono.....	42
3.14 – Portadora de 5 kHz e sinal modulado retificado.....	42
3.15 – Tensão de referência.....	44
3.16 – Deslocamento da faixa de saída.....	44
3.17 – Filtro passa-baixas de 4ª ordem. $f_c = 1,5$ kHz.....	45
3.18 – Fonte de alimentação e carregadores de baterias.....	47
4.1 – Sistemas de atendimento a interrupção.....	53
4.2 – Mapa de endereços da memória <i>Flash</i> .....	58
5.1 – Telas de apresentação do sistema para o usuário.....	60
5.2 – Menus da programação de canais - seqüência das opções de configuração e seleção de canais.....	61
5.3 – Menus da aquisição dos sinais.....	64
5.4 – Menus do balanceamento dos canais.....	65
5.5 – Menus da transmissão dos dados adquiridos.....	66
5.6 – Vista do teclado proposto para o equipamento.....	66
5.7 – Aspecto do arquivo de dados no microcomputador.....	73
6.1 – Aspecto externo do protótipo montado.....	75
6.2 – Vista do painel traseiro do equipamento.....	75
6.3 – Visão da parte interna do equipamento.....	76
6.5 – Filtro na entrada de um canal do conversor A/D.....	77
6.6 – <i>Ripple</i> do sinal do condicionador durante a aquisição.....	79
7.1 – Circuito gerador de sinal AM.....	84
7.2 – Modulação em AM-SC. Portadora de 5 kHz (traço 1), modulante de 400 Hz (traço 2). 84	84
7.3 – Sinal resultante da detecção síncrona (traço 2) e saída analógica (traço 1) para modulante de 400 Hz.....	85
7.4 – Resposta Amplitude (dB) x Freqüência (Hz) do sistema.....	86

7.5 – Resposta Fase (graus) x Frequência (Hz) do sistema.....	86
7.6 – Canais 1 (traço 1) e 2 (traço 2) no osciloscópio. ....	87
7.7 – Sinal adquirido no canal 1. ....	88
7.8 – Sinal adquirido no canal 2. ....	88
7.9 – Canais 1 (traço 1) e 3 (traço 2) no osciloscópio. ....	89
7.10 – Sinal adquirido no canal 1. ....	89
7.11 – Sinal adquirido no canal 3. ....	90
7.12 – Ensaio de flexão de uma lâmina de aço. ....	90
7.13 – Ensaio de flexão e torção de uma lâmina de aço. ....	92
A.1 – Diagrama esquemático do oscilador sinusoidal, da fonte de tensão de referência e do condicionador AC do canal 1. ....	102
A.2 – Diagrama esquemático do condicionador AC do canal 2. ....	103
A.3 – Diagrama esquemático do condicionador AC do canal 3. ....	104
A.4 – Diagrama esquemático do <i>kit</i> IEE96 modificado (versão 2.0C). ....	105
A.5 – Diagrama esquemático da fonte do <i>kit</i> IEE96 (versão 2.0C) e interface serial. ....	106
A.6 – Diagrama esquemático da programação do PLD.....	107
A.7 – Descrição do bloco aqdin_1a da programação do PLD. ....	108

## **LISTA DE TABELAS**

4.1 – Especificações do conversor A/D do 80C196KC.....	52
7.1 – Comportamento do condicionador AC para extensometria. ....	85

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

a	- parâmetro da ponte de Wheatstone conforme equação (2.19)
b	- parâmetro da ponte de Wheatstone conforme equação (2.19)
e	- tensão de excitação da ponte de Wheatstone [V]
e <sub>0</sub>	- tensão de saída da ponte de Wheatstone [V]
l	- comprimento final de uma peça mecânica [m]
l <sub>0</sub>	- comprimento inicial de uma peça mecânica [m]
α	- termo da equação da ponte de Wheatstone conforme equação (2.23)
α <sub>1</sub>	- coeficiente térmico de dilatação do material do ERE [μm/m/°C]
β	- termo da equação da ponte de Wheatstone conforme equação (2.24)
β <sub>1</sub>	- coeficiente térmico de dilatação do material da estrutura onde é colado um ERE [μm/m/°C]
δ	- desvio de linearidade da ponte de Wheatstone
ε	- deformação relativa [μm/m]
γ	- termo da equação da ponte de Wheatstone conforme equação (2.25)
γ <sub>1</sub>	- coeficiente térmico de resistividade do ERE [μΩ.m/Ω.m/°C]
με	- <i>microstrain</i> , equivalente a μm/m
ν	- coeficiente de Poisson
π <sub>1</sub>	- coeficiente piezoresistivo longitudinal
ρ	- resistividade elétrica de um material [Ω.mm <sup>2</sup> /m]
σ	- tensão mecânica [Pa]
ω <sub>0</sub>	- frequência central de um filtro passa-faixa [rad]
A	- área da seção reta de um condutor elétrico [mm <sup>2</sup> ]
AC	- tensão ou corrente alternada ( <i>Alternate Current</i> )
A/D	- analógico/digital
AI	- amplificador de instrumentação
AO	- amplificador operacional
AM	- modulação em amplitude
AM-SC	- modulação em amplitude com portadora suprimida
B, B <sub>i</sub>	- razão da ponte de Wheatstone
Caltech	- Instituto de Tecnologia da Califórnia, EUA
CHMOS	- <i>Complementary High-Performance Metal-Oxide-Semiconductor</i>
CMOS	- <i>Complementary Metal-Oxide-Semiconductor</i>
CMRR	- taxa de rejeição a modo comum [dB]
CPGEE	- Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFRGS
CPU	- unidade central de processamento
D	- diâmetro de um condutor elétrico [mm]
DC	- tensão ou corrente contínua ( <i>Direct Current</i> )
DMA	- acesso direto à memória
E	- módulo de Elasticidade, módulo de Young [Pa, kgf/cm <sup>2</sup> ]
EEPROM	- memória somente de leitura programável e eletricamente apagável
EPROM	- memória somente de leitura programável e apagável

ERE	- extensômetro de resistência elétrica ( <i>strain-gage</i> )
FET	- transistor de efeito de campo
$F_x$	- força no eixo ortogonal x [N]
$F_y$	- força no eixo ortogonal y [N]
$F_z$	- força no eixo ortogonal z [N]
FTCT	- fonte de tensão controlada por tensão
$G_0$	- ganho de um filtro na frequência $\omega_0$
GIRM	- ganho infinito realimentações múltiplas
$I_B$	- corrente de polarização [pA]
IEE	- Instrumentação Eletro-Eletrônica
INMETAL	- Laboratório de Instrumentação do PPGEM
INT	- numa expressão matemática, parte inteira de um argumento
JEDEC	- <i>Joint Electronic Device Engineering Council</i>
JFET	- transistor de junção de efeito de campo
K	- Fator Gage (sensibilidade) de um extensômetro de resistência elétrica [ $\Omega/\Omega/m/m$ ]
L	- comprimento de um condutor elétrico [m]
LSB	- bit menos significativo
MIT	- Instituto de Tecnologia de Massachussets, EUA
PC	- <i>Personal Computer</i>
PCI	- placa de circuito impresso
PDIP	- <i>Plastic Dual In-line Package</i>
PLCC	- <i>Plastic Leaded Chip Carrier</i>
PLD	- dispositivo lógico programável
PPGEM	- Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais - UFRGS
PTS	- <i>Peripheral Transaction Server</i>
Q	- fator de qualidade de um filtro
R	- resistência elétrica de um condutor elétrico [ $\Omega$ ]
RAM	- memória de acesso randômico
S	- sensibilidade geral da ponte de Wheatstone [ $V/V/\Omega/\Omega$ ]
$S_0$	- sensibilidade inicial da ponte de Wheatstone [ $V/V/\Omega/\Omega$ ]
SAR	- registrador de aproximações sucessivas
SI	- Sistema Internacional de Unidades
SR-4	- nome de ERE desenvolvido por Simmons e Ruge
T	- temperatura [ $^{\circ}C$ ]
$V_{BE}$	- tensão de junção base-emissor [V]
$V_d$	- tensão de polarização direta de um diodo [V]
$V_{os}$	- tensão de <i>off-set</i> [V]
$V_z$	- tensão de zener [V]
$Z_e$	- impedância equivalente de uma ponte de Wheatstone 1/4 [ $\Omega$ ]
$Z_i$	- impedância elétrica associada a um braço da ponte de Wheatstone [ $\Omega$ ]

## RESUMO

Este trabalho apresenta um sistema microcontrolado para aquisição dinâmica de sinais. O sistema possui condicionadores analógicos para três canais de entrada, possibilitando a leitura de sinais diferenciais provenientes de transdutores ligados em ponte de Wheatstone. Estes condicionadores provêm tensão de excitação AC, com portadora de 5 kHz.

A parte digital do sistema baseia-se no microcontrolador Intel 80C196. Apresenta interface com o usuário através de teclado e mostrador de cristal líquido. A taxa de aquisição é de 1000 amostras/s e o armazenamento dos dados é feito em memória *Flash* de 4 Mbits. Também possibilita comunicação digital serial com um microcomputador tipo PC para análise e tratamento dos dados adquiridos.

Um protótipo do equipamento foi montado interligando as partes analógica e digital. Para a calibração dos condicionadores de sinais foi adotado o procedimento de calibração estática, tendo como referência uma unidade de calibração resistiva padrão.

Foi determinado o comportamento dos condicionadores através de ensaios dinâmicos, sendo apresentados gráficos de resposta em amplitude e fase em função da frequência do sinal de entrada.

Os dados resultantes de ensaios estáticos e dinâmicos foram adquiridos por um osciloscópio digital e pelo sistema de aquisição desenvolvido. São mostrados gráficos comparativos dos sinais obtidos com ambos os equipamentos.

## **ABSTRACT**

This work presents a micro-controlled system for dynamic signals acquisition. The system has analog conditioners for the three input channels, allowing the reading of differential signals generated by Wheatstone bridge connected transducers. These conditioners supply AC excitation voltage, with a 5 kHz carrier.

The digital part of the system is based on the Intel 80C196 microcontroller. It presents a keyboard and display user interface. The acquisition rate is 1000 samples/s and the data are stored on a 4 Mbits Flash memory. It also provides a digital serial communication with a PC microcomputer for the analysis and treatment of the acquired data.

A prototype of the equipment was assembled connecting the analog and digital parts. For the conditioners calibration a static calibration procedure was adopted, using a resistive standard calibration unit as the reference.

Dynamic experiments were made to determine the conditioners' behavior, being presented graphs of amplitude and phase in function of input signal frequency.

Static and dynamic experiments data were acquired by a digital oscilloscope and the developed acquisition system. Comparative graphs of the signals obtained with both equipments are showed.

# 1 INTRODUÇÃO

Na condução de atividades de ensino e pesquisa desenvolvidas nos diversos laboratórios de engenharia, normalmente são efetuados procedimentos relacionados com análise experimental. Nesta atividade é comum a utilização de sistemas de aquisição de dados para a leitura de diversas grandezas físicas envolvidas nos experimentos.

Os primeiros métodos de registro de medidas resumem-se a simplesmente observar o processo que está sendo ensaiado, ler as medidas apresentadas pelos instrumentos de medição e anotar os valores numéricos em papel. Este é um método que implica especial atenção do experimentador na leitura e registro das medidas, além de ser cansativo no caso de experimentos longos e com várias grandezas sob análise. Em função da limitação prática apresentada na taxa de observação e escrita das leituras, própria deste método, sua aplicação dá-se essencialmente em experimentos estáticos.

O advento dos computadores trouxe um grande progresso à atividade de registro de dados, possibilitando o armazenamento das leituras em cartões e discos. Desta forma, os recursos computacionais permitem que os sinais adquiridos sejam processados, facilitando o trabalho de análise.

Seguindo a tendência determinada pelo desenvolvimento dos computadores, foram sendo projetados sistemas de aquisição capazes de se adequar ao padrão destes equipamentos. Assim, sistemas completos de aquisição e armazenamento de dados computadorizados passaram a fazer parte dos recursos dos laboratórios, auxiliando nas atividades de pesquisa. Um computador e uma placa de aquisição de dados, basicamente, constituem estes sistemas.

Em seguida, em decorrência do grande desenvolvimento verificado no campo da microeletrônica, os recursos de aquisição e de processamento dos dados foram sendo agregados em equipamentos dedicados. Placas de aquisição integradas apresentam sistemas de condicionamento de sinais, amostragem, conversão e armazenamento, e até unidades de processamento digital de sinais.

Esta evolução dos equipamentos permitiu a difusão das atividades de análise experimental, antes limitadas aos laboratórios onde estavam os grandes sistemas de aquisição de sinais. Com a redução do tamanho destes sistemas, a instrumentação pode ser levada a campo, facilitando as atividades experimentais.

O objeto deste trabalho de Dissertação de Mestrado é o projeto e a construção de um sistema de aquisição de dados capaz de coletar informações relativas a deformações mecânicas em estruturas, de forma estática e dinâmica. Pretende-se oferecer uma ferramenta portátil microcontrolada de auxílio à análise de estruturas mecânicas, sendo também um equipamento para uso didático, que pode auxiliar no ensino dos assuntos relacionados com tensões e deformações mecânicas.

## **1.1 MOTIVAÇÃO PARA O DESENVOLVIMENTO DO TRABALHO**

Na área da instrumentação eletro-eletrônica observa-se a ampla utilização de extensômetros de resistência elétrica (EREs), ou *strain-gages*, para medição de diversas grandezas físicas, tais como força, pressão, torque, deslocamento, deformação, entre outras. O tratamento dos sinais obtidos com tais transdutores é realizado através de condicionadores de sinais. Os sinais condicionados traduzem-se em medidas que podem ser lidas e registradas, com fins de análise do procedimento experimental.

Sistemas de aquisição de dados como estes apresentam a possibilidade de uso em ensaios dedicados na área metal-mecânica, construção civil, geotecnia e outras.

Existe particular interesse em um equipamento deste tipo para estudos do comportamento de deformações em estruturas mecânicas (muitos laboratórios de pesquisa da Escola de Engenharia da UFRGS necessitam de tais sistemas). Observa-se, portanto, a necessidade de ter-se um sistema capaz de adquirir e armazenar dados relativos a estas deformações, em ensaios estáticos e, principalmente, dinâmicos.

O fato de poder-se armazenar os dados e, posteriormente, transferi-los para um computador, a fim de processá-los e registrá-los sugere um equipamento portátil e autônomo. Vislumbra-se desta forma, também, uma aplicação especial do instrumento, qual seja em laboratórios de ensino, servindo como ferramenta de trabalho no estudo de casos práticos em procedimentos didáticos.

### 1.1.1 Parte técnica

O processo de análise das deformações sofridas por um elemento que está sujeito a tensões mecânicas é de grande importância em diversas aplicações industriais, assim como para a pesquisa. Através desta análise pode-se determinar quais os esforços envolvidos em determinada peça ou estrutura, obtendo-se informações que servem de base para o projeto e o desenvolvimento de componentes e máquinas.

Um equipamento como o proposto pode ser utilizado em aplicações onde se deseja observar três sinais independentes provenientes de transdutores extensométricos. Pode-se citar como exemplo o estudo do alívio de tensões mecânicas. Em uma chapa metálica são colados extensômetros do tipo roseta, procedendo-se o alívio de deformações através do método de furação da chapa. As medidas de deformações são adquiridas pelo sistema de aquisição de dados e, com o auxílio de um computador, calcula-se o alívio de tensões.

O monitoramento de um ensaio de penetração de solos pode ser realizado com um sistema como o proposto. Um exemplo de ponta de prova para um ensaio deste tipo apresenta transdutores para medição da força total de penetração, atrito lateral e pressão d'água. Estas três medidas são obtidas através de transdutores com extensômetros.

O estudo das forças envolvidas em estruturas mecânicas tem aplicação com um sistema de aquisição de dados portátil. Pode-se citar o exemplo de monitoramento dos esforços sofridos por um arado puxado por um trator agrícola. O equipamento pode ser instalado na cabina do trator, permitindo ensaios na situação real de funcionamento do implemento agrícola.

Por fim, cita-se a aplicação do equipamento no auxílio às pesquisas das forças de corte, presentes na confecção e no tratamento metalúrgico de peças mecânicas. Pode-se com este sistema adquirir sinais relativos às forças envolvidas em uma ferramenta de corte de um torno mecânico. Para a composição da força resultante na ferramenta, propõe-se a leitura de suas três componentes ortogonais  $F_x$ ,  $F_y$  e  $F_z$ . A obtenção destas medidas dá-se através de uma célula de carga, instrumentada com extensômetros de resistência elétrica, especialmente dispostos de tal forma a serem sensíveis às deformações percebidas pela célula nos três eixos ortogonais. Um sistema de aquisição de dados como o proposto pode ser utilizado para a medição dos esforços a que é submetida uma ferramenta em serviço. Isto corresponde a um ensaio dinâmico. Pode-se também estudar o processo de desgaste de uma ferramenta de corte, através da análise das forças observadas. Numa aplicação real num processo de fabricação,

monitoram-se os sinais para definir o momento de troca da ferramenta de corte para que o produto final tenha o padrão de qualidade exigido.

O Laboratório de Instrumentação Eletro-Eletrônica (IEE) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFRGS, desde o seu princípio, quando se chamava INMETAL, pertencente ao Departamento de Metalurgia da Escola de Engenharia, vem cultivando uma sólida tradição de atuação no campo da extensometria. A pesquisa e desenvolvimento de transdutores e condicionadores de sinais, a prestação de serviços, além de sua função fundamental, o ensino, são atividades corriqueiras desenvolvidas no IEE. Sua atuação dá-se principalmente em instrumentação para processos metalúrgicos e mecânicos; transdutores e condicionadores com extensômetros; sensores diversos de força, pressão, torque, deslocamento, temperatura; e análise de tensões.

Diversos condicionadores de sinais têm sido desenvolvidos, atendendo a diferentes especificações de operação. A gama de modelos compreende condicionadores com características de alimentação dos transdutores com tensão contínua, assim como outros com excitação da ponte com fonte de corrente contínua. A característica de excitação dos transdutores com tensão alternada também é contemplada, com condicionadores que permitem a medição de sinais mais ruidosos eletricamente.

O estudo de sistemas que compreendem a medição de torque também possibilitou o desenvolvimento de circuitos específicos para este fim. Em sintonia com os sistemas eletrônicos de medição, pode-se citar o projeto e calibração de células de carga para as mais diversas finalidades, abrangendo as atuações em tração, compressão e torção.

Várias dessas aplicações serviram de base para trabalhos de dissertações de mestrado e teses de doutorado nos programas de pós-graduação da Escola de Engenharia.

### **1.1.2 Parte didática**

Como motivação para a realização deste instrumento, cita-se também o interesse de engenheiros das Engenharias Metalúrgica e de Materiais, Civil e Mecânica da UFRGS na análise dinâmica de estruturas mecânicas, bem como o apelo didático da utilização de tal equipamento em sala de aula. Pode-se dizer que este último fator é o mais relevante e o que mais motiva, por possibilitar um acréscimo na qualidade das aulas que abordam o tema tensões e deformações mecânicas.

Ressaltam-se como ítems de destaque do trabalho a portabilidade do instrumento, permitindo sua utilização em campo, e, principalmente, a possibilidade de realização de ensaios dinâmicos com as estruturas sob análise.

Pode-se imaginar o estudo do comportamento de uma estrutura mecânica quando lhe são aplicadas determinadas cargas ou esforços. O ensaio pode ser executado tendo-se como base para a análise os dados coletados e armazenados pelo equipamento desenvolvido. O posterior processamento e a visualização de gráficos na tela do computador permitirão fornecer as informações relevantes ao trabalho dos especialistas na área de tensões mecânicas.

## **1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO**

Tendo em vista a necessidade de condicionadores de sinais com capacidade de aquisição de até três ou mais sinais para análise dinâmica de estruturas, este trabalho propõe a construção de um condicionador de sinais para três canais com a capacidade de aquisição simultânea das três entradas. Apresenta ainda a possibilidade de armazenamento de um conjunto de medidas e permite comunicação digital com um microcomputador tipo PC para análise e tratamento dos dados adquiridos.

Os três canais de entrada devem possibilitar a aquisição de sinais provenientes de arranjos de sensores do tipo extensômetros de resistência elétrica em 1/2 ponte e em ponte completa. O excitador da ponte de EREs deve ser em corrente alternada (AC) com tensão de excitação programável de 2,5 V e 5 V, e frequência de excitação de 5 kHz. Esta frequência é escolhida em função de o ruído industrial nesta faixa do espectro apresentar-se menos intenso, além de ser um padrão para equipamentos para extensometria.

O condicionador AC deve ter capacidade de operar medindo deformações de até 1000  $\mu\text{m}/\text{m}$ , seja de compressão ou de tração, e ter ajuste de zero para compensar desbalanço resistivo e/ou capacitivo da ponte de EREs e dos cabos envolvidos.

Em função da característica de portabilidade, o sistema requer o suprimento de alimentação dos circuitos proveniente de bateria, além do sistema normal com entrada para rede elétrica AC. A bateria deve ser do tipo selada e recarregável.

O sistema de controle do processo de aquisição de dados deve ser microcontrolado, sendo utilizado o microcontrolador 80C196KC da Intel, com características de reduzido consumo de energia. Este componente apresenta-se próprio para um sistema

alimentado por baterias, em função da sua tecnologia CHMOS de fabricação, de baixo consumo.

O equipamento também deve ter como característica a aquisição de grande quantidade de dados e possibilidade de apagamento e reescrita destes. Isto é atendido por uma memória tipo *Flash* de grande capacidade de armazenamento, uma vez que pretende-se obter 32 mil amostras por canal a cada ensaio.

Para a aquisição de dados relativos a deformações mecânicas, o sistema deve ser capaz de trabalhar com taxa mínima de aquisição de 1000 amostras por segundo, por canal de entrada.

A apresentação dos dados adquiridos deverá ser possível através de um microcomputador tipo PC. Para tanto, o equipamento deve possuir uma interface de comunicação serial padrão RS-232C para a transferência dos dados do equipamento para o microcomputador.

## 2 REVISÃO DE LITERATURA

Os estudos e pesquisas de fenômenos mecânicos e metalúrgicos, assim como do comportamento de dispositivos e máquinas, desenvolveram-se com base em diversos métodos de análise e medição de deformações mecânicas. Diversos princípios ópticos, mecânicos e elétricos foram utilizados com este fim, sendo apresentados na seção 2.1.

O advento de um transdutor capaz de converter deformação mecânica em variação de sua resistência elétrica provocou grande impulso no desenvolvimento de técnicas e equipamentos, ferramentas básicas da análise experimental. Tal transdutor, chamado de extensômetro de resistência elétrica, é item fundamental na Extensometria, a qual envolve técnicas de medição e análise de deformações e tensões mecânicas. Na seção 2.2 pode-se ver o processo de desenvolvimento dos extensômetros e o princípio de funcionamento dos mesmos. As características operacionais do extensômetro de resistência elétrica metálico colado logo fizeram-no dominar o campo de transdutores nas aplicações de análise de tensões e deformações. A configuração clássica de ligação dos extensômetros em Ponte de Wheatstone é vista em 2.3 (Measurements Group, Inc., 1988).

Em um sistema de medição de sinais de deformação mecânica com técnicas de extensometria, faz-se necessário o condicionamento elétrico destes sinais, adaptando a saída dos transdutores extensométricos às etapas seguintes do sistema, que são a aquisição e o registro dos dados. Os modelos de condicionadores para extensometria diferenciam-se entre si basicamente pelo tipo de excitação aplicada aos transdutores. São conhecidos condicionadores com excitação por fonte de tensão contínua e também por fonte de corrente contínua. Técnicas de excitação por sinal variante no tempo também são utilizadas. Pode-se citar a excitação por fonte de tensão pulsada e por fonte de tensão alternada senoidal, sendo estes sistemas preferidos aos anteriores para aplicações em situações com presença de ruído eletromagnético. Neste caso, pode haver variações quanto ao sistema de transferência de informação nas etapas internas do condicionador, bem como nos processos de detecção dos sinais de deformação a partir dos sinais de saída dos transdutores.

## 2.1 MEDIÇÃO DE DEFORMAÇÕES MECÂNICAS. A UTILIZAÇÃO DE EXTENSÔMETROS DE RESISTÊNCIA ELÉTRICA

A medição de deformação tem tido importância desde o século XVII, quando em 1678 o cientista inglês Robert Hooke (1635-1703) concluiu, experimentalmente, que para muitos materiais “as tensões e as deformações específicas são proporcionais, enquanto não se ultrapassar o limite elástico”. A constante de proporcionalidade entre a tensão aplicada e a deformação sofrida é denominada de Módulo de Elasticidade (longitudinal) do material, também chamada de Módulo de Young, em homenagem a quem a definiu. Matematicamente, isto é expresso como

$$E = \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (2.1)$$

onde o módulo de elasticidade e a tensão,  $E$  e  $\sigma$ , respectivamente, são expressos em unidades de força por unidades de comprimento ao quadrado, normalmente  $\text{kgf/cm}^2$  ou Pa (ou MPa). Convém notar que no Sistema Internacional de Unidades (SI) a unidade de pressão é o Pa, sendo que a equivalência é dada por  $1 \text{ Pa} = 1,02 \times 10^{-5} \text{ kgf/cm}^2$ , ou seja,  $1 \text{ MPa} = 10,2 \text{ kgf/cm}^2$ .

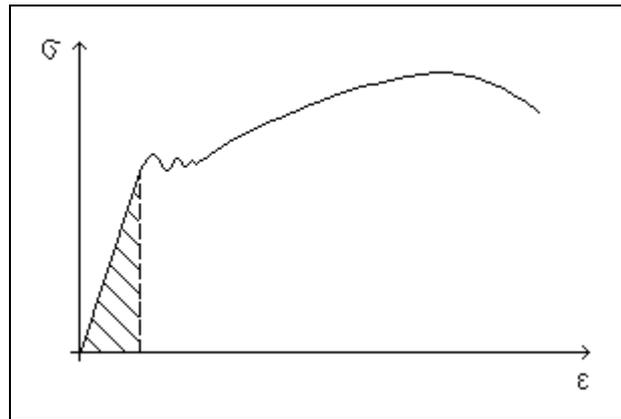
A variação relativa de comprimento é dada por

$$\varepsilon = \frac{l - l_0}{l_0} = \frac{\Delta l}{l} \quad (2.2)$$

sendo  $l$  o comprimento final (depois de aplicada uma carga mecânica) e  $l_0$  o comprimento inicial da peça (antes da aplicação da carga). Como as deformações relativas são em geral muito pequenas, suas magnitudes são freqüentemente multiplicadas por  $10^6$  e expressas em unidades de  $\mu\text{m/m}$ . Esta unidade é muitas vezes grafada como  $\mu\varepsilon$  (*microstrain*), apesar de Hoffmann reprová-lo seu uso (Hoffmann, 1989).

Na Figura 2.1 vê-se um típico gráfico da deformação medida em função da tensão aplicada a um espécime de metal, do tipo aço doce (aço ao carbono), num ensaio de tração. A forma da curva varia conforme o material do corpo de prova. Observe-se a constante de proporcionalidade na região elástica, hachurada no gráfico (Hoffmann, 1976).

A capacidade de um dado material suportar cargas ou forças aplicadas é normalmente expressa em termos de tensão, ao invés de em termos de deformação (Perry, Lissner, 1955).



**Figura 2.1 – Curva característica tensão-deformação de um metal.**

Por razões econômicas e de peso, dentre outras, é interessante que os componentes de qualquer máquina ou equipamento sejam tão pequenos e leves quanto possível. Por isso, deve-se projetar as peças de tal forma que sejam capazes de suportar com segurança as máximas cargas exigidas. Aplicações desta idéia são observadas nas indústrias de motores e de aviões, por exemplo (Perry, Lissner, 1955).

Uma ferramenta muito utilizada no estudo de estruturas mecânicas e processos metalúrgicos, tanto para avaliação de seu comportamento em situações reais de uso, como para o projeto de componentes e peças, é a análise experimental de tensões. A realização prática dá-se através de técnicas como fotoelasticidade e camada quebradiça, além dos métodos experimentais de medição de deformações mecânicas, com transdutores extensométricos, por exemplo. As medidas de deformações são, então, relacionadas às tensões mecânicas atuantes na peça sob análise através das expressões da teoria da elasticidade dos materiais (Wright, 1979), (Post, 1979).

A fotoelasticidade é particularmente útil no estudo de estruturas com geometria complicada ou condições complexas de carga, ou ambas. Está baseada na propriedade de alguns materiais transparentes, como certos plásticos, de dividir um raio de luz incidente no material em duas componentes, cada uma com plano de vibração (plano de polarização) paralelo às direções das tensões principais. As ondas deslocam-se no material com velocidades diferentes, as quais dependem da magnitude das tensões principais, formando figuras de franjas na superfície do material, que são analisadas por meio de um polariscópio de fotoelasticidade (Post, 1979).

O método da camada quebradiça (*brittle-coating*) de análise experimental de tensões consiste em aplicar-se sobre a superfície da peça a ser testada uma cobertura de um

material quebradiço. Quando for aplicada uma carga sobre a peça, a camada reagirá às tensões quebrando-se, sendo possível analisarem-se as direções e amplitudes das deformações sofridas. É usada principalmente para a localização e avaliação das regiões de concentração de tensões na peça, além de apontar as direções das tensões principais para a posterior aplicação de extensômetros de resistência elétrica para medição das deformações (Stern, 1979).

No intuito de poder-se medir deformações, foram desenvolvidos ao longo do tempo vários métodos de medição, sejam mecânicos, ópticos ou elétricos. As medições mecânicas de deformação faziam uso de um parafuso micrométrico, com o qual media-se a deformação total da peça sob análise. A deformação relativa era obtida através de um cálculo de divisão pelo comprimento total original. Naturalmente, com este método tinha-se um valor médio de deformação, mascarando o comportamento do corpo, que apresenta deformações locais em torno de descontinuidades da peça. Mais tarde foram desenvolvidos equipamentos de medição, os extensômetros, que eram capazes de medir pequenos valores, porém apresentavam peso e tamanho exagerados para o caso a que se destinavam (Perry, Lissner, 1955).

Outro caminho no desenvolvimento de equipamentos de medição de deformações foi a utilização de princípios ópticos, apresentando resultados melhores quanto à sensibilidade e ao tamanho. Conjuntos mecânicos, ópticos e elétricos também foram desenvolvidos. Estes equipamentos, no entanto, apresentam inconvenientes como custo e pouca versatilidade nas medições, limitando-se a medidas estáticas (Perry, Lissner, 1955).

Também para medição de deformações existem os métodos de *moiré* (do francês, denominação usada para as franjas de interferência criadas pela superposição de dois ou mais padrões geométricos). Um padrão é o de referência e o outro está fixado na estrutura sob análise. Uma deformação na estrutura fará mover o padrão geométrico e as franjas de interferência serão medidas em termos de distância e orientação. Existem os métodos de *moiré* no plano, o de sombra e o de reflexão. São combinados com técnicas de interferometria para avaliação das tensões (Chiang, 1979).

Alguns métodos baseados no princípio óptico da interferometria holográfica também são citados na literatura para a medição de deslocamentos superficiais em estruturas. Estas são iluminadas com luz coerente e as franjas geradas em função do deslocamento, passando por um jogo de lentes, são analisadas, fornecendo informações relativas a deformações (Taylor, 1979).

O conhecimento sobre as características elétricas capacitância, indutância e resistência também foi utilizado no desenvolvimento de transdutores de deformação mecânica. Com isso pode-se fazer uso da proporcionalidade na mudança de uma característica elétrica do transdutor em função da deformação sofrida pelo corpo ao qual está preso.

Um transdutor capacitivo é composto basicamente por um capacitor, constituído por duas placas paralelas separadas por um material isolante (como o ar, na maior parte dos casos). A capacitância varia de acordo com a distância entre suas placas e com a área das mesmas. Agindo-se sobre qualquer destas variáveis pela aplicação de deslocamento mecânico, pode-se fazer variar a impedância do transdutor, obtendo-se um sinal elétrico proporcional à deformação da estrutura à qual foi acoplado. Estes transdutores apresentam desvantagens como sensibilidade a vibrações, dificuldades para montagem e adaptação à estrutura sob estudo, complexidade dos circuitos elétricos envolvidos e baixa imunidade a ruído (Perry, Lissner, 1955).

O mesmo sistema de medição da impedância do transdutor é aplicado a transdutores indutivos, os quais são compostos, basicamente, de uma bobina com núcleo de material magnético, associada a uma armadura. Variações na indutância podem ser conseguidas através da mudança do tamanho do entreferro no circuito de fluxo magnético ou da mudança da posição da armadura em relação à bobina. Os problemas apresentados por um transdutor deste tipo são, além daqueles verificados nos transdutores capacitivos, ainda peso, tamanho e suscetibilidade à ressonância magnetomecânica (Perry, Lissner, 1955).

Também há transdutores baseados na propriedade elétrica do efeito piezométrico de certos tipos de cristais. Estes cristais, como por exemplo o quartzo ( $\text{SiO}_2$ ) ou sal de Rochelle ( $\text{NaKC}_4\text{H}_4\text{O}_6 \cdot 4\text{H}_2\text{O}$ ), apresentam uma diferença de potencial através das faces opostas como resultado de mudanças na rede cristalina, provocadas por deformação mecânica. Estes dispositivos são auto-geradores (transdutores ativos), robustos, podem ter alta energia na saída, porém são muito frágeis. São utilizados normalmente em medições dinâmicas, pois em situação estática ocorre a perda gradual da carga gerada (Perry, Lissner, 1955).

Baseado na propriedade da variação da resistência elétrica com a deformação mecânica, o principal transdutor utilizado na análise de tensões é o extensômetro de resistência elétrica (ERE) colado (*bonded metal-foil strain gage*). A análise experimental de tensões tem-se mostrado de grande importância e despertado grande interesse desde aproximadamente 1940, principalmente devido ao advento deste tipo de transdutor, com o qual aumentou grandemente a praticidade e precisão das medidas de deformações.

Inicialmente era constituído de um fio metálico disposto em forma de grade entre duas placas de papel, as quais serviam de suporte para o manuseio e também como isolante entre o fio e a superfície metálica onde o ERE estivesse colado (Perry, Lissner, 1955). Os extensômetros de resistência elétrica que são utilizados atualmente evoluíram muito em técnica de construção e materiais empregados, como pode ser observado na seção 2.2.

## **2.2 REVISÃO DA EVOLUÇÃO DO EXTENSÔMETRO DE RESISTÊNCIA ELÉTRICA**

A história do extensômetro de resistência elétrica remonta ao ano de 1938, quando foram fabricados os primeiros EREs. A invenção deste transdutor é creditada a dois pesquisadores, que durante aquele ano desenvolveram seus trabalhos em lugares diferentes e de forma independente um do outro. O resumo histórico apresentado nesta seção está baseado no artigo referenciado em (Keil, 1988).

As publicações do físico alemão Georg Simon Ohm (1787-1854) estão entre os trabalhos que contribuíram para o desenvolvimento dos extensômetros. Em 1827, na Alemanha, Ohm observou e documentou a relação que existe entre a corrente, a tensão e a resistência em um circuito elétrico. A unidade internacional de resistência elétrica, o Ohm ( $\Omega$ ), é uma homenagem a seus trabalhos.

Em 1843 o inglês Charles Wheatstone (1802-1875) fez uso do conhecimento adquirido nos experimentos de Ohm para desenvolver um circuito elétrico com fios dispostos em forma de ponte. Este circuito permitiu-lhe medir a resistência elétrica de fios a ele conectados, apesar da instabilidade das fontes de tensão então disponíveis. A ponte de Wheatstone, como o circuito ficou conhecido, tornou-se o circuito padrão para medições usando EREs e é amplamente usado hoje em dia. Wheatstone, em sua publicação, observou a adequação de seu circuito à medição de pequenas variações em resistência e mencionou a resposta de seu galvanômetro a diferenças na deformação do fio de cobre que foi usado.

As primeiras investigações objetivas sobre as mudanças na resistência elétrica causadas pela deformação em fios metálicos foram conduzidas por William Thomson (1824-1905, Lord Kelvin depois de 1892), na Inglaterra, em 1856. Em seu experimento, foram esticados fios (de cobre e de ferro) aplicando-se determinadas tensões mecânicas e foi verificada a proporcionalidade entre a deformação aplicada e a mudança sofrida em sua resistência elétrica.

A invenção do extensômetro de resistência elétrica, no entanto, deu-se através do trabalho de dois pesquisadores quase ao mesmo tempo. Ambos estavam trabalhando nos Estados Unidos, mas encontravam-se a grande distância e não tiveram naquela época qualquer contato um com o outro. Os pesquisadores eram Arthur Claude Ruge e Edward E. Simmons. Para ambos a descoberta estava ligada a um difícil problema de medição e os dois utilizaram a mudança da resistência elétrica de fios metálicos finos devido a uma deformação mecânica como um método de superar o problema.

