

Universidade Federal de Pernambuco

Departamento de Eletrônica e Sistemas

Coordenação do Mestrado em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

I Sistema de Condicionamento de
I Sinais, Aquisição e Armazenagem de
Dados para Transdutores
Sfrain Gage

Apresentada ao Mestrado em Engenharia Elétrica da UFPE

por

^ÓLLÍO- S. cia *ê. ^êamnfu^*

como um dos requisitos para a obtenção

do título de *Meatre*

Orientador

UFPE - RECIFE

1801

À VjvianDe Guie.

aos *meus pais Hermínia, e Ry&rn,*

c s rrõnhã ró Dulct.

Agradecimentos:

As seguintes pessoas merecem agradecimentos que dificilmente serão bem expressas por palavras*

Agradece

- *Ao professor Hugo Guerra de Vasconcelos cuja exímia orientação e amizade foi essencial não só na parte técnica., mas também para evitar que esmorecêssemos perante a dificuldade*
- *Ao professor José Inácio Almeida. cuja **visão** originou este trabalho, cuja confiança no trabalho foi depositada, e cujo esforço foi fundamental na operacionalização da implementação*
- *A colega Cristina Ramos do Nascimento. que trabalhou junto conosco na área de Q' armazenagem digital e interfaceamento com o microcomputador IBM-PC compatível cuja incontestável dedicação permitiu a conclusão do sistema no prazo estipulado*
- *Ao CNPQ e a FACEPE pelo apoio no financiamento do projeto*

Soore (lexic

O texto foi digitado utilizando-se o *Latex* com o auxílio do programa de acentuação "h'cyter" de **DO-** bani'. Meu..

O mesmo aplica-se aos esquemas, figuras e tabelas, os quais confeccionamos com a utilização do "havará Graphics". "Orca" e "Fiou Cnariinp'". "Math Caefc" e do "Lates" /PcTe \tilde{A} >

A formatação lógica do texto, incluindo o seccionamento do texto, a formatação do parágrafo matemático, as referências cruzadas e a bibliografia. Separei conceitos e a criação moderna como os descritos em.

- **Mary-Claire van Leuven**. *Handbook for the Scholar*. **Altred A Koopí New York** E.I./ 1971-
- **Unilogic Ltd.** *Scribe Document Production System I sei Manual*. **LI A Abril** 1984
- **Donald E. Knuth**. *The TeXBook*. **Addison-Wesley Reading** Massachusetts \ 1984

Um texto científico que discorre sobre um tema apurado não como está sempre ter dificuldade em perpetuar o conhecimento em sua profundidade, pois a importância do que a descrição do conteúdo trata. o que a mesma possibilite sua reprodução e a vivência conseguida em sua implementação, a que representa a real magnitude do conhecimento.

Não obstante, utilizamos todos os recursos a nós disponíveis no sentido de aproximarmos mais o leitor do raciocínio empregado na tomada de nossas decisões na implementação, bem como na aquisição do "background" necessário ao seu papel.

Neste sentido o leitor encontrará referências cruzadas dentro de nosso próprio trabalho, bem como referências a bibliografias e outras além de bibliografia recomendada: uma razão para a profusão de figuras e deduções de fórmulas

Motivação:

A idéia para este trabalho, surgiu de uma necessidade do Departamento de Engenharia Civil da Universidade Federal de Pernambuco, materializada pela vontade do professor José Inácio Avila em realizar ensaios dinâmicos (como a modelagem dinâmica das pontes e viadutos) e estáticos em estruturas de engenharia civil.

Tal professor, ao tentar adquirir um Sistema de Condicionamento de Sinais e Aquisição de Dados para Transdutores; Strain Gage. comercial, **verificou** o alto custo de tal sistema, bem como a deficiência do mesmo não ser portátil, dificultando o trabalho em campo.

Observado isto, o professor José Inácio procurou o Departamento de Engenharia Elétrica/Eletrônica da UFPE. na pessoa do professor Bugo Guerra de Yascoceios, e combinou o projeto e implementação de tal sistema. Com isto, engajei-me em tal projeto, pelo professor Hugo Guerra ser meu orientador de mestrado.

As premissas básicas de tal sistema eram

- Satisfazer as necessidades das aplicações em estruturas de engenharia civil, sem **no** entanto necessariamente restringir-se a elas.
- Ser implementado com componentes facilmente obtíveis no mercado brasileiro, e com o menor custo possível, sem prejuízo, entretanto, da premissa anterior.
- Ser portátil e dispor de meios de armazenagem dos dados obtidos

A idéia básica, então definida, foi a de um equipamento portátil, que pudesse ser levado a campo para aquisição e armazenagem dos dados, e depois trazido ao laboratório, onde os dados armazenados seriam transferidos a um microcomputador, para tratamento dos mesmos.

A propósito observarão do custo e da tecnologia empregada nos **equipamentos** comerciais nos **fez** ver que o trabalho seria árduo, sendo encarado desde o início como um desafio.

A esta opinião. veio a somar-se as obtidas de outras fontes, como o livro "The Art of Electronics" (1990. vide [1]):

"The field of measurements of physical variables. such as position and force has its own bag of tricks...

Strain gauge...

It is not easy to measure small relative elongations and strain specifications are notoriously unreliable."

Justificativa:

A justificativa para a realização deste trabalho advém de fatores vários, entre eles podemos citar:

- A grande gama de aplicações dos transdutores strain gages, bem como as condições adversas nas quais eles podem ser utilizados (como em temperaturas criogênica. em ambientes radioativos, etc).
- O alto custo de um sistema comercial deste tipo, aliado ao fato que. de modo geral, eles não têm uma boa portabilidade.
- É o fato da tecnologia de um sistema deste tipo não ser aberta.

Some-se a estes fatores o desenvolvimento de uma tecnologia de amplificação de pequenos sinais, de custo extremamente baixo; cuja aplicação de maneira alguma restringe-se apenas ao condicionamento dos sinais dos strain gages, mas sim, apresenta uma enorme gama de aplicações; o que por si só já justificaria o presente trabalho.

Ressalte-se também que todo o sistema foi implementado com componentes disponíveis no mercado brasileiro. Componentes representam um dos principais fatores limitantes no desenvolvimento de tecnologia nacional, bem como na comercialização dos dispositivos eletrônicos produzidos no país.

R e s u m o :

O presente trabalho descreve um Sistema de Condicionamento de Sinais. Aquisição e Armazenagem de Dados para Transdutores Strain Gage. O sistema possibilita a medição e análise de deformações (amplitude, frequência, velocidade e aceleração). Consta de um equipamento portátil que pode ser levado a campo para aquisição e armazenagem dos dados, e depois trazido ao laboratório para a transferência dos dados armazenados a um microcomputador, para tratamento dos mesmos.

Descreve-se um equipamento funcional cujo protótipo foi implementado, e satisfaz as necessidades das aplicações em estruturas de engenharia civil, sem no entanto restringir-se a elas. O dispositivo foi implementado com componentes facilmente obtíveis no mercado nacional, apresentando um baixo custo, sendo portátil e dispondo de um sistema de armazenagem em campo. Uma das contribuições mais relevantes do projeto e implementação deste sistema foi o desenvolvimento de uma tecnologia nacional de amplificação de pequenos sinais, de custo extremamente baixo, cuja aplicação não limita-se ao condicionamento de sinais dos strain gages, mas sim, apresenta uma enorme área de utilização; o que por si só já justificaria este trabalho.

Palavras chaves: strain gages, instrumentação, condicionamento de sinais, aquisição de dados, armazenagem de dados.

A b s t r a c t :

This paper describes a Signal Conditioning, Data Acquisition and Storage System for Strain Gage Transducers. This system can measure and analyze strains (amplitude, frequency, velocity and acceleration). The device is portable allowing its field use for the acquisition and storage of the data, and its posterior transference, in the laboratory, for a microcomputer allowing the processing of the data.

It's shown a functional device which prototype was implemented, and content the necessities of applications in civil engineering, without restrict to them. The *device* was implemented with components easily achieved in Brazil, having a low cost, being portable and disposing of an built-in field storage sub-system. One of the most important contributions of the project and implementation was the development of a low cost technology of weak signal amplification, which applications aren't limited to the signal conditioning of the strain gages, but have a large area of utilization, this point self justify this work.

Key words: strain gages, instrumentation, signal conditioning, data storage, data acquisition.

Conteúdo

I	Strain Gages	xxv
1	Introdução e Histórico	1
1.1	Introdução:	2
1.2	Histórico:	2
1.3	Considerações Gerais:	5
2	Utilização Prática dos Strain Gages	15
2.1	Estabilidade:	16
2.2	Adesivo - Tópicos Básicos:	22
2.3	Influência da Excitação da Ponte:	24
2.3.1	Introdução:	24
2.3.2	Excitação DC:	25
2.3.3	Excitação AC:	26
2.3.4	Nível de Excitação:	29
2.4	Efeitos Decorrentes da Temperatura:	34
2.4.1	Introdução:	34
2.4.2	Correção da Deformação Aparente:	35
2.4.3	Utilização dos Strain Gages Passivos:	37
2.4.4	Caso Particular:	37

S Seleção de Strain Gages 39

3.1 Introdução: 41

3.2 Principais Fatores que influenciam a Seleção dos Strain Gages: 41

3.2.1 Principais Características dos Strain Gages que influenciam na Seleção: 41

3.2.2 Principais Características da Aplicação que influenciam na Seleção: . . 41

3.3 Principais Parâmetros na Seleção dos Strain Gages.. 41

II Sistema de Condicionamento de Sinais, Aquisição e Armazenagem de Dados para Transdutores Strain Gages 49