- O trabalho de Arthur C. Ruge

Em 1938 o Prof. Arthur C. Ruge e seu assistente J. Hans Meier estavam trabalhando em testes de modelos na Faculdade de Sismologia do Instituto de Tecnologia de Massachussets (MIT) para investigar o comportamento de reservatórios de água durante um terremoto. Eles queriam simular as cargas causadas por um sismo usando um modelo em pequena escala de um tanque montado sobre uma plataforma vibratória para medir as tensões no material. As paredes do tanque eram muito finas e as deformações eram de pequena grandeza e, portanto, todas as tentativas de achar as deformações usando os meios mecânicos e ópticos normais foram malsucedidas. Uma nova idéia, no entanto, levou Ruge à descoberta: ele fixou finos fios de um potenciômetro no reservatório utilizando uma camada isolante e imediatamente foi recompensado com valores de medidas excelentes e reprodutíveis. Havia nascido o ERE.

Melhorando seu invento, Ruge fixou o fio metálico numa base de papel, com o objetivo de torná-lo mais manuseável. Os terminais de conexão eram firmados com pequenos blocos de plástico constituindo uma estrutura mais prática para o uso. O invento de Ruge foi registrado no Comitê de Patentes do MIT em 1939, sendo patenteado no Registro de Patentes dos Estados Unidos em 1944.

- O trabalho de Edward E. Simmons

Simmons era estudante e estagiário no Instituto de Tecnologia da Califórnia (Caltech), quando estava investigando as características de tensão contra deformação de metais durante a aplicação de impactos. Para a medição da força de impacto, ele instalou fios finos de Constantan (liga de cobre e níquel) em um dinamômetro e verificou alterações na resistência dos fios sob carga, o que o levou a descobrir o princípio do extensômetro de resistência elétrica. Seu invento, registrado em 1940, foi patenteado em 1942. Portanto, nota-

se que um transdutor equipado com EREs foi patenteado antes do que o próprio extensômetro de resistência elétrica.

Antes do registro da patente do invento de Simmons, a companhia Baldwin-Southwark propôs um acordo entre ele e a empresa Ruge-deForest, fundada em 1939 por Ruge e seu colega Prof. Alfred V. deForest com o suporte da Baldwin-Southwark para fabricação e comercialização de extensômetros de resistência elétrica. Este acordo reconhecia Simmons e Ruge como os inventores do ERE e Tatnall sugeriu para o novo produto o nome de “SR-4”. As letras são as iniciais dos inventores e o número “4” representa as outras quatro pessoas que tomaram parte no acordo (Tatnall como iniciador da discussão, Clark como colega de Simmons no Caltech, deForest como colega de Ruge no MIT e Hathaway como advogado de patentes de Baldwin). Este nome foi inscrito como marca registrada (BLH Electronics) e ainda é utilizado (Keil, 1988).

Os extensômetros de resistência elétrica, como são conhecidos hoje, são pequenas grades formadas por finas lâminas metálicas que podem ser coladas à superfície de um componente ou estrutura (Figura 2.2). Cargas mecânicas aplicadas a este componente ou estrutura provocarão deformações que serão transmitidas à grade. Conforme os trabalhos de Lord Kelvin (1856), a sensibilidade dos metais a deformações mecânicas leva a mudanças na resistência elétrica do extensômetro em função da carga nele induzida (Dally, Riley, McConnell, 1984).

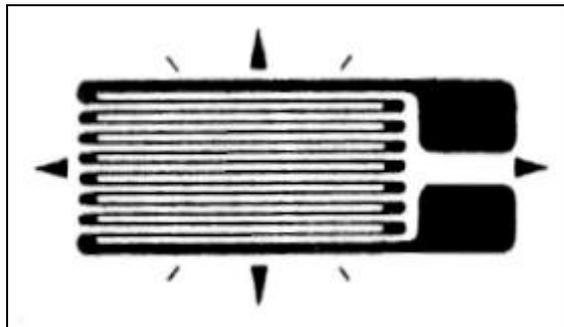
Os EREs são utilizados, geralmente, em dois casos: na análise experimental de tensões em máquinas e estruturas e na construção de transdutores de força, torque, pressão, fluxo e aceleração, entre outros. São colados diretamente na estrutura a ser medida com uma fina camada de adesivo, que serve para transmitir as deformações da estrutura ao ERE, além de servir de isolante entre os dois. (Doebelin, 1990).

Os extensômetros são basicamente apresentados em três tipos, com relação à grade: tipo fio metálico (*wire-gage*), tipo folha metálica (*foil-gage*) e tipo semiconductor, ou piezoresistivo.

Os do tipo fio metálico foram os primeiros a serem desenvolvidos, com um fino fio disposto em ziguezague sobre uma base, tendo nas extremidades terminais metálicos para as conexões elétricas.

Os do tipo folha metálica, produzidos pela primeira vez na Inglaterra em 1952 por Saunders e Roe, são os mais largamente utilizados em transdutores e na análise de tensões,

sendo fabricados pelo processo de fotogração, havendo remoção de parte da fina camada metálica depositada sobre uma base, resultando na forma de grade desejada. Foram sendo feitos com a folha cada vez mais delgada, a ponto de serem chamados também de extensômetros de filme metálico. Podem ser usados em medições de tensões do tipo tração, compressão e torção. Apresentam relativo baixo custo, podem ser feitos de vários tamanhos, têm grande estabilidade durante prolongado período de carga, são mais estáveis durante exposição a temperaturas extremas, além de serem capazes de seguir as variações de temperatura da superfície medida devido a sua relativa grande área superficial. Podem ser construídos de diversas formas, permitindo que se meçam, por exemplo, simultaneamente deformações axiais e transversais com o uso de rosetas de 90°. O modelo mais comum, de uso geral, tem a forma de uma grade mais comprida no sentido axial da deformação, de modo a reduzir os efeitos da deformação transversal. Os materiais utilizados para o condutor são geralmente ligas de cobre-níquel, ligas de níquel-cromo e ligas de ferro-cromo-alumínio. As bases podem ser de material plástico, resinas de poliamida ou até um papel especialmente tratado. Na Figura 2.2 é mostrado um extensômetro de folha metálica.



**Figura 2.2 – ERE de folha metálica.**

Os do tipo semicondutor são capazes de fornecer um sinal mais alto, porém apresentam problemas com a temperatura e seu custo é, na data desta publicação, mais elevado que o tipo folha. A variação da sua resistência elétrica em função da deformação apresenta, também, um comportamento não-linear ao longo da faixa de deformação (Allocca, Stuart, 1984).

A resistência elétrica dos extensômetros é normalmente 120 ou 350  $\Omega$ , podendo haver outros para usos especiais de 500 e 1000  $\Omega$ .

Dentre os fabricantes de EREs citam-se: HBM GmbH, BLH Electronics, Micro-Measurements, Kyowa Electronic Instruments Co. Ltd.

### 2.2.1 Princípio de operação dos extensômetros tipo folha metálica

Os extensômetros de lâmina metálica são amplamente utilizados atualmente em transdutores de alta precisão devido a sua excelente linearidade, estabilidade e repetibilidade. Também na análise experimental de tensões em indústrias e em transdutores comerciais, como as células de carga, são a principal forma de medição de deformações mecânicas (Perry, 1984).

O princípio de operação de extensômetros de resistência elétrica metálicos está baseado na relação entre a deformação mecânica e a resistência elétrica de condutores elétricos. Qualquer condutor tem sua resistência alterada devido a tensões mecânicas, ou seja, forças de tração ou compressão.

Considerando-se um condutor metálico homogêneo de comprimento  $L$ , seção reta uniforme com área  $A$ , constituído de um material com resistividade elétrica  $\rho$ , sua resistência elétrica  $R$  é dada por

$$R = \frac{\rho \cdot L}{A} \quad (2.3)$$

Aplicando-se uma carga a este condutor, de tração ou compressão, sua resistência sofrerá uma mudança em função das variações nas dimensões do comprimento e da área, além da variação da resistividade do material, dada a sua dependência com a deformação mecânica, propriedade fundamental dos materiais, chamada de efeito piezoresistivo.

Diferenciando-se a equação acima e dividindo-a por  $R$ , tem-se

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} - \frac{dA}{A} + \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.4)$$

Assumindo-se que a área  $A$  seja proporcional ao quadrado do diâmetro  $D$  do condutor e sabendo-se que uma variação relativa no diâmetro está relacionada com uma variação relativa no comprimento  $L$  através do coeficiente de Poisson  $\nu$  (característico do material e válido para a região de deformações elásticas), proposto pelo cientista francês Siméon Denis Poisson (1781-1840), pela expressão

$$\nu = -\frac{dD/D}{dL/L} \quad (2.5)$$

pode-se verificar que

$$\frac{dA}{A} = -2\nu \frac{dL}{L} \quad (2.6)$$

Portanto a variação relativa da resistência é dada por

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L}(1 + 2\nu) + \frac{d\rho}{\rho} \quad (2.7)$$

Nota-se, com esta expressão, que a mudança na resistência elétrica é devida à variação no comprimento e na área (fator dimensional), e ao efeito piezoresistivo (fator microestrutural; deve-se a distorções elásticas da rede cristalina do material) ocorridos no condutor.

Define-se, finalmente, o Fator Gage (K), que é a sensibilidade do extensômetro à deformação

$$K \equiv \frac{dR/R}{dL/L} = \frac{dR/R}{\varepsilon} = 1 + 2\nu + \frac{d\rho/\rho}{dL/L} \quad (2.8)$$

o que permite, sendo conhecido o seu valor, e medindo-se  $dR/R$ , calcular-se a deformação relativa  $\varepsilon$ .

O valor da sensibilidade de extensômetros comerciais é fornecido pelo fabricante e varia entre 1,85 e 2,15.

O termo  $(d\rho/\rho)/(dL/L)$  pode ser expresso como  $\pi_1 E$  (Doebelin, 1990), onde

$\pi_1 \equiv$  coeficiente piezoresistivo longitudinal, podendo ser positivo ou negativo, e

$E \equiv$  módulo de elasticidade.

Além da tensão mecânica, também a temperatura age sobre a resistência elétrica, sendo importante sua consideração no uso de extensômetros. De todas as fontes potenciais de erro no uso de EREs, as mais comumente encontradas e potencialmente mais sérias são as devidas aos efeitos térmicos (Budynas, 1977), (Dally, Riley, McConnell, 1984), (Dally, Riley, 1965), (Hoffmann, 1989), (Holister, 1967), (Neubert, 1967), (Tuttle, Brinson, 1984).

A variação da resistência do extensômetro em função da temperatura (T) é decorrente de quatro efeitos (Dally, Riley, McConnell, 1984):

a) a sensibilidade K [ $\Omega/\Omega/m/m$ ] do ERE muda com a temperatura,

b) a grade do ERE sofre uma expansão ou contração ( $\Delta L/L = \alpha_1 \Delta T$ ),

- c) a estrutura onde está colado o ERE expande-se ou contrai-se ( $\Delta L/L = \beta_1 \Delta T$ ), e
- d) a resistência do ERE varia ( $\Delta R/R = \gamma_1 \Delta T$ ).

Nos ítems anteriores tem-se:

- a) o coeficiente de dilatação térmica do material do ERE,  $\alpha_1$  [ $\mu\text{m}/\text{m}/^\circ\text{C}$ ],
- b) o coeficiente de dilatação térmica do material da estrutura à qual está colado o ERE,  $\beta_1$  [ $\mu\text{m}/\text{m}/^\circ\text{C}$ ],
- c) o coeficiente térmico de resistividade elétrica do ERE,  $\gamma_1$  [ $\mu\Omega\text{m}/\Omega\text{m}/^\circ\text{C}$ ], e
- d) a variação da temperatura,  $\Delta T$  [ $^\circ\text{C}$ ].

Normalmente o Fator Gage  $K$  decresce com o aumento da temperatura, embora possa ocorrer o contrário com determinadas ligas. A variação é muito pequena, normalmente menos de 1% para  $\Delta T = 100^\circ\text{C}$ , sendo este efeito ignorado.

Havendo expansão diferente entre o extensômetro e o material da estrutura devido a uma diferença de temperatura, ou seja, se  $\alpha_1 \neq \beta_1$ , então o extensômetro estará sujeito a uma deformação mecânica  $\varepsilon = (\beta_1 - \alpha_1)\Delta T$ , que não ocorre na estrutura. O extensômetro reage a esta deformação indicando uma variação na resistência ( $\Delta R/R = \varepsilon K$ ), da mesma maneira que indicaria uma variação para uma deformação devido a uma carga aplicada à estrutura. É impossível separar-se esta chamada “deformação aparente” (devido a  $\Delta T$ ) da deformação provocada por uma carga aplicada .

A variação relativa da resistência com a temperatura fica então

$$\left( \frac{\Delta R}{R} \right)_{\Delta T} = (\beta_1 - \alpha_1) K \Delta T + \gamma_1 \Delta T \quad (2.9)$$

Se a liga do extensômetro e o material da estrutura têm coeficientes de dilatação idênticos, o primeiro termo desaparece. Se  $\gamma_1$  não é nulo, haverá  $\Delta R/R$ , indicando uma deformação aparente que não ocorre na estrutura.

No entanto, pode haver uma compensação no extensômetro de modo a anular o efeito dos três fatores geradores da deformação aparente. Isto é conseguido de duas formas:

- a) casando-se  $\alpha_1$  e  $\beta_1$ , com  $\gamma_1 = 0$ , ou
- b) tendo-se coeficientes de dilatação descasados, desde que o efeito de  $\gamma_1$  cancele o efeito do descasamento de  $\alpha_1$  e  $\beta_1$ .

Através de técnicas de produção dos EREs é possível fazer com que sua resposta à temperatura seja minimizada para uma faixa limitada de temperatura. Por meio de ajustes na composição da liga metálica de que é feita a grade do ERE (geralmente Constantan) e também de tratamento térmico, pode-se mudar o coeficiente térmico de resistência elétrica desta liga, podendo-se fazê-lo positivo ou negativo. O fabricante fornece dados de resposta à temperatura na embalagem dos extensômetros.

EREs deste tipo são denominados de “extensômetros com coeficiente de temperatura casado” ou “extensômetros auto-compensados em temperatura”. Esta compensação é para um determinado material, especificado pelo fabricante, e só é válida quando o ERE for montado sobre o material para o qual foi compensado.

Devido a variações entre  $\alpha_1$  e  $\gamma_1$  em diferentes lotes na fabricação do material da grade, pode-se selecionar materiais de extensômetros (*selected-melt strain gages*) apropriados para o uso com quase qualquer tipo de material de estrutura.

A compensação desta maneira, no entanto, não é perfeita numa faixa grande de temperatura dadas as não-linearidades dos coeficientes de dilatação e do coeficiente de resistividade com a temperatura, as quais foram omitidas na expressão (2.9). O uso de extensômetros auto-compensados, quando apenas um extensômetro for empregado, deve ser associado à ligação em ponte de Wheatstone e ao uso do sistema de três fios de conexão (Tuttle, Brinson, 1984).

Uma outra maneira de haver compensação em temperatura é através do uso de extensômetros de compensação (*dummy gages*) ligados apropriadamente em um circuito elétrico diferencial (Tuttle, Brinson, 1984).

Visto que a sollicitação mecânica provoca nos extensômetros uma variação relativa de sua resistência elétrica, estes são conectados em um circuito tipo ponte de Wheatstone, de modo a obter-se na saída um sinal de desbalanço proporcional àquela sollicitação. Ver-se-á a seguir que a ponte de Wheatstone é um circuito essencial à operação de um transdutor extensométrico (Cauduro, 1992).

## **2.3 A PONTE DE WHEATSTONE**

A ponte de Wheatstone é um circuito que, além de ser capaz de comparar impedâncias (resistências, capacitâncias e indutâncias), também pode ser utilizado para medir suas variações relativas.

Seu circuito é mostrado na Figura 2.3 e compõe-se de quatro impedâncias equivalentes  $Z_i$  ( $i = 1, 2, 3$  e  $4$ ). A ponte é excitada nos terminais “a” e “d” por uma fonte de tensão ou corrente, alternada ou contínua, apresentando uma diferença de potencial “e” entre estes terminais. Os terminais “c” e “b” são denominados saída da ponte e a tensão “ $e_o$ ” entre eles é denominada tensão de saída. A ponte assim construída apresenta dois divisores de tensão independentes ( $Z_1 + Z_2$  e  $Z_3 + Z_4$ ), denominados ramos da ponte. As impedâncias  $Z_i$ , dispostas de forma simétrica, são denominadas braços da ponte.

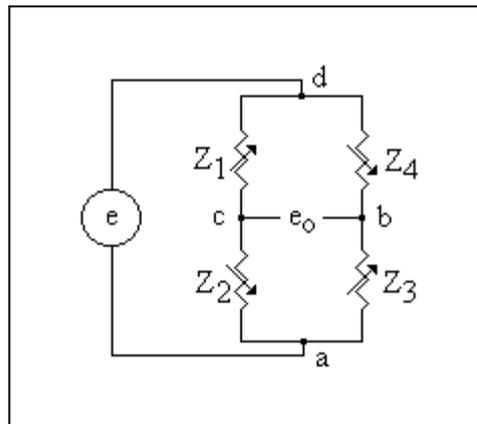


Figura 2.3 – Ponte de Wheatstone.

A ponte de Wheatstone é utilizada em dois importantes casos: na comparação de impedâncias e na medição de suas variações relativas.

### 2.3.1 Ponte de balanço

Quando na utilização do circuito faz-se a compensação da variação de uma impedância pelo ajuste do valor de outra impedância conhecida, mantendo-se nula a tensão de saída, o circuito é chamado de ponte de comparação, de balanço ou de nulo. Pode ser utilizado tanto para comparação de impedâncias como para medição de suas variações relativas. Um detector é colocado na saída para indicar quando a tensão “ $e_o$ ” alcança o valor nulo. Esta condição é denominada de balanço, ou equilíbrio, e ocorre se e somente se

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (2.10)$$

ou seja, quando a razão das impedâncias do ramo da esquerda é igual à razão das impedâncias do ramo da direita. Pode-se notar que desta forma consegue-se comparar a impedância  $Z_2$  com a impedância  $Z_1$ , conhecendo-se a razão entre  $Z_3$  e  $Z_4$  que leva a ponte ao equilíbrio, assim como comparar  $Z_3$  com  $Z_4$ , conhecendo-se a razão entre  $Z_2$  e  $Z_1$  (Borchardt, 1995).

Wheatstone comparava apenas resistores iguais e tinha, portanto, relações iguais para os braços da ponte. O primeiro a utilizar braços desiguais foi Werner von Siemens, possibilitando comparações entre resistências de valores amplamente diferentes.

O termo ponte foi inicialmente aplicado ao ramo do detector (galvanômetro), pois este fazia a ligação entre os terminais “b” e “c”, lembrando uma ponte entre estes pontos. Mais tarde o termo foi usado para referir-se ao circuito como um todo (Oliver, Cage, 1971).

Uma vez que há a necessidade de ajustar-se uma ou mais impedâncias de modo a ter-se a tensão de saída igual a zero, este tipo de ponte não se presta para a medição de eventos dinâmicos (Borchardt, Cauduro, 1994), como é o caso a que se propõe o equipamento desenvolvido neste trabalho.

### 2.3.2 Ponte de desbalanço

As pontes de desbalanço, de deflexão ou de variação servem para medir variações relativas que ocorrem em suas impedâncias equivalentes através da medição da variação da tensão de saída por unidade da tensão de excitação. Pelo fato de independer de ajustes, é ideal para registro de eventos estáticos e dinâmicos.

Na prática, estas variações de impedâncias podem ocorrer em um só dos elementos da ponte, simultaneamente em dois elementos ou, ainda, simultaneamente nos quatro elementos da ponte. No primeiro caso a ponte denomina-se de “ponte de um elemento ativo” ou “1/4 de ponte” ou “ponte tipo 1/4”. No segundo caso “ponte de dois elementos ativos”, “1/2 ponte” ou “ponte tipo 1/2”, e no terceiro caso “ponte de quatro elementos ativos”, “ponte inteira”, “ponte completa” ou ainda “ponte tipo 1/1”.

A seguir apresenta-se o desenvolvimento de uma equação geral para a ponte de Wheatstone, do tipo desbalanço. Esta equação é válida para qualquer amplitude e sinal da variação da impedância dos transdutores, que pode ocorrer simultânea e independentemente em cada um dos quatro braços da ponte (Cauduro, 1992), (Borchardt, Cauduro, 1994), (Borchardt, 1995).

Observando-se o circuito da ponte, Figura 2.3, nota-se que o sinal de saída  $e_o$  é uma função das impedâncias  $Z_i$  e da tensão de excitação  $e$ , ou seja,

$$e_o = f(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, e) = f'(B_1, B_2, e) \quad (2.11)$$

onde definem-se os parâmetros  $B_1$  e  $B_2$ , chamados de razões de ponte, por:

$$B_1 = \frac{Z_2}{Z_1} \quad \text{e} \quad B_2 = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (2.12)$$

Admitindo-se que o medidor da tensão de saída não carregue o circuito, isto é, que não flua corrente entre os terminais “c” e “b”, pode-se determinar a tensão  $e_o$  através da diferença das tensões  $e_{ba}$  e  $e_{ca}$ , isto é,  $e_o = e_{ba} - e_{ca}$ :

$$e_{ba} = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} \cdot e \quad e_{ca} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot e \quad (2.13)$$

e portanto,

$$e_o = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)} \cdot e \quad (2.14)$$

Para variações independentes e finitas  $\Delta Z_i$  nas impedâncias  $Z_i$ , pode-se conseguir uma expressão geral para uma variação da tensão de saída em relação à tensão de excitação da ponte:

$$\frac{e_o + \Delta e_o}{e} = \frac{(Z_1 + \Delta Z_1) \cdot (Z_3 + \Delta Z_3) - (Z_2 + \Delta Z_2) \cdot (Z_4 + \Delta Z_4)}{(Z_1 + \Delta Z_1 + Z_2 + \Delta Z_2) \cdot (Z_3 + \Delta Z_3 + Z_4 + \Delta Z_4)} \quad (2.15)$$

Se estas variações ocorrem em torno do balanço, isto é, para  $e_o = 0$  e lembrando que  $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$ , tem-se

$$\frac{\Delta e_o}{e} = \frac{Z_1 \Delta Z_3 + Z_3 \Delta Z_1 + \Delta Z_1 \Delta Z_3 - Z_2 \Delta Z_4 - Z_4 \Delta Z_2 - \Delta Z_2 \Delta Z_4}{(Z_1 + \Delta Z_1 + Z_2 + \Delta Z_2) \cdot (Z_3 + \Delta Z_3 + Z_4 + \Delta Z_4)} \quad (2.16)$$

Evidenciando-se  $Z_1 Z_3$  no numerador,  $Z_1$  no primeiro termo do denominador,  $Z_3$  no segundo termo, e usando a definição do parâmetro razão de ponte, ou seja,

$$B_1 = \frac{Z_2}{Z_1} = B_2 = \frac{Z_3}{Z_4} = B \quad (2.17)$$

a equação acima pode ser transformada em

$$\frac{\Delta e_o}{e} = \frac{B}{(1+B)^2} \cdot \frac{\frac{\Delta Z_1}{Z_1} - \frac{\Delta Z_2}{Z_2} + \frac{\Delta Z_3}{Z_3} - \frac{\Delta Z_4}{Z_4} + \left( \frac{\Delta Z_1}{Z_1} \cdot \frac{\Delta Z_3}{Z_3} \right) - \left( \frac{\Delta Z_2}{Z_2} \cdot \frac{\Delta Z_4}{Z_4} \right)}{\left( 1 + a \frac{\Delta Z_1}{Z_1} + b \frac{\Delta Z_2}{Z_2} \right) \cdot \left( 1 + b \frac{\Delta Z_3}{Z_3} + a \frac{\Delta Z_4}{Z_4} \right)} \quad (2.18)$$

onde

$$a = \frac{1}{1+B} \quad e \quad b = \frac{B}{1+B} \quad (2.19)$$

Definindo-se  $Z_e$  como uma impedância equivalente de uma ponte 1/4, tem-se para a variação relativa de  $Z_e$  a seguinte expressão:

$$\frac{\Delta Z_e}{Z_e} = \frac{\Delta Z_1}{Z_1} - \frac{\Delta Z_2}{Z_2} + \frac{\Delta Z_3}{Z_3} - \frac{\Delta Z_4}{Z_4} = \sum_{i=1}^{i=4} \frac{\Delta Z_i}{Z_i} (-1)^{i+1} \quad (2.20)$$

A sensibilidade inicial da ponte é dada por

$$S_0 = \frac{B}{(1+B)^2} \quad (2.21)$$

assim como para a sensibilidade geral tem-se

$$S = \frac{S_0 \cdot (1+\alpha)}{1+\gamma+\beta} \quad (2.22)$$

onde

$$\alpha = \left( \frac{\Delta Z_1}{Z_1} \cdot \frac{\Delta Z_3}{Z_3} - \frac{\Delta Z_2}{Z_2} \cdot \frac{\Delta Z_4}{Z_4} \right) \cdot \left( \frac{\Delta Z_e}{Z_e} \right)^{-1} \quad (2.23)$$

$$\beta = ab \frac{\Delta Z_1}{Z_1} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} + b^2 \frac{\Delta Z_2}{Z_2} \frac{\Delta Z_3}{Z_3} + a^2 \frac{\Delta Z_1}{Z_1} \frac{\Delta Z_4}{Z_4} + ab \frac{\Delta Z_2}{Z_2} \frac{\Delta Z_4}{Z_4} \quad (2.24)$$

$$\gamma = a \frac{\Delta Z_1}{Z_1} + b \frac{\Delta Z_2}{Z_2} + b \frac{\Delta Z_3}{Z_3} + a \frac{\Delta Z_4}{Z_4} \quad (2.25)$$

Se os desbalanços forem pequenos, tendendo para infinitesimais,  $S$  tenderá para  $S_0$ . Portanto é conveniente expressar  $S$  da forma

$$S = S_0(1-\delta) \quad (2.26)$$

onde o coeficiente  $\delta$  representa o desvio de linearidade de  $S$  em relação a  $S_0$ . Pode-se notar que  $\delta$  é função somente de  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ :

$$\delta = \frac{\gamma + \beta - \alpha}{1 + \gamma + \beta} \quad (2.27)$$

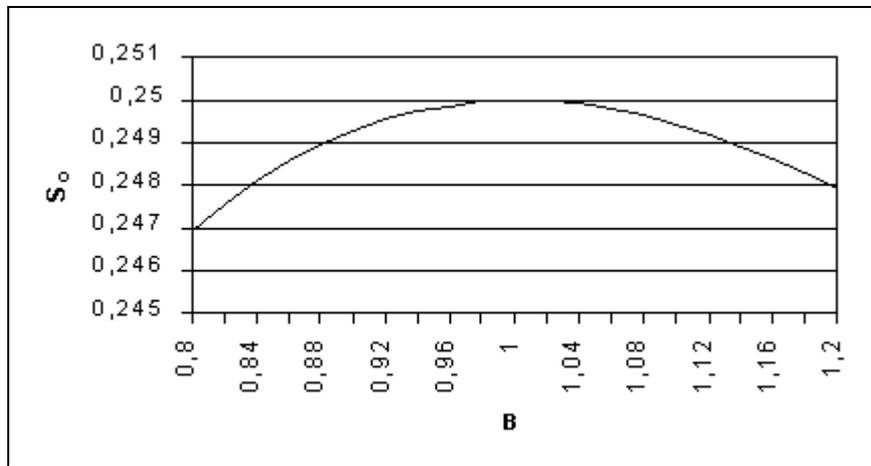
Com isto, a função que relaciona a variação do sinal de saída adimensional de uma ponte com as variações de suas impedâncias em torno do balanço pode ser escrita na forma

$$\frac{\Delta e_o}{e} = S \sum_{i=1}^{i=4} \frac{\Delta Z_i}{Z_i} (-1)^{i+1} = S_0 (1 - \delta) \frac{\Delta Z_e}{Z_e} \quad (2.28)$$

Esta equação é a função de transferência geral de uma ponte de desbalanço.

A sensibilidade inicial  $S_0$  da ponte de desbalanço é função apenas do parâmetro  $B$ , razão entre as impedâncias equivalentes de um mesmo ramo. Observando-se o gráfico da função  $S_0 = f(B)$ , na Figura 2.4, obtido a partir da equação (2.21) nota-se que seu valor é máximo em  $B = 1$  e vale

$$S_0 = \frac{1}{4} \frac{V/V}{\Omega/\Omega} \quad (2.29)$$



**Figura 2.4 – Sensibilidade  $S_0$  em função da razão de ponte  $B$ .**

Verifica-se também que esta função não tem uma variação acentuada em torno de  $B = 1$  e é simétrica em relação a este ponto, isto é, apresenta a mesma saída para  $B = x$  e  $B = 1/x$ . Com isto, na prática,  $B$  não necessita ser rigorosamente igual a 1, mas deve ser ajustado num valor não muito afastado deste ponto.

Na maioria dos casos práticos  $B = 1$  e  $(\Delta Z_i/Z_i) \ll 1$ . Nestas condições tem-se  $\alpha = \beta = 0$  e  $\delta = \gamma$ . Portanto,

$$\delta = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{i=4} \frac{\Delta Z_i}{Z_i} (-1)^{i+1} \quad (2.30)$$

Considerando-se que normalmente os circuitos ponte do tipo 1/2 ou do tipo inteiro usados em transdutores são configurados de modo que as impedâncias que apresentam variações em sentidos contrários são montadas no mesmo ramo de forma a maximizar o sinal

de saída (levam a  $\alpha = \beta = \gamma = 0$ ), estas pontes apresentam não-linearidades consideravelmente menores que suas equivalentes do tipo 1/4.

Finalmente, pode-se verificar através da equação (2.20) que de acordo com as posições das impedâncias  $Z_i$  na ponte e os sentidos de suas variações, o parâmetro  $\Delta Z_e/Z_e$  pode ser mínimo ou máximo, permitindo assim que a saída da ponte possa ser insensibilizada ou maximizada na detecção de variações de grandezas físicas representadas pelas impedâncias  $Z_i$  (Borchardt, 1995).

Para o caso dos extensômetros, as impedâncias  $Z_i$  são resistores, cujas resistências variam com a deformação da superfície à qual os mesmos estão colados, conforme a subseção 2.2.1. Sendo  $Z_i \pm \Delta Z_i = R_i \pm \Delta R_i$  e lembrando da equação (2.8) que  $\Delta R_i/R_i = K\varepsilon_i$ , considerando-se o Fator Gage ( $K$ ) constante, pode-se relacionar a tensão de desbalanço de uma ponte que contenha extensômetros com as deformações  $\varepsilon_i$ , conforme a expressão (2.31).

$$\frac{\Delta e_o}{e} = \frac{1}{4} (1 - \delta) K \sum_{i=1}^{i=4} \varepsilon_i (-1)^{i+1} \quad (2.31)$$

## 3 O CONDICIONADOR DE SINAIS

Neste capítulo é abordado o projeto do *hardware* do sistema de aquisição de dados, enfocando-se os dois blocos componentes: o digital e o analógico. Dá-se ênfase, no entanto, ao sub-sistema responsável pelo condicionamento elétrico dos sinais de entrada, parte principal do bloco analógico. O condicionador de sinais para extensômetros de resistência elétrica é descrito em detalhes.

### 3.1 O SISTEMA DE AQUISIÇÃO

O sistema de aquisição de dados desenvolvido neste trabalho é constituído de dois blocos distintos. Um bloco é a parte digital do sistema, que compreende o microcontrolador, as memórias e os circuitos de decodificação de endereços e interfaceamento com dispositivos periféricos, como o teclado, o mostrador de cristal líquido e a porta de comunicação serial. Este módulo será descrito no capítulo seguinte.

Já o segundo bloco do sistema corresponde à parte analógica, que vem a ser formada por três condicionadores de sinais, um para cada canal de entrada, circuitos de complemento de ponte, arranjos de compensação resistiva e capacitiva, e circuitos de alimentação.

Na Figura 3.1 tem-se exposto um diagrama de blocos do sistema completo de aquisição de dados, onde pode-se verificar a interligação entre os módulos digital e analógico.

Está representado o sistema tríplice de Condicionadores AC e Pontes de EREs, que são os três canais de entrada do equipamento. As deformações mecânicas percebidas pelos transdutores têm representação em tensão na saída das pontes de Wheatstone, sendo que a excitação das pontes é proporcionada por circuitos dos condicionadores. Após o condicionamento dos sinais de entrada e adequação à faixa de operação do conversor A/D, estes são aplicados ao Microcontrolador, para a etapa de aquisição. Esta tarefa é gerenciada pelo microcontrolador e realizada pelo seu conversor A/D interno.

A interação do usuário com o equipamento dá-se através de dispositivos de entrada e saída como o Teclado e o *Display* (mostrador de cristal líquido).

Nas Memórias está armazenado o *software* de controle do sistema, além de variáveis de execução do mesmo, e no bloco Memória *Flash* o Microcontrolador armazena os dados fornecidos pelo conversor A/D. É neste bloco que encontra-se a informação final do processo de medição da deformação mecânica.

O bloco Serial representa a porta de comunicação para transferência dos dados adquiridos que estão armazenados na Memória *Flash* para um computador, de modo que possam ser posteriormente visualizados e analisados.

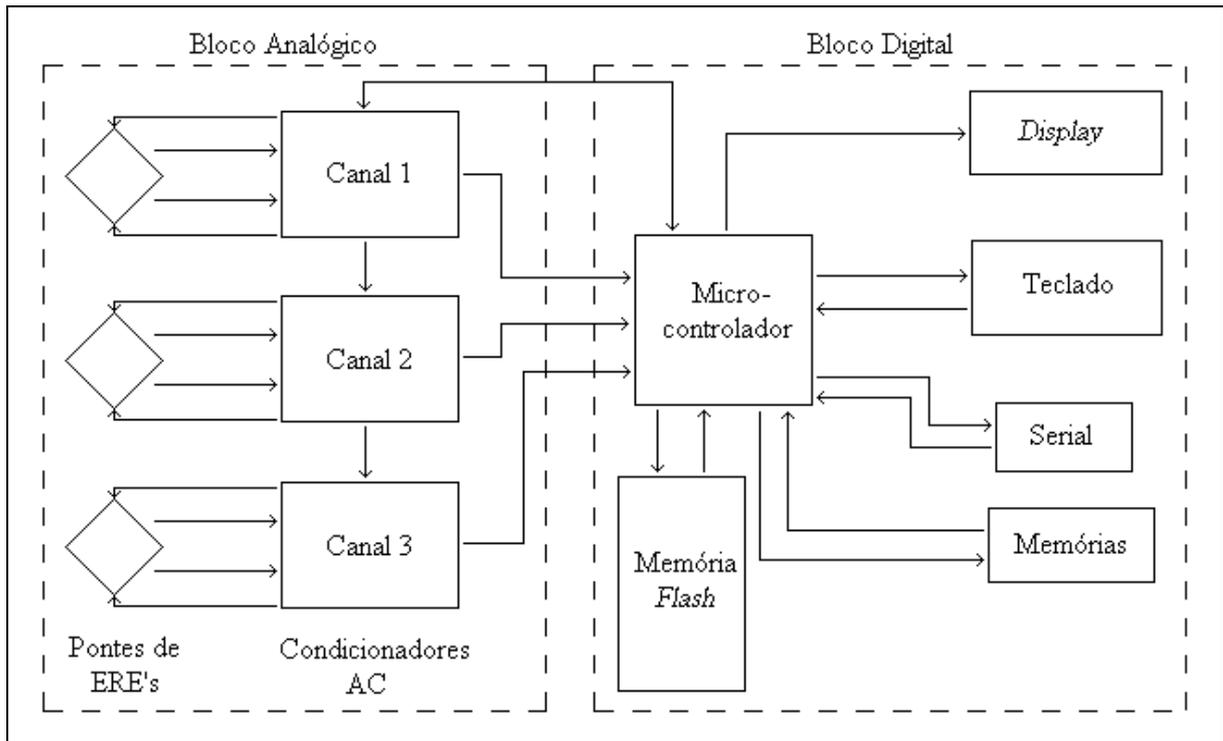


Figura 3.1 – Diagrama em blocos do sistema de aquisição de dados.

A seguir, apresentar-se-á a descrição pormenorizada da etapa analógica.

### 3.2 DESCRIÇÃO GERAL DA PARTE ANALÓGICA

A parte analógica do sistema, mais conhecida como condicionador de sinais, tem por objetivo adequar o sinal proveniente dos transdutores às necessidades do sistema de aquisição. A deformação mecânica sofrida pela peça onde estão colados os extensômetros de resistência elétrica é consequência da aplicação de alguma força sobre ela. Esta peça mecânica atua como um elemento mola, convertendo força, ou pressão, em deformação mecânica. Os extensômetros, por sua vez, observando esta deformação, apresentam como resposta uma variação da sua resistência elétrica. Já esta variação na resistência dos EREs deve ser transformada em um sinal elétrico, capaz de ser processado pelo condicionador de

sinais. Isto é conseguido pela montagem dos extensômetros numa configuração tipo ponte de Wheatstone, excitada por uma fonte de tensão externa. Com isto converte-se variação na resistência elétrica em variação da tensão de saída da ponte.

Este conjunto elemento mola, extensômetro de resistência elétrica e ponte de extensômetros com fonte de excitação, é chamado de Transdutor Extensométrico. É classificado como um transdutor passivo, por necessitar de fonte externa de excitação para responder aos estímulos aplicados. Também é classificado como transdutor composto, por constituir-se de mais de um estágio de transdução.

Em função da pequena amplitude dos sinais gerados no transdutor extensométrico, faz-se necessária a utilização de uma etapa de amplificação de alto ganho. Devido a problemas de *drift* e ruído, optou-se por um amplificador em AC em vez de um em DC. Um amplificador com esta característica, no entanto, não amplifica sinais constantes ou com baixíssima frequência de variação. Impõe-se, então, a necessidade de excitar-se a ponte de EREs com uma tensão AC de, por exemplo, 5 kHz. O desbalanço da ponte será uma tensão AC cuja amplitude será modulada (modulação AM) pelas variações apresentadas pelos extensômetros. Imaginando-se uma faixa de variação de deformações dinâmicas de 200 Hz, por exemplo, ter-se-á na entrada do amplificador um sinal com espectro de frequência com fronteiras em 4800 Hz e 5200 Hz (Doebelin, 1990).

Observa-se que há um deslocamento no espectro da faixa de frequências de trabalho para o amplificador, operando-se agora em torno da frequência da portadora. Com isto, pode-se, através de filtros sintonizados na portadora, eliminar ruídos que estejam fora da faixa dos sinais de interesse. Como exemplo pode-se citar o ruído eletromagnético gerado por motores e outros equipamentos elétricos alimentados por tensão AC de 60 Hz, e que são captados pelos transdutores, pelos cabos de conexão e pela própria estrutura mecânica que está sob análise (Lathi, 1987).

De acordo com o Teorema de Amostragem, a frequência da portadora deve ser no mínimo duas vezes maior do que a frequência máxima do sinal modulante (Lathi, 1987). Conforme Doebelin, em sistemas de medição que fazem uso de técnicas de modulação em amplitude, a portadora deve ser de 5 a 10 vezes a máxima frequência do sinal a ser medido (Doebelin, 1990). Por outro lado não deve ser muito alta, pois há os efeitos adversos de capacitâncias parasitas nos circuitos eletrônicos e nos cabos de conexão. Sistemas comerciais apresentam portadoras de 225 Hz, bem como na faixa de 2 a 5 kHz (Neubert, 1967).

A frequência da tensão de excitação da ponte de extensômetros, escolhida para este equipamento como 5 kHz, é uma frequência amplamente utilizada por diversos condicionadores AC de diferentes marcas, na área de extensometria. Justifica-se esta escolha pela menor presença de componentes de ruído nesta faixa do espectro, notadamente em ambiente industrial. Os efeitos capacitivos presentes nos transdutores extensométricos e em seus cabos de conexão também são contemplados, uma vez que não serão acentuados numa frequência desta grandeza (Brito, 1994).

Na Figura 3.2 pode-se ver em forma de diagrama de blocos todo o circuito analógico de um dos condicionadores de sinais. São mostrados também os blocos comuns às três unidades de condicionamento, como o oscilador sinusoidal e o gerador da tensão de referência para o conversor A/D.

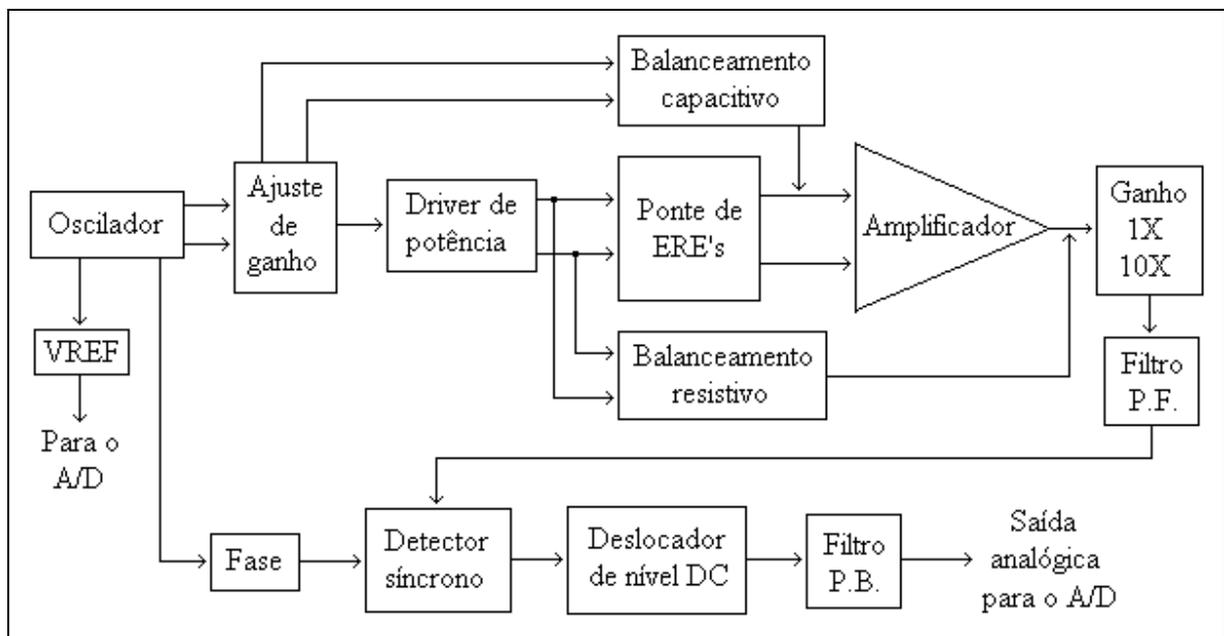


Figura 3.2 – Diagrama em blocos de um condicionador AC.

O primeiro bloco representa o oscilador sinusoidal, que tem a função de gerar os sinais de seno e co-seno utilizados para a excitação da ponte de extensômetros e para a alimentação dos circuitos de balanceamento resistivo e capacitivo. Uma amostra da tensão senoidal é retificada e ajustada em amplitude para ser utilizada como referência pelo conversor A/D.

As tensões em quadratura geradas no oscilador têm suas amplitudes ajustadas no bloco seguinte. O sinal senoidal é, então, aplicado a um *driver* de potência para proporcionar as tensões de excitação da ponte. Com isto podem ser utilizados *strain-gages* de diferentes impedâncias sem preocupação com a capacidade de corrente do circuito excitador.

O próximo bloco é externo ao circuito analógico do equipamento e representa a ponte de extensômetros ou o transdutor extensométrico. É apresentado no diagrama para efeito de melhor compreensão do sistema, indicando o ponto de inserção no circuito do sinal a ser condicionado.

O sinal diferencial de saída da ponte de Wheatstone, resultante de deformações mecânicas, é levado ao bloco seguinte, onde lhe é aplicado um ganho de tensão. Isto é realizado por um amplificador de instrumentação, próprio para amplificar sinais dessa natureza. O balanceamento capacitivo tem vez também nesta etapa, sendo aplicado sobre o sinal de entrada do amplificador.

Em seguida, um bloco de ganho determina a escala de atuação do condicionador, podendo ser variada em uma ordem de grandeza. Permite-se, assim, a leitura de sinais maiores do que o fundo de escala original. Nesta etapa é aplicado o balanceamento resistivo.

Com o objetivo de manter-se apenas a informação de interesse para as próximas etapas o sinal é aplicado ao bloco seguinte. Um filtro passa-faixa determina a rejeição de frequências fora da faixa de relevância, limitando a ação dinâmica de medida do equipamento.

O próximo passo é desempenhado pelo detector síncrono, que objetiva efetuar a demodulação do sinal apresentado na saída da ponte. Auxiliar a este processo, tem-se o bloco de seleção e ajuste de fase, que determina o sinal de referência para a detecção síncrona.

Um bloco deslocador de nível DC, usado em seguida, adequa a faixa bipolar de sinais provenientes do transdutor extensométrico à entrada unipolar do conversor A/D.

O último bloco representa um filtro passa-baixas, que restabelece, no espectro, a posição original da faixa de frequências da informação de deformação. A saída deste bloco é a informação analógica que será aplicada ao conversor analógico-digital do microcontrolador para o processo de aquisição e armazenamento.

A seguir é feita uma descrição de cada bloco componente do condicionador de sinais.

### **3.2.1 Oscilador**

Item fundamental para o condicionador de sinais, a tensão em AC para a excitação das pontes de EREs é obtida através do oscilador visto na Figura 3.3, sugerido em (Jung, 1987), (Tobey, Graeme, Huelsman, 1989). Este oscilador produz dois sinais sinusoidais em quadratura, isto é, com diferença de fase de  $90^\circ$  entre si, propiciando às etapas seguintes do

circuito sinais referenciais de seno e co-seno. O oscilador é composto basicamente por dois integradores em cascata, com realimentação positiva. A diferença de fase das duas saídas deve-se ao deslocamento de  $90^\circ$ , próprio de um integrador, que se verifica entre os pontos SEN e COS, onde são tomados os sinais de referência. Os valores de todas as resistências, bem como das capacitâncias, são teoricamente iguais. No entanto, o valor de R1 é ligeiramente menor do que o de R2 e R3 para garantir o início da oscilação do circuito (Jung, 1987).

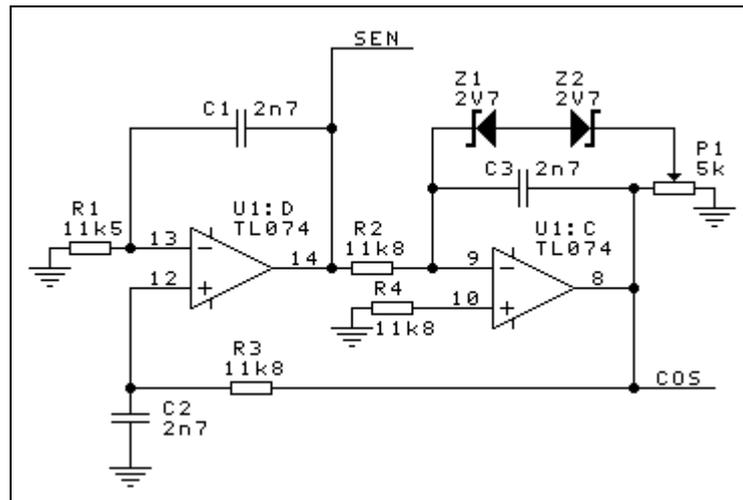


Figura 3.3 – Oscilador sinusoidal de 5 kHz em quadratura.

A frequência de oscilação é determinada por R3 e C2, conforme a expressão:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad (3.1)$$

Para os valores empregados,  $R_3 = 11,8 \text{ k}\Omega$  e  $C_2 = 2,7 \text{ nF}$ , tem-se  $f_o = 4995,45 \text{ Hz}$ .

A rede formada por Z1, Z2 e P1 em torno do amplificador operacional (AO) U1:C tem a função de limitar a amplitude dos sinais, uma vez que tenderiam a crescer, em função do menor valor de R1. Através de P1 pode-se ajustar a amplitude do sinal de saída para além do limite dos zeners,  $\pm[V_z + V_d]$ , ou seja, a partir de 3,4 V, aproximadamente.  $V_z$  é a tensão de zener e  $V_d$  é a tensão de polarização direta do diodo zener (Jung, 1987).

Para efeito de excitação da ponte de EREs, o sinal gerado neste estágio é aplicado a um *driver* de potência, descrito na subseção 3.2.3.

Em todos os circuitos que contêm amplificadores operacionais utilizou-se o TL074, que tem os circuitos de entrada com transistores de junção de efeito de campo (JFET -

*Junction Field Effect Transistor*), garantindo alta impedância de entrada e baixa corrente de polarização.

### 3.2.2 Ajuste de tensão da ponte

O sinal de seno gerado no oscilador é aplicado a um circuito de ganho programável composto pelo AO U1:A na configuração inversora, R5, R6, R7 e R8, mostrado na Figura 3.4. Os ganhos aplicados ao seno, com o objetivo de ter-se as tensões de  $1,25 V_{pp}$  e  $2,5 V_{pp}$  na saída do operacional, são obtidos através do multiplexador CMOS 4053 (U7), de três chaves analógicas, conforme é mostrado na Figura 3.5. A multiplexação é feita pelo sinal digital TENSAO\_1 e a alimentação de U7 foi ajustada para +5 V e -5 V, em função do nível digital da tensão de controle das chaves, proveniente da parte digital do sistema. Os valores de R6 e R7 foram calculados levando-se em consideração a resistência elétrica em série do canal da chave analógica quando ela está ligada.

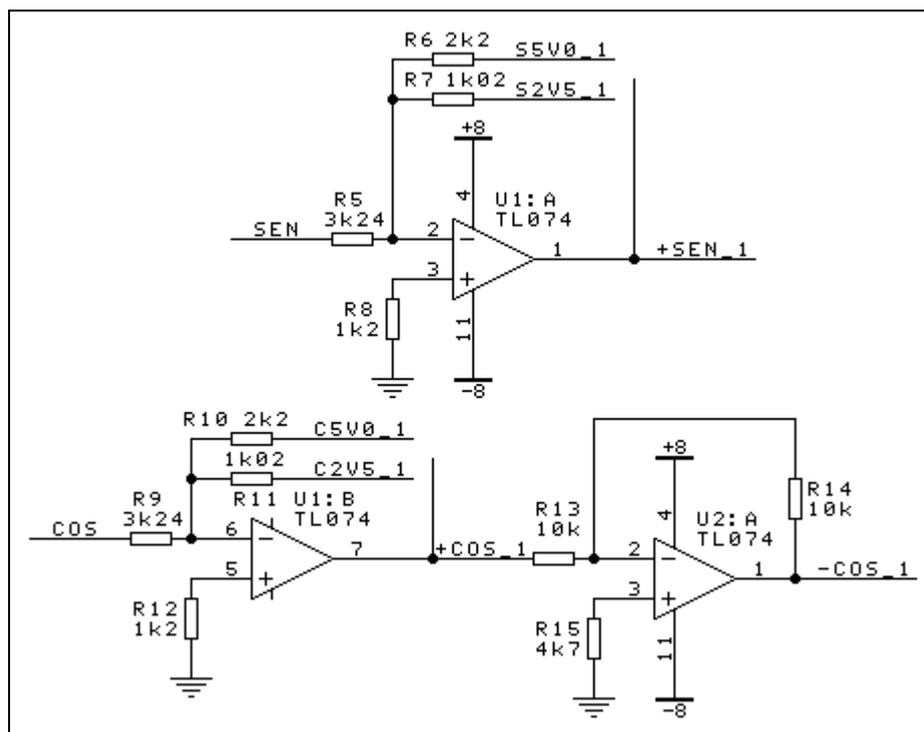


Figura 3.4 – Ajuste da amplitude da tensão de excitação.

Igual tratamento foi aplicado ao sinal de co-seno, que é utilizado pelo circuito de balanceamento reativo. Ganhos iguais aos do sinal de seno, também programados pelo controle digital TENSAO\_1 através do multiplexador 4053, são obtidos pelo circuito do AO U1:B. O sinal simétrico do co-seno é gerado por U2:A, que está configurado como amplificador inversor de ganho unitário.

Nos circuitos com amplificadores operacionais, em toda a parte analógica do sistema de aquisição de dados, foram inseridos resistores de compensação da Corrente de Polarização  $I_B$ . Esta corrente é muito baixa, da ordem de dezenas de pA, pois utilizaram-se amplificadores operacionais que têm o par diferencial composto por uma configuração a JFET. A minimização de  $I_B$ , no entanto, justifica-se, uma vez que tem-se sobre a corrente uma variação positiva com o aumento da temperatura. A tensão de erro provocada pela passagem da corrente de polarização  $I_B$  pela rede de realimentação é reduzida pela inclusão de um resistor em série com a entrada não-inversora dos AOs. O valor do resistor deve ser projetado de modo a igualar a impedância de entrada do amplificador operacional (Jung, 1987).

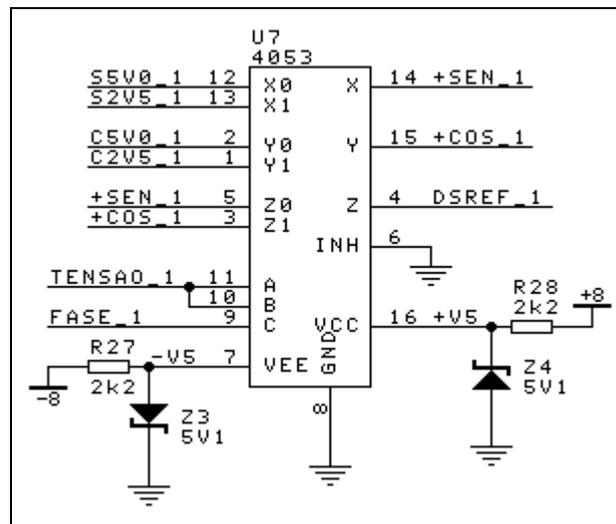


Figura 3.5 – Multiplexador de chaves analógicas.

Quanto à tensão de *off-set* ( $V_{os}$ ), causada por desbalanço do par diferencial e por desigualdades nos transistores dos estágios intermediários do AO, a temperatura também influencia seu valor. Pode-se eliminar a tensão  $V_{os}$  com a utilização de um potenciômetro ligado a pinos de compensação do AO, ou às tensões simétricas de alimentação. Este procedimento, no entanto, provoca um aumento no valor de  $dV_{os}/dT$ , que é chamado de deriva térmica (*drift*). Em função disto, optou-se por não corrigir as eventuais tensões de desbalanço intrínsecas aos AOs, ajustando-se o valor da tensão de saída através da etapa de balanceamento da ponte de extensômetros. Este procedimento é justificado pela operação do circuito com sinais AC, sendo importante o controle de *off-set* apenas no último estágio, onde tem-se a tensão DC de saída.

### 3.2.3 Driver de potência

Uma vez gerado o sinal de seno, depois de sua amplitude ser ajustada conforme escolha do usuário na etapa de programação, deve-se dotá-lo de capacidade de excitação para uso na ponte de EREs. Isto é conseguido através de um *driver* de potência, composto por uma etapa amplificadora e por reforçadores de corrente do sinal senoidal. A etapa amplificadora apresenta dois AOs, um na configuração de *buffer* (amplificador não-inversor de ganho unitário), representado por U2:C, e o outro, U2:B, na configuração amplificador inversor de ganho também unitário, conforme determinam os resistores R24 e R25. As saídas destes dois amplificadores fornecem sinais senoidais defasados de 180°. Os circuitos reforçadores de corrente, que encontram-se nas saídas dos dois AOs são idênticos para os dois sinais senoidais, com o que, tomar-se-á o *driver* de AC\_1A como referência para a descrição. O circuito baseia-se na ação de dois transistores complementares capazes de amplificar a corrente fornecida pelo circuito U2:C. Para evitar-se deformação na forma de onda do sinal senoidal pelo efeito de *crossing-over* na passagem por zero, devido à tensão de polarização  $V_{BE}$  dos transistores T1 e T2, foram inseridos no circuito os diodos D1 e D2, polarizados pelos resistores R16 e R17, respectivamente. A corrente quiescente do circuito é controlada pela corrente de polarização dos diodos, pela queda de tensão relativa dos diodos e das junções base-emissor dos transistores, e pelos resistores de emissor (Tobey, Graeme, Huelsman, 1989). R18 e R19 também oferecem proteção para T1 e T2 contra curto-circuito (Jung, 1987).

Este estágio de *drivers* de potência para os sinais senoidais simétricos apresenta dois pontos de saída, AC\_1A e AC\_1B, os quais constituem-se na alimentação da ponte de EREs.

A deformação mecânica sofrida pela peça onde estão colados os EREs da ponte provoca um desbalanço no arranjo de extensômetros, gerando na saída da ponte uma tensão AC de amplitude proporcional à deformação. Com isto, nota-se que, em função de uma deformação variável no tempo, ter-se-á na saída da ponte o sinal da portadora de 5 kHz modulado em amplitude. A modulação é de 100%, chamando-se este processo de modulação de amplitude com portadora suprimida (AM-SC - *Amplitude Modulation Suppressed Carrier*), uma vez que o sinal modulado  $f(t) \cdot \text{sen}(\omega_c t)$  não contém nenhum sinal adicional da portadora. Na expressão anterior,  $f(t)$  é o sinal modulante ou modulador, que corresponde às variações na deformação mecânica da peça; já a portadora  $\text{sen}(\omega_c t)$  é o sinal a ser modulado (Lathi, 1987).

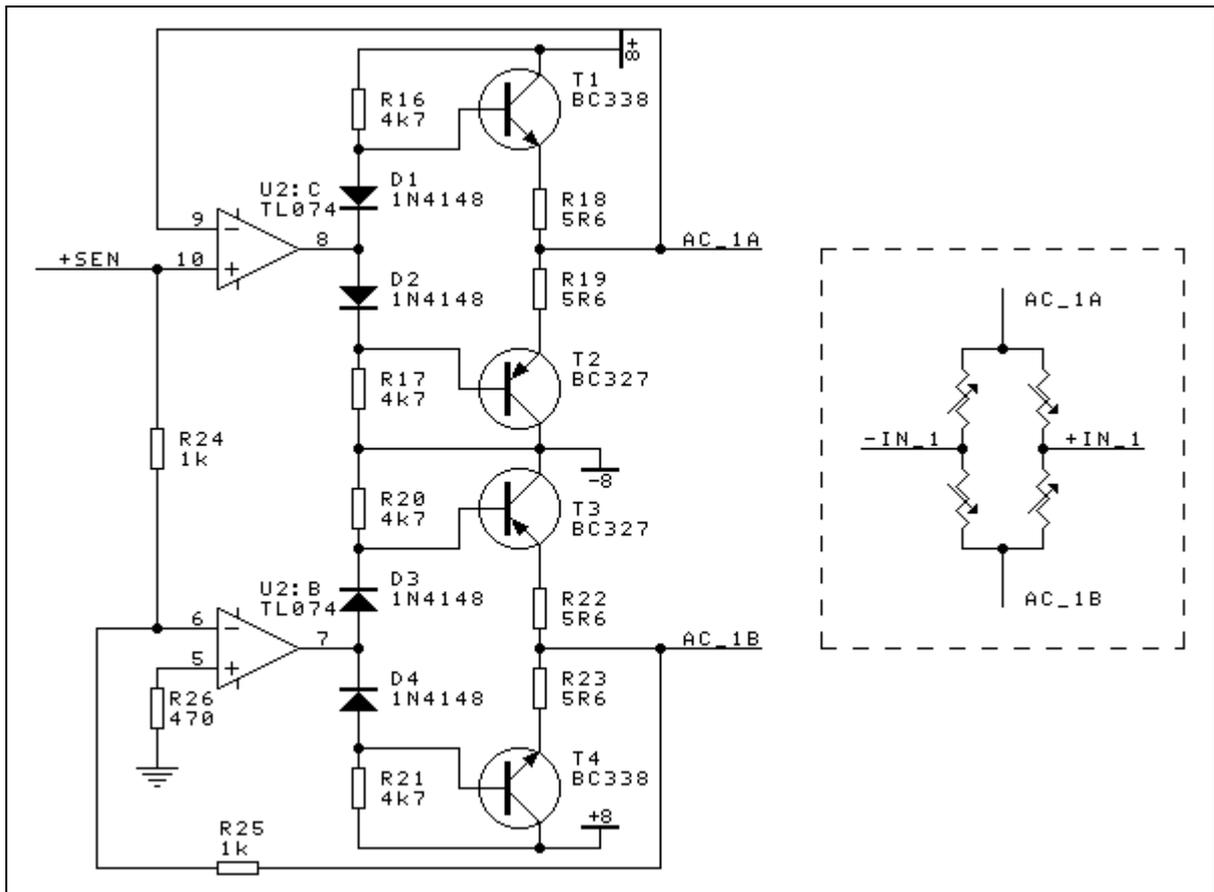


Figura 3.6 – Drivers de potência para a tensão de excitação.

Na Figura 3.7 é mostrado o sinal da portadora de 5 kHz, o qual é utilizado para excitar a ponte de EREs. Com o objetivo de demonstrar o processo de modulação em amplitude com portadora suprimida é apresentado também o sinal de uma modulante de 400 Hz. O módulo das amplitudes máximas foi assumido neste exemplo como unitário.

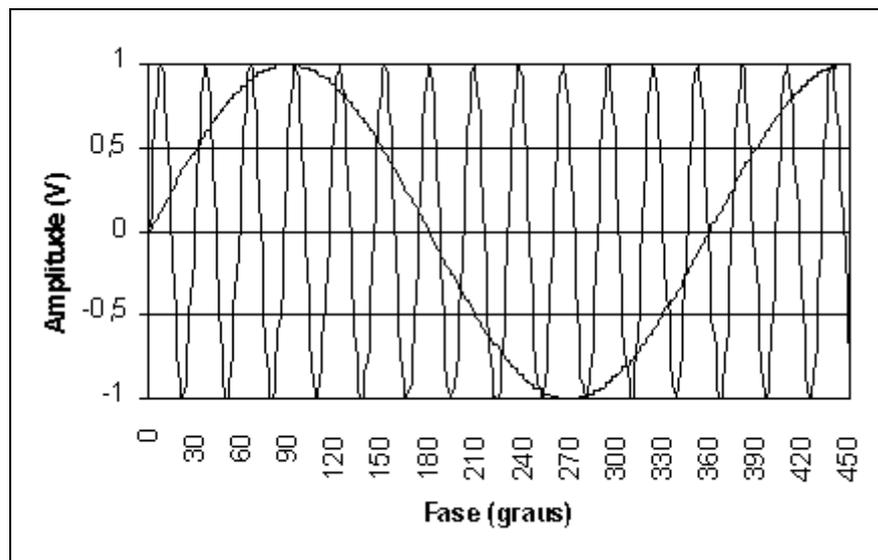


Figura 3.7 – Portadora de 5 kHz e modulante de 400 Hz.

Após o processo de modulação, o sinal resultante apresenta-se como é mostrado na Figura 3.8. Pode-se observar que a modulação é total, como é característico da AM-SC, não aparecendo qualquer componente da portadora somada ao sinal modulado.

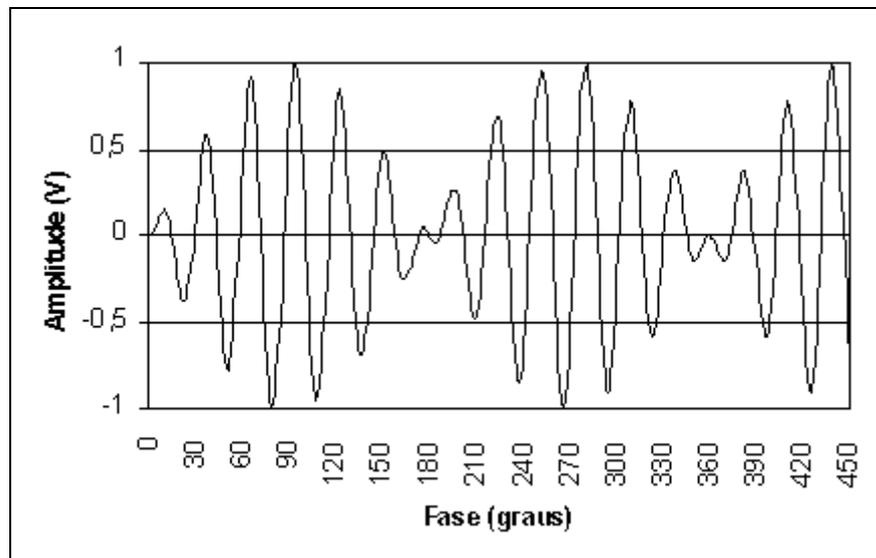


Figura 3.8 – Modulação em AM-SC dos sinais da Figura 3.7.

O processo de demodulação permite que seja extraída a informação relativa à deformação nos extensômetros a partir da envoltória do sinal modulado sincronamente com a portadora.

### 3.2.4 Amplificador de instrumentação

Como foi visto anteriormente, a variação de resistência elétrica dos transdutores, provocada pela deformação da estrutura mecânica à qual eles estão colados, reflete-se na saída da ponte de Wheatstone como uma variação na tensão de desbalanço. Esta diferença de tensão constitui-se no sinal elétrico que contém a informação de interesse do sistema. Assim, é necessário condicionar este sinal para a etapa final do processo, que é a aquisição e o registro do mesmo.

A amplitude do sinal da ponte, de baixíssima magnitude, torna necessária, neste ponto do circuito de condicionamento, uma etapa de amplificação da tensão de entrada. Esta tarefa é desempenhada por um amplificador de instrumentação (AI), que tem, entre outras características, alta taxa de rejeição de modo-comum (CMRR), ideal para amplificação de sinais de baixo nível em sistemas com presença de ruído. Tem ótima aplicação no caso de condicionamento de sinais provenientes de pontes com extensômetros de resistência elétrica.

O amplificador de instrumentação utilizado é o INA118P, da Burr-Brown, um dispositivo de baixa potência, com consumo de corrente inferior a 350  $\mu\text{A}$ , ideal para uso em sistemas que operam com baterias. É projetado para ter tensão de *off-set* e deriva térmica muito baixas, além de baixa corrente de polarização de entrada. Possui, ainda, alta CMRR e largura de banda de -3 dB acima de 100 kHz para ganho de 50 vezes (como utilizado), devido à sua topologia de realimentação por corrente. Seu circuito é mostrado na Figura 3.9.

O ganho do amplificador é selecionado através de apenas um resistor, conectado entre os pinos 1 e 8. A curva de ganho é regida pela expressão

$$G = 1 + \frac{50\text{k}\Omega}{R_G} \quad (3.2)$$

sendo escolhido  $R_G = 1,02 \text{ k}\Omega$ , de 1% de tolerância, para  $G = 50$ .

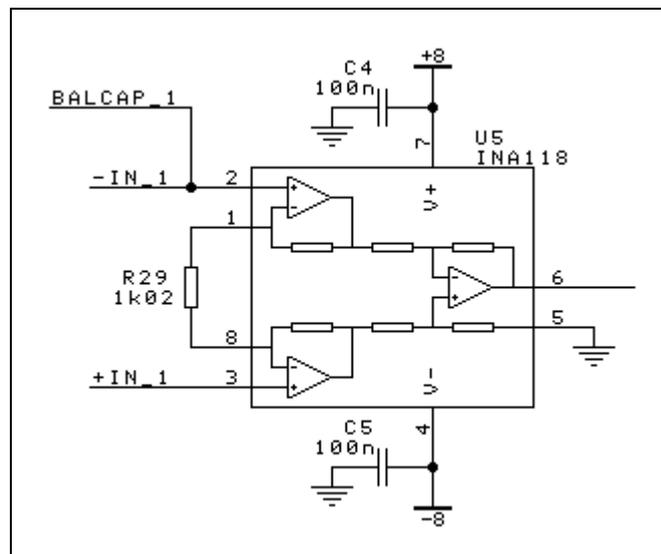


Figura 3.9 – Amplificador de instrumentação.

As entradas do INA118P são protegidas individualmente por transistores FET para tensões até  $\pm 40 \text{ V}$ , propiciando um coeficiente de segurança para o circuito analógico do equipamento, uma vez que estas entradas estão ligadas diretamente no conector do painel traseiro para conexão externa dos transdutores. Em caso de sobrecarga, o circuito de proteção interno do AI limita a corrente a um valor seguro entre 1,5 e 5 mA (Burr-Brown, 1995).

Devido ao ruído presente nas tensões de alimentação foram incluídos capacitores de desacoplamento de 100 nF, C4 e C5, montados o mais próximo possível dos pinos de suprimento de tensão do INA118P.

### 3.2.5 Balanceamentos

A ponte de EREs, correspondente a uma célula de carga, ou colada numa superfície da estrutura mecânica sob análise, é ligada ao equipamento de aquisição de dados através de um cabo a quatro fios, sendo dois para a alimentação e dois para o sinal de desbalanço. Este cabo apresenta capacitâncias entre seus fios, as quais podem ser assimétricas, desbalanceando a ponte e resultando em uma tensão de saída que não é determinada pela variável medida. Quando o cabo utilizado possui uma malha envoltória para blindagem eletromagnética, com o objetivo de reduzir a entrada de ruído no sistema, as capacitâncias também apresentam-se entre os fios e a blindagem (Hoffmann, 1989).

Além disso, outro efeito que pode-se notar é um desbalanceamento resistivo natural do conjunto formado pela ponte de EREs e pelo cabo de conexão. Esta diferença de resistência elétrica pode ter origem na própria ponte, devido a deformações nos extensômetros resultantes do processo de colagem, ou no cabo de ligação, por diferenças resistivas nos fios, e também nas conexões. Este desbalanço evidentemente reflete-se na saída do sistema como uma deformação mecânica, na realidade inexistente.

Em vista do exposto, faz-se necessário adotar procedimentos de balanceamento no circuito dos condicionadores para anular os efeitos de capacitâncias e resistências que não sejam exclusivamente da deformação mecânica que se deseja medir.

Para o balanceamento resistivo adotou-se o circuito mostrado na Figura 3.10. Trata-se de um sistema de três ajustes, com diferentes sensibilidades, para balanceamento grosso, médio e fino. Cada um é composto de um divisor resistivo, sendo que as extremidades da resistência total estão ligadas aos pontos de excitação da ponte de EREs. Com isto consegue-se, através de chaves seletoras de onze posições, uma tensão de balanço em fase com a de excitação, escalonada em intervalos regulares. No ajuste fino há um potenciômetro de dez voltas, possibilitando uma variação linear de maior resolução. As tensões de cada ponto de ajuste são aplicadas a resistores em série que, por sua vez, estão conectados ao mesmo ponto (BALRES\_1) no circuito amplificador não-inversor da Figura 3.11. Portanto tem-se na entrada inversora de U2:D uma contribuição ponderada, em corrente, de cada um dos três ajustes. Permite-se, assim, selecionar uma ampla variedade de sinais elétricos correspondentes a deformações mecânicas, de tração e compressão, para balanceamento da ponte de extensômetros.

De forma semelhante, deve-se modificar o sinal proveniente da ponte de Wheatstone, através da combinação de componentes reativas para torná-lo balanceado capacitivamente. Uma vez que as contribuições em corrente de um arranjo de capacitores estão defasadas  $90^\circ$  em relação à tensão de alimentação, optou-se por um circuito que apresenta este comportamento em relação à corrente, utilizando-se elementos puramente resistivos. Com isto trabalha-se com componentes com tolerância bem inferior à dos capacitores, além de apresentarem melhor estabilidade térmica. O circuito consiste de dois ajustes, médio e fino, compostos por divisores resistivos com chave seletora e potenciômetro linear, à semelhança do balanceamento resistivo. A diferença consiste na alimentação do arranjo de resistores, que se dá com as tensões co-senoidais,  $+\text{COS}$  e  $-\text{COS}$ , responsáveis pela fase de  $\pm 90^\circ$ . O arranjo é mostrado na Figura 3.10. As contribuições em corrente de cada ajuste, somadas, são aplicadas à entrada inversora do amplificador de instrumentação (BALCAP\_1), juntamente com o sinal de desbalanço da ponte, conforme a Figura 3.9, permitindo balanceá-lo de forma reativa.