4 Descrição do Sistema 61

4.1 introdução e Premissas.. 52

4.2 O Sistema: 53

4.2.1 Detalhamento da Etapa de Condicionamento de Sinais: 56

5 Gerador de Excitação 61

5.1 Introdução: 62

5.2 Implementação: 62

6 Estudo da Ponte de Wheatstone 67

6.1 Introdução; 67

6.2 Funções de Transferência das Pontes: 68

6.2.1 Ponte, de Wheatstone do Tipo "lira Quarto de Ponte*", excitada à Tensão: 68

6.2.2 Ponte de Wheatstone do Tipo "Meia Ponte", excitada à Tensão. 71

6.2.3 Ponte de Wheatstone do Tipo "Um Quarto de Ponte", excitada à Corrente: 73

6.3 Comparação entre Configurações de Pontes de Wheatstone: 75

6.4 Comparação entre Formas de Exdtação da Ponte de Wheatstone: 75

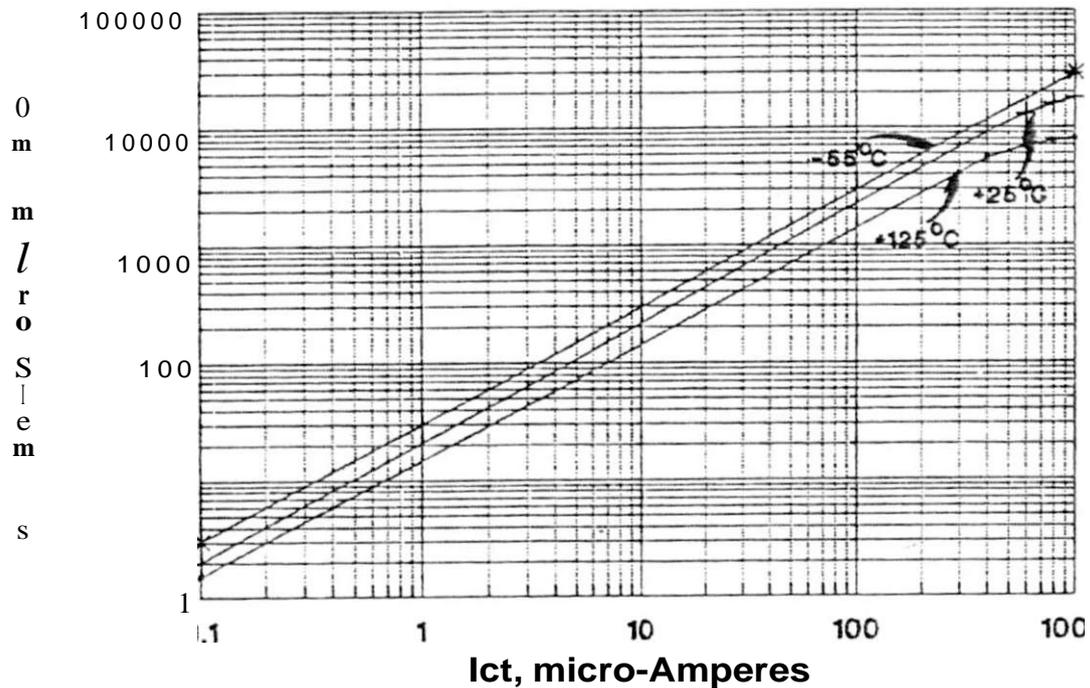
6.5	Não-linearidade nas Pontes de Wheatstone:	78
6.6	Utilização da Ponte no Sistema de Condicionamento de Sinais:	79
6.6.1	Introdução:	79
6.6.2	Modelamento:	80
6.6.3	Utilização Prática:	82
7	Etapa de Amplificação e Filtragem	89
7.1	Requisitos Básicos da Etapa de Amplificação.	91
7.2	Projeto e Implementação do Amplificador de Entrada:	91
7.2.1	Implementação:	91
7.3	Amplificador de Seleção do Fator de Escala:	93
8	Etapa de Demodulação Síncrona e Filtragem	95
8.1	Introdução e Justificativa:	96
8.2	Implementação:	97
8.2.1	Introdução:	97
8.2.2	Estudo do Amplificador Operacional de Transcondutância e do CA3080E: 99	
8.2.3	Obtenção de algumas das Formas da Modulação em Amplitude:	108
8.3	Implementação do Demodulador AM Síncrono, utilizando o CA3080:	110
8.4	Dimensionamento dos Componentes:*	112
8.5	Circuito Defasador:	117
8.6	Procedimentos de Ajuste da Etapa de Condicionamento de Sinais:	121
9	Sistema de Armazenagem	123
9.1	Introdução:	124
9.2	Métodos de Armazenagem:	124
9.2.1	Método 1: Modulação por Variação da Velocidade de Gravação:	124
9.2.2	Método 2: Gravação Digital com Modulação por Largura de Pulso:	128

do dispositivo.

A transcondutância de saída (referida no presente texto apenas como "transcondutância"), g_m , pode ser definida como a relação entre a variação da corrente de saída, I_{sfd} , e a variação da tensão de entrada, no caso a tensão diferencial de entrada, V_{DIF} :

$$S_{r\gg} = \frac{y}{DIF} \quad (8.1)$$

Na Figura 8.4 observa-se um gráfico da variação da transcondutância com a corrente da entrada de controle, I_{ct} , para o CA3080.



Condições: $K^+ = +15\text{K}$ e $V_{\sim} = -15\text{V}$.

Observação: as curvas referentes à -55°C e $+125^{\circ}\text{C}$ são válidas apenas para o CA3080A.

Figura 8.4: Variação da transcondutância com a corrente da entrada de controle da mesma

Com base na Figura 8.4, pode-se verificar que para valores da corrente I_{ct} que produzam valores de transcondutâncias dentro da faixa linear da curva referente a 25°C

(a curva válida para o CA3080 com faixa "standard" de temperatura de operação), a variação da transcondutância com a corrente de controle será dada por:

$$p_{,,} = 19,2/cí \quad (8.2)$$

Por sua vez, a corrente da entrada de controle da transcondutância. *Id*. levando-se em conta o circuito interno do CA3080 (mostrado na Figura 8.7). e o arranjo mostrado na Figura 8.5, pode ser expressa por:

Onde:

V_{\sim} : tensão de alimentação negativa.

V_{ci} : tensão de controle da transcondutância. V_{ci} não deve assumir valores que levem I_{ct} a atingir magnitude igual ou maior que 2mA (pois este é o máximo valor que o CI suporta sem danificar-se. não devendo ser mantido sob longos períodos sob pena de perda de performance e redução de vida útil).

V_p : tensão sobre as junções P-N do conjunto diodo $D1$ /junção base[^]emissor de QZ .

R_{ei} : valor do resistor conectado em série com a tensão de controle da transcondutância.

O valor típico de V_p (recomendado para propósitos de projeto em [30]) é de 0.71V, variando com a corrente I_d e com a temperatura, conforme mostra o gráfico da Figura 8.6.

A resistência de entrada de um operacional deste tipo, é mais baixa que a de um amplificador operacional usual, e varia com a corrente da entrada de controle da transcondutância. Pois, a corrente de tal entrada, controla o funcionamento da fonte de corrente do amplificador diferencial de entrada. Vide Figura 8.7, transistores $Q1$, $Q2$, $Q3$, e diodo $D1$.

O gráfico aproximado da variação da resistência de entrada do CA3080. R_{eni} (em Mega-Ohms), com a corrente da entrada de controle da transcondutância, lei (em micro-Amperes), pode ser visto na Figura 8.8.

Ao contrário do amplificador operacional usual, o amplificador operacional de transcondutância possui alta resistência de saída. Podendo a saída de tal dispositivo ser modelada como uma fonte de corrente, cujo valor, I_s , é dado pelo produto da transcondutância do dispositivo, g_m , pela tensão diferencial de entrada, v_{efj} ;

$$I_s = g_m v_{efj}$$

(8.4)

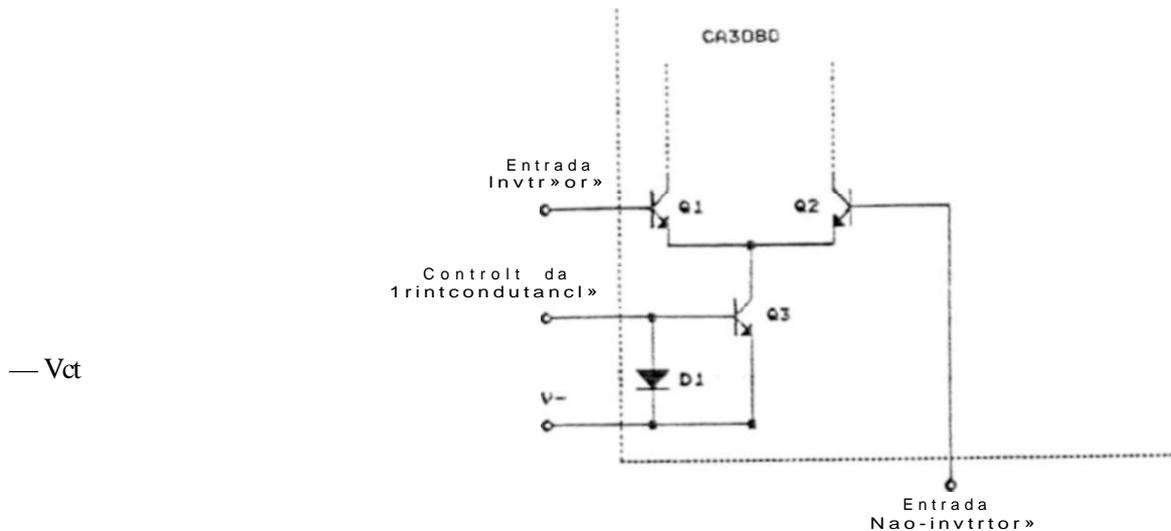


Figura 8.5: Implementação de um circuito para a variação da transcondutância.

Lembrando sempre, que a transcondutância do dispositivo pode ser controlada pela corrente

A Figura 8.9 mostra a modelagem da saída. Nesta figura, "Rs" indica a resistência de saída do dispositivo.

Considerando desprezível a corrente que percorre a resistência de saída, R_s , pode-se expressar a corrente de saída como:

$$I_{sm} U^* = \zeta m \sqrt{Dir} \quad (8.5)$$

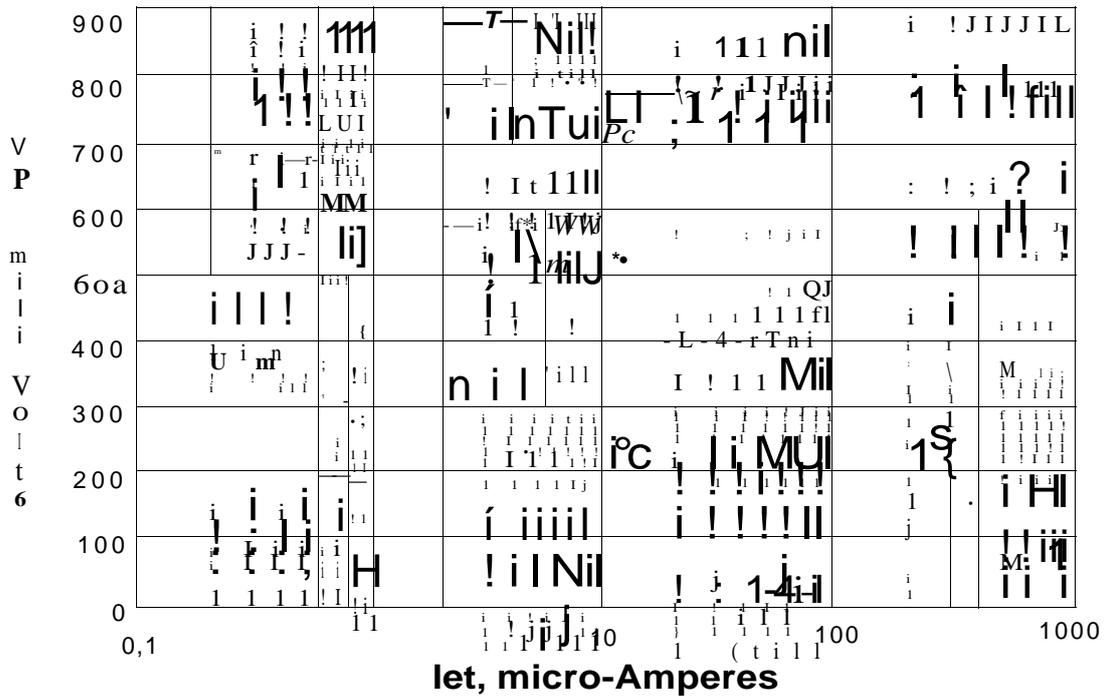
Deve-se ter em mente, porém, que a resistência de saída R_s , também varia com a corrente da entrada de controle da transcondutância, Tal variação, pode ser observada, para o CA3080, na Figura 8.10.

Como a saída é na forma de corrente, é necessário um resistor de carga para se obter a saída na forma de tensão. Este resistor, influirá no ganho de tensão do amplificador, pois a tensão de saída, V_{sol}^* poderá ser descrita por:

$$V_{sol}^* = R_{c} I_{sm} \quad (8.6)$$

Onde R_c representa o resistor de carga da saída

O resistor de carga forma um divisor de corrente entre ele e a resistência de saída do dispositivo; mas supondo que o valor deste resistor seja pequeno o suficiente para



Condições: $V^* = +15K$ e $V = -15V$.

Observação: as curvas referentes á $+125^\circ C$ e $-55^\circ C$, são validas apenas para o CA3080À.

Figura 8.6: Variação da tensão de polarização da entrada de controle da transcondutância, com $lei e$. com a temperatura

que a corrente que percorra a resistência de saída seja desprezível, têm-se a tensão de saída V_{saidd} , expressa por:

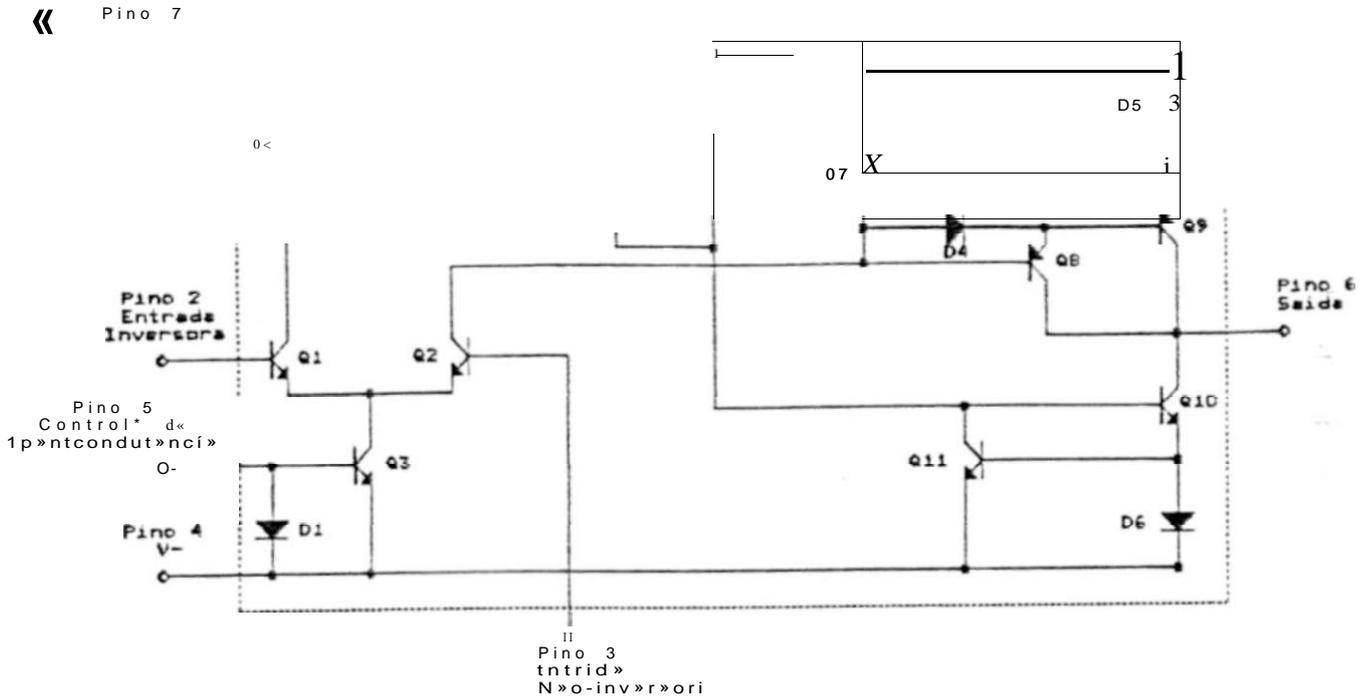
$$VSM^* = Rd \tag{8.7}$$

Levando-se em conta a equação 8.4, a equação 8.7 pode ser reescrita na forma:

Com o que. têm-se o ganho de tensão do circuito dado por:

$$\frac{n}{<7V - \frac{v_{saidd}}{V_{IF}} - \frac{\#?}{Pr}} \text{Pr} \text{rte} \tag{8.9}$$

Denotando que o ganho do dispositivo depende da transcondutância de saída do mesmo, e de seu resistor de carga



(Os pinos 1 e 8 não são conectados)

Figura 8.7: Circuito interno do CA3080.

Pode-se ainda encontrar a tensão de saída, em função da tensão diferencial de entrada e da tensão da entrada de controle:

Partindo das equações 8.8 e 8.2 têm-se:

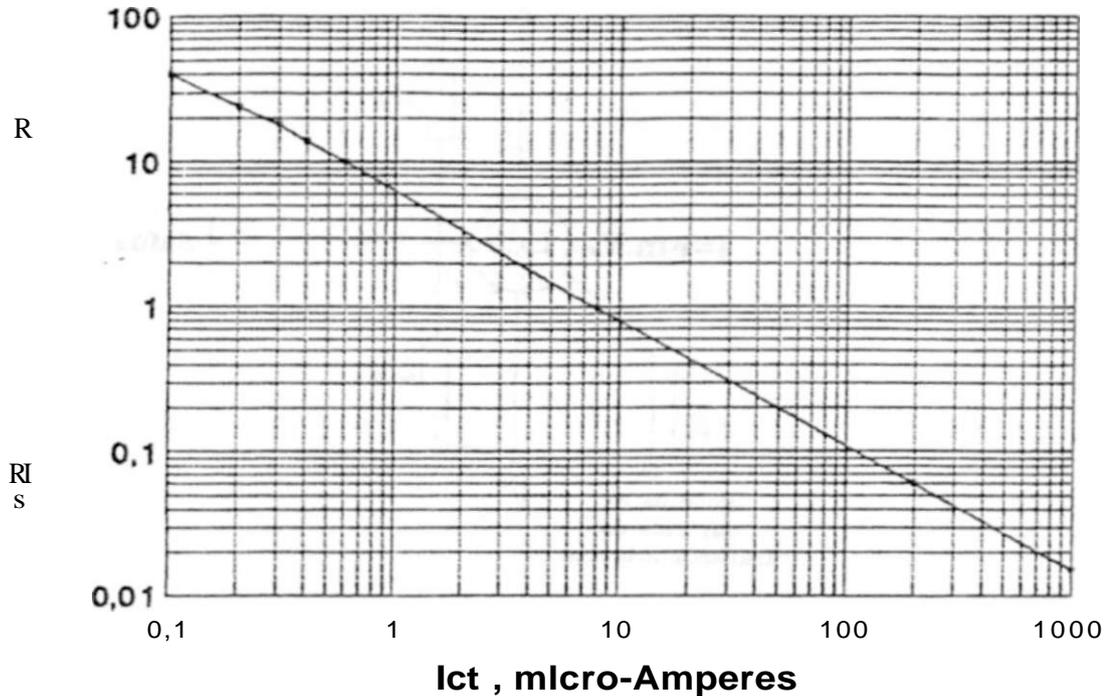
$$V_{s.o.} = 19,2 / cl RCYDJF = 19,21 ctV_{DIR}R_c \tag{8.10}$$

Considerando R_e constante, pode-se definir a constante: $R_c = 19.2R_c$
 Substituindo-a na equação anterior:

$$V_{saída} = A^j I_{ci} V_{DIF} \tag{8.11}$$

Utilizando na equação 8.11 a expressão de I_{ct} , mostrada na equação 8.3, chega-se a:

$$V_{s.u.*} = A i V_{DIF} \tag{8.12}$$



Condições:

Tensão de alimentação: $V^* = +15V$, $V_{\sim} = -15V$.

Temperatura ambiente: $25^{\circ}C$,

Figura 8.8: Resistência de entrada em função da corrente da entrada de controle da transcondutância, para o CA3080.

Considerando V_p constante, o que não é verdade, como pode ser visto na Figura 8.6, mas para a maioria das aplicações práticas não resultará em erro significativo, pois a magnitude das variações de V_p é muito menor que os valores de V_{\sim} (e, dependendo do circuito, menor também que V_{ci}), pode-se definir outra constante (assumindo também que V_{\sim} não varia):

$$* = \wedge \quad \mathbf{W}$$

Com o que, a equação 8.12 pode ser reescrita como:

$$V_s.u. = R \setminus V_{dir} (A', + íg) + \quad (8.14)$$

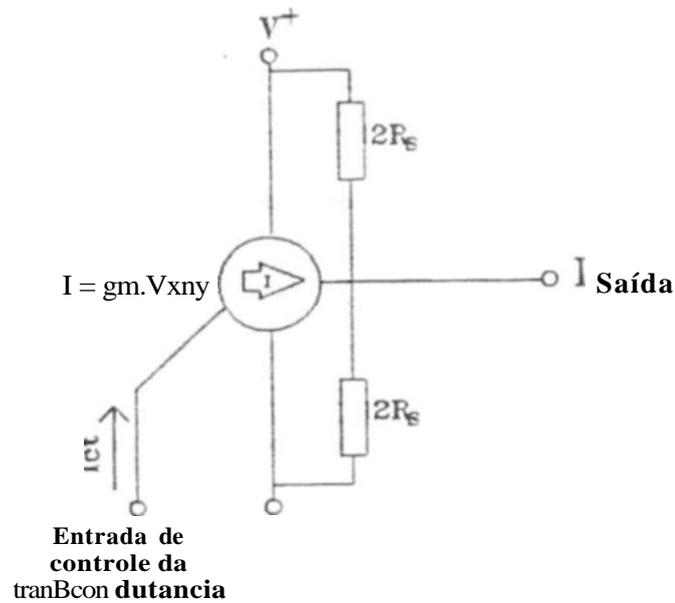


Figura 8.9: Modelagem da saída de um amplificador operacional de transcondutância.

Jogando com as constantes, pode-se definir:

Resultando em.

$$V_{ct} = \frac{V_{ct}}{A_1 + 1} \quad (8.15)$$

$$V_{saída} = \frac{V_{saída}}{A_1 + 1} \quad (8.16)$$

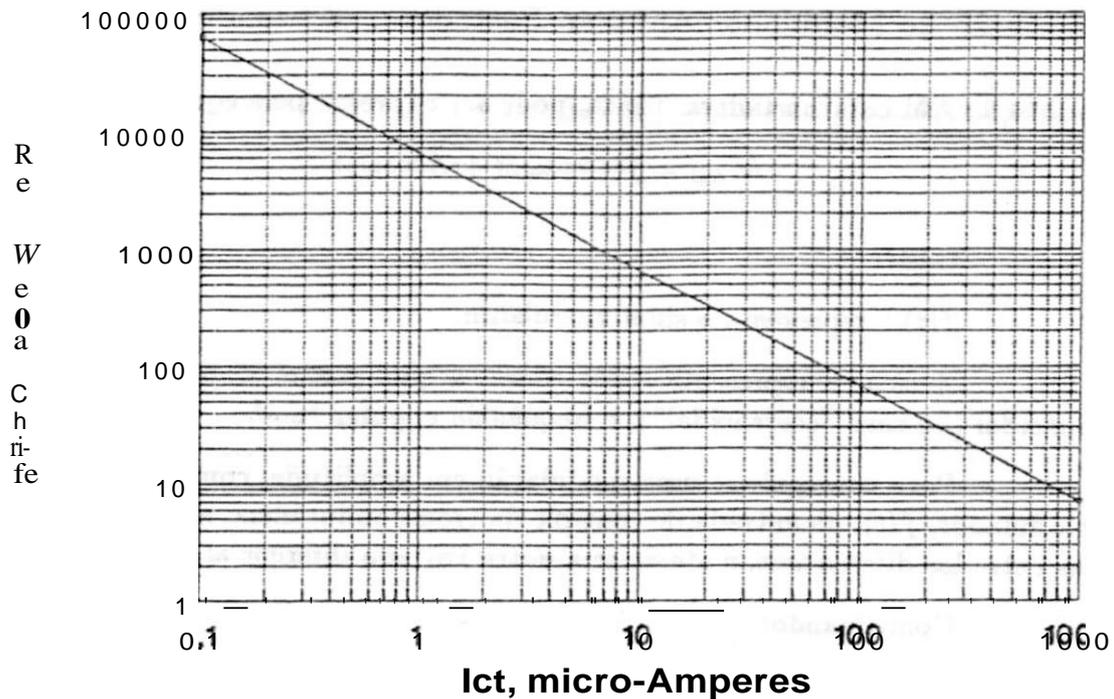
$$V_{saída} = \frac{V_{saída}}{A_1 + 1} \quad (8.17)$$

Onde.

$$K_A = \frac{K}{K} = 192(V - V_p)$$

19.2 flç

Rd



Condições:

Tensão de alimentação: $V^* = +15K$, $V_{\sim} = -15V$.

Temperatura ambiente: $25^{\circ}C$

Figura 8.10: Resistência de saída em função da corrente da entrada de controle da transcondutância, para o CA3080.

8.2.3 Obtenção de algumas das Formas da Modulação em Amplitude:

Como anteriormente mencionado, para o teste e ajuste do demodulador síncrono, fez-se necessário a implementação de um modulador AM.

Na implementação de tal modulador foi utilizado, também, um amplificador operacional de transcondutância, o CA3080.

Com base no estudo, anteriormente realizado, sobre o funcionamento do CA3080, pode-se implementar tanto um modulador AM com portadora, quanto um modu-

lador AM do tipo Bem portadora (AM-SC).

Implementação do Modulador AJM com Portadora- utilizando o CA3080:

Uma modulação AM com portadora, típica, pode ser expressa pela equação.

$$MAJ = f(t)\cos(\omega_c t) + A\cos(\omega_c t) \quad (8.18)$$

Onde:

$J(i)$: representa o sinal modulador.

$A\cos(\omega_c t)$: representa a portadora a qual possui amplitude "A", forma de onda sinusoidal (no caso 'cossenoidal'), e frequência angular ' ω_c '.

Para conseguir-se uma modulação em amplitude, com portadora, aplica-se o sinal modulador, $f(t)$, na entrada de controle da transcondutância. a portadora, $A\cos(\omega_c t)$, numa das entradas diferenciais, e aterra-se a outra entrada diferencial.