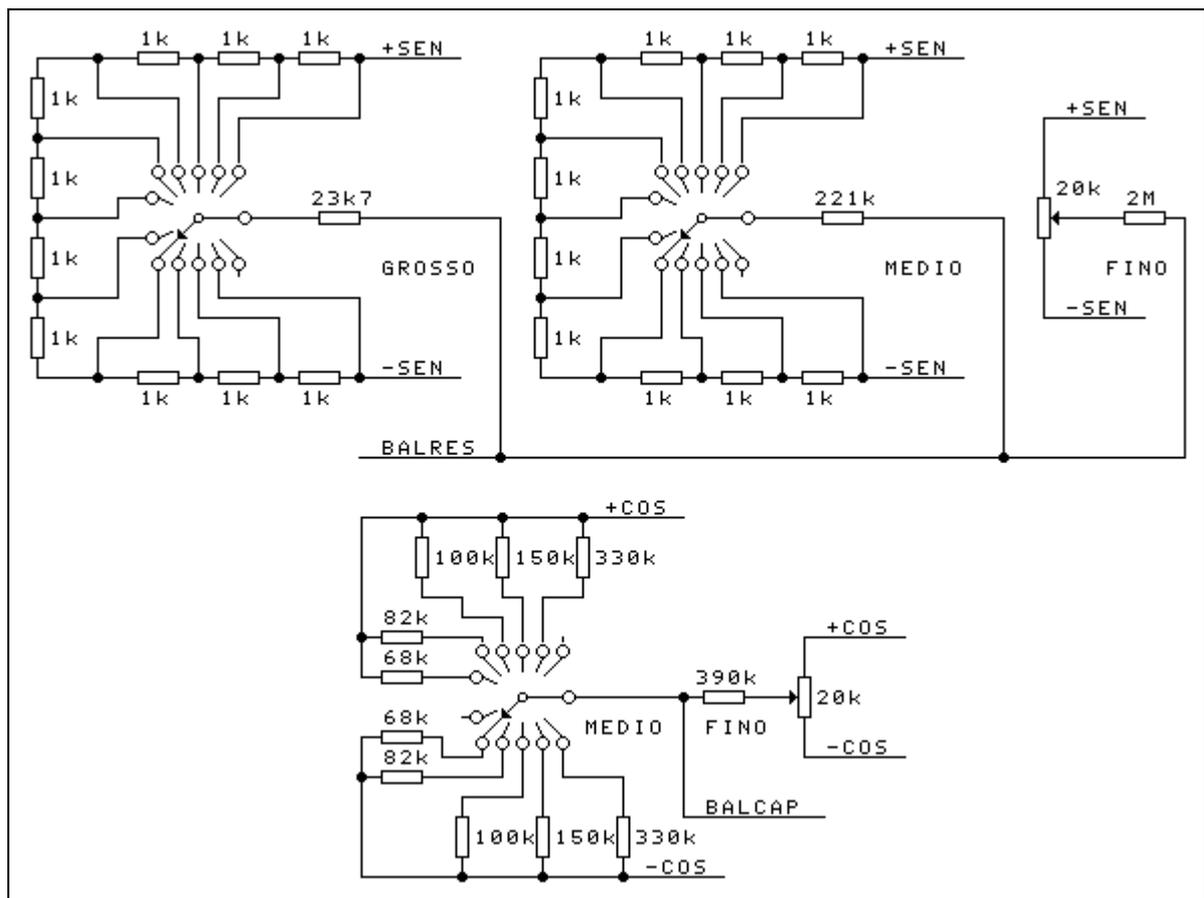


Figura 3.10 – Balanceamentos resistivo e capacitivo.

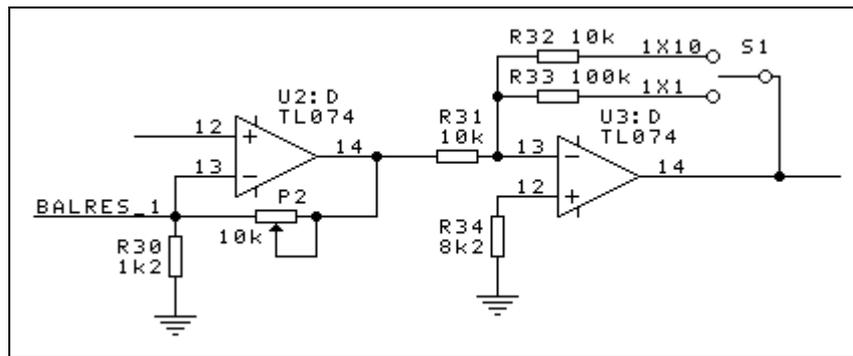


Figura 3.11 – Balanceamento, ganho e escala.

O sinal já balanceado é, então, aplicado a um amplificador inversor (U3:D) com ganho selecionável pela chave S1. Na posição X1, R33 e R31 determinam um ganho de dez vezes, resultando em apresentações na saída de deformações até  $\pm 1000 \mu\text{m/m}$  em fundo de escala. Para sinais de entrada maiores, pode-se trocar a escala de apresentação das leituras selecionando-se a chave S1 para a posição X10. Nesta condição o ganho aplicado pelo amplificador é unitário, tendo-se as leituras de  $\pm 1000$  representando deformações de  $\pm 10000 \mu\text{m/m}$  em fundo de escala.

### 3.2.6 Filtro passa-faixa

O processo de modulação em amplitude sofrido pela portadora senoidal em função do sinal modulante da ponte de extensômetros reflete no espectro um deslocamento da faixa de frequência para a região em torno de 5kHz. Com o objetivo de manter-se apenas esta faixa para as etapas posteriores do condicionador, usa-se o recurso de filtragem para eliminar as frequências abaixo (onde está incluído o ruído de 60 Hz) e acima da faixa de interesse.

Ao sinal proveniente do amplificador de ganho dez vezes aplica-se um filtro passa-faixa sintonizado na frequência da portadora. O filtro passa-faixa utilizado é de 2ª ordem com frequência central em 5 kHz e uma largura de faixa de -3 dB de 3 kHz ( $5 \text{ kHz} \pm 1,5 \text{ kHz}$ ). Esta faixa foi escolhida para garantir-se com uma boa segurança a propagação do sinal modulado por uma modulante de até 1 kHz.

A topologia Ganho Infinito Realimentações Múltiplas (GIRM), com realimentação negativa na rede, foi a escolhida para a implementação do filtro (Tobey, Graeme, Huelsman, 1989), (Stanley, Dougherty, Dougherty, 1984). A topologia com cinco elementos passivos mostra-se mais adequada, pois na de quatro elementos, onde  $R36 = \infty$ , não pode-se ajustar independentemente os parâmetros Q (fator de qualidade =  $\omega_0/\Delta\omega_0$ ) e  $G_0$  (ganho na frequência  $\omega_0$ ). O projeto do filtro foi baseado em  $G_0 = -1$  e  $Q = 1,667$ . Note-se que

não há necessidade de precisão no ganho  $G_0$  desta etapa, pois é feita uma calibração do condicionador através de P2, na etapa de ajuste de ganho.

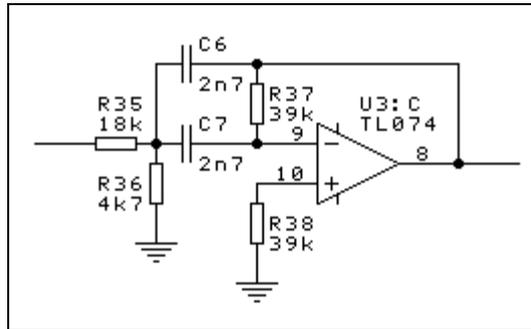


Figura 3.12 – Filtro passa-faixa.  $f_0 = 5 \text{ kHz}$ ,  $\Delta f = 3 \text{ kHz}$ .

### 3.2.7 Detector síncrono

Tendo-se na saída do filtro passa-faixa o sinal da portadora modulado pelo sinal de desbalanço da ponte, faz-se necessário extrair a informação básica correspondente à deformação mecânica, que constitui-se na envoltória do sinal de AM mencionado. Esta função de demodulação é desenvolvida pelo método de detecção síncrona, que é caracterizado pela retificação do sinal modulado, observado o sincronismo deste processo com um sinal sinusoidal referencial, ou seja, a própria portadora.

Na Figura 3.13 tem-se o circuito do detector síncrono, bem como um defasador para o sinal de referência e um quadrador deste mesmo sinal. O circuito composto por U3:B, R47, R48, R49 e T5 baseia-se no princípio de o transistor de junção de efeito de campo T5 estar cortado durante o semiciclo positivo do sinal referencial e ativo durante o semiciclo negativo. Assim, com T5 cortado, e, aplicando-se o Princípio da Superposição, tem-se na saída do AO o sinal de entrada multiplicado por  $[-1 + (1+R49/R48)] = -1 + 2 = +1$ . Quando T5 está ativo, tem-se na entrada inversora do AO um terra virtual e a saída apresenta o sinal de entrada multiplicado por -1. Portanto o circuito apresenta-se como um retificador do sinal de entrada, síncrono com o sinal da portadora, usado como referência.

O sinal de polarização do transistor T5, responsável pelos seus dois estados de operação, é obtido da onda quadrada da saída do comparador de tensão LM311 aplicada ao divisor resistivo composto por P4 e R46. A comparação da tensão de referência, aplicada à entrada não-inversora, dá-se em relação a zero, resultando numa onda quadrada síncrona com o sinal da portadora, sem inversão. Em virtude do defasamento que sofre o sinal modulado ao

longo das etapas anteriores, o sinal de referência é ajustado em fase através de um circuito RC, constituído por R39, P3 e C8, anterior ao comparador com zero.

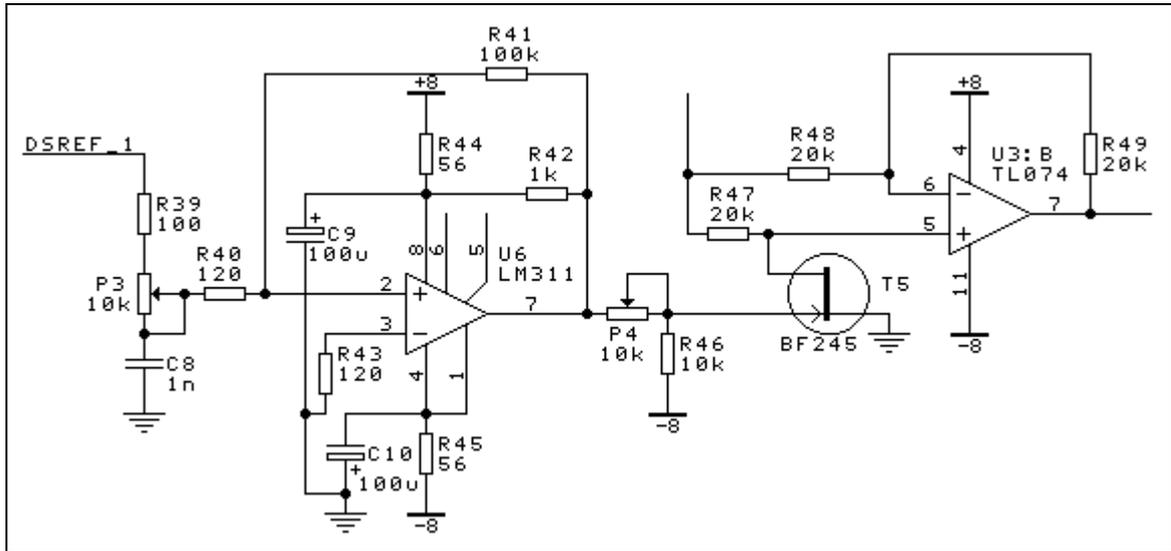


Figura 3.13 – Detector síncrono.

A Figura 3.14 apresenta a saída do detector síncrono, quando é aplicado a um dos canais do equipamento uma deformação de 500  $\mu\text{m/m}$  de tração, estática. A figura foi obtida com um osciloscópio digital Tektronix, modelo TDS 340, de 100 MHz, 500 MSamples/s. No canal 1 tem-se o sinal da portadora de 5 kHz e no canal 2 o sinal modulado retificado.

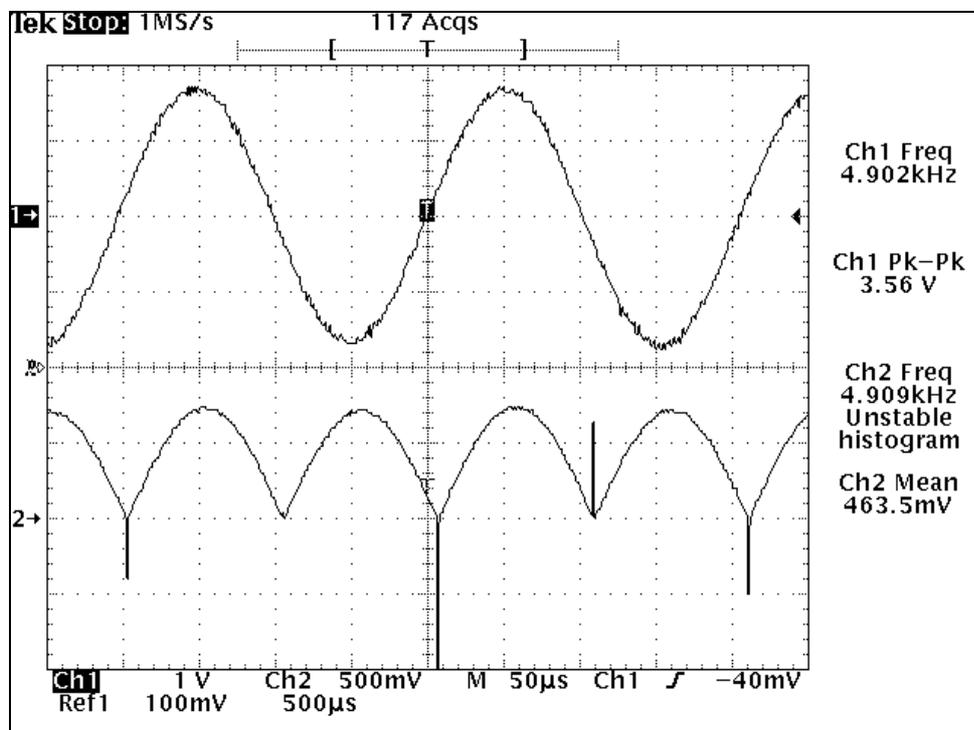


Figura 3.14 – Portadora de 5 kHz e sinal modulado retificado.

Pode-se observar no sinal retificado a presença de componentes de alta frequência, resultantes do processo de detecção síncrona. Isto se deve a capacitâncias parasitas do transistor JFET, que são descarregadas nos momentos de inversão de polarização da porta do transistor. O chaveamento ocorrido no comparador de tensão, com a tensão de saída excursionando da tensão de saturação negativa até a saturação positiva colabora com a situação mencionada. Este ruído, que não interessa à medida do sinal de entrada, propaga-se pelo circuito, sendo necessário adotar-se um procedimento de filtragem do sinal de saída, explicado na subseção 3.2.9.

### 3.2.8 Tensão de referência para o conversor A/D

O conversor A/D, no seu processo de funcionamento, necessita de uma tensão referencial ( $V_{REF}$ ) para determinar o valor digital correspondente à entrada analógica. A precisão do resultado da conversão está relacionada com a estabilidade desta tensão, uma vez que o processo conversor é *rationétrico*. O valor do resultado é uma relação entre o sinal analógico aplicado ao conversor e a tensão de referência  $V_{REF}$ . Com isto, utilizou-se uma amostra da própria tensão senoidal gerada no oscilador para que a tensão de referência tivesse as mesmas características da tensão de excitação das pontes de extensômetros.  $V_{REF}$  deve ter seu valor entre 4,5 e 5,5 V (Intel, 1991).

O circuito formado pelos AOs U20:D e U20:C, juntamente com R61, R62, R63, R64, D7 e D8 constitui-se num retificador de precisão de onda completa com alta impedância de entrada. C15 e C16 têm a função de filtrar o sinal, oferecendo uma tensão DC para a etapa de ganho seguinte. R65 serve para limitar a corrente de saída do operacional no início da carga dos capacitores. Com o amplificador não-inversor U20:B, através de P5, pode-se ajustar a amplitude da tensão de referência para 5 V, determinando a utilização de toda a faixa de entrada do conversor A/D. O circuito é mostrado na Figura 3.15.

Como a faixa de valores de entrada do conversor A/D é unipolar de 0 a 5 V, é necessária uma adequação da faixa bipolar de trabalho dos sinais provenientes da ponte de extensômetros. Para tanto, deve-se somar uma tensão de *off-set* ao sinal original para que o sinal de saída do condicionador AC tenha o valor correspondente à deformação nula em 2,5 V, meia escala do conversor. Com isto os valores de fundo de escala em deformação, de -1000  $\mu\text{m/m}$  e +1000  $\mu\text{m/m}$ , correspondem em tensão na saída do condicionador a 0 e 5 V, respectivamente.

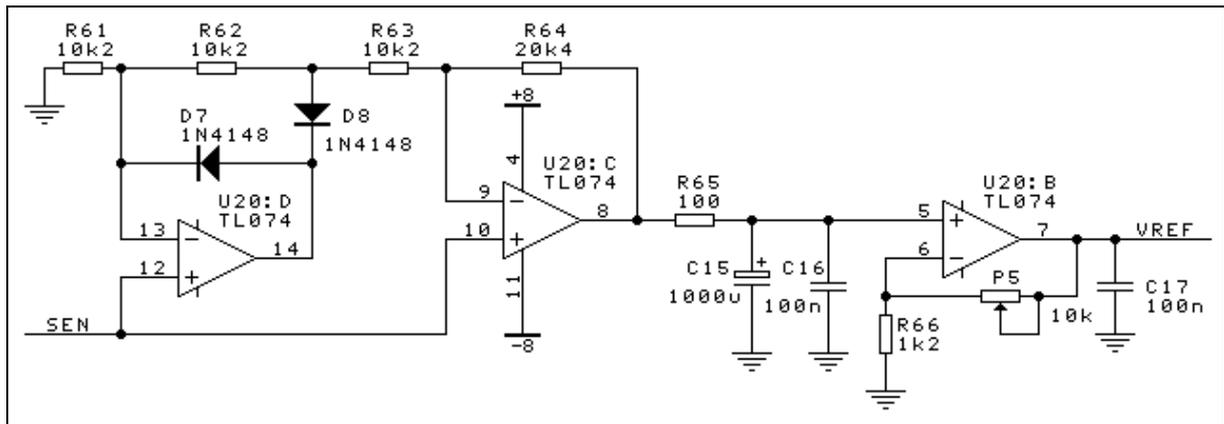


Figura 3.15 – Tensão de referência.

Esta etapa é desempenhada pelo circuito da Figura 3.16. Através de P6 ajusta-se a parcela da tensão de referência do conversor A/D que é somada ao sinal de deformação. Este ajuste é utilizado pelos três canais do equipamento.

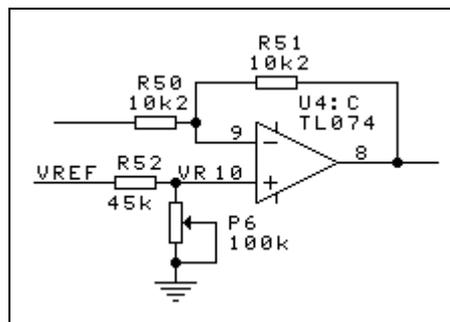


Figura 3.16 – Deslocamento da faixa de saída.

### 3.2.9 Filtro passa-baixas

O processo de demodulação do sinal gerado pela ponte de extensômetros, desempenhado pelo detector síncrono, restitui ao seu lugar de origem no espectro a faixa de frequências do sinal modulante. Esta encontra-se agora em torno da frequência zero, e torna-se necessária a utilização de um filtro passa-baixas na saída do demodulador para a eliminação das componentes indesejáveis de frequência alta, que estão centradas nas harmônicas da frequência da portadora (Lathi, 1987), (Doebelin, 1990).

Para obter-se o nível DC correspondente à deformação aplicada aos EREs, faz-se necessário um filtro passa-baixas na saída do detector síncrono. Inicialmente optou-se por um filtro passa-baixas ativo do tipo Butterworth de 2ª ordem, com  $Q = 1/\sqrt{2}$ , comumente utilizado em condicionadores de sinais para extensometria. A frequência de corte determinada foi de 1,5 kHz para garantir com mínima atenuação uma banda de passagem de 1 kHz. Tem-se,

portanto, o *hardware* preparado para uma faixa de atuação mais ampla do que a necessária para os sinais previstos, vislumbrando-se a sua utilização com um sistema que tenha taxas de aquisição maiores.

O filtro Butterworth é também chamado de “máxima planura”, pois registra excelente resposta de amplitude em frequências abaixo da frequência de corte, ou seja, não apresenta *ripple* de ganho (Stanley, Dougherty, Dougherty, 1984).

O resultado, no entanto, deixou transparecer, na forma de *ripple* sobre o nível DC, harmônicas resultantes do processo de detecção síncrona, sendo principalmente notada a de segunda ordem, em 10 kHz. A ondulação apresentou amplitude em torno de 100 mV<sub>pp</sub>, o que afetaria demasiadamente as medidas de deformação mecânica.

Para que estas harmônicas fossem eliminadas, o filtro foi alterado para um Butterworth de 4ª ordem. Com o aumento da ordem do filtro, a faixa de passagem torna-se mais plana e a atenuação aumenta na faixa de rejeição. A resposta acima da frequência de corte tende à assíntota de alta frequência com atenuação de 24 dB/oitava. A ondulação no sinal DC de saída ficou reduzida a 10 mV<sub>pp</sub>.

A implementação utilizada foi a de Fonte de Tensão Controlada por Tensão (FTCT), com realimentação positiva na rede, para filtro passa-baixa de 2ª ordem (Tobey, Graeme, Huelsman, 1989). O filtro de ordem 4 foi construído com a associação série de dois desses filtros, Figura 3.17, com redimensionamento de componentes, conforme fatoração do polinômio de 4ª ordem de Butterworth (Tobey, Graeme, Huelsman, 1989), (Valkenburg, 1982).

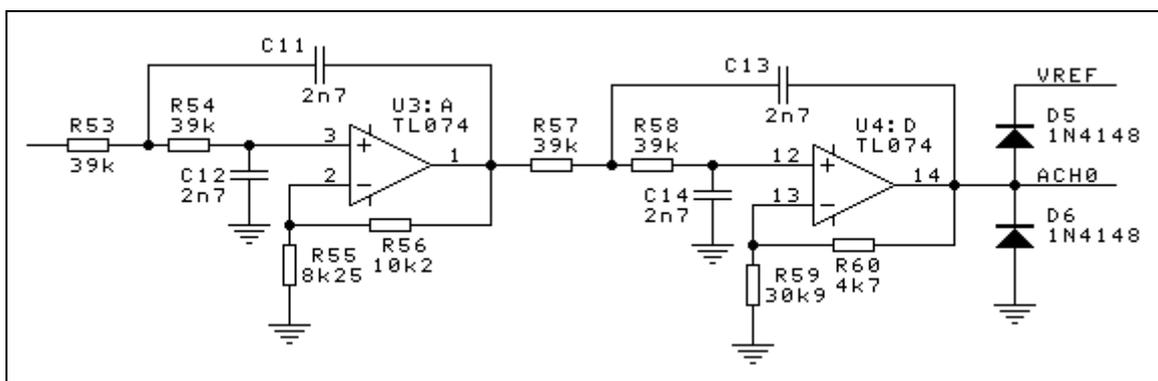


Figura 3.17 – Filtro passa-baixas de 4ª ordem.  $f_c = 1,5$  kHz.

A saída do filtro passa-baixas é aplicada à entrada analógica do circuito do conversor A/D do microcontrolador. Os diodos D5 e D6 constituem-se numa proteção contra sobre-tensões na entrada do canal analógico. Tensões que estejam fora da faixa de trabalho do

condicionador são limitadas a valores aceitáveis pelo conversor, de no máximo  $V_{REF} + V_d$  e  $ANGND - V_d$ , onde  $V_d$  é a tensão de polarização direta dos diodos (Intel, 1991).

Nos Anexos são mostrados os circuitos esquemáticos dos três canais.

### 3.2.10 Fonte de alimentação

As tensões simétricas de alimentação dos circuitos analógicos são providas pela fonte mostrada na Figura 3.18. Também são apresentados neste esquema os circuitos carregadores das baterias seladas recarregáveis.

O secundário do transformador, composto de dois enrolamentos com derivação central (*center tap*), tem suas tensões retificadas e filtradas, obtendo-se um potencial positivo e outro negativo em relação ao *center tap*, o qual é referenciado como terra (GND). Estas tensões são aplicadas a reguladores LM317T e LM337T, respectivamente para tensão positiva e negativa, que apresentam capacidade de corrente de 1,5 A. Os reguladores apresentam tensão constante, em módulo, de 1,25 V entre os pinos  $V_{out}$  e Adj. Através dos potenciômetros P13 e P14, ajustam-se as tensões +BAT em 13,6 V e -BAT em -13,6 V. Estas tensões são as recomendadas para a carga das baterias, quando utilizadas no modo flutuação (*stand by*), não sendo necessário o controle da corrente de carga inicial. Os capacitores C41 e C46 aumentam a rejeição a *ripple*, assim como C42 e C47 melhoram a estabilidade dos circuitos. As baterias utilizadas são de 12 V, com capacidade de carga de 2 Ah.

Os diodos D21 e D22 atuam quando a chave S4 (alimentação do equipamento pela rede AC) estiver desligada e o circuito for alimentado pelas baterias (chave S5), impedindo a alimentação reversa dos circuitos carregadores. São providas proteções contra sobre-corrente através de fusíveis.

Para a obtenção das tensões de alimentação dos circuitos analógicos, as tensões de saída dos carregadores de baterias foram aplicadas a reguladores de tensão LM7808 e LM7908, montados com dissipadores de calor. Suas saídas têm capacitores de filtragem, obtendo-se tensões estabilizadas de +8 V e -8 V. O circuito do *kit* IEE96, que tem em sua entrada um regulador de tensão para +5 V, é alimentado pela tensão estabilizada de +8 V.

A corrente fornecida pela fonte negativa é de 140 mA, enquanto a fonte positiva, que alimenta além dos condicionadores também o *kit* IEE96, fornece 250 mA.

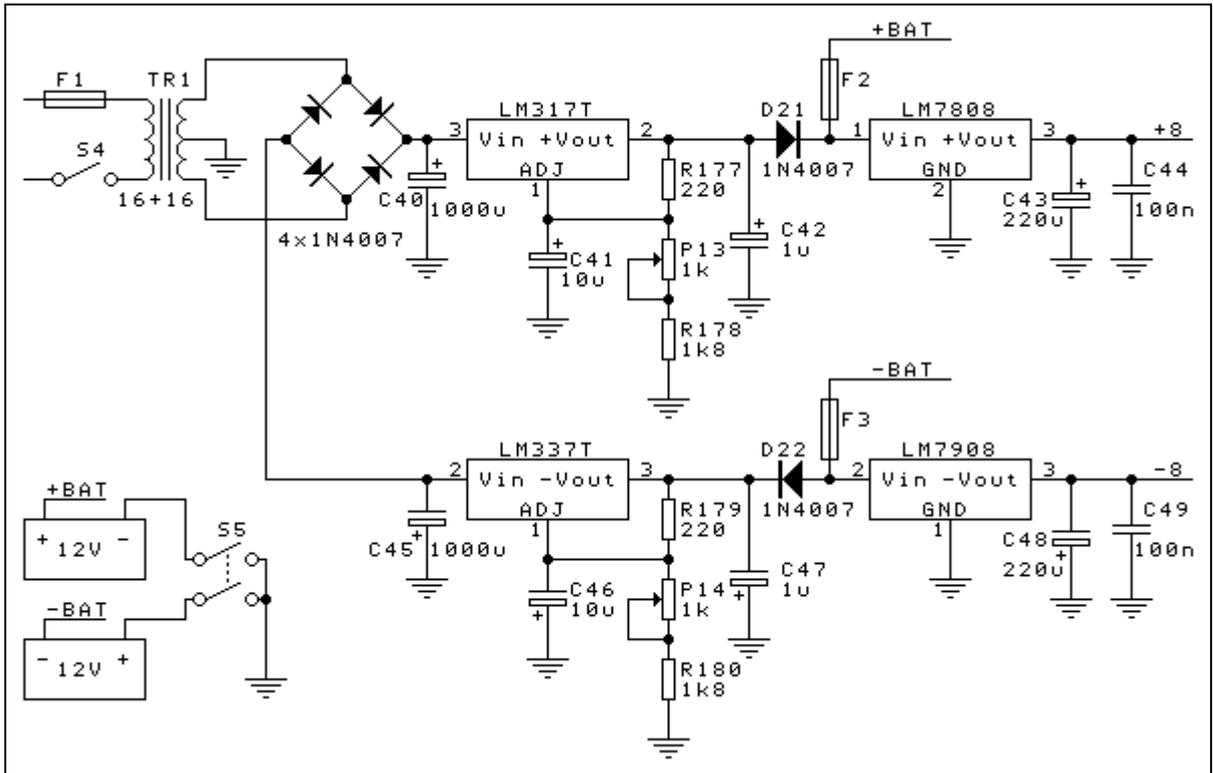


Figura 3.18 – Fonte de alimentação e carregadores de baterias.

## 4 CONTROLE DE AQUISIÇÃO

Seguindo-se a estrutura do instrumento desenvolvido, tem-se a etapa de aquisição dos sinais de entrada, provenientes da grandeza a ser medida, devidamente condicionados na etapa anterior pelo condicionador AC de sinais. O controle de aquisição tem seu funcionamento baseado em um microcontrolador, possibilitando a programação do equipamento pelo usuário e oferecendo recursos de entrada e saída de dados. Além disso, tem a capacidade de armazenar as informações relativas a um ensaio prático, para posterior análise do comportamento dinâmico de uma estrutura mecânica.

Além do bloco analógico do equipamento, descrito no Capítulo 3, o sistema conta também com um bloco digital. Os recursos técnicos desta parte provêm de um *kit* de desenvolvimento para o microcontrolador da Intel 80C196KC. Este *hardware* básico é o *kit* IEE96, desenvolvido no Laboratório de Instrumentação Eletro-Eletrônica (IEE - UFRGS) (Zuccolotto et al., 1996).

A programação do sistema dá-se através da interface homem-máquina produzida em *software* e organizada na forma de menus. São apresentadas telas no mostrador de cristal líquido sugerindo ao usuário a entrada de dados através do teclado para os diversos parâmetros configuráveis do sistema. A estrutura montada para o seu funcionamento é constituída das partes programação, aquisição e transmissão.

A etapa de programação é dividida em outras duas: a) a etapa de configuração, onde pode-se, para cada canal, atribuir um nome, a grandeza medida, a unidade de medida, o tipo de ponte e a tensão de excitação da ponte; b) a etapa de seleção, onde pode-se indicar quais os canais que terão seus sinais adquiridos.

O número de amostras a serem adquiridas no ensaio é programável, na etapa de aquisição, havendo também a escolha da taxa de aquisição de acordo com o número de canais, além do comando de início de aquisição para o ensaio 1 ou 2. O início da aquisição está vinculado a um pulso de gatilho, sendo detectada pelo microcontrolador uma borda de subida ou descida de um sinal digital de 0 a 5 V (ver 5.2.2.3).

Os procedimentos de cada um dos dois ensaios permitem a aquisição de até 32.768 ( $2^{15}$ ) amostras por canal, tornando-se necessário o uso de uma memória de grande capacidade de armazenamento. Como o conversor A/D utilizado fornece resultados de 10 bits, armazena-se cada amostra em uma palavra de 16 bits. Levando-se em conta o número máximo de 32.768 amostras e três canais de entrada, pode-se calcular a quantidade de memória requerida como sendo 196.608 *bytes*. O tipo de memória escolhido foi a *Flash EPROM*, preferida em relação a uma memória RAM não-volátil devido ao seu custo, apesar de ter um ciclo de escrita mais lento e ter vida útil inferior. As características temporais propostas no projeto, no entanto, são atendidas com a memória utilizada.

Para o estudo do comportamento dinâmico das estruturas sob análise, julgou-se apropriado ter-se a capacidade de aquisição com uma taxa de até 1000 amostras por segundo, uma vez que o sistema projetado será utilizado para aquisição de sinais de vibração de origem mecânica, que dificilmente superam 200 Hz. De acordo com o número de canais selecionados para aquisição, entretanto, implantou-se no *software* a possibilidade de escolha de mais duas taxas. Para três canais, pode-se adquirir a 1 kHz; com dois canais selecionados, pode-se escolher na programação entre 1 kHz e 1,5 kHz; já para o caso de ter-se apenas um canal selecionado, as opções de taxas de aquisição compreendem as duas anteriores e ainda 3 kHz. O número máximo de amostras permanece inalterado, uma vez que a capacidade da memória é a mesma em qualquer um dos casos.

Uma vez realizados os ensaios e adquiridos os sinais presentes nos canais de entrada do equipamento, deve-se transferir os dados armazenados para um microcomputador tipo PC compatível para que se possa proceder a análise dos mesmos. A comunicação entre o sistema de aquisição de dados e o microcomputador dá-se de modo serial, através de uma interface padrão RS-232C.

#### **4.1 KIT DE DESENVOLVIMENTO IEE96 - MICROCONTROLADOR**

Para o projeto do sistema de aquisição de dados optou-se por construí-lo tendo como base a plataforma do *kit* de desenvolvimento IEE96, Versão 2.0A. Este é um recurso importante para o sistema, pois oferece a parte digital necessária para as funções de programação e configuração do equipamento, bem como o controle das aquisições de sinais e os dispositivos de armazenamento dos resultados dos ensaios práticos.

O *kit* IEE96 está baseado no microcontrolador 80C196KC da Intel, com encapsulamento PLCC, barramento de 16 bits de endereços e tecnologia de construção CHMOS. Esta tecnologia permite ao dispositivo trabalhar com baixo consumo de energia, o que é importante para um equipamento que deve operar com alimentação por baterias. O microcontrolador trabalha numa frequência de 12 MHz e possui um conversor A/D interno de 10 bits. Este conversor é utilizado para a conversão dos sinais analógicos provenientes dos condicionadores de sinais para uma informação digital, que é armazenada em memória.

O *kit* conta ainda com três dispositivos de armazenamento de dados: uma memória EPROM para o código do *software*, uma memória RAM para os dados, além de uma memória *Flash*, utilizada para os dados que serão adquiridos pelo equipamento.

Para o funcionamento com dispositivos de entrada e saída, têm-se duas interfaces seriais: uma padrão RS-232C e uma padrão RS-485 opto-isolada. Além disso, conta-se também com uma saída paralela para conexão com impressora. Um teclado matricial de 12 teclas e um mostrador de cristal líquido com 2 linhas de 16 caracteres são recursos que também estão presentes na plataforma de desenvolvimento.

Para a decodificação de endereços e geração de sinais de seleção dos dispositivos periféricos ao microcontrolador foi utilizado um dispositivo lógico programável (PLD), o EPM7032, da Altera.

Para a adequação ao projeto do sistema de aquisição de dados, foram necessárias algumas alterações no circuito do *kit* IEE96. O resultado final, já excluídos do *kit* original os recursos que não são utilizados, configura a Versão 2.0C e aparece na Figura A.4, nos Anexos.

Para o número de amostras que se deseja para cada canal, foi necessário fazer a troca da memória *Flash* original do *kit* por uma de maior capacidade. O espaço de memória requerido é calculado em função de as 98.304 amostras (3 canais, 32.768 amostras por canal) ocuparem 2 *bytes* cada uma, resultando num total de 196.608 *bytes* (192 Kbytes). A escolha da memória recaiu sobre a *Flash* modelo 29F040 da AMD, de 4Mbits (512 K x 8 bits), uma vez que não há *Flash* de 2Mbits e a de 1Mbits não seria suficiente. Com isso pode-se armazenar a quantidade equivalente a dois ensaios completos. No *hardware* há a necessidade de endereçamento de  $A_0$  até  $A_{18}$ . No entanto,  $A_{17}$  e  $A_{18}$  não constam no circuito original. Estas linhas de endereço foram obtidas do PLD, sendo suas entradas I/O17 (pino 24) e I/O18 (pino

25) transformadas em saídas FLASBS1 e FLASBS2, respectivamente, e ligadas nos pinos 30 (A<sub>17</sub>) e 1 (A<sub>18</sub>) da memória *Flash* 29F040.

A entrada I/O16 (pino 21) do PLD foi transformada em saída e ligada ao READY do microcontrolador, para geração de *wait-states* quando da leitura do teclado matricial.

A chave SW1 mantém sua utilidade e serve para chaveamento do mapa de memória para programa em EPROM (*stand-alone*) e programa em RAM (*download*), utilizado durante o desenvolvimento do projeto. Deve estar selecionada para ON para uso com o *software* gravado em EPROM.

O sinal de gatilho (*trigger*) para disparo de conversões A/D é aplicado na entrada T2CLK do microcontrolador, pino 44. Para possibilitar a captura do instante em que ele ocorreu, para efeito de sincronismo das aquisições, foi necessário fazer-se a ligação desta entrada com a entrada HSI.0 (pino 24), da qual pode-se ler o instante de ocorrência de um determinado evento.

O mapa de memória, cuja configuração de decodificação de endereços encontra-se no PLD, foi alterado em função da nova memória *Flash* e encontra-se descrito na seção 4.2.

As alterações na programação do PLD foram realizadas através de recursos da Altera, como a plataforma de *hardware* para gravação e o *software* MAX+plusII 7.0.

#### 4.1.1 O Conversor A/D

Para tratamento de entradas analógicas o microcontrolador tem um sistema de conversão analógico-digital. Este sistema é composto por oito entradas multiplexadas, um *sample-and-hold* e um conversor de 10 bits, o qual opera pelo método de aproximações sucessivas. As conversões podem ser efetuadas em uma entrada de cada vez.

O algoritmo de conversão desenvolvido no 80C196KC é implementado através de uma rede de 256 resistores, um comparador, capacitores de acoplamento e um registrador de aproximações sucessivas (SAR) de 10 bits. Uma lógica interna controla todo o processo de conversão, armazenando o resultado em dois registradores de 8 bits cada um, localizados na memória interna do microcontrolador. A rede de resistores proporciona divisões de 20 mV (para  $V_{REF} - ANGND = 5,12 V$ ), enquanto os capacitores de acoplamento criam passos intermediários de 5 mV nas tensões de 20 mV da rede. Desta forma, a tensão analógica de entrada é comparada com 1024 níveis de tensão de referência internos para gerar um resultado de conversão de 10 bits (Intel, 1991).

Uma conversão A/D de 10 bits tem a duração de 156,5 estados de operação do microcontrolador (*state times*). Para a frequência de 12 MHz do cristal oscilador tem-se 1 *state time* = 166,66 ns. O tempo de uma conversão analógico-digital é, portanto, determinado em 26,083  $\mu$ s. Para sinais de entrada de 200 Hz, por exemplo, este tempo de intervalo entre conversões de diferentes canais representa 0,52% do período do sinal.

O resultado de uma conversão A/D é uma representação *rationométrica* de 10 bits da tensão de entrada. O valor numérico da conversão é obtido a partir da expressão

$$\text{INT}[1023 * (V_{\text{IN}} - \text{ANGND}) / (V_{\text{REF}} - \text{ANGND})] \quad (4.1)$$

onde INT representa a parte inteira do argumento da expressão,  $V_{\text{IN}}$  a tensão analógica de entrada,  $V_{\text{REF}}$  a tensão de referência e ANGND a referência de terra analógico do conversor.

Na tabela seguinte são apresentadas algumas características do conversor A/D do microcontrolador 80C196KC.

**Tabela 4.1 – Especificações do conversor A/D do 80C196KC.**

Parâmetro	Típico	Mínimo	Máximo	Unidades *	Notas
Resolução		1024 10	1024 10	Níveis Bits	
Erro Absoluto		0	$\pm 3$	LSBs	
Erro de fundo de escala	$0,25 \pm 0,5$			LSBs	
Erro de <i>off-set</i> de zero	$0,25 \pm 0,5$			LSBs	
Não-linearidade	$1,0 \pm 2,0$	0	$\pm 3$	LSBs	
Repetibilidade	$\pm 0,25$			LSBs	
Coefficientes de temperatura: <i>Off-set</i> e fundo de escala	0,009			LSB/°C	
<i>Crosstalk</i>		-60		dB	1
Rejeição a VCC	-60			dB	1
Resistência de entrada		750	1,2k	$\Omega$	
Corrente de fuga em DC		0	3,0	$\mu$ A	
Capacitância de entrada	3			pF	

Notas:

\*: 1 LSB (*Least Significant Bit* - Bit Menos Significativo) corresponde a 5 mV para  $V_{\text{REF}} = 5,12$  V.

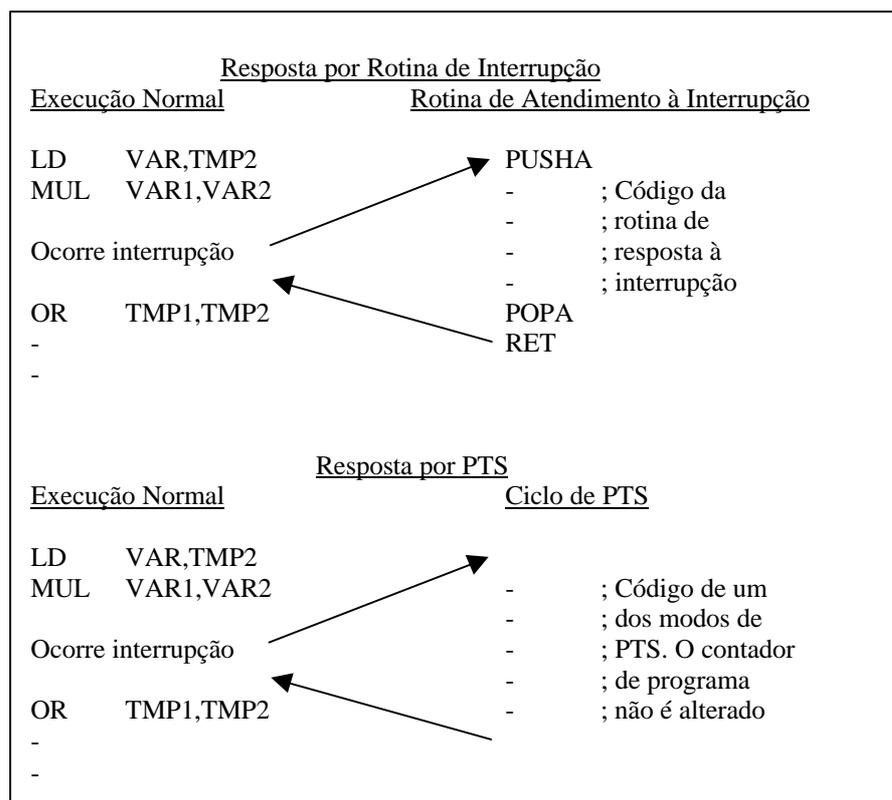
1: DC a 100 kHz.

#### 4.1.2 O PTS (*Peripheral Transaction Server*)

O microcontrolador 80C196KC possui um recurso para controle de eventos periféricos que é de grande utilidade para um caso como o de um sistema microcontrolado de aquisição de dados. Trata-se do *Peripheral Transaction Server* (PTS), o qual proporciona respostas a interrupções como num sistema de acesso direto à memória (DMA - *Direct*

*Memory Access*), tornando menos sobrecarregado o trabalho da CPU. Este sistema possibilita transferências de dados simples (*bytes* ou *words*, por exemplo) ou de blocos de dados; assim como modos especiais para tratamento do conversor A/D e de HSI (*High Speed Input*) e HSO (*High Speed Output*). O modo que trata da conversão A/D é utilizado neste trabalho e será exposto adiante.

A diferença básica entre o serviço normal de atendimento a uma interrupção e o tratamento desta interrupção pelo seu canal de PTS é que, ao invés de ser chamada uma Rotina de Atendimento de Interrupção, o canal PTS gera um ciclo de PTS. Isto pode ser visto na Figura 4.1. Há a eliminação de procedimentos como a chamada da Rotina de Atendimento de Interrupção, o salvamento e a restauração de contexto, com as instruções PUSHA e POPA, além da execução da instrução RET ao final da Rotina. No lugar destas tarefas, o ciclo de PTS é executado intercalado com o fluxo normal das instruções, como num ciclo de DMA. O algoritmo é executado em microcódigo sem que haja alteração do contador de programa.



**Figura 4.1 – Sistemas de atendimento a interrupção.**

O sistema de PTS trabalha com uma tabela de vetores, a qual tem o mesmo formato e o mesmo critério de prioridades que a tabela de vetores de interrupção normais. Todos os canais de PTS têm prioridade maior sobre qualquer interrupção, com exceção da NMI (*Non-Masccarable Interrupt*). Cada um destes vetores de PTS aponta para um Bloco de

Controle de PTS (PTSCB), o qual deve estar localizado no espaço de RAM interna do microcontrolador num endereço divisível por oito. O PTSCB deve ser inicializado antes de o canal de PTS ser habilitado.

A habilitação global do PTS dá-se pelo bit PSE (*Peripheral transaction Server Enable*) no PSW. Este bit é ligado pela instrução EPTS (*Enable PTS*) e desligado pela instrução DPTS (*Disable PTS*). Estas instruções, por serem relativas a um recurso do 80C196KC, não existem no Assemblador utilizado, desenvolvido para o 80C196KB. Para implementação das mesmas foram utilizados os seus códigos de máquina diretamente num programa em linguagem Assembly. O registrador PTSSEL (*PTS SElect*), localizado no endereço 04H na Hwindow 1, habilita individualmente cada canal de PTS sobre a resposta de interrupção normal. Quando um bit do PTSSEL é ligado, o pedido de interrupção correspondente torna-se um pedido de PTS. Cada pedido de PTS ligará, então, o correspondente bit no Registrador de Interrupções Pendentes. Se o bit relativo a esta interrupção no Registrador de Máscara de Interrupções também estiver ligado, além da habilitação global do PTS estar ativada pelo bit PSE, então iniciará um ciclo de PTS.

No início do ciclo, o vetor de PTS é lido da tabela de vetores de PTS para ter-se o endereço do Bloco de Controle de PTS. A seguir é executado o microcódigo do ciclo, baseado no conteúdo do PTSCB. Este bloco de controle, para o caso específico do modo de conversão A/D, é constituído de seis *bytes*, sendo eles: PTSCOUNT, PTSCON, S/D(lo), S/D(hi), REG(lo) e REG(hi).

O PTSCOUNT define o número de ciclos de PTS que serão executados consecutivamente sem intervenção de *software*. Ao final de cada ciclo, o PTSCOUNT é decrementado. Quando o PTSCOUNT chega a zero, uma interrupção chamada de interrupção de fim de PTS é requisitada, a qual poderia executar algum processamento necessário e reinicializar o canal de PTS. Inicialmente o bit correspondente no PTSSEL é desligado para evitar que ciclos adicionais sejam executados até que a interrupção de fim de PTS termine. A seguir, o bit no PTSSRV (*PTS SeRVe*), localizado no endereço 06H na Hwindow 1, é ligado para realmente efetivar o pedido de interrupção. Este registrador funciona como os registradores de interrupções pendentes, e o que é realmente utilizado pelo PTS é o PTSSRV, podendo um pedido de interrupção de alguma fonte de interrupção ser armazenado também no seu registrador de interrupções pendentes. Assim sendo, foi tomada a precaução, dentro da rotina da interrupção de fim de PTS, de eliminar-se a pendência de interrupção registrada para que a interrupção de fim de PTS só ocorresse uma vez.

A rotina de fim de PTS é endereçada através da tabela de vetores de interrupção e, quando é chamada, o bit no PTSSRV é automaticamente desligado. O bit no PTSSEL, no entanto, precisa ser ligado se for necessário reabilitar o canal de PTS.

O PTSCON, por sua vez, é um registrador de controle de PTS, o qual determina o modo de operação de PTS, dentre os cinco anteriormente citados. Também neste registrador são programados auto-incrementos e atualizações de ponteiros, utilizados pelos modos de PTS.

Os registradores S/D(lo) e S/D(hi) contêm o endereço na memória de uma tabela onde são armazenados os comandos para o conversor A/D e os resultados por ele gerados. Já os registradores REG(lo) e REG(hi) apontam para o registrador AD\_COMMAND, o qual se localiza no endereço 02H na HWindow 0.

A utilização do sistema de PTS justifica-se pelo fato de que, no modo de conversão A/D, o microcontrolador reinicia o processo de conversão automaticamente enquanto está armazenando o resultado da conversão anterior na tabela apontada pelos registradores S/D(lo) e S/D(hi), localizada em memória. A interrupção de fim de conversão (*AD Conversion Complete Interrupt*) é mapeada para o seu canal de PTS, a fim de que se procedam os ciclos de PTS. Durante o ciclo, a *word* apontada por S/D na tabela é carregada num registrador temporário e o S/D é incrementado de 2. A seguir, o resultado da conversão A/D é armazenado no endereço da tabela apontado por S/D. O comando de A/D contido no registrador temporário é carregado no registrador AD\_COMMAND para iniciar uma nova conversão. Em seguida o S/D é atualizado, de acordo com a opção feita na programação do PTSCON, para apontar para a próxima localização na tabela. Finalmente, o PTSCOUNT é decrementado e se for zero, o bit do PTSSEL é desligado e o bit do PTSSRV é ligado para requerer a interrupção de fim de PTS.

Nota-se que a última conversão foi recém iniciada, portanto o resultado terá que ser adquirido dentro da rotina de interrupção, uma vez que só seria colocado na tabela pelo sistema de PTS se houvesse mais um ciclo.

O principal ganho com a utilização deste sistema foi a certeza de que as conversões dos canais programados se darão sequencialmente com intervalos de tempo fixos e os menores possíveis entre si. O tempo exigido pelos procedimentos convencionais de chamada e atendimento de interrupção seria maior. Este recurso é o mais adequado para o sistema de aquisição de três canais, onde se deseja que as aquisições sejam simultâneas nas

diferentes entradas. Como o conversor é único, sendo multiplexado entre as entradas, é de especial interesse que os tempos envolvidos nos procedimentos entre as conversões sejam os mínimos possíveis.

Para ilustrar o exposto, procedeu-se uma rotina de aquisições para os três canais, armazenando os dados em RAM. O tempo envolvido no processo foi de 290  $\mu$ s. Uma outra rotina foi desenvolvida para aquisição de sinais dos três canais, agora utilizando-se o recurso do ciclo de PTS. O tempo necessário para a operação foi reduzido em 50%.

## 4.2 MEMÓRIAS

A escolha do tipo de memória a ser utilizada no equipamento para armazenamento dos dados dos ensaios levou em consideração uma característica fundamental do sistema, que é o fato de poder-se reprogramá-la para a realização de novas aquisições. Além disso, deve poder manter os dados gravados, mesmo sem alimentação no circuito, uma vez que o equipamento deve ser portátil. Dados estes requisitos, a memória deve ser não-volátil e apagável/reprogramável.

Foram consideradas, então, as memórias do tipo *Flash*, que surgiram da combinação das EPROM com as EEPROM. A memória *Flash* incorpora a mesma capacidade de programação de uma EPROM com a capacidade de apagamento elétrico da EEPROM, possibilitando que ela seja reprogramada sem ser retirada da placa de circuito impresso onde se encontra instalada. Isto torna a *Flash* ideal para uma aplicação onde precisa-se reprogramação do sistema sem remoção de componentes do equipamento. Este tipo de característica também poderia ser conseguido com uma EEPROM ou com uma memória RAM não-volátil, com bateria interna. No entanto, o custo da memória *Flash* é bem menor do que os dois tipos citados, justificando seu emprego. Além disso, considera-se a alimentação com fonte única de 5 V e sua estrutura interna setorizada, o que possibilita sua utilização no equipamento como se fossem duas memórias, cada ensaio sendo armazenado em uma das metades do dispositivo.

A memória utilizada no equipamento para armazenamento da massa de dados das amostras é a Am29F040, em substituição à 28F010 (1 Mbits, da Intel) do *kit* original. Trata-se de uma memória *Flash*, fabricada pela Advanced Micro Devices (AMD), de 4 Mbits, com organização interna na forma de 524.288 x 8 bits (512 Kbytes). O circuito integrado tem encapsulamento PDIP de 32 pinos, compatível com o padrão JEDEC. Esta memória tem uma

vantagem muito importante frente a outras memórias *Flash* encontradas no mercado que é a alimentação única em 5 V. Isto permite que a sua programação e a leitura sejam feitas sem a necessidade de dispor-se de uma fonte de tensão de 12 V, por exemplo, como em outros modelos. Esta característica da memória utilizada beneficia o projeto do sistema, simplificando-o, uma vez que a alimentação em 5 V já está presente no circuito para suprimento dos outros componentes da parte digital (AMD, 1992).

O dispositivo tem uma arquitetura interna de oito setores de 64 Kbytes, podendo-se apagar e reprogramar cada setor individualmente sem afetar o conteúdo dos outros setores. Isto foi levado em consideração na escolha do dispositivo de memória, uma vez que a necessidade máxima para um ensaio são 192 Kbytes. Uma memória de 128 Kbytes, como a 29F010 da AMD não atenderia a necessidade do projeto, sendo preciso uma de 256 Kbytes. Esta memória, no entanto, não é fabricada, existindo somente uma de 512 Kbytes, no caso a escolhida 29F040. Com a quantidade de memória disponível, o sistema foi projetado de modo a poder-se armazenar dois ensaios no mesmo dispositivo, conferindo ao equipamento uma maior versatilidade em relação ao projeto inicial, que seria o armazenamento de apenas um ensaio. Tendo-se a possibilidade de gravação de dois ensaios em função do tamanho da memória, a característica de apagamento por setores é essencial para este sistema, uma vez que um ensaio deve permanecer conservado enquanto procede-se a execução do outro, seja apagando-o ou gravando-o.

Para viabilizar-se as operações com a memória *Flash*, foram desenvolvidas rotinas de escrita e apagamento em linguagem C para o microcontrolador 80C196 (C96 da Intel), compondo bibliotecas de apoio a operações com memórias *Flash* da AMD. As memórias 29F010 e 29F040 são contempladas com estas bibliotecas, *fmem* e *fmem1* respectivamente, as quais foram disponibilizadas no Laboratório de Instrumentação Eletro-Eletrônica pelo autor para utilização geral.

Para escrita na memória foram desenvolvidas rotinas para um *byte* e para um conjunto de *bytes*. O processo de escrita na memória é *byte a byte* e segue uma seqüência de comandos e endereços, a qual provocará a execução de um algoritmo interno de programação que se encarregará da geração de pulsos de programação e verificação no dispositivo de memória. O tempo de programação de um *byte* é 14  $\mu$ s, atendendo os requisitos temporais para a frequência máxima de aquisição. Já o tempo de acesso para leitura de um *byte* é 120 ns, para o modelo escolhido da memória *Flash*.

No caso de apagamento da memória, foram desenvolvidas rotinas para apagamento de um setor determinado e para apagamento total do dispositivo. Em ambos os casos o processo é semelhante à programação, sendo escrita no dispositivo uma seqüência de comandos e endereços, provocando a execução de um algoritmo interno de apagamento. Este algoritmo tem a função de preprogramar o dispositivo, se ele não estiver programado, além de gerar os pulsos de apagamento e verificação.

Para armazenar o código do *software* do sistema de aquisição utilizou-se uma memória não-volátil EPROM 27C256 (32K x 8). Os dados utilizados durante a execução do programa têm lugar numa memória estática RAM 62256 (32K x 8). Estas memórias são parte integrante do *kit* de desenvolvimento (Intel, 1991a), (Zuccolotto et al., 1996).

O mapeamento de memória do sistema foi projetado conforme é mostrado na Figura 4.2 e faz uso do PLD para decodificação de endereços e geração de sinais de habilitação para os dispositivos. O arquivo descritivo para o PLD chama-se AQDIN\_1 e é apresentado na Figura A.6, nos Anexos. O bloco de seleção de memórias de programa ou de dados é descrito pelo arquivo AQDIN\_1A, apresentado na Figura A.7. A habilitação das memórias leva em consideração os sinais de SW0, que é a chave de seleção *stand-alone/download*; *inst*, proveniente do microcontrolador e que indica processo de busca de instruções (nível alto) ou escrita/leitura de dados (nível baixo); e *ms*, que indica a intenção de uso da memória RAM (nível baixo) ou *Flash* (nível alto) para operações com dados.

Com o *kit* de desenvolvimento selecionado para operação em modo *download*, tem-se as seguintes áreas de utilização das memórias: ROM, de 2000H a 3FFFH, RAM, de 4000H a FFFFH e FLASH, de 2000H a EFFFH. Quando a operação é em modo *stand-alone*, isto é, estando o *software* gravado em EPROM, a configuração de memórias fica sendo: ROM, de 2000H a 4FFFH, RAM, de 5000H a FFFFH e FLASH, de 2000H a EFFFH.

	7FFFFh
	6FFFFh
64 Kbytes por setor	5FFFFh
	4FFFFh
	3FFFFh
	2FFFFh
	1FFFFh
	0FFFFh
	00000h

Figura 4.2 – Mapa de endereços da memória *Flash*.

Os 384 Kbytes (2 x 192 K) necessários de memória *Flash* para os dois ensaios completos são então distribuídos em oito módulos de 48 Kbytes cada um. O acesso é feito através da escolha do módulo (0 a 7) e o endereçamento é de 2000H a DFFFH. Desta maneira, em cada um dos oito setores da memória, os 8 Kbytes inferiores e os 8 Kbytes superiores não são utilizados para o fim de armazenamento de dados de ensaios.

### 4.3 COMUNICAÇÃO

A parte da transmissão de dados tem como finalidade estabelecer a comunicação digital entre o equipamento e um microcomputador tipo PC. Com isso, pode-se enviar os dados adquiridos para serem processados e mostrados em algum dispositivo de saída como a tela de um monitor de vídeo ou uma impressora. A comunicação é feita utilizando-se a porta serial do microcontrolador através de uma interface RS-232C. Utiliza-se uma taxa de transmissão de 19200 bps (bits por segundo), paridade par, 8 bits de dados e 1 bit de parada.

O *software* de comunicação serial que roda no microcomputador tipo PC foi desenvolvido em linguagem C++ para o padrão do sistema operacional Windows. Foram utilizados comandos da biblioteca do sistema operacional, próprios para comunicação de dados através da porta serial. O programa executável chama-se Wserial.

### 4.4 O SOFTWARE

O *software* de aplicação do equipamento foi escrito em linguagem C para o microcontrolador 80C196, o C96 da Intel. A etapa relativa às conversões A/D e gravação dos dados na memória *Flash* foi desenvolvida em linguagem Assembly, utilizando-se o ASM96, também da Intel e desenvolvido para o microcontrolador utilizado.

Durante a fase de desenvolvimento e testes o programa foi montado para ser carregado na memória RAM do *kit* IEE96 (versão *download*). Na configuração final ele foi disponibilizado em EPROM (versão *stand-alone*) para uso do equipamento no modo portátil.

No capítulo seguinte são mostradas as estruturas de menus que compõem o *software* do sistema.

## 5 ESTRUTURA E OPERAÇÃO DO EQUIPAMENTO

### 5.1 A ESTRUTURA

A seguir é descrito como foi organizado o sistema de funcionamento do equipamento, implementado em *software*, para rodar no microcontrolador 80C196KC. Tem-se por objetivo guiar o usuário de uma maneira simples para que ele possa usar de forma inequívoca todos os recursos que o equipamento disponibiliza.

A interação do usuário com o equipamento foi pensada com base no uso dos dispositivos de entrada e saída, ou seja, um teclado de 6 teclas e um mostrador de cristal líquido de 2 linhas e 16 colunas. Montou-se uma estrutura de menus para a visualização de mensagens e a entrada de parâmetros para a operação do sistema. O funcionamento pode ser dividido em três partes: a programação dos canais, a aquisição das amostras e a transmissão dos dados adquiridos. Isto é representado pela tela de abertura do sistema, onde vêem-se a identificação *\*SIST AQ DADOS\** e as quatro alternativas para seguir-se na árvore de menus. A escolha das alternativas é feita através do teclado apresentado na seção 5.2.

As telas de apresentação de cada uma das etapas do sistema são mostradas na Figura 5.1.

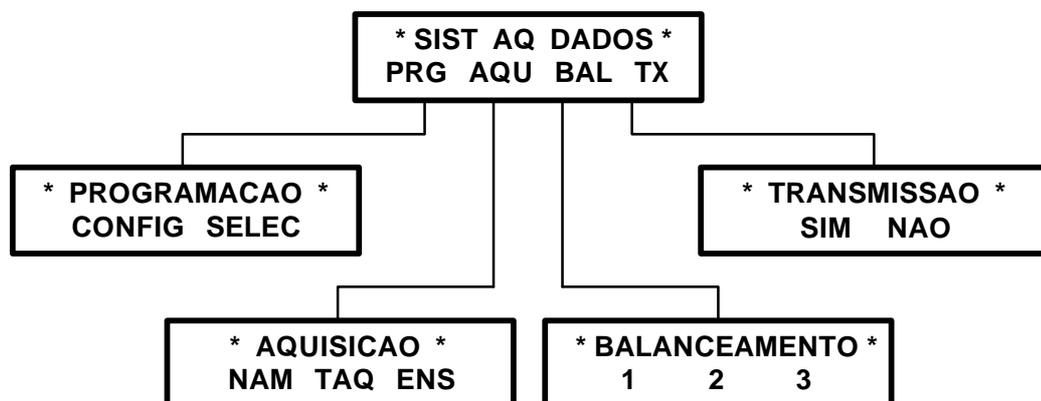


Figura 5.1 – Telas de apresentação do sistema para o usuário.

### 5.1.1 Programação dos canais

A programação dos canais de entrada é uma das fases de operação do sistema e compreende duas etapas de atuação do usuário: a configuração dos três canais e a sua seleção, para a efetiva habilitação das entradas para aquisição e registro.

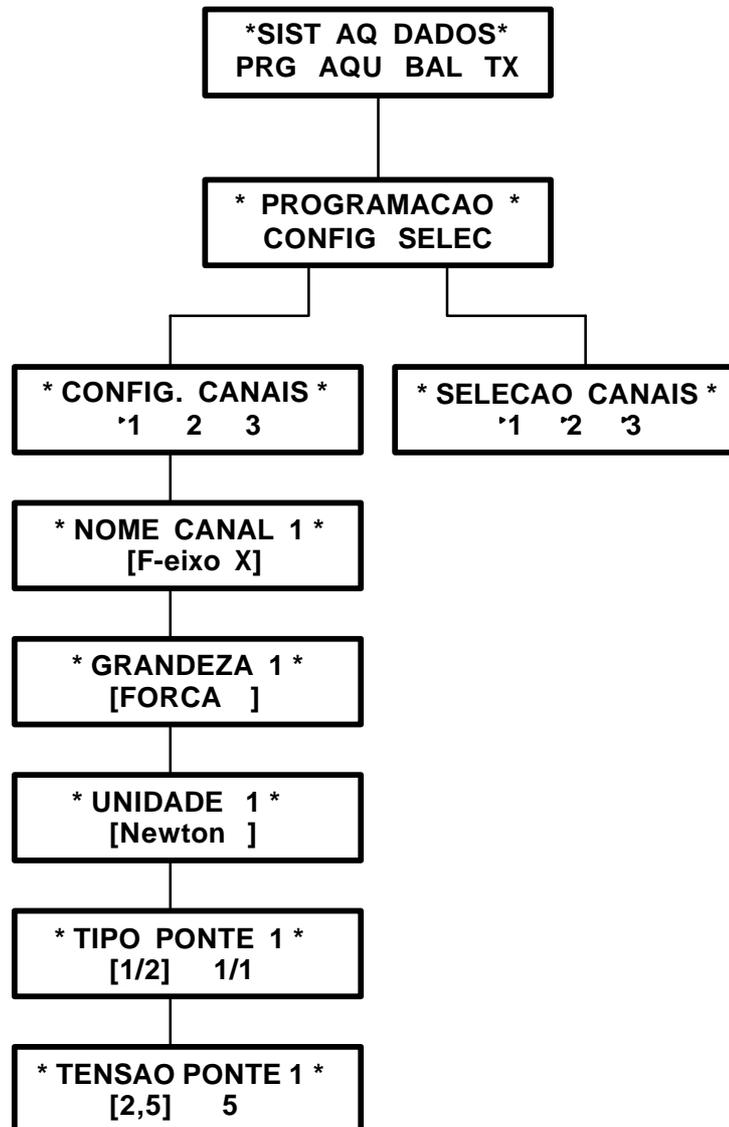


Figura 5.2 – Menus da programação de canais - seqüência das opções de configuração e seleção de canais.

#### 5.1.1.1 Configuração dos canais

Através da escolha da opção CONFIG no menu de programação, aparecerá o menu de configuração dos canais. As opções deste menu são os números de cada canal (1 a 3), os quais, no caso de já estarem configurados, terão uma marca ao seu lado esquerdo (uma pequena seta apontando para o número). Escolhendo-se um determinado canal, entra-se no seu ciclo de configuração, que tem a seqüência apresentada em seguida.

*Nome do canal.* Uma palavra de até oito caracteres é requisitada pelo sistema para entrada pelo usuário através do teclado. Este nome, assim como todos os parâmetros de configuração, estará registrado juntamente com os dados do ensaio e serve para identificar a natureza do sinal registrado. Exemplos: PRESS1 (pressão no ponto 1), TEMP2 (temperatura no ponto 2).

Na subseção 5.2.1.1 descreve-se a operação do equipamento para a configuração dos canais, sendo apresentada a maneira de escrever caracteres alfanuméricos com um teclado de apenas seis teclas, como o proposto para o equipamento.

*Grandeza do canal.* Cada canal está associado de alguma forma a uma grandeza física do processo. Com esta requisição o sistema registra qual a grandeza, através da entrada de uma palavra de até oito caracteres. Exemplos: TEMPERAT (Temperatura), PRESSAO (Pressão), TENSAO (Tensão), CORRENTE (Corrente), etc.

*Unidade do canal.* Assim como cada canal tem uma grandeza física associada, a unidade de medida desta grandeza física também pode ser especificada. Através desta requisição, o usuário pode entrar com uma palavra de até oito caracteres. Isto facilita a interpretação dos dados para o operador. Exemplos: PASCAL (para pressão), NEWTON (para força), etc.

*Tipo de ponte.* Para cada canal tem-se a possibilidade de escolher a configuração da ponte de Wheatstone utilizada no arranjo dos extensômetros de resistência elétrica. As opções são meia ponte (1/2) e ponte completa (1/1).

*Tensão da ponte.* As pontes de Wheatstone associadas aos canais têm como opções de alimentação as tensões 2,5 V e 5 V. A escolha é feita pelo usuário nesta etapa da programação.

### **5.1.1.2 Seleção dos canais**

Na seleção dos canais aparece a lista dos canais disponíveis no equipamento, representados por números de 1 a 3. Ao lado de cada canal, poderá haver um sinal de canal selecionado ou não. O sinal de seleção é uma pequena seta do lado esquerdo do número do canal, igual ao sinal utilizado para identificar os canais configurados.

Esta etapa foi criada com o objetivo de funcionar como um habilitador para aquisição dos sinais dos canais de entrada. A aquisição só terá efeito se um determinado canal estiver completamente configurado e selecionado. Com isto pode-se fazer a configuração dos

três canais, por exemplo, e determinar-se quais os que terão seus sinais adquiridos através da posterior seleção dos escolhidos.

## **5.1.2 Aquisição**

Após ter-se configurado os canais e selecionado os que terão seus sinais adquiridos, passa-se à segunda parte do processo, que vem a ser a etapa relativa à aquisição dos dados. Ela compreende três ítems, listados a seguir.

### **5.1.2.1 Número de amostras**

O ensaio de aquisição será feito até atingir um determinado número de amostras, igual para todos os canais configurados e selecionados, que é estabelecido pelo usuário. O limite máximo é fixado em 32.768 amostras, sendo que o sistema não permite a entrada de número superior a este. Caso este parâmetro não seja programado, uma vez que ao ligar-se o equipamento o valor preestabelecido é igual a zero, não será possível iniciar-se a aquisição dos sinais.

### **5.1.2.2 Taxa de aquisição**

A taxa de aquisição utilizada pelo equipamento é programável pelo usuário em função do número de canais que terão seus sinais adquiridos. Estando todos os canais habilitados para aquisição, a opção é única e igual a 1 kHz, não sendo necessária a programação por parte do usuário, pois o equipamento identifica esta situação e automaticamente seleciona a taxa adequada. Já para o caso de dois canais estarem habilitados, o menu de opções mostrado na tela será outro, indicando que o usuário pode escolher entre as frequências de 1 kHz e 1,5 kHz. Quando apenas um dos canais está habilitado para aquisição, a escolha recai sobre três opções, sendo elas: 1 kHz, 1,5 kHz e 3 kHz.

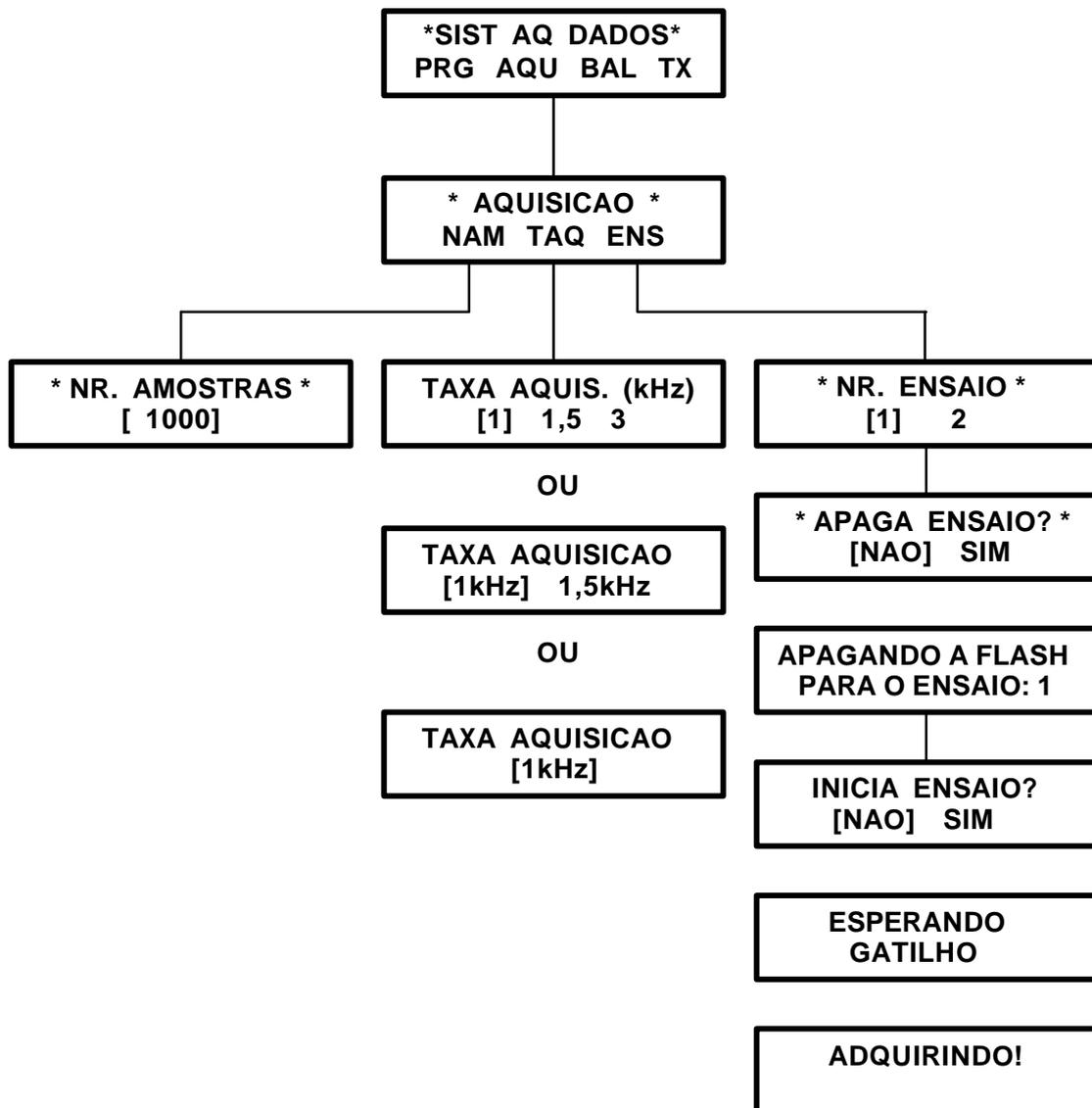
A taxa escolhida é única e aplica-se a todos os canais habilitados para aquisição.

### **5.1.2.3 Ensaio**

Escolhendo-se esta opção no menu da aquisição, tem-se a oportunidade de determinar qual dos dois ensaios será realizado e preparar o equipamento para o início do mesmo.

Após selecionar-se entre o ensaio 1 e o ensaio 2, o equipamento verificará a memória de armazenamento das amostras e, em caso de ela conter dados de ensaios anteriores, possibilitará ao usuário que determine o seu apagamento. Estando a memória livre

para receber novas amostras o usuário é perguntado sobre se o ensaio deve ser iniciado. Em caso afirmativo, o equipamento ficará à espera de um sinal de gatilho (*trigger*), sendo sensível a uma borda de subida ou descida de um sinal digital de 0 a 5 V (ver 5.2.2.3). No preciso instante de detecção do pulso de gatilho, é disparado o processo cíclico de aquisição e armazenamento dos dados adquiridos na memória *Flash* EPROM. Ao término do ensaio, o equipamento volta a apresentar a tela do menu de aquisição, possibilitando a realização de mais ensaios.



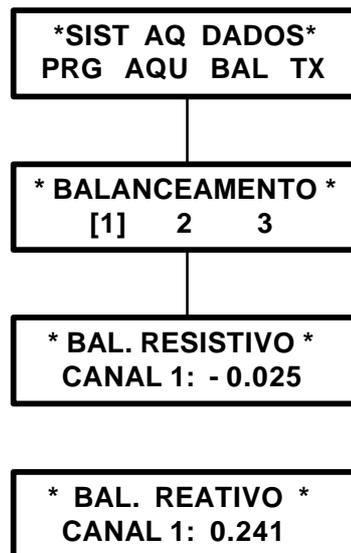
**Figura 5.3 – Menus da aquisição dos sinais.**

São mostrados os sub-menus de número de amostras, taxa de aquisição e configuração dos ensaios.

### 5.1.3 Balanceamento

Como recurso de visualização dos valores a serem medidos em cada canal, tem-se a opção de balanceamento. Com isto possibilita-se balancear os três canais do equipamento, através dos botões de ajuste, e ter-se a informação do resultado por meio de leituras periódicas que são apresentadas no mostrador.