Confirmando:

$$V_{DIF} = A\cos(\omega_c t) \quad V_{CI} = f(t)$$

Pela equação 8.17:

$$V_{SMU} = K_A A\cos(\omega_c t) + K_f f(t)A\cos(\omega_c t) \quad (8.19)$$

Ou seja, a tensão de saída corresponde ao sinal $f(t)$ modulado em amplitude, com portadora (rigorosamente, corresponde ao sinal $f(t)$ com um ganho h_p , modulado em amplitude, com uma portadora $A\cos(\omega_c t)$).

Implementação do Modulador AM sem Portadora (AM-SC). utilizando o CA3080:

Para uma modulação em amplitude sem portadora (AM-SC), típica, têm-se a seguinte equação:

$$MAX-SC = f(t)\cos(\omega_c t) \quad (8.20)$$

Então para conseguir-se isto com o amplificador operacional de transcondutância, aplica-se o sinal modulador, $f(t)$, numa das entradas diferenciais (aterra-se a outra entrada), e a portadora à entrada de control da transcondutância.

Então:

$$V_{DIF} = f(t) \quad V_{CI} = A\cos(\omega_c t)$$

8.3. IMPLEMENTAÇÃO DO DEMODULADOR AM SÍNCRONO, UTILIZANDO O CA3080:109

E, pela equação 8.17:

$$V_s * u = K_a f(t) + K_a f(t) \cos \omega_c t \quad (8.21)$$

O que resulta numa modulação AM sem portadora, mas com uma indesejável parcela do sinal modulador. $f(t)$, com um ganho K_a , somado a mesma.

A parcela indesejável, $K_a f(t)$, pode ser atenuada com um filtro passa-baixas; com o que têm-se a modulação AM-SC.

Verifica-se que o valor de K_a é maior que o de K_p , implicando no ganho aplicado a $f(t)$ maior que o ganho aplicado a $f(t) \cos \omega_c t$. Isto é indesejável, pois a parcela $K_a f(t)$ é a parcela que deseja-se eliminar.

Os casos de modulação em amplitude sem portadora e modulação em amplitude com portadora, mas com sobremodulação (que sob certo ponto de vista confundem-se), são os casos que exigem uma demodulação mais complexa, pois exigem que a mesma seja síncrona. Sendo assim pode-se testar o desempenho do demodulador, quanto à sua capacidade de demodular as modalidades da modulação AM, através de sua capacidade em demodular os sinais modulados em AM-SC ou AM com portadora sob sobremodulação.

Levando isto em conta, foi montado apenas um modulador AM-SC, para o teste do demodulador.

8.3 Implementação do Demodulador AM Síncrono, utilizando o CA3080:

A demodulação síncrona consiste na multiplicação do sinal modulado por um sinal de mesma frequência e fase do sinal da portadora utilizada na modulação.

Para a demodulação com o uso do CA3080, sendo o sinal modulado aplicado a uma das entradas diferenciais ou à entrada de controle da transcondutância, sempre existirá na saída, uma parcela de sinal com a frequência da portadora do sinal modulado:

Supondo que deseja-se demodular um sinal da forma $f(t) \cos \omega_c t$. Segundo a equação 8.17, se o sinal modulado for aplicado a uma das entradas diferenciais, e a portadora do demodulador, $A_c \cos \omega_c t$, aplicada à entrada de controle da transcondutância, obtêm-se:

$$V_{yjp} = f(t) \cos \omega_c t \quad V_{ci} = A_c \cos \omega_c t$$

$$V_{sa} = K_a f(t) \cos \omega_c t + K_a f(t) A_c \cos \omega_c t \quad (8.22)$$

Parte I

Strain Gages

Analogamente, se o sinal da portadora do demodulador for aplicado a uma das entradas diferenciais, e o sinal modulado à entrada de controle da transcondutância, resulta

$$V_{DIF} = A \cos \omega_c t \quad V_{CI} = f(t) \cos \omega_c t$$

$$V_{SA} = K_1 A \cos \omega_c t - K_2 f(t) A \cos \omega_c t \quad (8.23)$$

Conforme mencionado sempre existe na saída, uma parcela de sinal com a frequência da portadora do sinal modulado, representada nas equações 8.22 e 8.23 pela parcela "F".

O sinal demodulado está embutido na parcela "IP" de tais equações, conforme pode ser observado pelo desenvolvimento das mesmas:

$$K_2 f(t) A \cos \omega_c t = K_1 f(t) A \cos \omega_c t$$

$$= \frac{1}{2} f(t) A [1 + \cos 2\omega_c t] = \frac{1}{2} f(t) A + \frac{1}{2} f(t) A \cos 2\omega_c t \quad (8.24)$$

Ou seja a parcela "II" pode ser decomposta numa parcela correspondente ao sinal demodulado, "IIP" e uma parcela com frequência duas vezes maior que a do sinal modulado, "IV", a qual é indesejável, e pode ser atenuada com um filtro passa-baixas. Observa-se também, que a amplitude da portadora influi no fator de escala do sistema

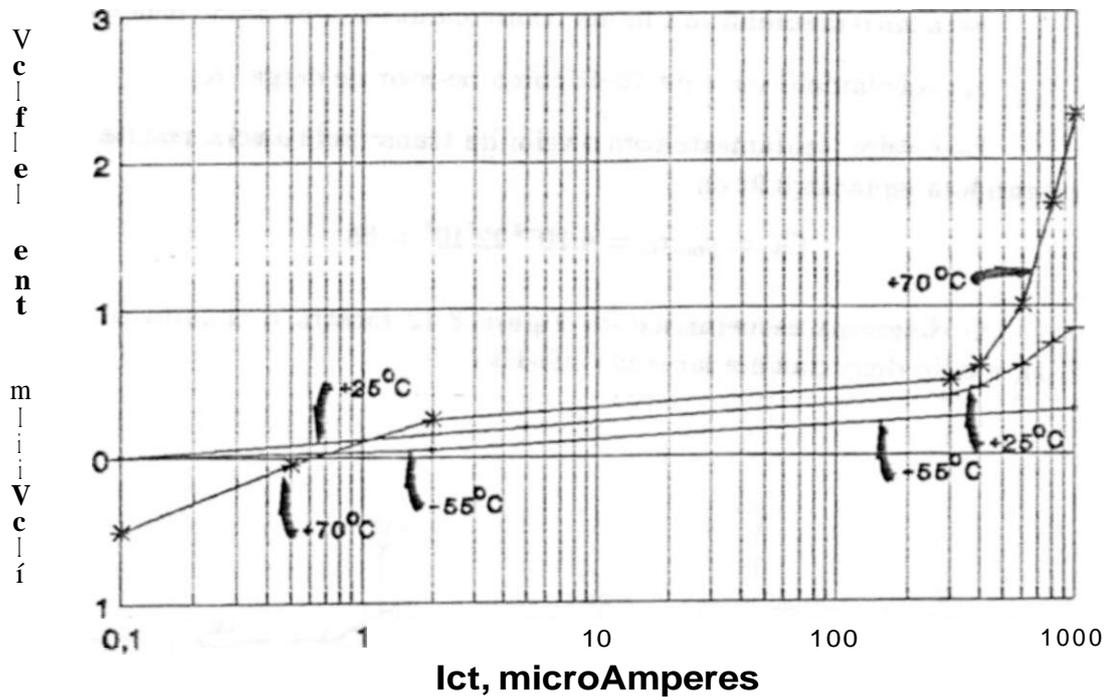
8.4 Dimensionamento dos Componentes:

O gráfico da Figura 8.11 mostra a dependência da tensão de offset de entrada com a temperatura e a corrente de controle da transcondutância. Observa-se que para valores da corrente de controle da transcondutância na faixa de $(0.4 \text{ a } 300) \mu\text{A}$, a tensão de offset de entrada aproxima-se de zero em toda a faixa de temperatura de operação do CA3080 "standard".

Esta faixa de valores também garante uma variação linear da transcondutância com a corrente de controle da mesma em toda a faixa de temperaturas de operação do dispositivo, conforme pode ser observado na Figura 8.4.

E desejável portanto, a operação de /cr, dentro desta faixa de valores.

Observa-se também, que apesar do dispositivo ser capaz de operar com tensões de ± 21 a ± 15 V (V_{CC} e V_{EE}), suas características foram levantadas



Condições:

Tensão de alimentação: $V^+ = +15V$, $V^- = -15V$

Figura 8.11: Dependência da tensão de offset de entrada com a temperatura e a corrente de controle da transcondutância.

tendo como condição tensões de alimentação de $\pm 15V$ (conforme pode ser observado nos gráficos das características, mostrados anteriormente, ou em [30]). de forma que para garantir a legitimidade das características levantadas, é recomendável a alimentação com as tensões que foram utilizadas durante o levantamento das mesmas ($\pm 15V$).

Levando em consideração o explicado anteriormente, e também, que quanto maior a transcondutância maior o ganho de tensão do dispositivo (segundo a equação 8.9), foi escolhido para $V_{ct} = 0$ uma $I_{ct} = 200 \mu A$; e para as tensões de alimentação, V^+ e V^- , $\pm 15V$ respectivamente. Aplicando estes valores na equação 8.3. pode-se achar o valor de R_{ei} (assumindo para V_p o valor típico de $0.71V$, citado em [30]):

$$R_{ei} = \frac{-V^- - V_p}{I_{ct}} = \frac{15 - 0,71}{200 \cdot 10^{-6}} = 71,5 \mu A$$

Utilizou-se o valor comercial mais próximo (série de resistores E-4). 68/r1, resultando numa I_{ct} de 210/xA.

Esta corrente implicará numa transcondutância de 4mS (pela equação 8.2).

Foi escolhido o valor de $10\text{A} \cdot 17$ como resistor de carga. R_c .

Este valor, juntamente com o valor da transcondutância resulta num ganho de tensão (segundo a equação 8.9) de:

$$G_v = g_{m,RC} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 10^3 = 88$$

O diagrama esquemático da Figura 8.12 mostra o circuito do modulador AM-SC (CI-I), e o do demodulador síncrono (CI-II).

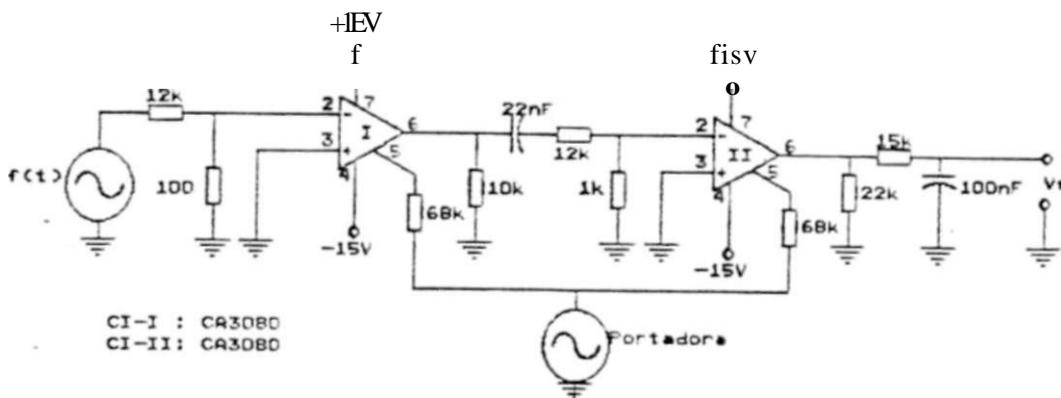


Figura 8.12: Diagrama esquemático do modulador AM-SC e do demodulador síncrono.

As entradas diferenciais utilizadas foram precedidas de divisores resistivos, devido à alta sensibilidade destas (com o ganho e as tensões de alimentação utilizados, bastaria $|DIF - \text{ÜTOMl}^*$ para saturar o amplificador¹). Lembrando porém, que antes da saturação, o circuito passa a exibir comportamento não-linear, distorcendo a forma de onda da tensão de saída.

Foi utilizada como portadora, uma onda senoidal de frequência igual a 923Hz, gerada através de um gerador de sinais marca HP (Hewlett Packard), modelo 3310B.

Para gerar $f(t)$, foi utilizado um gerador de funções marca ENTELBRA, modelo ETB 511. Inicialmente foi experimentada uma frequência de 40Hz para $f(t)$.

***Na realidade, bastaria menos, pois os ruídos levam ou conta que a saída do operacional poderia, atingir os valores das tensões de alimentação, o que não é verdade, vide [30]**

Na saída do modulador (pino 6 do GI-I) foi utilizado um filtro passa-alta, passivo, com frequência de corte de 716Bz. para atenuar a componente na frequência do sinal modulador (vide a equação 8.21, e comentários que a seguem).

Porém, na saída do filtro passa-alta (pino 2 do CI-II), ainda havia uma parcela significativa do sinal modulador. A qual foi notada pela deformação produzida no sinal de saída (vide Figura 8.13). Essa parcela pode ser explicada pela relação entre os coeficientes K_a e K_p da equação 8.21, resultando numa parcela de sinal modulador, na tensão de saída, maior que a parcela do sinal modulado.

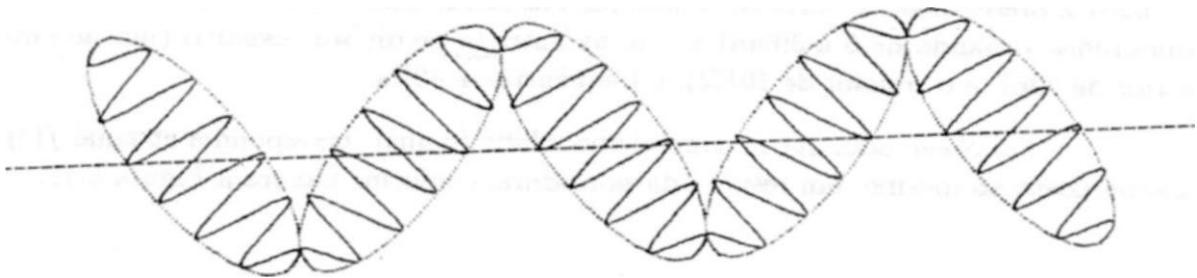


Figura 8.13: Deformação no sinal modulado, causada por uma componente de baixa frequência, superposta

A solução empregue para isto foi o aumento da frequência da portadora para 4kHz, e a alteração do filtro de saída do modulador, para uma frequência de corte de 3,4kHz. A razão para este procedimento foi tomar a frequência do sinal modulador mais distante da frequência de corte do filtro passa-alta, de forma a fazer com que o mesmo atenuasse mais fortemente o sinal modulador.

Conseguiu-se com isto um sinal de saída, do filtro passa-alta, mais próximo do ideal de um sinal modulado em AM-SC. mas ainda notava-se uma certa parcela do sinal modulador, pois os zeros da envoltória da forma de onda do sinal modulado, ou seja, os pontos onde os lóbulos do sinal modulado anulavam-se, não coincidiam com um mesmo eixo. cada nulo de lóbulo, alternava-se com o seguinte, ficando um em cima, e o outro em baixo, de um eixo horizontal situado no ponto médio desta diferença entre os nulos. Observe a Figura 8.14.

Na saída do demodulador (pino 6 do CI-I) foi utilizado um filtro passa-baixa, passivo, de frequência de corte igual a 100Hz, para recuperar o sinal útil.

A faixa de tensões desejada para a demodulação foi de 0 a 300mV[^], o que resulta numa faixa de tensões na saída do divisor resistivo (pino 2 do CI-II). de 0 a 30mV[^].



Figura 8.14: Sinal modulado, com influência de uma componente do sinal modulador, de baixa frequência, superposta

A amplitude da portadora foi ajustada de forma a obter-se a melhor resposta, quanto à preservação da forma de onda, para as ondas quadrada triangular e senoidal, com amplitudes variando de 0 a 300mV \sim na entrada do divisor resistivo (junção entre o capacitor de 22nF e o resistor de 10M Ω), e frequência de 40Hz.

Foi observado, que no sinal demodulado (o qual correspondia ao sinal $f(t)$), existia superposto ao mesmo, um resíduo da portadora, conforme mostra a Figura 8.15.

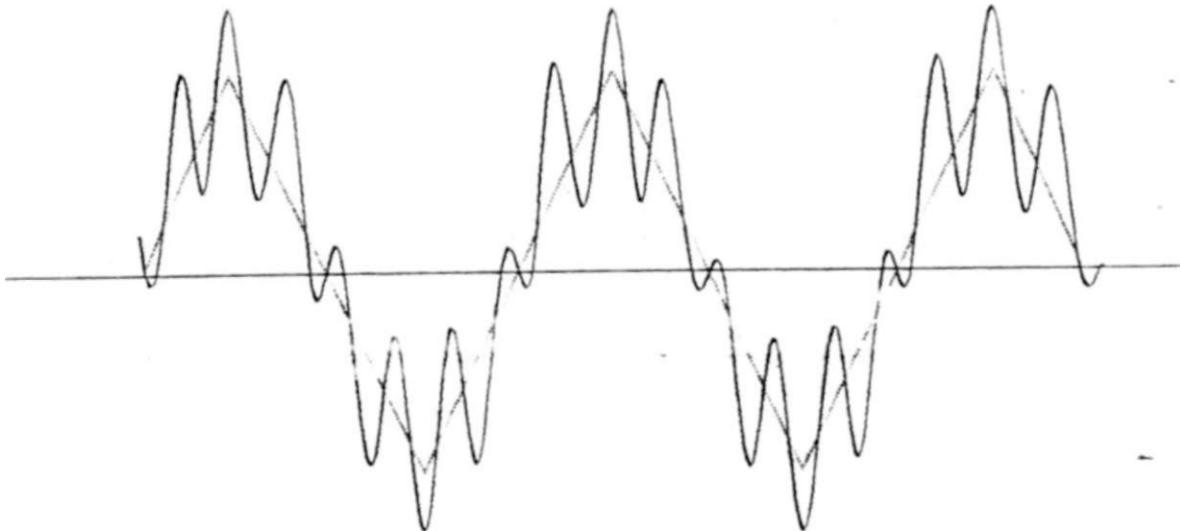


Figura 8.15: Sinal demodulado (onda triangular), com resíduo da portadora superposto.

O resíduo da portadora foi eliminado com a substituição do filtro passa-baixa, passivo, da saída do demodulador, por um filtro passa-baixa ativo (do tipo Butterworth), de quarta ordem, e frequência de corte de **106Hz** (apresentado na Figura **8.16**). Tal substituição provocou deformação no sinal de saída, para $f(t)$ com forma de onda quadrada ou triangular, pelo corte dos harmônicos de frequência superior a **106Hz**, destas formas de onda.

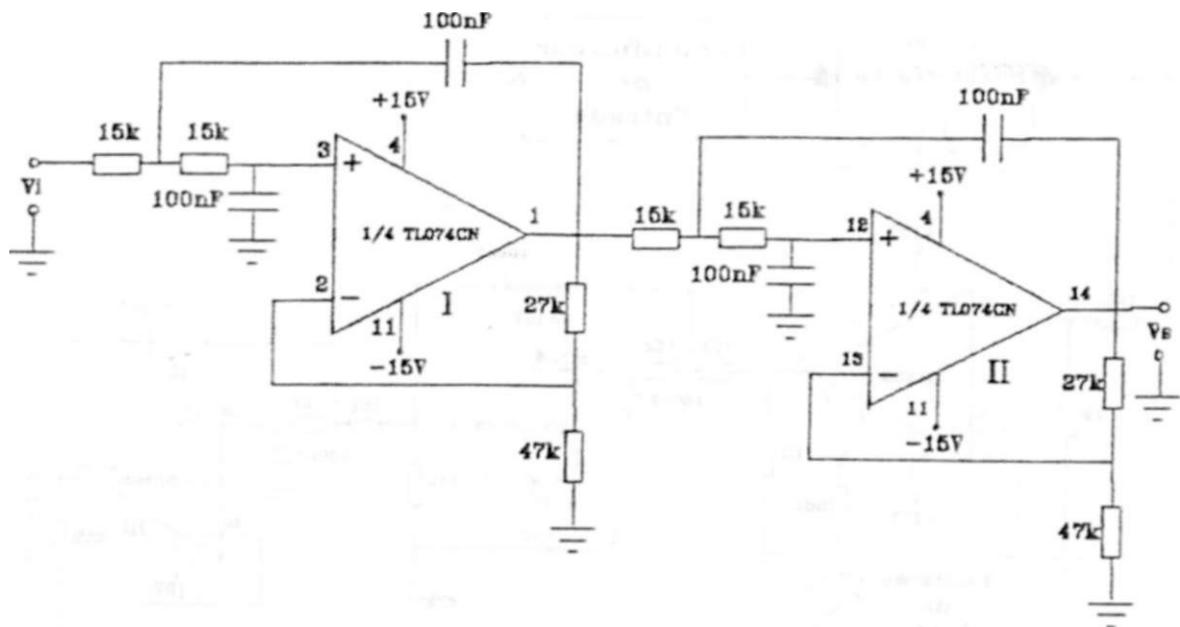


Figura 8.16: Filtro passa-baixa de 4ª ordem, e frequência de corte de 106Hz.

8.5 Circuito Defasador:

Após o teste e ajuste do demodulador síncrono, o mesmo foi desconectado do circuito do modulador, e conectado ao sistema, mais exatamente, após o filtro passa-faixa da saída do amplificador de entrada conforme mostra a Figura 8.17. A frequência da portadora passou a ser 923Hz, já que agora a mesma origina-se do gerador da excitação da Ponte de Wheatstone.

Foi experimentado o aumento da frequência da portadora, no caso para 4kHz, com o que foi necessário alterar-se a frequência central do filtro passa-faixa para 4kHz; o fator de mérito de tal filtro, o "Ç", também foi aumentado para 40, para que a mesma banda-passante, 100Hz, fosse mantida. Mas, não foram obtidos resultados satisfatórios, pois observou-se que algum tipo de acoplamento originava sinal na saída do filtro, mesmo com a sua entrada aterrada. Por causa disto, foi mantida a frequência de excitação de 923Hz.

Como os strain gages que serão utilizados nas medições, via de regra não estarão localizados próximos ao sistema, será necessária uma fiação interconectando os mesmos à Ponte de Wheatstone, vide Figura 8.18.

Apesar de existir um circuito de balanceamento da ponte, os efeitos capacitivos da fiação provocarão uma defasagem entre o sinal produzido pelos strain gages e o sinal utilizado pelo sistema de balanceamento da ponte, impedindo um balanceamento perfeito da mesma — pois para o balanceamento ser perfeito o sinal no ponto T' da Figura 8.18 deve

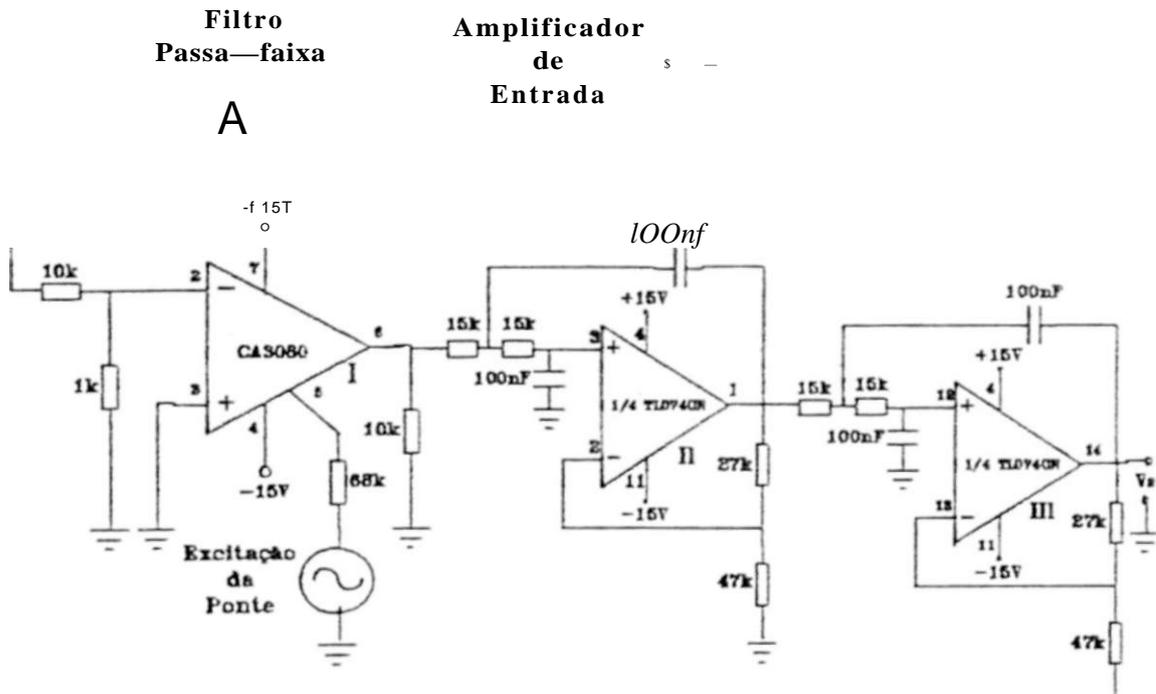


Figura 8.17: Conexão do demodulador síncrono ao filtro passa-faixa da saída do amplificador de entrada

ser igual ao sinal no ponto "IP, da mesma figura. Se houver defasagem entre tais sinais a igualdade nunca será conseguida.