Pode-se alternar a apresentação das medidas entre balanceamento resistivo e reativo através do teclado.



**Figura 5.4 – Menus do balanceamento dos canais.**

Possibilita balanceamento resistivo e capacitivo de cada canal.

### 5.1.4 Transmissão

A última etapa do processo como um todo consiste em transmitir serialmente os dados que estão armazenados na memória do equipamento para um microcomputador tipo PC compatível. É apresentado na tela um menu para escolha de qual ensaio será transmitido, uma vez que o equipamento está preparado para armazenar até dois ensaios. Determinado pelo usuário o início de transmissão do ensaio escolhido, o equipamento fica em situação de espera, aguardando um sinal específico proveniente do microcomputador para que seja fechado o enlace de comunicação entre os sistemas. Com a ligação estabelecida, o equipamento passa a transmitir primeiramente o bloco de dados da configuração do sistema e, logo após, o conjunto de amostras adquiridas. O microcomputador, ao receber estes dados, armazena-os em um arquivo que poderá ser utilizado em uma planilha de dados eletrônica para a análise das informações obtidas no ensaio.



Figura 5.5 – Menus da transmissão dos dados adquiridos.

## 5.2 A OPERAÇÃO

A interface de comunicação homem-máquina, apresentada na seção 5.1, foi elaborada com o intuito de facilitar a interação do usuário com o equipamento. A operação é feita de modo simples e direto através do uso do mostrador de cristal líquido e do teclado, sendo detalhada a seguir.

Uma proposta para o teclado do equipamento, composto de seis teclas, é mostrada na Figura 5.6.

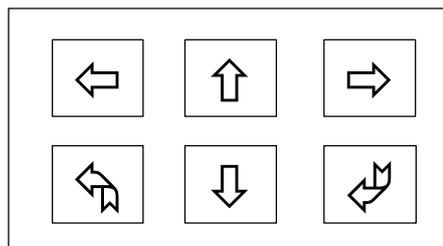


Figura 5.6 – Vista do teclado proposto para o equipamento.

A simbologia utilizada para designar as teclas apresenta o seguinte significado:

↵ - Tecla de efetivação. É utilizada para validar os comandos, opções e parâmetros.

↶ - Tecla de saída de menu sem efetivação. Volta ao menu anterior.

⇐ - Tecla para deslocamento à esquerda; troca de opções.

⇒ - Tecla para deslocamento à direita; troca de opções.

↑ - Tecla para mudança de carácter alfanumérico; seleção de opção.

↓ - Tecla para mudança de carácter alfanumérico; deseleção de opção.

A tela de abertura do sistema apresenta as quatro opções principais através de códigos mnemônicos.

As letras PRG indicam a opção da programação, onde o usuário poderá efetuar a configuração e a seleção dos canais do equipamento. AQ refere-se ao processo de aquisição dos sinais, podendo-se ajustar o número de amostras e a taxa de aquisição, assim como preparar o início do ensaio. BAL indica a opção de balanceamento, resistivo e reativo. Já as letras TX remetem à transmissão serial dos dados armazenados para um microcomputador.

Inicialmente a opção PRG está indicada, sendo visível a indicação através dos colchetes que a envolvem. Para mudar-se de opção, deve-se pressionar as teclas ⇐ ou ⇒, conforme queira-se a opção da esquerda ou da direita, respectivamente. Os menus foram elaborados de tal forma que possa-se utilizar da rotação cíclica, ou seja, estando-se na opção mais à direita, ao pressionar-se a tecla ⇒, passar-se-á para a opção mais à esquerda. Ao estar-se na opção mais à esquerda, o pressionar da tecla ⇐ fará com que a opção indicada seja a mais à direita. Depois de escolhida uma das opções, a sua seleção dá-se através da tecla ↵. Com isto, a tela de apresentação da opção escolhida aparecerá do mostrador. Estando-se na tela de apresentação do sistema, a tecla ↶ manterá esta tela no mostrador.

### 5.2.1 Programação dos canais

Escolhendo-se a opção de programação (PRG), tem-se agora a oportunidade de fazer-se a configuração (CONFIG) ou a seleção (SELEC) dos canais. A mudança entre as possibilidades dá-se através das teclas ⇐ e ⇒, efetivando-se a escolha com a tecla ↵. A tecla ↶ fará voltar à tela de apresentação do sistema.

### 5.2.1.1 Configuração dos canais

Na tela de configuração são apresentados os números correspondentes aos canais, juntamente com um sinal à esquerda de cada um, no caso de já estarem configurados. Muda-se de canal com as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$ , e escolhe-se um deles para configurá-lo com a tecla  $\leftarrow$ . A tecla  $\rightarrow$  fará voltar à tela de programação dos canais. É possível a desconfiguração dos canais, bastando para isso posicionar-se no canal desejado e pressionar a tecla  $\rightarrow$ , fazendo desaparecer o sinal de configuração que encontrava-se à esquerda do número do canal. A efetivação deste comando dá-se com a tecla  $\leftarrow$  e em seguida a tecla  $\rightarrow$  para voltar-se à tela de programação dos canais.

A configuração de um canal é composta de cinco ítems, listados a seguir.

*Nome do Canal.* Pode-se entrar com um nome que identifique o canal de entrada do equipamento. A palavra de identificação pode ter no máximo oito caracteres. Para atualizar-se o nome utilizam-se as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$  para posicionar o cursor sob o carácter a ser modificado, e as teclas  $\uparrow$  e  $\downarrow$  para alterar o carácter. Cada pressionar de tecla  $\uparrow$  ou  $\downarrow$  apresenta um carácter da tabela de caracteres ASCII, sendo possíveis de uso os algarismos, letras maiúsculas e minúsculas e alguns sinais (códigos ASCII de 21H a 7FH). Para efetivar-se a alteração digita-se a tecla  $\leftarrow$ , passando-se para a tela seguinte. Para não alterar-se a palavra original, caso ela tenha sido modificada, a tecla  $\rightarrow$  deve ser pressionada, voltando-se à tela de configuração dos canais. Todas estas teclas possuem um mecanismo de repetição automática, bastando para isso deixar-se a tecla pressionada por um pequeno intervalo de tempo para que a sua função seja repetida até que seja solta.

*Grandeza do Canal.* A operação neste item ocorre de forma semelhante à do anterior, da atribuição do nome do canal.

*Unidade do Canal.* Neste item também a operação é semelhante à da atribuição do nome do canal.

*Tipo de Ponte.* Aqui o usuário tem a possibilidade de escolher o tipo de ponte de Wheatstone que será utilizado com os extensômetros de resistência elétrica do canal em questão. As opções de meia ponte (1/2) e ponte completa (1/1) são seleccionáveis através das teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$ . A efetivação da escolha é através da tecla  $\leftarrow$ .

*Tensão da Ponte.* A escolha entre as possibilidades de tensão de alimentação da ponte de Wheatstone do canal em questão entre 2,5 V e 5 V é feita de forma semelhante à do item anterior, do tipo de ponte. A efetivação da escolha dá-se com a tecla  $\leftarrow$ , concluindo-se a

configuração do canal e retornando-se à tela de abertura da configuração para que possam ser configurados os outros canais. O canal que acabou de ser configurado aparece agora com a marca de configuração ao seu lado esquerdo.

Em qualquer um dos itens de configuração anteriores, o pressionar da tecla  $\leftarrow$  fará com que a alteração feita na tela vigente não tenha efeito e voltar-se-á à tela de configuração dos canais.

### 5.2.1.2 Seleção dos canais

A tela de seleção dos canais é semelhante à da configuração dos mesmos. A troca de canal é feita com as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$ . As teclas  $\uparrow$  e  $\downarrow$  são utilizadas para a seleção e deseção, respectivamente. No primeiro caso, aparecerá um sinal à esquerda do canal selecionado. Já na deseção, este sinal é apagado. A efetivação da nova situação é feita com a tecla  $\rightarrow$ . Com a tecla  $\leftarrow$  volta-se à tela de programação. Pressionando-se a tecla  $\leftarrow$  antes da efetivação, as alterações não têm efeito e volta-se à tela anterior.

## 5.2.2 Aquisição

Escolhendo-se, a partir da tela de apresentação do sistema, a seção relativa à aquisição (AQ) dos sinais dos canais de entrada do equipamento, são apresentadas três opções para seguir-se adiante na árvore de menus. A escolha é feita com as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$  e é efetivada com a tecla  $\rightarrow$ . A tecla  $\leftarrow$  faz voltar à tela de apresentação do sistema.

### 5.2.2.1 Número de amostras

Com as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$  posiciona-se o cursor sob os algarismos formadores do número de amostras (NAM) que deseja-se atribuir para o ensaio. A rotação é cíclica dentro do campo de cinco algarismos, ou seja, prosseguindo-se com as setas para fora das extremidades do número, o cursor aparecerá na extremidade oposta. Com as teclas  $\uparrow$  e  $\downarrow$  pode-se incrementar e decrementar os algarismos, de modo que pode-se formar qualquer número com este sistema. O número colocado pelo usuário é analisado quando for pressionada a tecla  $\rightarrow$  para sua efetivação e, caso esteja acima do limite máximo de 32.768, a alteração não tem validade e o campo apresenta a valor anteriormente programado, possibilitando nova entrada pelo usuário. Se o valor estiver dentro da faixa aceitável, ele é validado e passa-se para a tela de aquisição. A esta tela volta-se também no caso de pressionar-se a tecla  $\leftarrow$ , não efetivando a possível alteração feita no número de amostras.

### 5.2.2.2 Taxa de aquisição

A taxa de aquisição (TAQ) é escolhida dentre as possibilidades apresentadas na tela através do uso das teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$ . O número de opções para a taxa de aquisição varia conforme o número de canais configurados e selecionados. A efetivação da escolha ocorre pressionando-se a tecla  $\rightarrow$ , passando-se para a tela de aquisição. Digitando-se a tecla  $\leftarrow$ , as alterações não têm validade e volta-se à tela de aquisição.

### 5.2.2.3 Ensaio

Entrando-se na opção ensaio (ENS) na tela de aquisição, tem-se a possibilidade de escolher, com as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$ , entre o ensaio 1 e o ensaio 2. Em qualquer dos casos a seqüência seguinte desenvolve-se de forma semelhante. Após a validação da escolha com a tecla  $\rightarrow$ , o sistema verificará se a memória *Flash* está em condições de receber os dados da aquisição, ou seja, se ela está apagada e contém a assinatura de apagamento bem-sucedido. No caso de falha na verificação, é apresentada uma tela perguntando se o usuário deseja apagar o ensaio escolhido. A opção negativa de resposta é sempre pré-selecionada pelo sistema, por medida de segurança. Efetivando-se esta escolha com a tecla  $\rightarrow$ , volta-se à tela de aquisição, o mesmo ocorrendo se for pressionada a tecla  $\leftarrow$  nesta tela. Caso a opção validada por  $\rightarrow$  seja a afirmativa, uma mensagem indicando que o apagamento do ensaio escolhido está em curso aparecerá na tela. No fim do apagamento, o sistema escreve uma assinatura de fim de apagamento na *Flash* e passa à tela seguinte, que pergunta ao usuário se deve ser iniciado o ensaio. Se o teste de verificação de memória apagada der resultado positivo, é para este ponto da árvore de menus que a seqüência terá seguimento. Também aqui a opção negativa é pré-selecionada. Escolhendo-se esta opção com a tecla  $\rightarrow$ , volta-se à tela de aquisição, assim como se for pressionada a tecla  $\leftarrow$  nesta tela. Se a resposta do usuário ao início do ensaio for positiva, alguns testes de consistência são efetuados. Testa-se se o número de amostras é diferente de zero, apresentando mensagem de erro se for necessário. A condição de configuração e seleção de pelo menos um canal também é testada, sendo sinalizada a falha no teste através de uma mensagem no mostrador. O pressionar de qualquer tecla ocasiona o retorno à tela de aquisição. Passando pelos testes, o sistema grava na memória um bloco de dados com toda a configuração do ensaio e em seguida uma assinatura de configuração gravada.

A memória *Flash* está, neste ponto, pronta para receber os dados da aquisição e esta situação é apresentada no mostrador através da mensagem de espera pelo gatilho. No

instante que ocorrer o gatilho, o processo cíclico de aquisição e gravação dos sinais dos canais de entrada do equipamento terá vez, até que o número de amostras seja atingido. Neste instante, também, uma mensagem é escrita no mostrador, indicando ao usuário que o equipamento está adquirindo os sinais dos canais programados e selecionados. Ao final da aquisição, é escrita na memória uma assinatura de dados adquiridos e gravados e volta-se à tela de aquisição.

No protótipo desenvolvido, o gatilho foi provido por um circuito montado na placa do *kit* IEE96. Este circuito é ativado pelo usuário através de um botão, gerando um sinal elétrico em forma de borda de subida de 0 a 5 V, disparando o processo de aquisição.

### 5.2.3 Balanceamento

Com a escolha, na tela principal do sistema, da opção de balanceamento (BAL) dos canais, o usuário deverá escolher um dos canais de entrada com as teclas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$  e efetivar a seleção com a tecla  $\uparrow$ . Pressionando-se a tecla  $\leftarrow$ , volta-se à tela de apresentação do sistema.

Determinado um canal, é apresentada no mostrador a leitura de seu sinal, para efeito de balanceamento resistivo. A atuação do usuário nos botões de ajuste resistivo grosso, médio e fino fará com que a medida apresentada no mostrador seja modificada. Esta operação tem por objetivo balancear o canal para o zeramento da leitura de entrada, como procedimento prévio à aquisição. Com fins ao balanceamento reativo do canal de entrada, deve-se trocar o modo de leitura através da tecla  $\rightarrow$ . A nova opção é escrita no mostrador e o procedimento de balanceamento reativo é semelhante ao resistivo, atuando-se, no entanto, nos botões de ajuste reativo médio e fino. O procedimento de balanceamento do canal é, geralmente, um processo iterativo entre as duas opções apresentadas. Estando-se na tela de balanceamento resistivo ou reativo, o pressionar da tecla  $\leftarrow$  apresentará a tela com as opções de canais para balanceamento.

### 5.2.4 Transmissão

A última opção do menu principal do sistema apresenta a transmissão (TX) dos dados adquiridos para um microcomputador tipo PC. O usuário será perguntado se deseja fazer a transmissão dos dados, sendo possível escolher a resposta com as setas  $\leftarrow$  e  $\rightarrow$ . Efetivando-se, com a tecla  $\uparrow$ , a resposta negativa, volta-se à tela de apresentação do sistema. O mesmo acontecendo se for pressionada a tecla  $\leftarrow$ . Entrando-se com a resposta afirmativa, a

qual é sempre pré-selecionada pelo sistema, aparecerá a possibilidade de escolher-se qual o ensaio que será transmitido. Uma vez determinado o número do ensaio, com a tecla  $\leftarrow$ , o sistema fará uma verificação na memória *Flash* em busca da assinatura de ensaio gravado. No caso de não encontrá-la, uma mensagem de erro aparecerá no mostrador. Se o ensaio estiver gravado, o mostrador indicará que o equipamento está pronto para transmitir, ficando no aguardo de receber do microcomputador um sinal de START, para o início de transmissão. Durante esta espera, o usuário pode cancelar o processo com a tecla  $\leftarrow$ .

A operação da transmissão exige que seja rodado no microcomputador, em ambiente Windows, o programa de comunicação desenvolvido para este fim. Deve ser rodado no momento em que o equipamento estiver pronto para a operação, indicada pelo mostrador com a mensagem “PRONTO PARA TRANSMITIR”. O programa é o WSERIAL e a sintaxe da linha de comando para rodá-lo é WSERIAL NUM\_COM ARQ\_DADOS, onde NUM\_COM é o número da porta de comunicação serial do microcomputador e ARQ\_DADOS é o nome do arquivo de dados a ser criado para armazenamento do ensaio transmitido.

Ao receber o sinal de START do microcomputador, o equipamento envia um sinal de ACK, acusando recebimento, e espera que o microcomputador abra um arquivo de dados para armazenagem do ensaio e envie ao equipamento um sinal de FILEOK. Neste momento o mostrador indicará que o ensaio escolhido está sendo transmitido e o bloco de dados da configuração é enviado, aguardando receber um sinal de CONFOK. Logo em seguida os dados da aquisição são enviados e, ao término desta transmissão, uma mensagem de transmissão encerrada é mostrada. Neste ponto volta-se à tela de apresentação do sistema com o pressionar de qualquer tecla. Durante a transmissão dos dados, pode-se interromper este processo através da tecla  $\leftarrow$ , voltando-se à tela de apresentação do sistema.

O arquivo gerado no microcomputador tem a aparência como se vê na Figura 5.7. Os dados, tanto do cabeçalho de informações quanto dos canais de entrada, são meramente ilustrativos. O programa WSERIAL, que gera este arquivo, recebe os dados adquiridos na forma apresentada na primeira coluna de cada canal. As duas colunas seguintes são calculadas para apresentar a medida em duas formas: em tensão na entrada do conversor A/D, de 0 a 5 V, e convertida para uma escala de -1000 a +1000 representando, por exemplo, deformação mecânica em  $\mu\text{m}/\text{m}$ .

Ensaio número 1								
Canais configurados: 1			2			3		
Canais selecionados: 1			2			3		
Nome:			Canal 1			Canal 2		
Grandeza:			CANAL 1			CANAL 2		
Unidade:			FORCA			PRESSAO		
Tipo ponte:			N			µm/m		
Tensão:			completa			completa		
Número amostras:			5V			5V		
Freq. amostr.:			4			5V		
1kHz								
Canal 1			Canal 2			Canal 3		
508	-0.0171	-6.8	508	-0.0171	-6.8	513	0.0073	2.9
515	0.0171	6.8	520	0.0415	16.6	516	0.0220	8.8
509	-0.0122	-4.9	516	0.0220	8.8	517	0.0269	10.8
515	0.0171	6.8	522	0.0513	20.5	524	0.0611	24.4

**Figura 5.7 – Aspecto do arquivo de dados no microcomputador.**

## 6 MONTAGEM DO PROTÓTIPO

A implementação prática do projeto do sistema de aquisição de dados foi realizada com a construção de um protótipo do equipamento.

Os circuitos dos três condicionadores, assim como as fontes de alimentação e os carregadores de baterias, foram montados em placa de circuito impresso (PCI), com as ligações elétricas feitas através de fios soldados aos pontos de conexão. Um *kit* IEE96, com PCI própria, também foi montado para o projeto. Esta montagem incluiu as alterações de *hardware* mencionadas na seção 4.1.

Um protótipo do equipamento foi montado numa caixa metálica, de dimensões 304 x 304 x 84 mm, tendo em seu painel superior o mostrador de cristal líquido, o teclado, as chaves de ganho e os botões de balanceamento resistivo e capacitivo para os três canais. No painel traseiro estão os conectores para as pontes de extensômetros, o conector para comunicação serial, além de chaves para ligar/desligar o equipamento, porta-fusível e chave seletora de tensão AC de entrada.

Objetivando-se conservar o teclado original do *kit* de desenvolvimento, o teclado montado no protótipo apresenta 12 teclas, observando-se a seguinte equivalência com o teclado proposto na Figura 5.6. Tecla 2 - ↑, tecla 4 - ⇐, tecla 6 - ⇒, tecla 8 - ↓, tecla \* - ↵ e tecla # - ↵.

O *kit* de desenvolvimento IEE96 foi disposto na parte inferior da caixa, sendo sobreposto pela placa com a parte analógica do circuito. Entre as duas placas foi montada uma chapa de circuito impresso que foi conectada ao ponto comum de terra do circuito. Esta chapa tem por objetivo formar um plano terra entre as outras duas placas para minimizar os efeitos de ruído eletromagnético do circuito digital sobre o circuito analógico. As duas baterias seladas recarregáveis foram instaladas na parte frontal.

Na Figura 6.1 tem-se uma vista do protótipo construído. O painel traseiro é mostrado na Figura 6.2. Já na Figura 6.3 pode-se ver o aspecto interno do equipamento, observando-se a disposição dos componentes utilizados na montagem.



**Figura 6.1 – Aspecto externo do protótipo montado.**



**Figura 6.2 – Vista do painel traseiro do equipamento.**

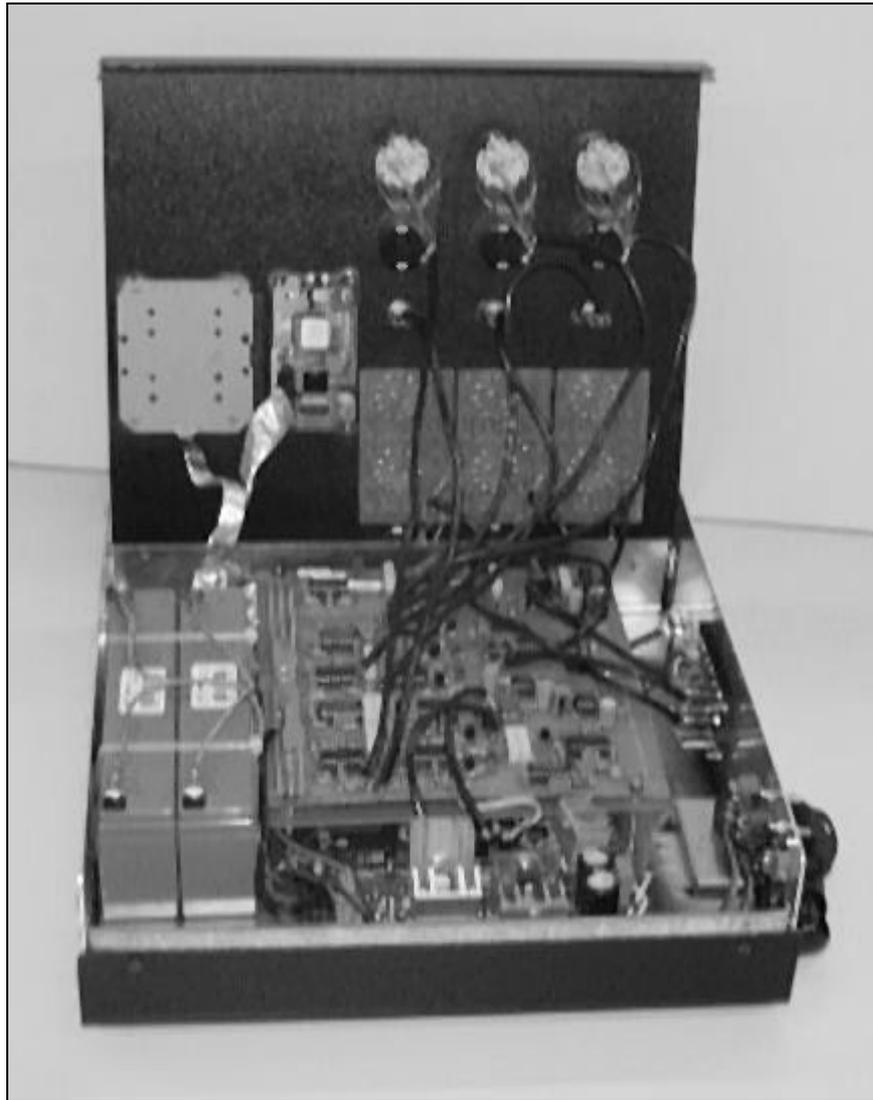


Figura 6.3 – Visão da parte interna do equipamento.

## 6.1 CONSIDERAÇÕES SOBRE RUÍDO ELÉTRICO

O desafio da montagem do protótipo do sistema de aquisição de dados com todos os seus módulos armazenados no interior de uma caixa metálica evidenciou algumas dificuldades. A disposição das placas dos condicionadores e do *kit* IEE96 teve que ser escolhida levando-se em conta a sua altura, pois na parte superior da caixa foram fixados os circuitos de balanceamento, com profundidade correspondente a um potenciômetro multi-voltas. Como o mostrador de cristal líquido e o teclado foram dispostos também na parte superior, próximos ao painel frontal, escolheu-se a parte da frente da caixa para a colocação das baterias seladas, mais uma vez em função de sua altura, pois o teclado apresenta menor profundidade. As fontes de alimentação foram montadas na área de circuito impresso da placa

do *kit* de desenvolvimento reservada à montagem de protótipos, ficando no lado direito da caixa. O transformador foi localizado na parte traseira, próximo da entrada das fontes.

Em função desta distribuição das placas, efeitos de ruídos eletromagnéticos foram verificados no circuito dos condicionadores. Percebeu-se que com a parte digital em funcionamento, um *ripple* com a frequência do cristal oscilador (12 MHz) fazia-se presente em todo o circuito digital, sendo disseminado também pela parte analógica. A transmissão do ruído dá-se através dos cabos de alimentação e também por irradiação eletromagnética, pois o ruído manteve-se presente no circuito analógico quando alimentou-se a parte digital com uma fonte externa, ligada aos condicionadores apenas pelo ponto de terra.

Tendo em vista que o circuito digital é ruidoso, ficou evidente a necessidade de adotar-se uma série de procedimentos quanto à eliminação ou redução de ruídos elétricos presentes nos circuitos.

As saídas analógicas dos condicionadores de sinais foram filtradas por circuitos RC como pode ser visto na Figura 6.4, conforme é recomendado pelo fabricante do microcontrolador. O capacitor externo ao conversor reduz a sensibilidade ao ruído, uma vez que, combinado com o resistor série também externo, forma um filtro passa-baixas. O resistor também limita a corrente no caso de ser aplicada ao conversor uma sobre-tensão (Intel, 1991). Esta filtragem faz-se necessária, pois os pontos de ligação às entradas do conversor A/D apresentam o ruído de 12 MHz característico do circuito digital. Observe-se que este ruído é inerente ao funcionamento do microcontrolador, espalhando-se por toda a PCI do *kit*, não sendo possível a sua eliminação por completo. Com o filtro, a tensão de *ripple* entre ACH0 e ANGND ficou em  $15 \text{ mV}_{pp}$ , que corresponde a 0,6% da tensão de fundo de escala do conversor (2,5 V), ou  $\pm 6 \mu\text{m/m}$  em relação à leitura. Este ruído pode ser quantificado por 3 LSB do conversor A/D.

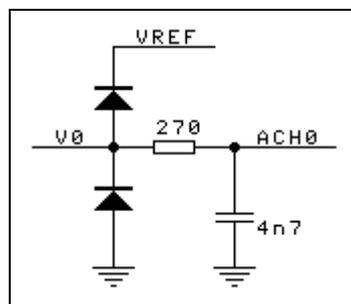


Figura 6.4 – Filtro na entrada de um canal do conversor A/D.

Como os sinais de controle de tensão de excitação das pontes de EREs e de fase para os detectores síncronos são provenientes da parte digital, eles também apresentam ruído. Foram colocados, então, filtros passa-baixas nas entradas de controle dos multiplexadores 4053, com resistores de  $270\ \Omega$  e capacitores de  $100\ \text{nF}$ . Não há preocupação com atrasos provocados nos sinais pelos filtros, pois os controles não variam depois de programados pelo usuário.

A tensão de referência para o conversor A/D é outro ponto do circuito que mereceu tratamento para minimização dos ruídos da parte digital. Capacitores cerâmicos de  $47\ \text{nF}$  foram aplicados entre  $V_{\text{REF}}$  e  $\text{ANGND}$  e também entre o terra do circuito digital e os dois pontos da fonte de tensão de referência,  $V_{\text{REF}}$  e  $\text{ANGND}$ . A tensão de *ripple* entre  $V_{\text{REF}}$  e  $\text{ANGND}$  ficou em  $5\ \text{mV}_{\text{pp}}$  (1 LSB), que corresponde a  $0,2\%$  da tensão de fundo de escala do conversor ( $2,5\ \text{V}$ ), ou  $\pm 2\ \mu\text{m/m}$  em relação à leitura.

Capacitores cerâmicos de  $47\ \text{nF}$  também foram aplicados entre as tensões de alimentação da parte analógica e o ponto de terra. Em todos os circuitos integrados do sistema foram ligados capacitores de desacoplamento de  $100\ \text{nF}$  entre os pontos de alimentação e terra, apesar de não estarem representados no circuitos esquemáticos.

Com o objetivo de minimizar a influência da fonte de ruído de  $60\ \text{Hz}$  da rede AC, uma fita de cobre em forma de espira fechada foi instalada em torno do transformador de entrada da fonte de alimentação.

Um outro aspecto que deve ser levado em consideração diz respeito a uma ondulação sobreposta ao sinal de deformação apresentado pela ponte de EREs. O *ripple* verificado na saída dos condicionadores não é causado pela oscilação do cristal do microcontrolador, mas pelo processo de execução do *software* aplicativo.

Notou-se que a frequência do *ripple* é em torno de  $400\ \text{Hz}$  em determinadas situações definidas pelo estado de execução em que se encontra o programa. Em outros estados a frequência muda para em torno de  $100\ \text{Hz}$ , como é o caso quando o *software* está procedendo a seqüência de conversões A/D. Para ilustrar este fato, mostra-se na Figura 6.5 um gráfico com os dados adquiridos em um canal cujas entradas  $+\text{IN}$  e  $-\text{IN}$  foram unidas, ou seja, para um sinal de entrada correspondente a uma deformação nula e estática. Apresentam-se na figura 200 amostras do sinal com o objetivo de identificar-se a amplitude e a frequência do *ripple*. Pode-se perceber a frequência fundamental em torno de  $100\ \text{Hz}$  durante a aquisição. A amplitude de  $10\ \mu\text{m/m}$  representa  $1\%$  do valor de fundo de escala.

Esta amplitude, no entanto, pode ser maior do que a mostrada, ou até menor, conforme o caso, se não forem tomadas precauções de blindagem e aterramento dos cabos de conexão das pontes de EREs com os conectores do equipamento.

Internamente ao equipamento foram adotados procedimentos de aterramento das placas dos circuitos eletrônicos em relação ao terra comum do sistema. Todas as conexões de terra do circuito analógico foram efetuadas com fios independentes, ligados a um único ponto referencial, que é o conector para o cabo de alimentação. Este cabo é blindado e aterrado, assim como todos os cabos de conexão entre a placa analógica e os circuitos de balanceamento e chaves de seleção de escala. Estes procedimentos, bem como os filtros instalados no pontos anteriormente mencionados, colaboraram para a diminuição do ruído de forma significativa.

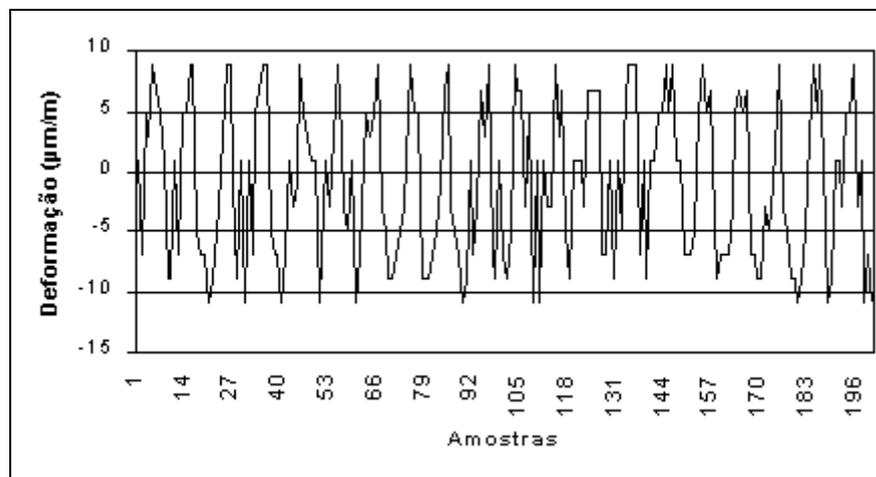


Figura 6.5 – *Ripple* do sinal do condicionador durante a aquisição.

Ainda com relação ao *ripple* devido à execução do *software*, foram realizados ensaios na tentativa de determinar-se a sua origem. Uma vez que a frequência do sinal indesejado era modificada conforme a atuação via teclado, verificada pela alteração dos menus do mostrador, analisou-se mais atentamente o comportamento dos sinais conectados aos dois dispositivos de entrada e saída. A análise permitiu definir que a interferência era proveniente dos sinais que chegam até o mostrador, pois apenas aproximando-se do seu cabo de conexão já havia alteração na amplitude do sinal. O problema, no entanto, não é o mostrador em si, mas o circuito do *kit*, pois a interferência não era eliminada se o mostrador fosse desconectado do circuito. Desaparecia, porém, se a parte digital fosse desligada. Uma verificação ainda mais apurada, através da aplicação de filtros capacitivos às linhas do mostrador, revelou uma relação da linha de dados D5 com o ruído. A aplicação do filtro a este ponto praticamente eliminava o *ripple*, mas com isto o mostrador deixava de operar.

Verificou-se que a informação transmitida naquela linha provocava uma irradiação eletromagnética pelo circuito digital, sendo captada pelo circuito analógico. Em função do seu comprimento, o cabo de conexão do mostrador de cristal líquido fazia as vezes de uma antena de propagação do ruído. Este cabo e o do teclado foram, então, blindados. A blindagem, porém, não foi aterrada, pois assim estaria-se injetando o sinal ruidoso em todo o circuito através dos pontos de terra, além da própria carcaça do equipamento, formada por uma caixa metálica.

As ações adotadas não resolveram o problema, como pode ser visto pelo sinal da figura, mas minimizaram-no de forma significativa. Procedimentos de blindagem do conjunto digital devem ser implementados para tentar-se confinar a fonte de ruído ao interior da estrutura de isolamento eletromagnético.

## 7 EXPERIMENTOS REALIZADOS

Os ensaios e experimentos práticos realizados com o sistema portátil de aquisição de dados desenvolvido foram divididos em três etapas, sendo a calibração dos condicionadores de sinais, a caracterização dinâmica para validação do sistema e exemplos de aplicações.

O procedimento inicial foi a calibração do equipamento, realizada de forma estática, tendo-se como referência uma unidade de calibração resistiva padrão.

Posteriormente foram realizados ensaios dinâmicos com o objetivo de determinar-se o comportamento dos condicionadores em termos de resposta em amplitude e fase em função da frequência do sinal de entrada. Foram traçados os gráficos correspondentes e determinada a largura de banda para atenuação de 3 dB em amplitude do sinal analógico de saída.

Aplicações práticas, com aquisições de sinais estáticos e dinâmicos, também foram desenvolvidas.

### 7.1 CALIBRAÇÃO

Com o equipamento totalmente montado, a etapa inicial do processo prático foi a calibração dos condicionadores para uso no processo de aquisição e registro de sinais. A operacionalidade do *software* desenvolvido foi testada previamente, utilizando-se o *kit* de desenvolvimento e um circuito para geração de sinais nas entradas do conversor A/D.

Foram ajustados os condicionadores para refletirem nas leituras feitas pelo microcontrolador as deformações mecânicas geradas de forma estática na unidade de calibração.

As deformações mecânicas referenciais para o procedimento de calibração estática dos condicionadores de sinais foram obtidas através de um dispositivo de calibração padrão. Este padrão, de código IEE-01/02, foi desenvolvido no Laboratório de Instrumentação Eletro-Eletrônica e constitui-se de dois arranjos, para 120  $\Omega$  e 350  $\Omega$  de impedância dos EREs, em

ponte de Wheatstone completa. Em sua construção foram utilizados resistores de precisão, cujos valores foram definidos através de cálculo de impedância equivalente, montados de tal forma que, através de chaves rotativas seletoras, pode-se provocar na saída da ponte de  $120 \Omega$  desbalanços, positivos e negativos, de 100, 500, 1.000, 2.000, 3.000, 4.000 e 5.000  $\mu\text{m/m}$ , além da posição de zero. Para a ponte de  $350 \Omega$  as escalas são 0, 500, 1.000, 2.000, 3.000, 4.000, 5.000 e 10.000  $\mu\text{m/m}$ . Com isto, têm-se condições de aplicar aos canais de entrada dos condicionadores uma ampla faixa de deformações mecânicas, sejam de compressão ou de tração.

A primeira etapa da calibração do instrumento foi o ajuste da amplitude da tensão em AC de excitação das pontes de extensômetros. Isto é feito através do potenciômetro P1, que regula a amplitude do sinal de saída do oscilador senoidal, conforme é visto na Figura 3.3. A verificação do ajuste foi realizada medindo-se a tensão de excitação das pontes nos conectores de saída, que encontram-se no painel traseiro do equipamento. Além disso, é observada a forma de onda do sinal e sua frequência de oscilação, através do osciloscópio. O ganho aplicado à tensão do oscilador é pré-selecionado por *software*, igualmente para os três canais, para ter-se  $5 V_{pp}$  na saída do circuito, ou seja, nos conectores onde são fixados os cabos de conexão às pontes de EREs.

A seguir, as chaves seletoras e potenciômetros dos balanceamentos resistivos e capacitivos foram ajustados para suas posições de nulo.

A tensão de polarização dos transistores JFET T5, T10 e T15 foi ajustada de tal forma que durante o semiciclo positivo da tensão de referência a tensão na porta (*gate*) do transistor fosse nula. No semiciclo negativo, esta tensão ficou em  $-7,4 \text{ V}$ . O ajuste foi feito através de P4, P9 e P12, respectivamente para os canais 1, 2 e 3.

Com o auxílio da caixa de calibração, selecionou-se a saída da ponte resistiva na posição equivalente a uma deformação de  $500 \mu\text{m/m}$ . Observando-se a saída do detector síncrono com o osciloscópio, ajustou-se o potenciômetro P3, para o primeiro canal, de modo a ter-se o sinal síncrono em fase com o sinal de referência, compensando-se defasamentos que sejam aplicados pelo circuito ao sinal até sua entrada no detector síncrono. Procedeu-se de forma semelhante para os outros canais, ajustando-se P8 e P11.

A amplitude da tensão de referência  $V_{REF}$  para o conversor A/D do microcontrolador é ajustada através de P5 para  $5 \text{ V}$  em relação ao terra analógico, ANGND. A tensão  $V_R$ , que é somada à saída analógica dos condicionadores para adequar a faixa bipolar

destes à entrada unipolar do conversor A/D, foi ajustada por P6 para uma leitura de zero no mostrador de cristal líquido quando o sinal proveniente da ponte era nulo. Verificou-se, também, através das leituras apresentadas no mostrador, a simetria dos valores lidos quando foram aplicadas deformações de compressão e tração com a caixa de calibração. Este processo iterativo de ajuste do ganho foi realizado através de P2 para o primeiro canal. Da mesma forma com P7 e P10 ajustou-se o ganho para os outros dois canais.

Com os três balanceamentos resistivos e capacitivos ajustados para suas posições centrais, observou-se no mostrador que as leituras de zero ficaram iguais para os três canais. Alternou-se a apresentação das leituras através dos sub-menus da opção de balanceamento (BAL) do sistema.

## 7.2 CARACTERIZAÇÃO DINÂMICA

A análise do desempenho dinâmico do condicionador AC de sinais implica ter-se na entrada diferencial do amplificador de instrumentação um sinal modulado em amplitude, cuja modulante possa ser variada em frequência. Para tanto, montou-se um circuito gerador de sinal AM como mostra a Figura 7.1. É baseado no circuito integrado da Motorola MC1495, um multiplicador linear de quatro quadrantes de banda larga. O sinal da portadora, retirado da excitação da ponte de extensômetros, é aplicado ao pino 9 e o sinal modulante, proveniente de um gerador de funções, é ligado ao pino 4. O resultado apresentado no pino 14 é a multiplicação dos dois sinais, ou seja, a portadora modulada em amplitude pelo sinal da modulante. O gerador utilizado foi um LFG-1300S, da Leader, com impedância de saída de  $50 \Omega$ , selecionado para sinal de saída senoidal. No pino 8 foi aplicado um circuito de ajuste de tensão de *off-set*, que permite graduar o percentual de modulação, usado em 100%.

O circuito multiplicador foi alimentado com uma fonte de tensão simétrica externa de  $\pm 15$  V. Os sinais +IN e -IN foram aplicados à entrada do canal 1 do equipamento.

Um exemplo de sinal produzido pelo multiplicador e aplicado à entrada do condicionador para o levantamento de suas características é visto na Figura 7.2. A modulante, neste caso, é de 400 Hz e pode-se perceber a modulação senoidal sofrida pela portadora de 5 kHz. O sinal aplicado ao condicionador é uma amostra da tensão apresentada na figura.

Previamente, aplicou-se ao canal 1, utilizado para este procedimento, um sinal de entrada nulo, unindo-se +IN e -IN. Em seguida realizou-se o balanceamento, obtendo-se

leitura zero na saída. Desta forma o condicionador está preparado para sua caracterização dinâmica.

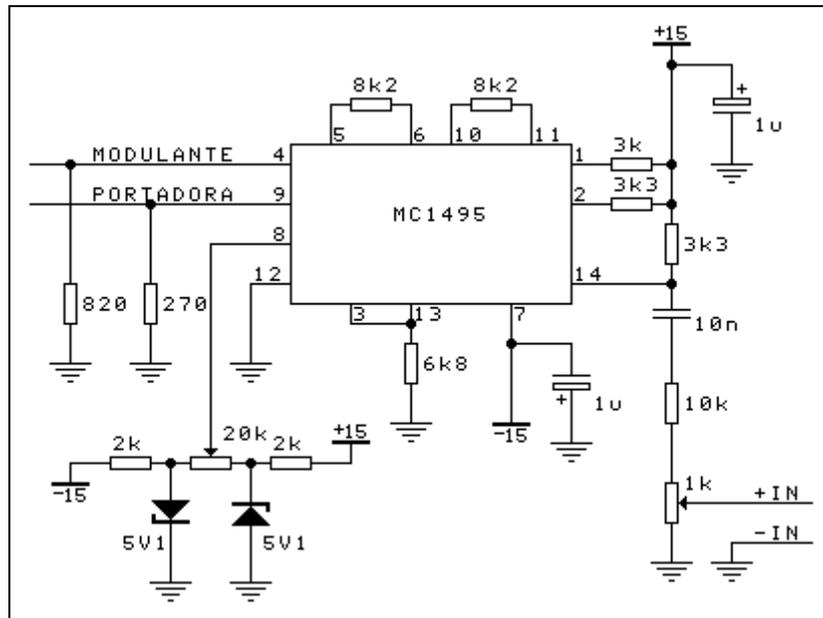


Figura 7.1 – Circuito gerador de sinal AM.

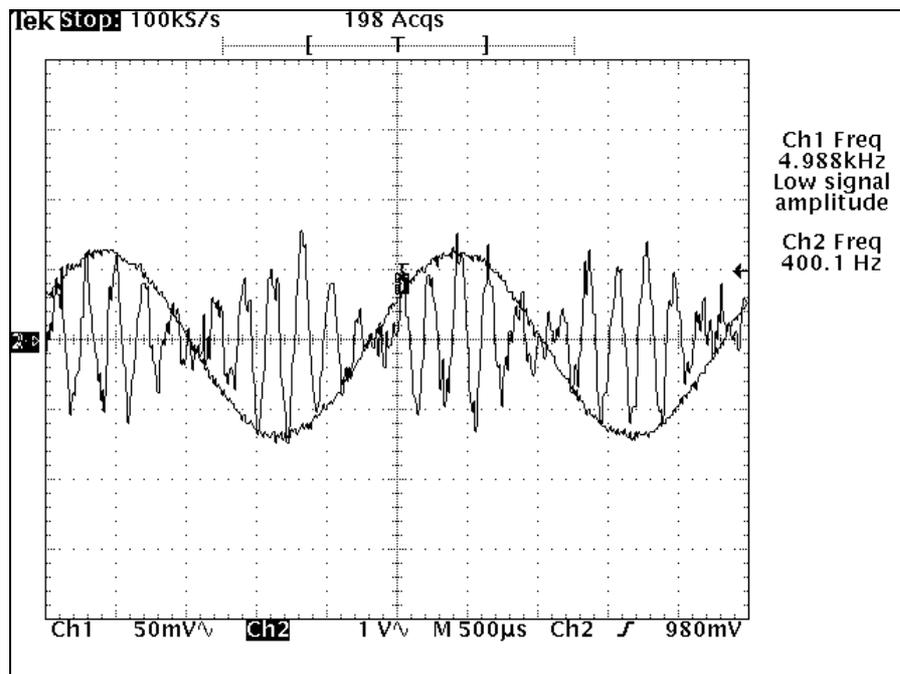
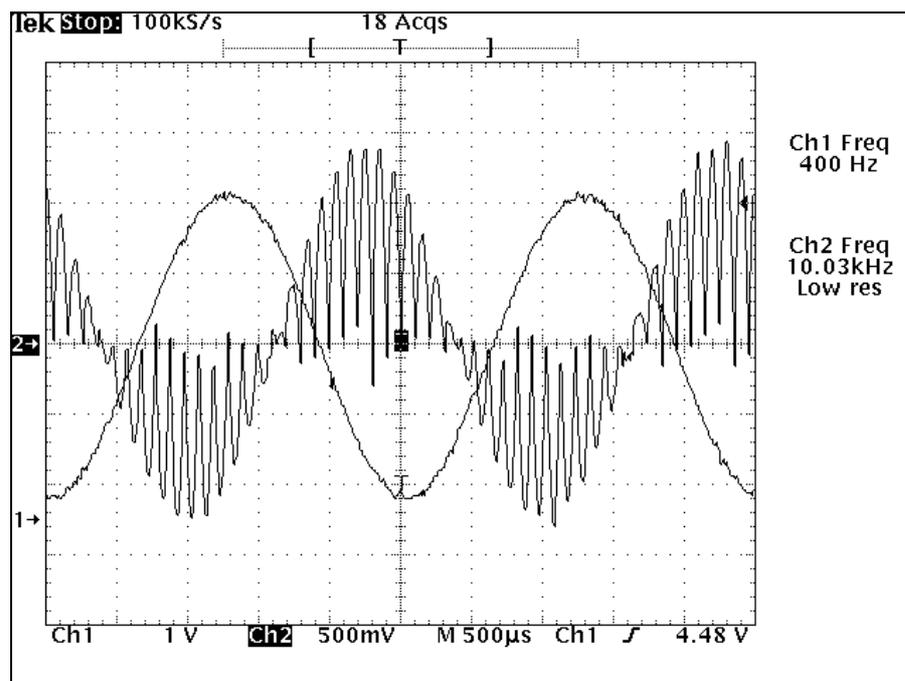


Figura 7.2 – Modulação em AM-SC. Portadora de 5 kHz (traço 1) e modulante de 400 Hz (traço 2).

Com este sinal aplicado na entrada, tem-se na saída do detector síncrono e na saída analógica do condicionador os sinais que são vistos na Figura 7.3. Pode-se observar nesta etapa do circuito uma defasagem de  $350 \mu\text{s}$  em  $2,5\text{ms}$  de período (400 Hz), o que corresponde a  $50,4^\circ$ .



**Figura 7.3 – Sinal resultante da detecção síncrona (traço 2) e saída analógica (traço 1) para modulante de 400 Hz.**

Procedendo-se a variação da frequência do sinal modulante com o gerador de funções desde DC até 1,5 kHz, fez-se o levantamento dos dados relativos à amplitude e à fase do sinal analógico da saída. Estes dados são apresentados na Tabela 7.1 e sua representação gráfica pode ser vista na Figura 7.4 e na Figura 7.5.

**Tabela 7.1 – Comportamento do condicionador AC para extensometria.**

Frequência (Hz)	Amplitude (dB)	Fase (graus)	Frequência (Hz)	Amplitude (dB)	Fase (graus)
1	0	180,00	800	-1,1999	63,36
10	0	174,96	900	-1,6398	41,47
100	0	165,60	1000	-1,9850	28,80
200	0	149,76	1100	-2,4677	13,46
300	-0,0939	136,21	1190	-3,0117	0,00
400	-0,1888	120,24	1200	-3,2461	-6,05
500	-0,4800	108,00	1300	-4,2522	-18,72
600	-0,6797	88,99	1400	-5,7448	-39,31
700	-0,9881	72,60	1500	-7,3285	-57,24

Pela tabela verifica-se que o ponto onde a amplitude é atenuada 0,5 dB está acima de 500 Hz. A frequência de corte do sistema (-3 dB) é determinada em 1190 Hz.

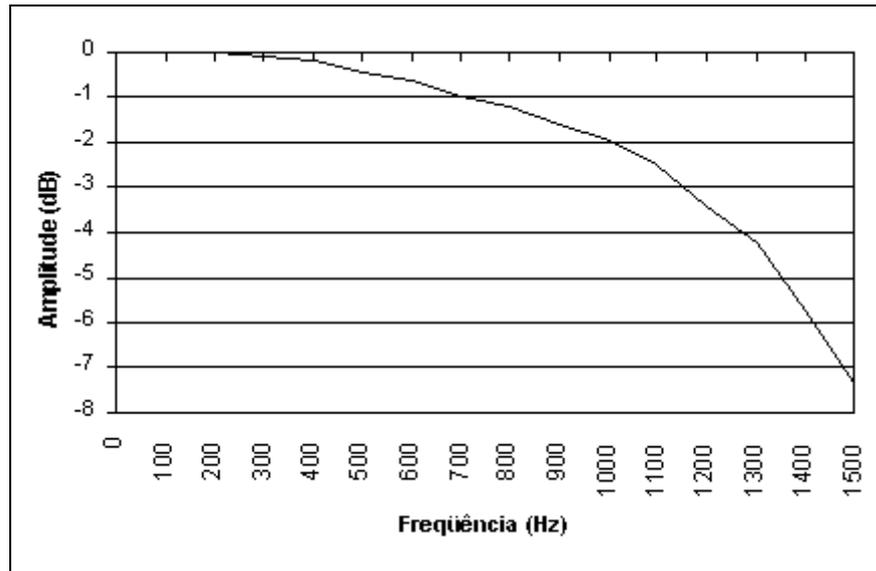


Figura 7.4 – Resposta Amplitude (dB) x Freqüência (Hz) do sistema.

A fase apresenta deslocamento de  $180^\circ$  em DC e na freqüência de corte apresenta-se nula.

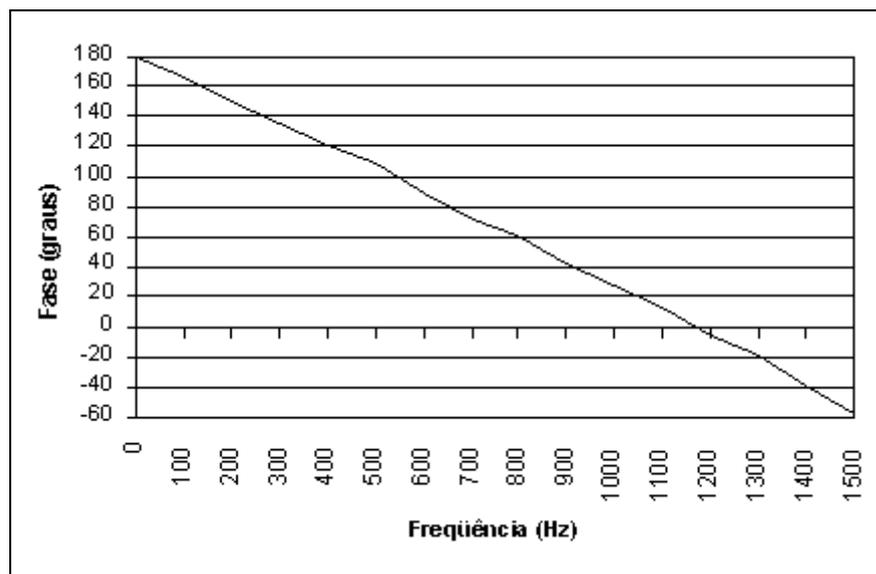


Figura 7.5 – Resposta Fase (graus) x Freqüência (Hz) do sistema.

### 7.3 ENSAIOS DE APLICAÇÕES

Com o intuito de realizar ensaios dinâmicos para a aquisição de sinais variantes no tempo, montou-se uma estrutura de testes com um elemento elástico com liberdade de movimento oscilatório. Utilizou-se para tanto uma lâmina de aço com dimensões  $29 \times 2 \times 370$  mm, tendo uma de suas extremidades engastada em uma bancada de testes. Na lâmina estavam colados dois EREs de  $120 \Omega$  com 5 mm de grade, da Kyowa, no sentido

longitudinal da lâmina. Um apresentava-se colado na parte superior e o outro na inferior, próximos à extremidade engastada, conectados entre si na configuração de meia-ponte.

A excitação da ponte de extensômetros foi obtida do canal 1 e o sinal presente na saída da ponte foi aplicado simultaneamente nas entradas dos três canais do equipamento. A aquisição, portanto, refletirá a resposta dos três condicionadores ao mesmo estímulo. Pode-se adotar este procedimento em função de as tensões de referência para os processos de detecção síncrona serem todas procedentes do mesmo sinal original do oscilador, estando, portanto, síncronas em fase.

O estímulo dinâmico aplicado à peça mecânica foi conseguido com a deflexão da extremidade livre da lâmina até uma determinada posição dentro da faixa admissível para sinais de entrada. Em seguida a lâmina foi solta, sendo posta em oscilação harmônica natural. Os sinais mostrados na Figura 7.6 foram obtidos com o osciloscópio nas saídas analógicas dos condicionadores 1 e 2 (traços 1 e 2 do osciloscópio, respectivamente). A posição das referências dos canais do osciloscópio foram estabelecidas de tal forma que a tensão correspondente a uma deformação nula coincidissem com a grade dos eixos coordenados da tela, para uma melhor visualização. Os sinais apresentados refletem o comportamento da lâmina de aço durante o intervalo de tempo de 2,5 s. A frequência de oscilação ficou em torno de 15 Hz.

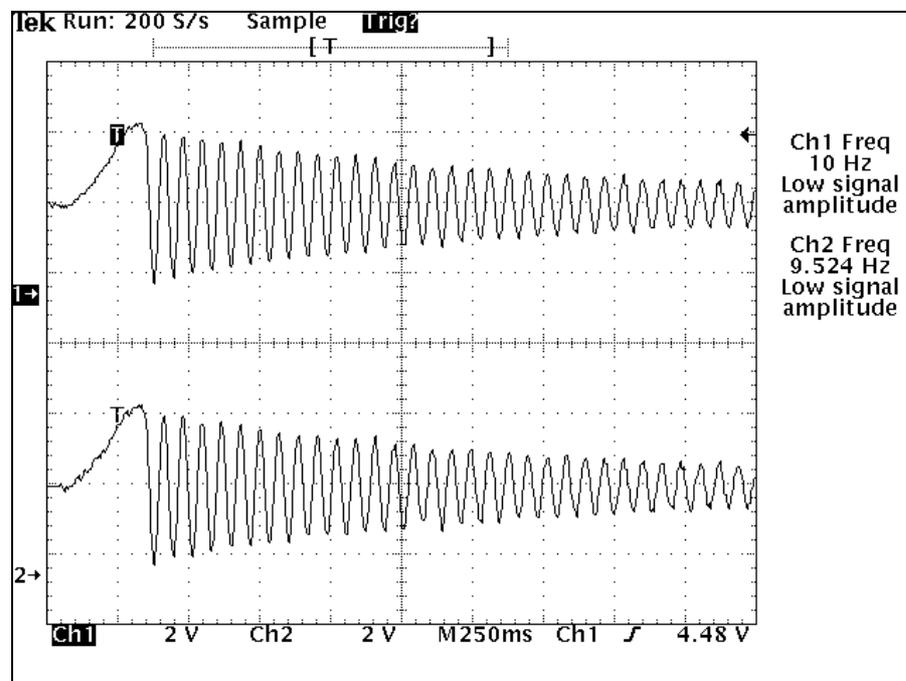


Figura 7.6 – Canais 1 (traço 1) e 2 (traço 2) no osciloscópio.

Os dados adquiridos foram inseridos em uma planilha eletrônica (utilizou-se o Excel, da Microsoft), possibilitando a geração de gráficos com o objetivo de proceder-se uma comparação com os sinais registrados pelo osciloscópio digital.

A apresentação dos sinais adquiridos pelos canais 1 e 2 do equipamento encontra-se na Figura 7.7 e na Figura 7.8, respectivamente.

Estes gráficos permitem uma análise qualitativa dos sinais aplicados ao conversor A/D pelos condicionadores em relação aos dados efetivamente adquiridos e armazenados na memória *Flash*. Do conjunto de dados disponíveis no registro do ensaio, foram utilizadas para o gráfico 2500 amostras, adquiridas a uma taxa de 1 kHz. Tem-se traçado, portanto, o registro das deformações sofridas pela lâmina durante 2,5 s.

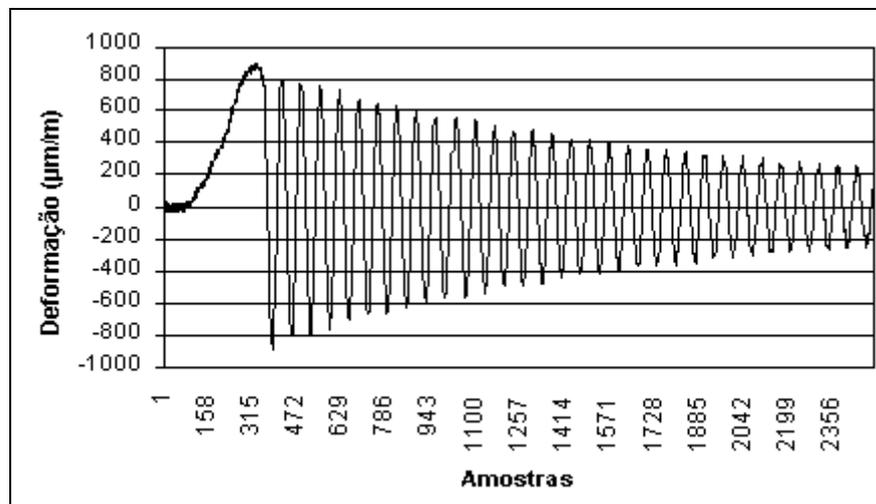


Figura 7.7 – Sinal adquirido no canal 1.

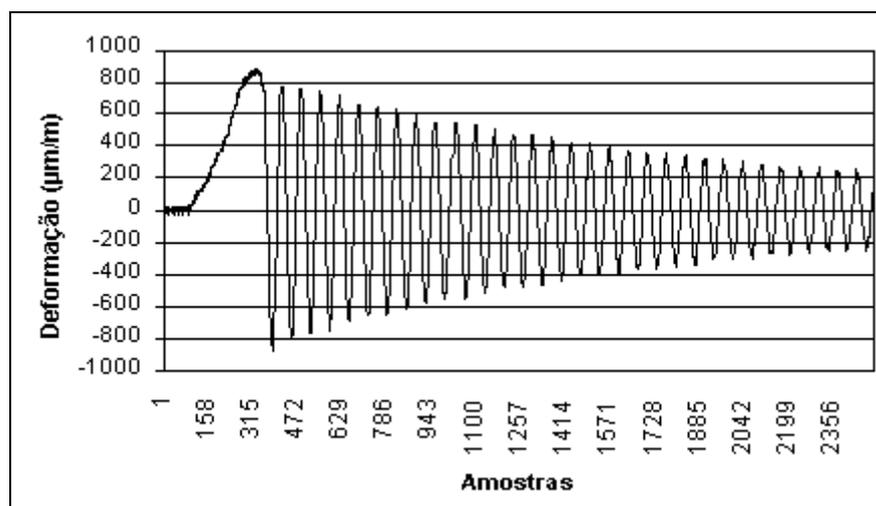


Figura 7.8 – Sinal adquirido no canal 2.

Uma vez que o osciloscópio tem recursos para mostrar apenas dois canais, realizou-se um outro ensaio, desta vez registrando-se o terceiro canal. Para efeito de comparação utilizou-se o canal 1. O procedimento do ensaio foi o mesmo do anterior e o movimento oscilatório registrado pelo osciloscópio é mostrado na Figura 7.9, com os traços 1 e 2 representando os canais 1 e 3, respectivamente.

Na Figura 7.10 tem-se um gráfico com os dados adquiridos pelo canal 1 do equipamento. Já na Figura 7.11 pode-se ver o registro feito pelo canal 3. Também para estes gráficos foram utilizadas 2500 amostras, correspondendo a 2,5 s.

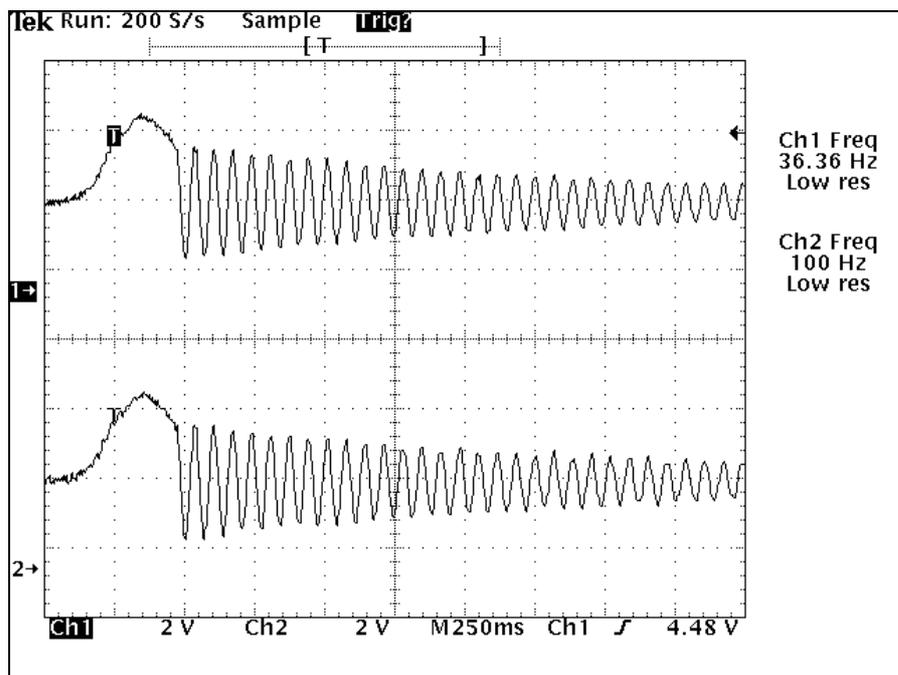


Figura 7.9 – Canais 1 (traço 1) e 3 (traço 2) no osciloscópio.

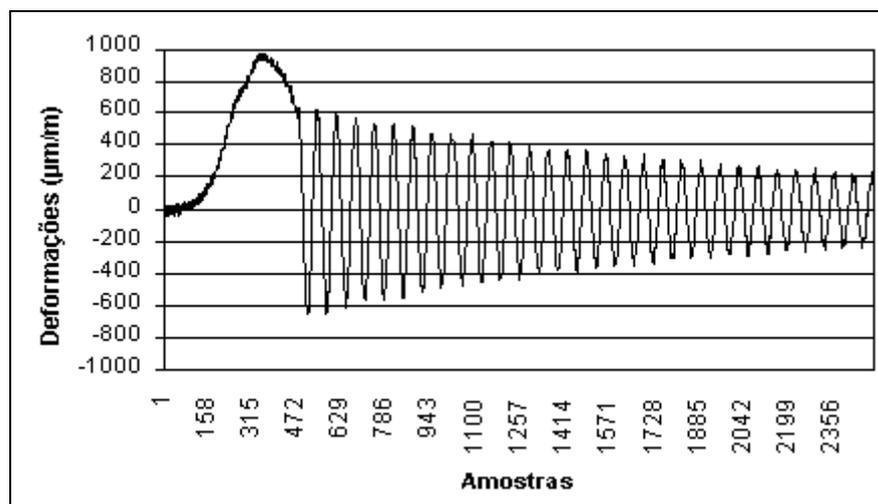
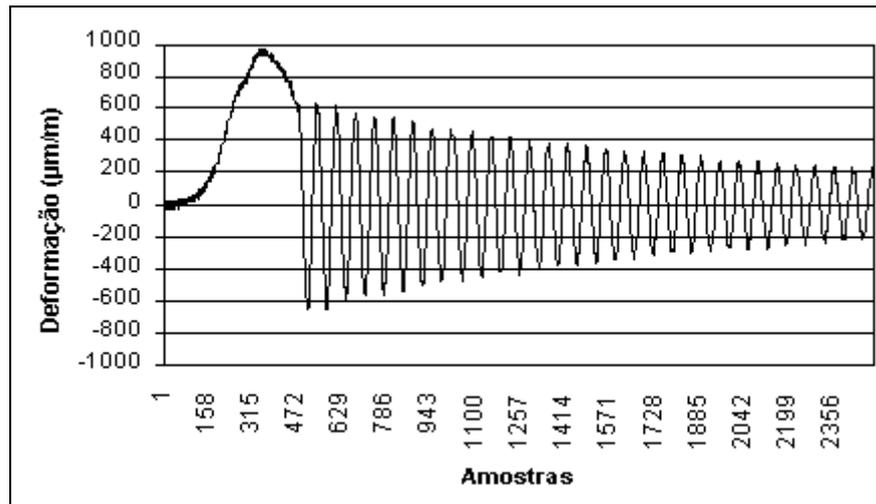
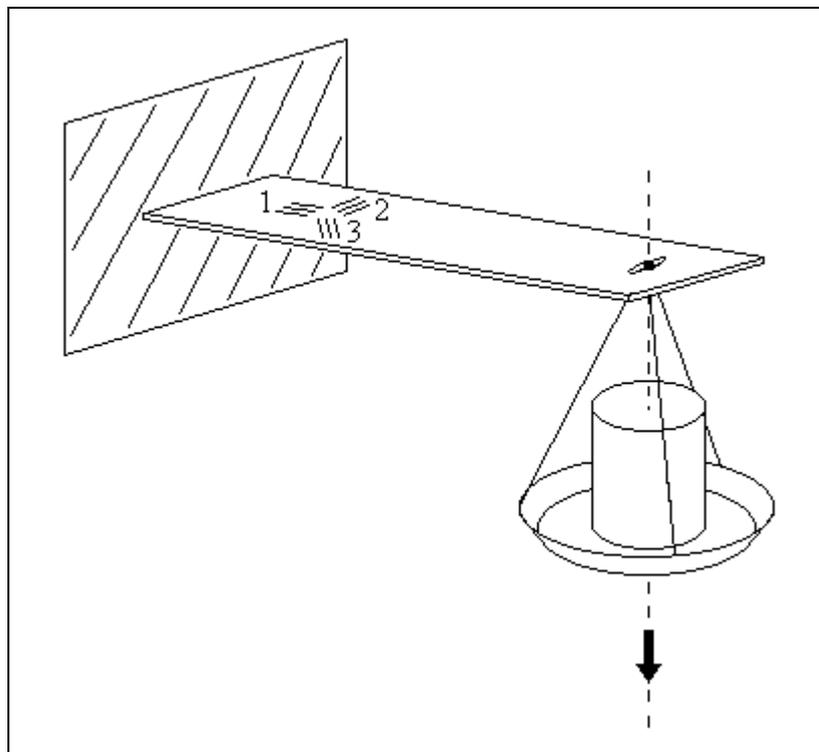


Figura 7.10 – Sinal adquirido no canal 1.



**Figura 7.11 – Sinal adquirido no canal 3.**

Um outro exemplo de aplicação do sistema de aquisição de dados com três canais foi desenvolvido a partir de uma lâmina de aço com as mesmas dimensões da utilizada na aplicação anterior, contendo extensômetros do tipo roseta. As rosetas são do tipo Y-60° da Kyowa, de 120  $\Omega$  e 3 mm de grade, sendo montadas uma na parte superior da lâmina e a outra na parte inferior. Os extensômetros foram ligados aos pares, na configuração de meia-ponte, sendo um do lado superior e o outro o seu correspondente do lado inferior da lâmina. Na Figura 7.12 o experimento é mostrado de forma esquemática. São anotados os canais de entrada a que se referem os conjuntos de extensômetros.



**Figura 7.12 – Ensaio de flexão de uma lâmina de aço.**

Com a lâmina engastada em uma de suas extremidades, procedeu-se o balanceamento dos canais e, em seguida, aplicou-se uma carga à extremidade livre, com o objetivo de flexionar-se o elemento elástico. O carregamento foi conseguido com uma massa de 1 kg colocada em uma bandeja presa à lâmina. A direção principal de deformação é ao longo do eixo longitudinal da lâmina, onde encontram-se os EREs do canal 1. Nas direções de 60° e 120°, correspondentes ao alinhamento dos EREs dos canais 2 e 3, respectivamente, o carregamento provoca deformações, em função do efeito de Poisson, de  $\varepsilon(1-\nu)/4$ , onde  $\varepsilon$  é a deformação principal e  $\nu$  o coeficiente de Poisson. No entanto, em função da espessura da lâmina, do tamanho da roseta em relação à largura da lâmina, e também da distribuição de carga ao longo da lâmina, este cálculo não se aplica ao presente caso.

Observando-se a posição estabilizada da bandeja contendo a carga, resultando numa deformação estática da lâmina de aço, o ensaio foi realizado com a aquisição de 4000 amostras por canal. Em função do ruído presente nos sinais registrados, foi calculada a média dos valores para cada canal, obtendo-se para o canal 1 538,02  $\mu\text{m/m}$ , para o segundo canal -6,69  $\mu\text{m/m}$  e para o terceiro 20,41  $\mu\text{m/m}$ .

Com o objetivo de provocar deformações na lâmina de tal forma que fossem captadas pelos três componentes de cada roseta, montou-se um outro experimento, conforme é mostrado na Figura 7.13. A bandeja com a massa de carga (400 g) foi fixada distante da extremidade livre da lâmina, através de um braço de alavanca. Este braço foi fixado à lâmina em posição normal ao eixo longitudinal da mesma.

Adotando-se o mesmo procedimento do teste anterior, os canais foram balanceados e foram adquiridas 4000 amostras de cada canal, apresentando-se a seguir seus valores médios. No canal 1 obteve-se 806,22  $\mu\text{m/m}$ , no canal 2 -288,60  $\mu\text{m/m}$  e no canal 3 468,42  $\mu\text{m/m}$ .

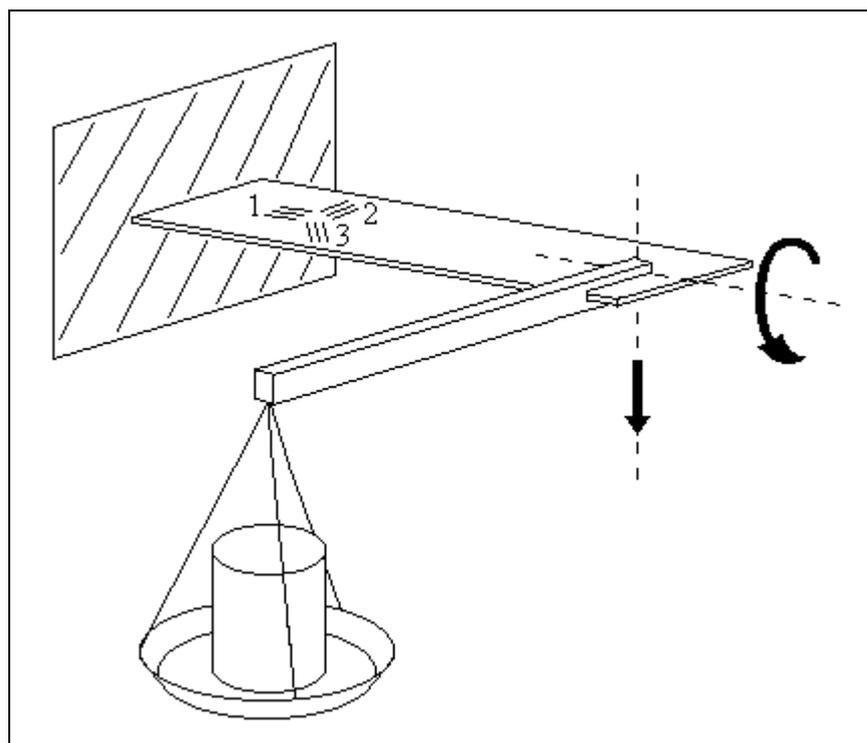


Figura 7.13 – Ensaio de flexão e torção de uma lâmina de aço.

## 8 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

O protótipo montado para este projeto mostrou, durante os ensaios práticos realizados, ser capaz de adquirir e registrar os dados de deformação mecânica provenientes de transdutores extensométricos. A operacionalidade do sistema foi facilitada pela estrutura de menus adotada no desenvolvimento do *software* aplicativo. Com isto, o trabalho de programação dos canais do equipamento, em função dos transdutores utilizados, e a inserção dos parâmetros para a configuração dos ensaios tornou-se uma tarefa simples.

Nos experimentos práticos realizados com o equipamento, a primeira etapa foi a calibração estática dos condicionadores de sinais. Neste processo, os ganhos dos circuitos foram ajustados para os valores extremos do conversor A/D corresponderem a 1000  $\mu\text{m/m}$  e -1000  $\mu\text{m/m}$ , na escala X1. Com a tensão total de entrada do conversor (5 V, fundo de escala) correspondendo a uma faixa de deformação de 2000  $\mu\text{m/m}$ , tem-se para os condicionadores do equipamento uma sensibilidade de 2,5 mV/ $\mu\text{m/m}$ . A resolução, relativa a 1 bit do conversor, é de 1,95  $\mu\text{m/m}$ .

Em seguida foi realizada a caracterização dinâmica de um dos condicionadores de sinais, possibilitando a geração de gráficos Amplitude x Freqüência e Fase x Freqüência.