Para o demodulador síncrono, o resultado do efeito capacitivo da fiação será equivalente a uma diferença entre a fase da portadora aplicada ao modulador (no caso, o conjunto Ponte de Wheatstone e strain gage)-e a portadora aplicada ao demodulador síncrono.

Esta diferença tem por consequência uma alteração no fator de escala do sistema, como pode-se verificar:

Supondo o sinal modulado em AM-SC:

$$f(t) \cos(\omega t + \theta)$$

E uma portadora do demodulador com erro de fase:

$$\cos(\omega t + \theta)$$

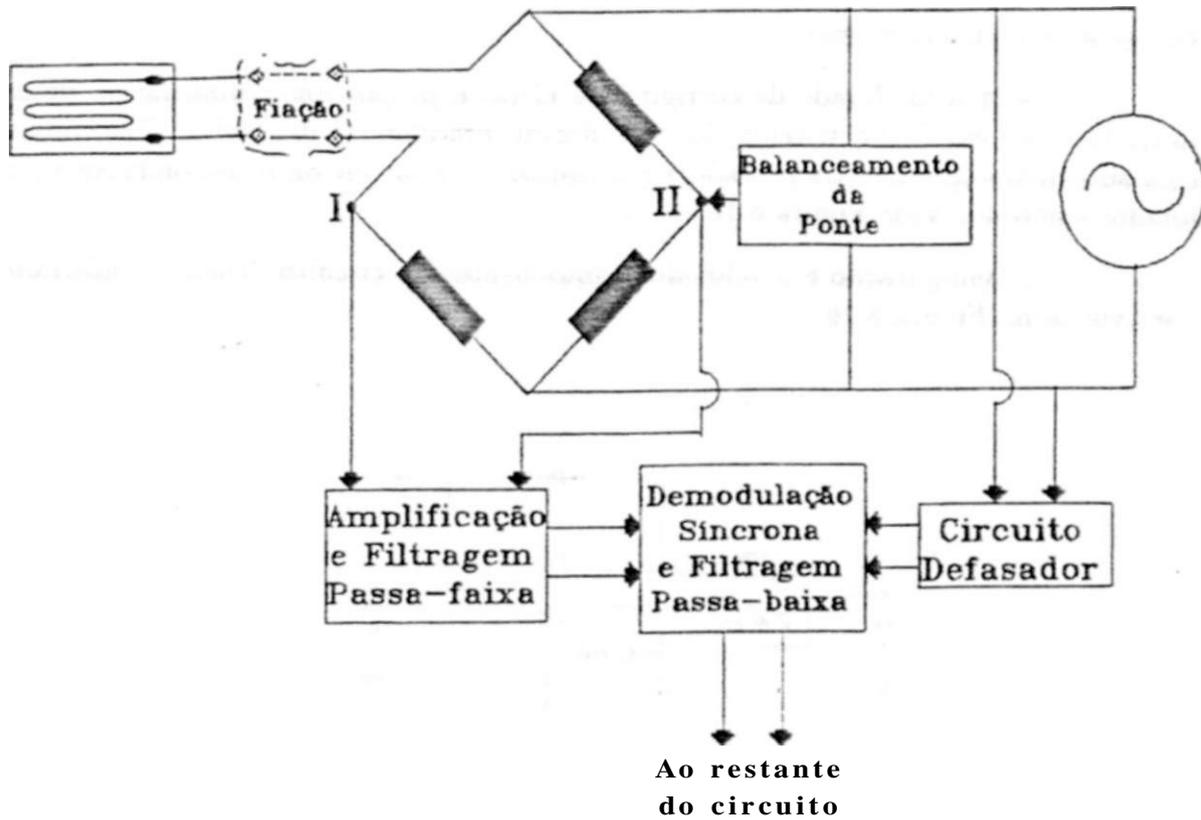


Figura 8.18: Diagrama em blocos, parcial, do sistema

Têm-se o seguinte sinal de saída de um demodulador síncrono ideal:

$$V_{saída} = \int J(t) \cos(\omega_c t - T) \int j(t) \cos(2L\omega_c t + \langle f \rangle) \quad (8.25)$$

n

A parcela "IP" pode ser atenuada por um filtro passa-baixa, com o que resta a parcela T*:

Ou seja se houver diferença entre as fases da portadora utilizada na modulação e na demodulação. tal diferença ela se fará presente como uma alteração no fator

de escala do sinal de saída, atenuando-o quanto maior for o erro de fase, até $\pm 90^\circ$. quando então ocorre uma inversão de fase.

Com a finalidade de corrigir este efeito e proporcionar uma forma de calibração do fator de escala do sistema, foi introduzido um circuito defasador. Tal circuito foi intercalado entre o gerador da portadora e o resistor de controle da transcondutância do demodulador síncrono. Vide Figura 8.18.

A configuração e o valor dos componentes do circuito defasador utilizado, podem ser vistos na Figura 8.19.

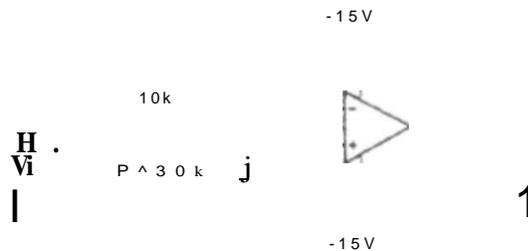


Figura 8.19: Circuito defasador.

A defasagem proporcionada por tal circuito é igual a:

$$\theta = -\arctan\left(\frac{PC}{R}\right) \quad (8.26)$$

Bibliografia recomendada [29], [30], [26].

8.6 Procedimentos de Ajuste da Etapa de Condicionamento de Sinais:

A seguir serão descritos os procedimentos de ajuste da etapa de condicionamento de sinais, a qual engloba as etapas da Ponte de Wheatstone, de amplificação, de filtragem passa-faixa, do demodulador síncrono, e da filtragem passa-baixa que o segue.

Foi utilizada a seguinte aparelhagem para a realização dos ajustes:

- Osciloscópio IWATSÛ modelo SS5702.
- Pontas de prova IWATSÛ modelo SS0060
- Gerador de funções ENTELBRA modelo ETB511.

Os ajustes foram realizados com a etapa de condicionamento conectada a uma Ponte de Wheatstone composta por dois strain gages duplos (roseta 90°) de 120Î1 Um dos lados da ponte, composto por um dos strains gages. foi colado a uma barra de aço aterrada A fiação que conecta o strain gage que foi colado á barra, ao Testante do circuito, constitui-se de três fios trançados com comprimento de 1.õm e diâmetro do condutor de 1mm.

Procedimentos:

1. Setar gerador para forma-de-onda senoidal, com frequência de 923Hz.
2. Ajustar a tensão de excitação da ponte para $2V^{\wedge}..$
3. Gurto-circuitar as entradas do amplificador de entrada (pinos 2 e 5, na Figura B.5).
4. Regular o potenciõmetro de ajuste da rejeição de modo-comum, P2 na Figura B.5. de forma a obter a menor tensão pico-a-pico, na saída da etapa de amplificação (pino 14 na Figura B.5), ou na saída do filtro passa-faixa (pino 8 na Figura B.5). Para fins de comparação, pode-se citar que foram obtidos os seguintes resultados:
 - Tensão de ruído mais tensão de modo-comum de saída na saída da etapa de amplificação: $50m\backslashp-py$ considerando-se a faixa central do ruído (medição realizada na escala de 0,2ms/div).
 - Tensão de ruído mais tensão de modo-comum de saída, na saída do filtro passa-faixa: $ISmVp-y$ considerando-se a faixa central do ruído (medição realizada na escala de 0,2ms/div).
5. Retirar curto-circuito das entradas do amplificador.

6. Ajustar o sistema de balanceamento da Ponte de Wheatstone para a menor resposta na saída do amplificador (foi conseguido 80mV)
7. Desconectar a etapa do multiplicador (ou seja a etapa do demodulador síncrono), desconectando o resistor de 10kΩ que é conectado ao pino 8 do demodulador (pino 8 do CI-II, conforme a Figura 8.12). no ponto onde o mesmo conecta-se ao filtro passa-faixa.
8. Conectar a saída do modulador (pino 6 do CI-I da Figura 8.12) à entrada do demodulador, através de um capacitor de 1.2nF; formando com isto, um filtro passa-alta com frequência de corte de 12kHz.
9. Excitar o modulador e o demodulador com uma amplitude de 10V_{p-p} e o demodulador com uma amplitude de 1V_{p-p}.
10. Excitar a entrada de modulação (resistor de 10kΩ conectado ao pino 2 do CI-I da Figura 8.12). do modulador, com uma frequência de 90Hz. 2.5V_{p-p}
11. Desconectar o filtro de 4ª ordem da saída do demodulador, desconectando o pino 6 do CI-II.
12. Conectar a saída do demodulador a um filtro passa-baixa formado por um resistor de 10kΩ e um capacitor de 47nF, resultando numa frequência de corte de 339Hz.
13. Ajustar a amplitude da portadora do demodulador para a melhor resposta na saída do filtro passa-baixa, para as formas de onda senoidal, triangular e quadrada, e para a tensão da entrada do divisor resistivo do demodulador variando de 0 a 300mV_{p-p}.
14. Desconectar o modulador e o filtro passa-baixa passivo, do demodulador.
15. Conectar o filtro passa-faixa e o passa-baixa de 4ª ordem.

Capítulo 9

Sistema de Armazenagem

9.1 Introdução:

Foram experimentados alguns métodos de armazenagem, que apesar de não terem sido adotados, serão citados, como sugestões para futuros desenvolvimentos.

Foi feita a opção pela armazenagem em fita magnética, considerando-se os seguintes pontos:

- Custo da mídia de armazenagem, e do dispositivo gravador/reprodutor.
- Robustez dos mesmos.
- Facilidade de alimentação do dispositivo gravador/reprodutor por baterias..
- Obtenção de períodos de armazenagem consideráveis.

Exemplo: um disco flexível de 5j polegadas, do tipo standard (dupla face, dupla densidade), com a formatação utilizada no IBM PC ©, pode armazenar 362.496 Bvtes, o que equivale a 2.899.968 bits. Se fôr utilizada uma velocidade de aquisição de dados, que resulte numa taxa de 2000 bps, um disquete deste tipo será capaz de armazenar $2.889.969/2000=1450$ segundos, ou 24,2 minutos. Já uma fita cassete do tipo C-90, pode armazenar 45 minutos de gravação, em cada um de seus dois lados.

9.2 Métodos de Armazenagem:

9.2.1 Método 1: Modulação por Variação da Velocidade de Gravação:

Consiste na apbcação de um sinal de frequência fixa. na entrada de gravação de um gravador de fita magnética, e na modulação da velocidade de gravação em torno de um ponto quiescente, de acordo com o sinal a ser armazenado, vide Figura 9.1.

Para a reprodução do sinal armazenado, o gravador/reprodutor é operado na velocidade quiescente (no modo de reprodução), e, em sua saída de áudio, obtêm-se um sinal modulado em frequência, cuja portadora é o sinal de frequência fixa, utilizado na gravação, e cujo sinal modulante é aquele que provocou a variação da velocidade do motor durante a gTavação. ou seja o sinal que desejava-se armazenai. A saída de áudio é então aplicada a um demodulador FM, recuperando-se o sinal armazenado (vide Figura 9.2).

A grande vantagem deste método é a possibilidade da utilização de uma velocidade de gravação quiescente baixa, implicando num tempo de gravação longo.

Üma desvantagem, é que a flutuação de velocidade do gravador aparecerá, no sinal demodulado. como ruído.