A faixa dinâmica de operação atingida pelos condicionadores mostra que estes estão preparados para operar com sinais de freqüência superior a 1 kHz. A freqüência de corte (-3 dB) foi determinada em 1190 Hz. Tem-se, portanto, o *hardware* de condicionamento adequado para sistemas microprocessados de aquisição de dados com taxas mais elevadas do que as utilizadas neste projeto. Tendo-se desenvolvido para o protótipo uma taxa de amostragem de 1000 amostras/s, o sistema caracteriza-se por ter ampla aplicação para a aquisição de dados de sistemas mecânicos. Normalmente têm-se para estes sistemas freqüências de vibração ou de ressonância não superiores a 200 Hz. Nesta faixa o sistema apresenta resposta plana em amplitude.

Dos ensaios dinâmicos realizados com a lâmina de aço, pode-se observar a fidelidade entre as curvas obtidas com o osciloscópio, Figura 7.6, e as geradas a partir dos dados armazenados na memória do equipamento, mostradas na Figura 7.7 e na Figura 7.8.

Além disso, percebe-se a equivalência das respostas dos canais 1 e 2 do equipamento, tendo-se presente a unicidade do sinal de estímulo que lhes foi aplicado.

No ensaio com os canais 1 e 3, mostrados na Figura 7.10 e na Figura 7.11, pode-se perceber pela análise qualitativa que, assim como no ensaio anterior, os dados armazenados na memória representam o mesmo comportamento apresentado pelas curvas obtidas com o osciloscópio, mostradas na Figura 7.9. Os registros relativos aos dois canais também mostram-se semelhantes.

A aplicação envolvendo a lâmina com extensômetros do tipo roseta, flexionada por uma carga aplicada à sua extremidade livre, Figura 7.12, mostrou que foram anotadas pequenas deformações pelos EREs dos canais relativos às posições de 60° e 120°, além da deformação principal, verificada pelos EREs relativos à posição de 0°. Estas medidas são compatíveis com a geometria da lâmina e com a orientação das rosetas. Alguns fatores podem ter colaborado para tais medidas, como, por exemplo, o desalinhamento das rosetas em relação ao eixo longitudinal da lâmina e o não-parallelismo da estrutura em que foi presa a lâmina e, conseqüentemente, da parte plana da lâmina, em relação ao solo.

Na aplicação seguinte, em que foi utilizado um braço de alavanca para carga, mostrada na Figura 7.13, o carregamento aplicado provocou, além da flexão da lâmina, também a sua torção. Pelos dados adquiridos, mostrou-se que o equipamento foi capaz de identificar que houve deformação nos extensômetros dos três canais, como era esperado para este caso, em função do torque a que foi submetido o elemento elástico. A diferença de valores das medidas apresentadas pelos canais 2 e 3 pode ser entendida pelas razões expostas em relação à aplicação anterior.

Os dados apresentados nestas duas aplicações não têm por objetivo servir de base para uma análise quantitativa da distribuição de tensões na superfície da lâmina de aço. Não são registradas, portanto, as medidas de outras variáveis necessárias à análise, como dimensões da região livre da lâmina, posição relativa das rosetas de extensômetros e comprimento do braço de alavanca, por exemplo. O propósito destes experimentos é mostrar a aplicabilidade do equipamento como ferramenta no processo de análise de tensões e deformações de estruturas mecânicas.

A portabilidade do sistema foi aprovada, operando-se ensaios com o equipamento alimentado apenas pelas baterias. A fácil instalação dos transdutores e o reduzido espaço requerido pelo equipamento são características que também foram atestadas no uso prático.

Nos ensaios realizados, no entanto, notou-se a utilidade de um monitoramento do sinal a ser adquirido, feito com um osciloscópio. Com isto sugere-se a disponibilização das saídas analógicas dos condicionadores de sinais, através de conectores no painel traseiro do equipamento.

A montagem do protótipo, com a caixa padrão utilizada e com os recursos disponíveis, evidentemente revela aspectos que merecem maior atenção no caso de desenvolver-se um produto. A distribuição das partes foi pensada de modo a melhor conciliar os aspectos de espaço disponível e apresentação visual. Pode-se perceber que em função dos ruídos eletromagnéticos verificados nos circuitos, deve-se alterar a posição do mostrador de cristal líquido e do teclado para mais próximo do circuito digital. Com isto reduz-se o comprimento dos cabos de conexão, que aumentam a propagação dos ruídos.

O projeto de uma placa digital específica para uso com este equipamento seria uma providência de grande valia. Utilizar-se-iam apenas os recursos necessários ao funcionamento do sistema, não tendo-se, com isto, uma placa que foi concebida para fins de desenvolvimento. O *lay-out* do circuito impresso seria projetado levando-se em consideração aspectos de melhor distribuição de conectores, espessura de trilhas, além da localização e quantidade de pontos de terra.

Assim como a parte digital, o módulo analógico também deveria ser montado em placa de circuito impresso específica. Especial atenção deve ser dispensada no projeto desta placa, pois a multiplicação de pontos de terra é determinante na criação de caminhos elétricos para propagação dos ruídos.

A blindagem da parte digital, para evitar-se que os ruídos gerados pelos circuitos de chaveamento sejam espalhados para outros circuitos, é uma forte recomendação. Sugere-se a colocação da placa digital no interior de uma caixa metálica, tendo aberturas para a passagem dos cabos de conexão. Pode-se desta forma restringir o espaço de distribuição do ruído eletromagnético próprio do circuito microcontrolado.

Uma outra prática comum em sistemas mistos analógicos/digitais, é a implementação de fontes de alimentação separadas para os dois circuitos eletrônicos.

Com relação ao *hardware* da parte digital, alguns estudos podem ser feitos, no sentido de trabalhar-se com barramento de 16 bits do microcontrolador, multiplexados para endereços e dados. Pode-se, desta forma, utilizar memórias *Flash* de configuração interna diferente, como a 29F400, que tem 4Mb de capacidade de armazenamento, dispostos na

forma de 256K x 16. Com isto, pode-se ter processos mais rápidos de escrita/leitura de dados, mas a placa digital precisa de alterações em seu circuito.

O atual mapeamento de memória utilizado no PLD atende totalmente os propósitos deste projeto. Pode-se, no entanto, estudar uma reprogramação do mesmo, com o objetivo de melhor aproveitar as faixas da memória *Flash* atualmente não utilizadas.

A resolução alcançada nas conversões poderia ser melhorada com a adoção de um outro conversor A/D, com mais bits, externo ao microcontrolador. Melhores características como erro absoluto e não-linearidade também poderiam ser obtidas com este conversor externo, além do procedimento de separação física dos circuitos analógico e digital, que minimizaria a inserção de ruído na parte analógica.

Outro aspecto que pode ser estudado em relação ao desempenho do sistema é modificar o modo de aquisição e armazenamento dos dados. Isto tem sentido se houver a necessidade de taxas de aquisição maiores, o que não é o caso do equipamento desenvolvido, tendo em vista a sua finalidade. Os dados são convertidos pelo conversor A/D e, em seguida, o programa encaminha a gravação dos mesmos na memória *Flash*. Sendo esta memória um dispositivo lento para escrita, a taxa de aquisição fica limitada a 1000 amostras/s. Tendo-se o recurso de uma memória RAM de maior capacidade, os dados adquiridos poderiam ser armazenados temporariamente neste dispositivo. A transferência da massa de dados para a memória *Flash* só seria feita após o ensaio concluído. Isto permitiria que o intervalo de tempo entre uma aquisição e outra do mesmo canal, fosse reduzido. Com o objetivo de identificar esta redução, foi desenvolvida uma rotina de aquisição de sinais dos três canais do equipamento armazenando os resultados em memória RAM. O tempo total foi de 145  $\mu$ s, o que significa 23,54% do tempo de 616  $\mu$ s requeridos quando o armazenamento dos resultados é feito em memória *Flash*. Com isto, os sinais poderiam ser adquiridos com uma taxa de até 4500 amostras/s.

O uso da memória *Flash* poderia ser melhorado utilizando-se menos setores para o armazenamento dos dados de um determinado ensaio, em função do número de amostras selecionado. Assim, poderiam ser armazenados até oito ensaios com o mapeamento de memória atual.

Por fim, tem-se a estudar a questão do ruído que é irradiado pelo circuito digital, levando-se em consideração o funcionamento do *software* desenvolvido.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ALLOCCA, J. A.; STUART, A. **Transducers. Theory and Applications.** Reston, Reston Publishing Company, Inc., 1984, 497p.
- [2] AMD - Advanced Micro Devices - Flash Memory Products - 1992/1993 Data Book/Handbook, Sunnyvale (USA), 1992.
- [3] BORCHARDT, I. G. **O Circuito Ponte para Medição de Impedâncias e Grandezas Físicas.** Caderno Técnico, PPGEMM, IEE, EE, UFRGS, Porto Alegre, 1995.
- [4] BORCHARDT, I. G.; CAUDURO, C. R. **Transdutores Extensométricos.** Caderno Técnico, PPGEMM, IEE, EE, UFRGS, Porto Alegre, 1994.
- [5] BORCHARDT, I. G.; SUSIN, A. A.; BRITO, R. M. **Uma Taxonomia para a Instrumentação.** Trabalho proposto ao III CINISA, São Paulo, 1995.
- [6] BURR-BROWN - Integrated Circuits Data Book - Linear Products - 1995, Tucson, Arizona, USA, 1995.
- [7] BRITO, R. M. **Sistema Eletro-Eletrônico para Medição Direta de Torque em Dispositivos Girantes Utilizando Extensômetros de Resistência Elétrica.** Porto Alegre, 1994. 145p. Tese de Doutorado. PPGEMM, UFRGS.
- [8] BUDYNAS, R. G. **Advanced strength and applied stress analysis.** McGraw Hill, Inc., 1977, 508p.
- [9] CAUDURO, C. R. **Uma Metodologia para Auxílio ao Projeto Mecânico de Transdutores Extensométricos.** Porto Alegre, 1992. 143p. Tese de Doutorado. PPGEMM, UFRGS.
- [10] CHIANG, F. Moiré Methods of Strain Analysis. **Experimental Mechanics**, Westport, v.19, n.8, p.290-308, Aug. 1979.

- [11] DALLY, J. W.; RILEY, W. F. **Experimental stress analysis**. McGraw Hill, Inc., 1965, 520p.
- [12] DALLY, J. W.; RILEY, W. F.; McCONNELL, K. G. **Instrumentation for engineering measurements**. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1984, 576p.
- [13] DOEBELIN, E. O. **Measurement Systems. Application and Design**. 4.ed., McGraw-Hill, 1990, 960p.
- [14] HOFFMANN, K. **An Introduction to Strain Gages Techniques by Practical Experiments**. Darmstadt, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1976, 34p.
- [15] HOFFMANN, K. **An Introduction to Measurements using Strain Gages**. Darmstadt, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, 1989, 291p.
- [16] HOLISTER, G. S. **Experimental Stress Analysis. Principles and Methods**. Cambridge, 1967, 322p.
- [17] INTEL CORPORATION. **16-Bit Embedded Controllers**. 1991.
- [18] INTEL CORPORATION. **Memory Products**. 1991a.
- [19] JUNG, W. G. **IC Op-Amp Cookbook**. 3.ed., Indianapolis, USA, Howard W. Sams & Co., 1987, 581p.
- [20] KEIL, S. On the strain gage's 50th Jubilee - a review of its evolution and of 33 years strain gage production at Darmstadt. **Reports in Applied Measurement**. v.4, n.2, 1988, p.39-48.
- [21] LATHI, B. P. **Sistemas de Comunicação**. Ed. Guanabara, Rio de Janeiro, 1987, 401p.
- [22] MEASUREMENTS GROUP **Strain Gage Based Transducers**. Measurements Group, Inc., USA, 1988, 75p.
- [23] MILLMAN, J.; HALKIAS, C. C. **Eletrônica, Dispositivos & Circuitos**. McGraw-Hill do Brasil, São Paulo, 1981, 2v.,v.2, 877p.
- [24] MOTOROLA – Analog / Interface ICs – Device Data – 1996, v.II, USA, 1996.

- [25] NEUBERT, H. K. P. **Strain Gauges. Kinds and Users.** Macmillan & Co Ltd., London, 1967, 164p.
- [26] NORTON, H. N. **Sensor and Analyser Handbook.** Englewood Cliffs, Prentice-Hall, Inc., 1982, 562p.
- [27] OLIVER, B. M.; CAGE, J. M. **Electronic Measurements and Instrumentation.** McGraw-Hill, Tóquio, 1971, 729p.
- [28] OLIVER, F. J. **Practical Instrumentation Transducers.** New York, Hayden Book Company, Inc., 1971, 340p.
- [29] OMEGA. **1987 Complete Pressure, Strain and Force Measurement Handbook and Encyclopedia.** Stamford, Omeda Engineering, Inc., 1987, p.E35-E62.
- [30] PERRY, C. C.; LISSNER, H. R. **The Strain Gage Primer.** New York, McGraw-Hill, 1955, 281p.
- [31] PERRY, C. C. The Resistance Strain Gage Revisited. **Experimental Mechanics.** Brookfield Center, v.24, n.4, p.286-299, Dec. 1984.
- [32] POST, D. Photoelasticity. **Experimental Mechanics.** Westport, v.19, n.5, p.176-192, May 1979.
- [33] SAVANT Jr., C. J.; RODEN, M. S.; CARPENTER, G. L. **Electronic Circuit Design. An Engineering Approach.** The Benjamin/Cummings Publishing Company, Inc., Menlo Park, California, USA, 1987, 980p.
- [34] STANLEY, W. D.; DOUGHERTY, G. R.; DOUGHERTY, R. **Digital Signal Processing.** Prentice-Hall, Inc., 2.ed., 1984, 514p.
- [35] STERN, F. B. Brittle Coatings. **Experimental Mechanics.** Westport, v.19, n.6, p.221-224, June 1979.
- [36] TAYLOR, C. E. Holography. **Experimental Mechanics.** Westport, v.19, n.9, p.339-348, Sep. 1979.
- [37] TEXAS INSTRUMENTS - Linear Circuits Data Book, Dallas, Texas, USA, 1984.

- [38] TOBEY, G. E.; GRAEME, J. G.; HUELSMAN, L. P. **Operational Amplifiers – Design and Applications**. McGraw-Hill, Singapore, 21.ed., 1989, 473p.
- [39] TUTTLE, M. E.; BRINSON, H. F. Resistance-foil Strain-gage Technology as Applied to Composite Materials. **Experimental Mechanics**. Brookfield Center, v.24, n.1, p.54-65, Mar. 1984.
- [40] VALKENBURG, M. E. van,. **Analog Filter Design**. CBS College Publishing, Japan, 1982, 609p.
- [41] WRIGHT, D. K., Jr. Elementary Elasticity. **Experimental Mechanics**. Westport, v.19, n.2, p.31-40, Jan. 1979.
- [42] ZUCCOLOTTO, M. et al. Kit de Desenvolvimento para Sistemas Microcontrolados. **SIDI96**. Porto Alegre, 1996.

## ANEXOS

Em anexo são apresentados os diagramas esquemáticos dos circuitos analógicos dos condicionadores AC de sinais para os três canais do equipamento.

O diagrama esquemático do *kit* IEE96 também é mostrado. Neste diagrama não constam as partes ou recursos do *kit* original que não foram utilizados no projeto.

Por fim é apresentado o diagrama esquemático da programação do PLD, juntamente com o bloco descritivo do mapeamento de memória.

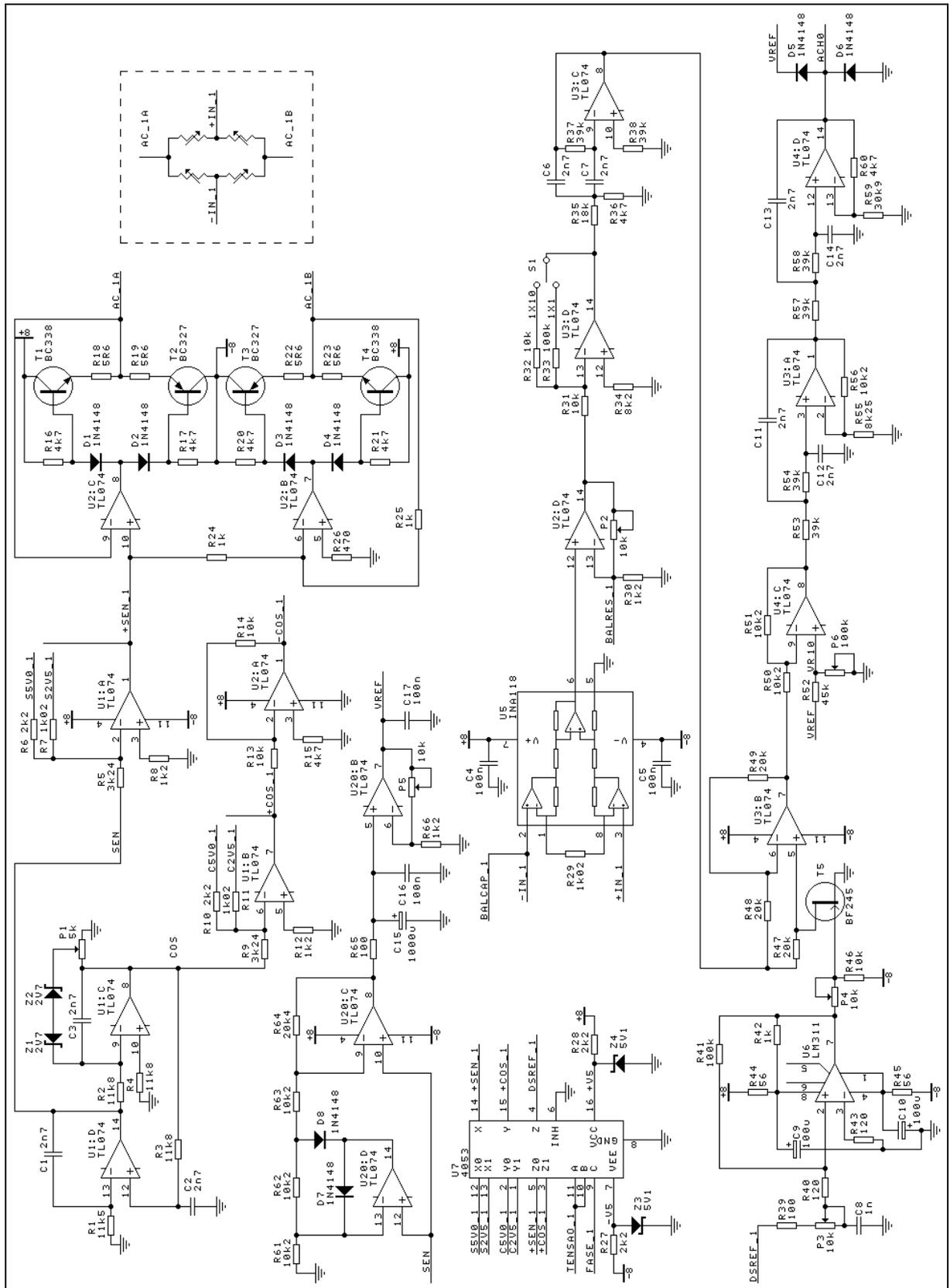


Figura A.1 – Diagrama esquemático do oscilador sinusoidal, da fonte de tensão de referência e do condicionador AC do canal 1.



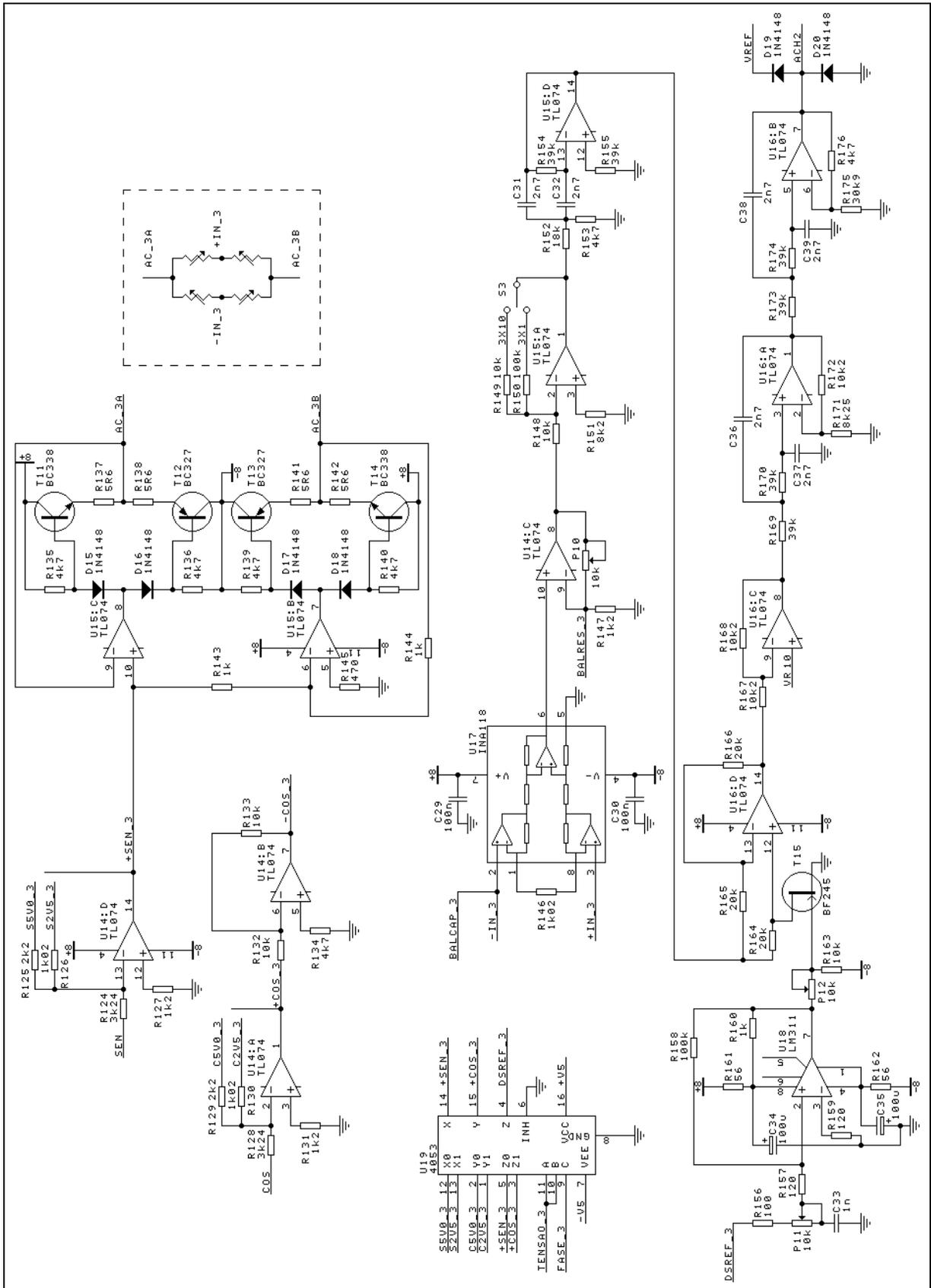


Figura A.3 – Diagrama esquemático do condicionador AC do canal 3.

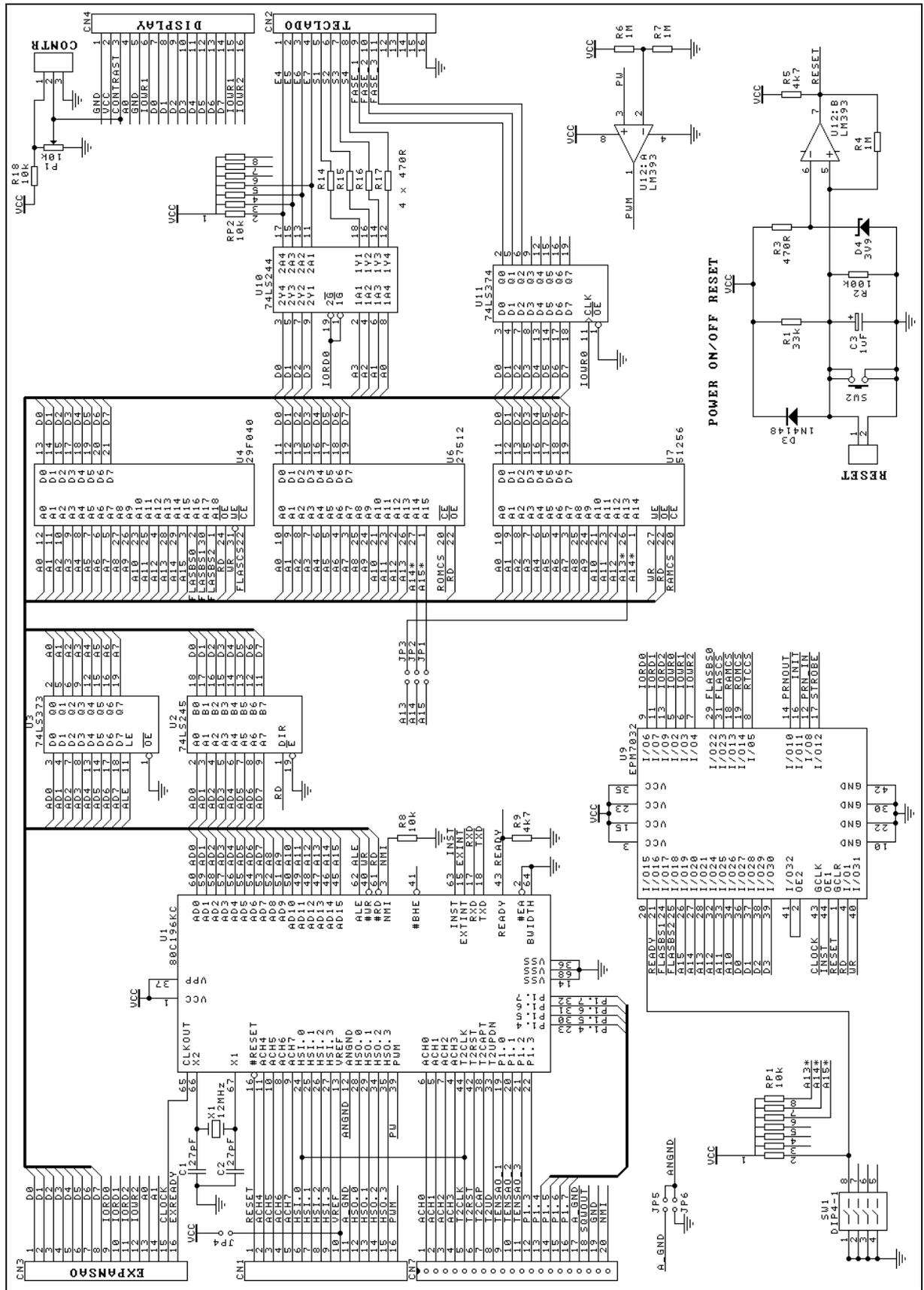


Figura A.4 – Diagrama esquemático do kit IEE96 modificado (versão 2.0C).

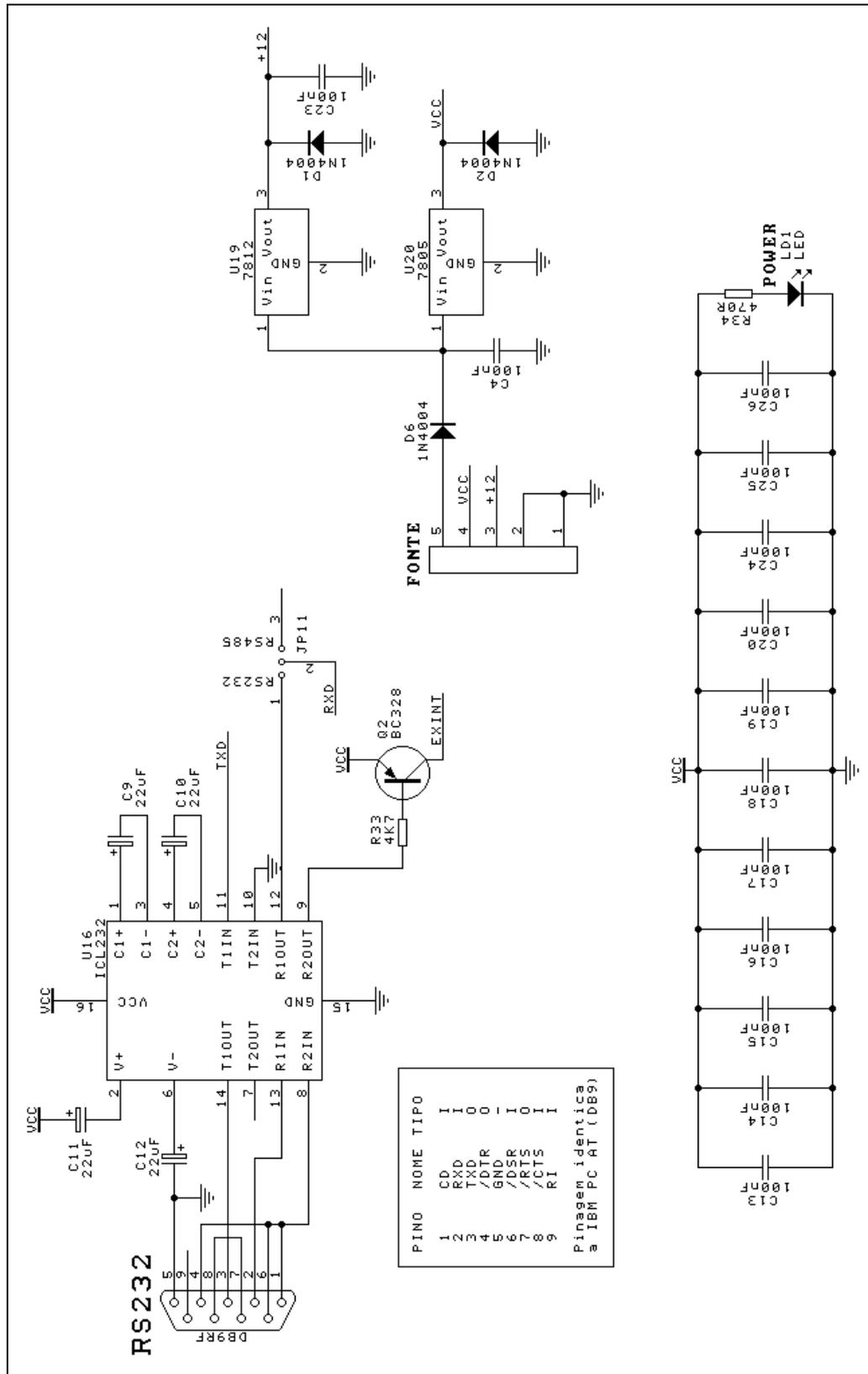


Figura A.5 – Diagrama esquemático da fonte do kit IEE96 (versão 2.0C) e interface serial.

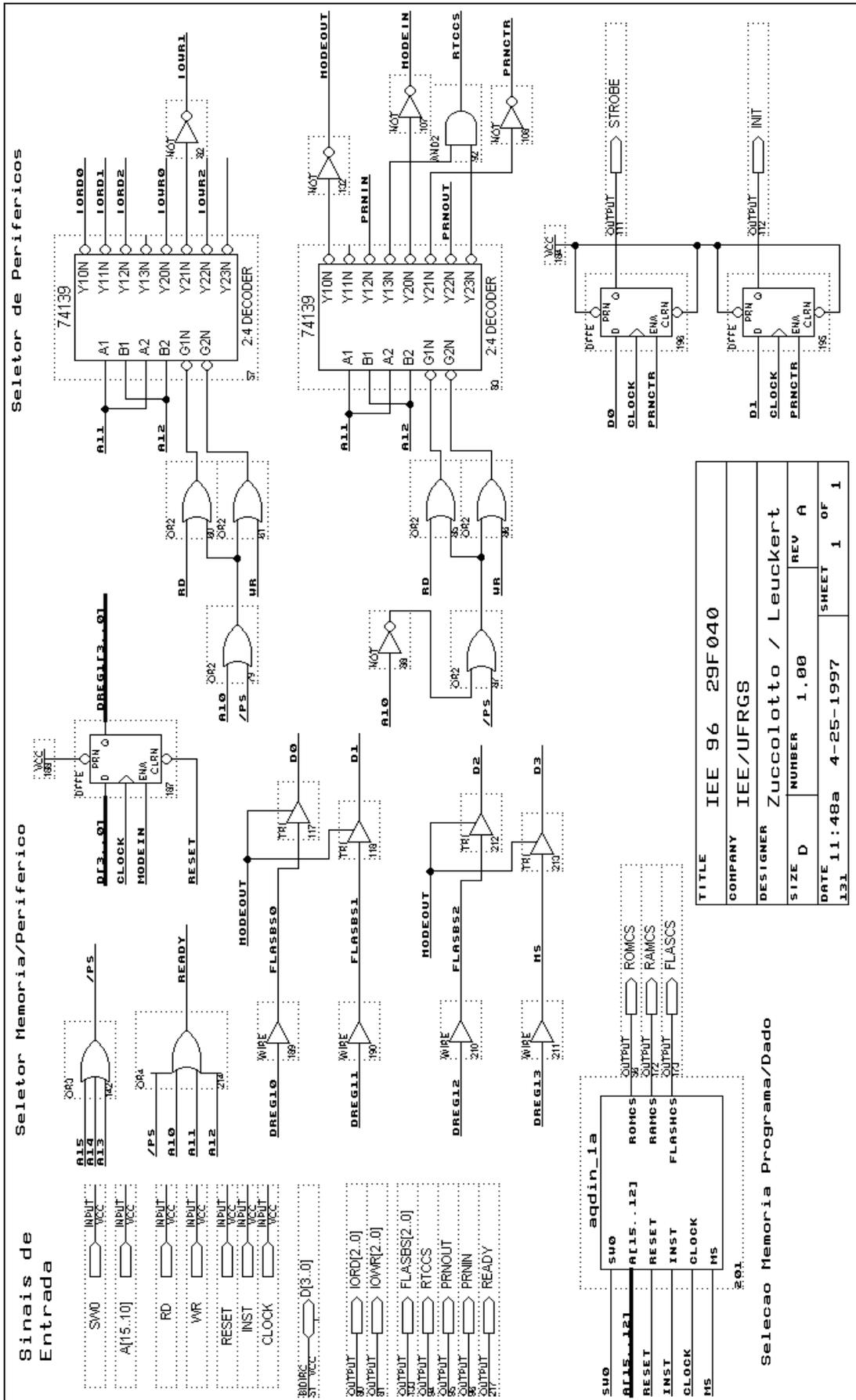


Figura A.6 – Diagrama esquemático da programação do PLD.

```

% Arquivo aqdin_1.tdf %
SUBDESIGN aqdin_1a
(
    SW0:          INPUT; % 1 roda da EPROM, 0 da RAM      %
    a[15..12]:    INPUT;
    reset:        INPUT;
    inst:         INPUT;
    clock:        INPUT;
    ms:           INPUT; % 1 usa flash, 0 usa RAM %
    romcs:        OUTPUT;
    ramcs:        OUTPUT;
    flashcs:      OUTPUT;
)
VARIABLE
    ff_rom:       DFF;
    ff_ram:       DFF;
    ff_flas:      DFF;
BEGIN
    ff_rom.prn    = reset;
    ff_rom.clrn   = VCC;
    ff_rom.clk    = clock;
    romcs         = ff_rom.q;
    ff_ram.prn    = reset;
    ff_ram.clrn   = VCC;
    ff_ram.clk    = clock;
    ramcs         = ff_ram.q;
    ff_flas.prn   = reset;
    ff_flas.clrn = VCC;
    ff_flas.clk   = clock;
    flashcs       = ff_flas.q;
    %** SELECAO DA ROM **%
    CASE (a[15..12],inst,ms,SW0) IS
        WHEN B"001XX0X" => ff_rom.d = GND;
        WHEN B"001X11X" => ff_rom.d = GND;
        WHEN B"0100X01" => ff_rom.d = GND;
        WHEN B"0100111" => ff_rom.d = GND;
        WHEN OTHERS => ff_rom.d = VCC;
    END CASE;
    %** SELECAO DA RAM **%
    CASE (a[15..12],inst,ms,SW0) IS
        WHEN B"0100X00" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"0100X01" => ff_ram.d = VCC;
        WHEN B"0101X0X" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"011XX0X" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"1XXXX0X" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"0100110" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"0100111" => ff_ram.d = VCC;
        WHEN B"010111X" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"011X11X" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"1XXX11X" => ff_ram.d = GND;
        WHEN B"1111XXX" => ff_ram.d = GND;
        WHEN OTHERS => ff_ram.d = VCC;
    END CASE;
    %** SELECAO DA FLASH **%
    CASE (a[15..12],inst,ms) IS
        WHEN B"001X01"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN B"010X01"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN B"011X01"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN B"100X01"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN B"101X01"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN B"110X01"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN B"111001"=> ff_flas.d = GND;
        WHEN OTHERS => ff_flas.d = VCC;
    END CASE;
END;

```

**Figura A.7 – Descrição do bloco aqdin\_1a da programação do PLD.**