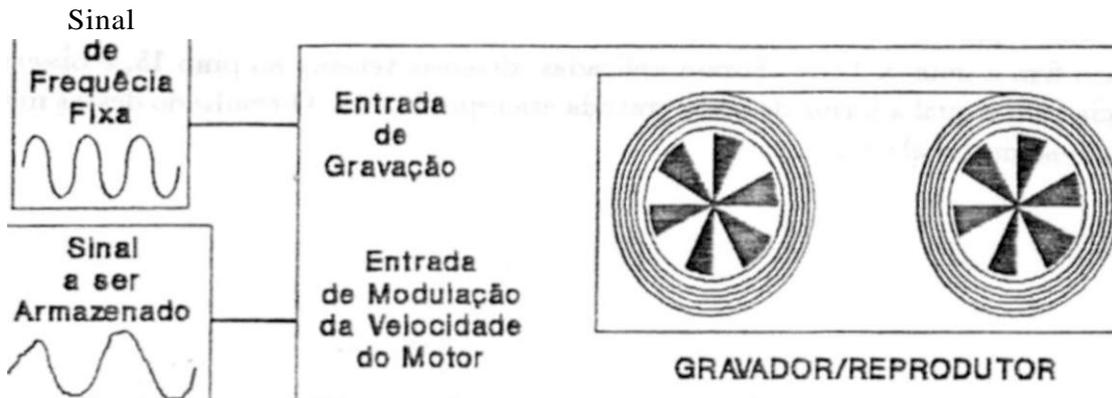


Figura 9.1: Filosofia de gravação na modulação por variação da velocidade de gravação.

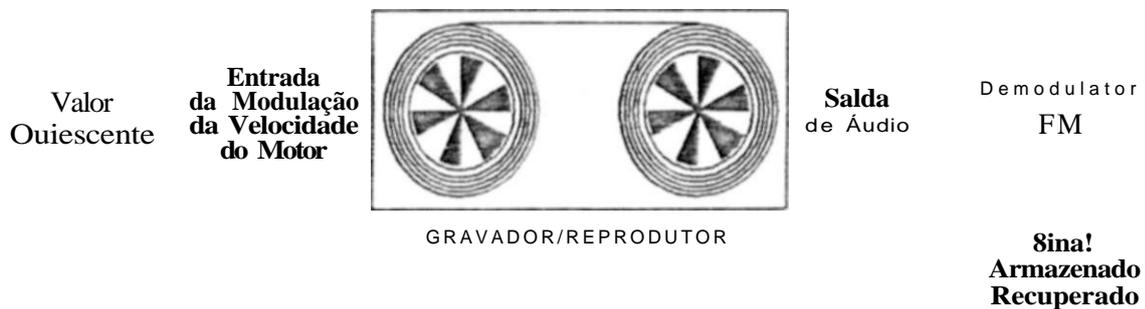


Figura 9.2: Configuração utilizada para a recuperação do sinal armazenado.

Para a experimentação deste método, foi utilizado o gravador de micro-cassete GE 3-53705 (General Electric).

Para a implementação da modulação da velocidade de rotação do motor, aproveitou-se o circuito interno de controle da velocidade do motor.

Como a maioria dos gravadores de microcassete e "walk-man V existentes, este gravador tem o seu circuito eletrônico baseado em um circuito integrado. Este circuito integrado controla a velocidade de rotação do motor, a amplificação de áudio, a captação do sinal do microfone, e as cabeças magnéticas de gravação e reprodução.

O circuito integrado utilizado pelo gravador GE 3-53705 é o GI LA4166 (da Sanyo), foi verificado que o pino 15 de tal CI é o responsável pelo controle da velocidade de rotação do motor.

Variando a tensão neste pino, a velocidade de rotação do motor variava. Foi medida a tensão que o pino apresentava quando o gravador encontrava-se em sua velocidade standard, o valor medido foi **155.6mV**.

Para testar a linearidade da resposta do sistema circuito integrado de controle, motor, e partes mecânicas, foi gravado, na velocidade standard, um sinal senooidal de frequência pura e igual a 1kHz. Foram aplicadas, diversas tensões ao pino 15, e observada a frequência com a qual a forma de onda gravada era reproduzida. O resultado destas medições encontram-se na tabela 9.1.

1	<i>f_{teu}</i>	<i>f_{rcoro}</i>			
! 0,0 mV	273 Hz	1 26.3 mV	318 Hz	65,0 mV	458 Hz
! 1.0 mV	274 Hz	27,0 mV	320 Hz	70.0 mV	483 Hz
! 2.0 mV	277 Hz	28,0 mV	322 Hz	75.0 mV	509 Hz
! 3,0 mV	278 Hz	29,0 mV	325 Hz	80,0 mV	537 Hz
! 4,0 mV	279 Hz	30,0 mV	328 Hz	! 85,0 mV	561 Hz
; 5,0 mV	281 Hz	↑ 31.0 mV	330 Hz	90,0 mV	593 Hz
! 6,0 mV	282 Hz	↑ 32.0 mV	333 Hz	! 92,8 mV	609 Hz
: 7,0 mV	283 Hz	[33,0 mV	336 Hz	95.0 mV	633 Hz
! 8,0 mV	284 Hz	↑ 34,0 mV	338 Hz	97.0 mV	652 Hz
! 9,0 mV	286 Hz	35,0 mV	341 Hz	! 100,0 mV	682 Hz
! 10,0 mV	288 Hz	36.0 mV	344 Hz	! 105,0 mV	708 Hz
! 11,0 mV	289 Hz	37,0 mV	348 Hz	! 110,0 mV	743 Hz
! 12,0 mV	290 Hz	38.0 mV	351 Hz	! 115,0 mV	772 Hz
! 13,0 mV	292 Hz	39.0 mV	354 Hz	! 119,9 mV	808 Hz
! 14,0 mV	294 Hz	40,0 mV	357 Hz	! 125,0 mV	835 Hz
! 15,0 mV	295 Hz	41,0 mV	361 Hz	! 130,0 mV	870 Hz
! 16,0 mV	297 Hz	42,0 mV	362 Hz	135,0 mV	900 Hz
! 17,0 mV	299 Hz	45,0 mV	373 Hz	140.0 mV	933 Hz
! 18,0 mV	300 Hz	50.0 mV	392 Hz	145,0 mV	963 Hz
! 19,0 mV	302 Hz	54.0 mV	409 Hz	150,0 mV	995 Hz
! 20,0 mV	304 Hz	55,0 mV	414 Hz	155.0 mV	1000 Hz
! 21,0 mV	306 Hz	60,0 mV	435 Hz	155,6 mV	
! 22,0 mV	307 Hz	64,0 mV	451 Hz		
! 25,0 mV	315 Hz				

Tabela 9.1: Tensão aplicada à entrada de controle da velocidade, e a respectiva frequência reproduzida.

Com um gráfico da tensão da entrada de controle da velocidade (pino 15) versus a frequência reproduzida, pode-se verificar a resposta estática (ou seja, a resposta do sistema quanto à entrada de sinais contínuos) do sistema circuito integrado de controle, motor, e partes mecânicas. Tal gráfico localiza-se na Figura 9.3; onde pode-se observar a plotagem de todos os pontos, e a reta de interpolação, traçada considerando-se os pontos múltiplos de 10, para evitar um tendenciamento causado pelo maior número de pontos medidos na parte inicial do levantamento.

Como pode ser observado, a resposta estática do sistema adequa-o, pela linearidade, à modulação por variação da velocidade de gravação.

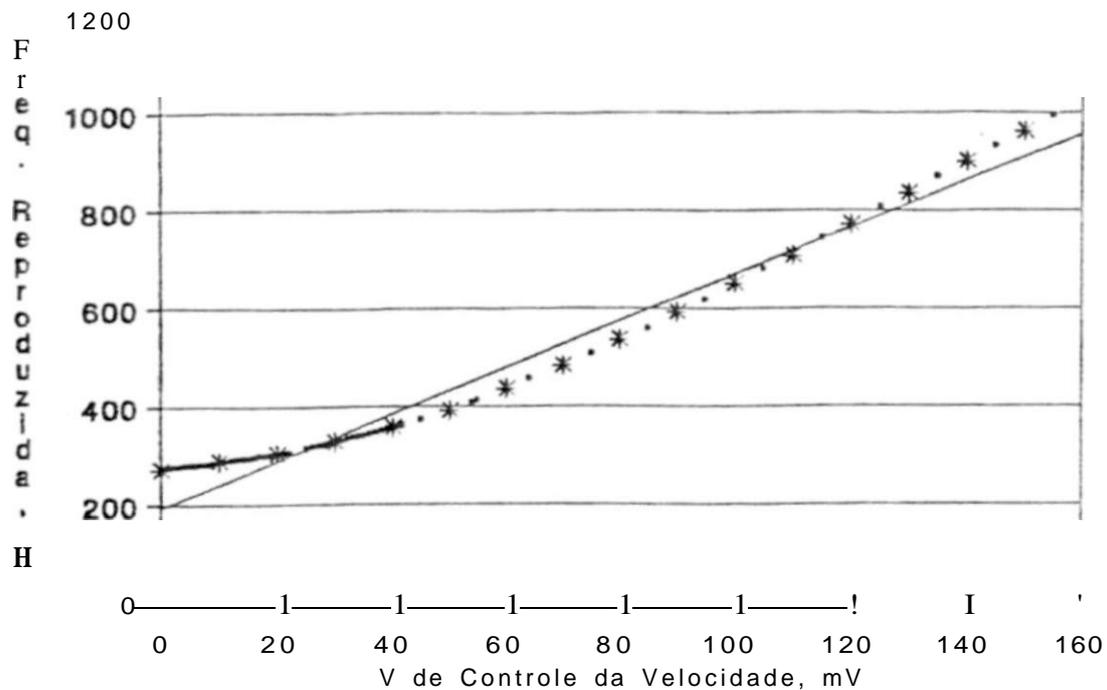


Figura 9.3: Tensão da entrada de controle da velocidade versus frequência reproduzida

Em seguida, foi implementado um demodulador FM com PLL, para recuperar o sinal armazenado, para permitir a verificação do comportamento dinâmico do sistema circuito integrado de controle, motor, e partes mecânicas. Nesta verificação, chegou-se a determinar que a banda-passante do sistema situava-se em 13Ez, impossibilitando a utilização deste método de armazenagem, já que a banda passante do sistema deve ser de 100Hz.

Porém, sugere-se, para trabalhos posteriores, uma nova tentativa de implementação deste método, com a substituição do motor de um gravador cassete convencional, por um motor de passos, que **pOT** **æT** controlado digitalmente e possuir uma ótima característica de conjugado versus velocidade, juntamente com uma boa resposta dinâmica, abre um novo horizonte de alternativas na implementação deste método.

9.2.2 Método 2: Gravação Digital com Modulação por Largura de Pulso:

Após o abandono do método de modulação por variação da velocidade de gravação, partiu-se para um sistema de armazenagem cujo método de modulação fosse digital.

O primeiro método experimentado utilizava modulação por largura de pulso (PWM - Pulse Width Modulation). A opção por este método deveu-se a possibilidade da obtenção de taxas de informação superiores às conseguidas com dispositivos comerciais dedicados à gravação digital.

O método de modulação empregado, consistia na codificação de cada bit, pela duração entre duas transições consecutivas. Com isto, consegue-se uma otimização da máxima frequência a ser gravada na fita, em relação à taxa de informação.

Para fins de ilustração, pode-se comparar a gravação digital obtida com modulação FSK de 1 ciclo (Figura 9.4), com este método de modulação por largura de pulso, (Figura 9.5)'.¹

Para uniformizar a comparação, pode-se fixar a máxima frequência, a ser gravada na fita, em, por exemplo, 3kHz, e a mínima frequência em 2kHz. As Figuras 9.4 e 9.5 mostram a comparação entre as taxas de informações para as mesmas frequências, máxima e mínima, gravadas na fita nos dois métodos.

Mesmo possuindo a vantagem quanto à otimização da relação taxa de informação/banda-passante necessária na fita, foram detetados problemas quando da implementação deste método. Pois, quando ocorre uma mudança entre os períodos gravados (ou seja, uma mudança de bit "1" para bit "0", ou vice-versa) o gravador reduz o período mais curto e aumenta o período mais longo, tendendo a gerar erros, já que a detecção é baseada na largura do pulso.

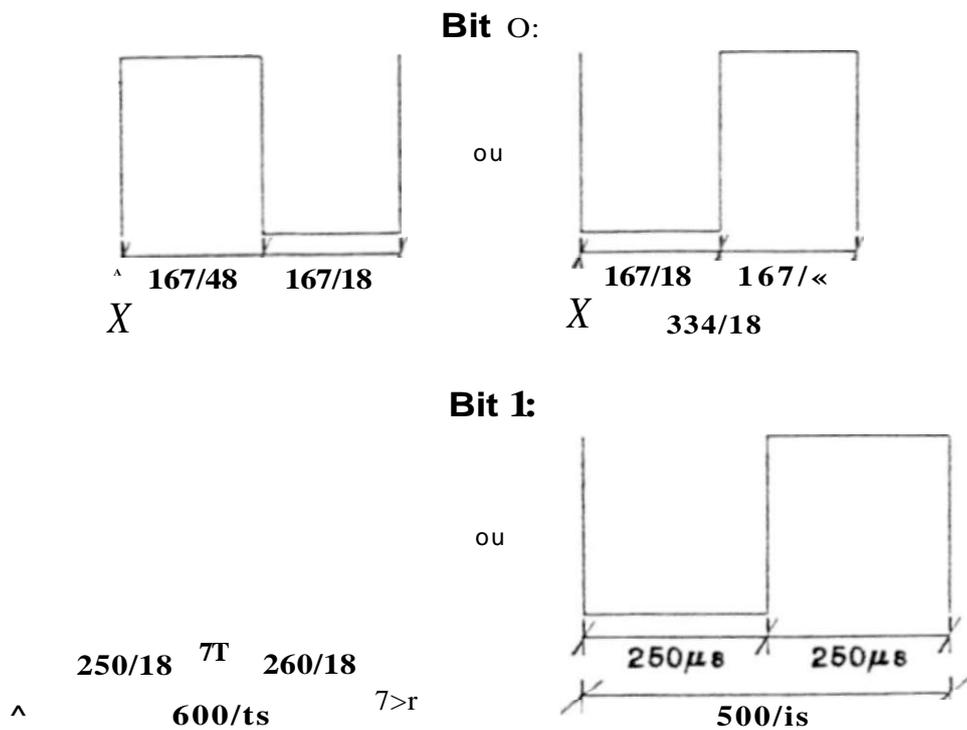
Um segundo problema ocorre quando muda-se a sequência de bytes a serem gravados; o gravador sempre tende a manter o valor médio do sinal gravado em zero (pois a gravação é realizada pela diferenciação de fluxo magnético em relação ao tempo), na interface entre as combinações diferentes de bytes, ocorre uma alteração de valor médio, em relação ao valor médio da sequência anterior, e o gravador ao acomodar-se a este novo valor médio, produz um comportamento transitório, resultando na deformação do sinal gravado, e dificultando a detecção.

Por causa destes problemas, este método também foi abandonado, permanecendo, porém, a idéia para futuro desenvolvimento.

9.2.3 Método 3: Gravação Digital com Modulação FSK:

Foi adotado um método de modulação por FSK ("Frequency Shift Keying"—"Modulação por Chaveamento de Frequência"). Tal método consiste na gravação de ciclos completos, de frequências diferentes, para codificar cada bit.

^ode-se trocar a codificação do bit "1" pela codificação do bit "0", «n ambaa aa figuras, aere prejuízo da comparação



Mínima frequência gravada: 2kHz.

Máxima frequência gravada: 3kfi.

Mínima taxa de informação: 2kbp&.

Máxima taxa de informação: 3kbp&.

Figura 9.4: Modulação utilizando FSK de 1 ciclo.

A Temperatura da informação é obtida da análise da duração de um ciclo completo do sinal gravado, pois observou-se que o duty cie:, pode variar, mas o período permanece substancialmente constante.

A taxa segundo a qual os dados são convertidos de analógico paTa digital deve ser constante, para facilitar a reconstituição do sinal convertido.

Como os dados são gravados á medida que são adquiridos, ou seja. á medida que são convertidos, se todos os valores dos dados não possuírem a mesma duração, haverá momentos sem sinal gravado, entre dados. Nestes momentos, o sistema de detecção estará bastante sujeito ao ruído, além da detecção ser mais complexa,, pois será difícil discernir se o intervalo entre a transição do fim de um dado, e a próxima transição que ocorrer o reinício dos dados, fazem parte de um dado, ou não.

Para contornar estes problemas, escolheu-se uma das frequências de codificação como sendo o dobro da outra frequência, representou-se o bit "1" por um ciclo da frequência mais baixa, e o bit "0" por dois ciclos da frequência mais alta.*

Desta forma como qualquer valor de dado tem a mesma duração, elimina-se possíveis espaços vazios entre eles.

Com este tipo de codificação, a taxa de informação gravada corresponde à menor frequência de codificação. Sendo tal taxa limitada pela maior frequência que pode ser gravada e recuperada num gravador cassete portátil, sem a observação de erros.

Essa frequência foi determinada empiricamente, quando foi encontrado o valor de 4kHz.

Então, utilizou-se um ciclo de 2kHz para a representação de um bit "0", e dois ciclos de 4kHz para a codificação de um bit "1" (vide Figura 9.6), resultando numa taxa de informação de 2kbps.

Capítulo 1

Introdução e Histórico

Esta taxa de informação corresponde a uma taxa de aquisição de 250 bytes por segundo, equivalendo a 250 amostras por segundo, já que o conversor utilizado possui 8 bits.

Uma visão geral do protocolo de armazenagem utilizado é mostrada na Figura 9.7.

- **Caracteres de Estabilização:** consistem de 16 bits "0", e têm a função de levar o* circuitos do gravador, incluindo a interface magnética, a um regime estável, antes da gravação da codificação de início de pacote.
- **Codificação de início de Pacote:** consiste num ciclo completo de uma frequência de 800Hz (com duração de 50%), seguido de oito bits "1" e mais oito bits "0". vide Figura 9.8.

O caracter de frequência diferente destina-se a facilitar a identificação do início de pacote, evitando confundi-lo com dados. Os oito "1" seguidos de oito bits "0" destinam-se a evitar a possibilidade de pulsos espúrios, que possam frequência próxima de 800Hz, sejam confundidos com o início de pacote.

- **Fator de Escala:** após a codificação de início de pacote, é transmitido um byte, com a informação referente ao fator de escala. Tal byte pode assumir os valores 1, 2, 4, ou 8, cada um correspondendo a uma das quatro escalas do instrumento, na qual os dados foram adquiridos.
- **Identificador de Pacote,** seguindo a informação sobre o fator de escala, é gravado um byte cujo valor é utilizado como identificador do pacote. Tal byte pode assumir os valores de 0 a 255.

O identificador do pacote tem a função de permitir a diferenciação entre os pacotes de dados de medições diferentes, contidos numa mesma fita cassete. Possui a função adicional de identificar pacotes de dados fisicamente isolados, mas que pertencem a uma mesma medição.

- **Dados:** corresponde aos valores dos pontos convertidos.

O tamanho máximo estabelecido para a área de dados gravados na fita, mais a codificação de fim de pacote foi de 60003 bytes.

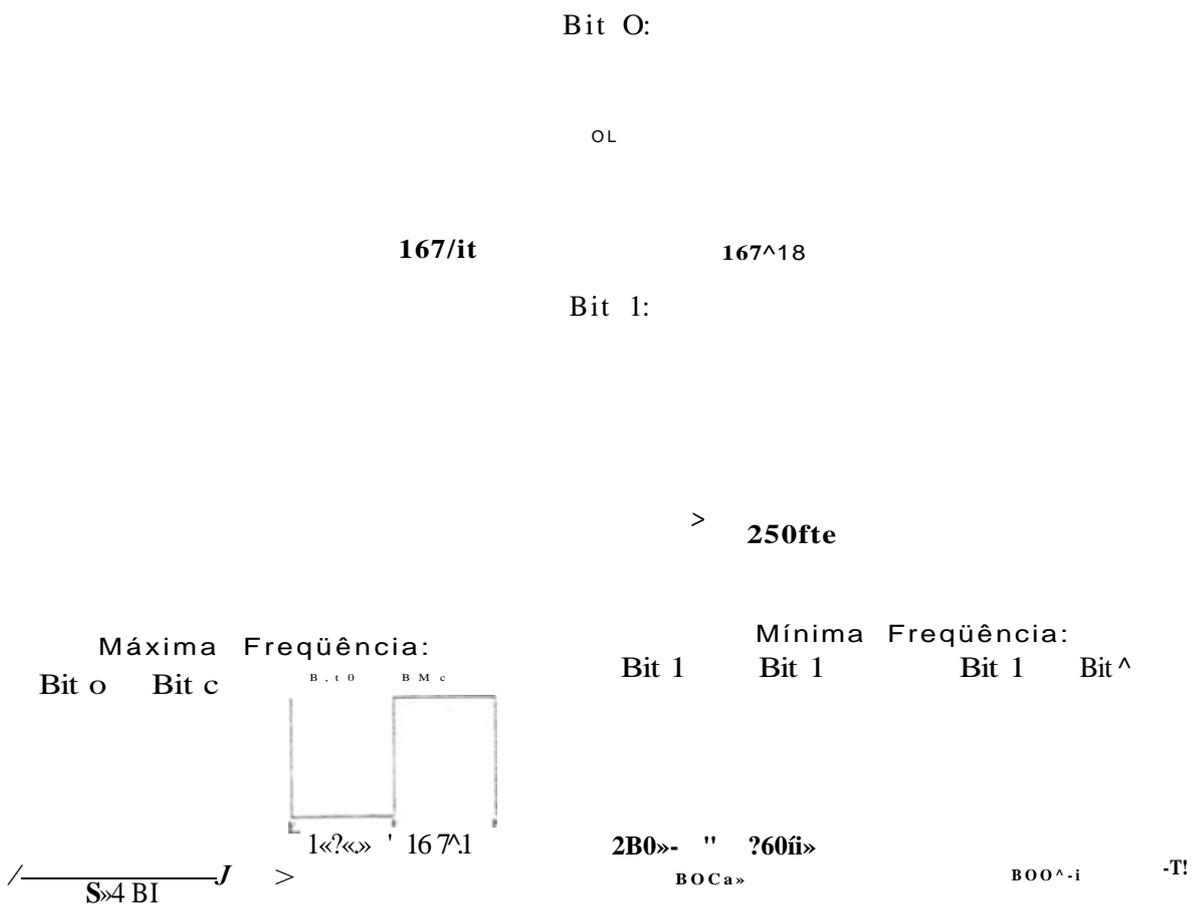
³A escolha de qual bit é representado pela bitsetaria mais alta ou pela mais baixa, é arbitrária.

Esta restrição deve-se a necessidade de transferência dos dados gravados em fita para o micro IBM-PC® compatível, pois como o programa de armazenagem e plotagem dos dados, no ambiente do IBM-PC© compatível, foi realizado em Pascal (Turbo Pascal 5.0 da Borland), e o Pascal, assim como a maioria das outras linguagens, suporta uma área de variáveis (no ambiente do IBM-PC©) de no máximo um segmento de memória (64kbytes), utilizando o tamanho citado, ainda resta uma margem para as variáveis do programa

Codificação de Fim de Pacote: consiste nos bytes "101", ou seja, oito bits "1", oito bits "0", e oito bits "1".

Esta combinação foi escolhida por não poder ser gerada por dados reais, uma vez que o sistema de condicionamento de sinais possui banda passante de 100Hz, e um dado correspondente aos bytes "101", numa taxa de aquisição de 250 amostras por segundo, implicaria numa frequência de 125Hz, maior que a banda passante do sistema de condicionamento, e bem acima das frequências encontráveis em estruturas de engenharia civil.

CAPÍTULO 8. SISTEMA DE ARMAZENAGEM



Mínima freqüência gravada; 2kHz. Máxima freqüência **gTavada:** 3kHi.
 Mínima taxa de informação: -fbps. Máxima taxa de informação: 6kbpfc.

Figura 9.5: Modulação por largura de pulso.

Bit 0:

ou

$125/1 \text{ al } 25/t \text{ } 8 \cdot 125/t \text{ t}'i25/t \bullet$ $426/j. S25jtaT25jts125^8$
 $\wedge \quad 250/18 \quad \wedge \quad 250/48 \quad \wedge$ $250/16 \quad 250/18$

Bit 1:

ou

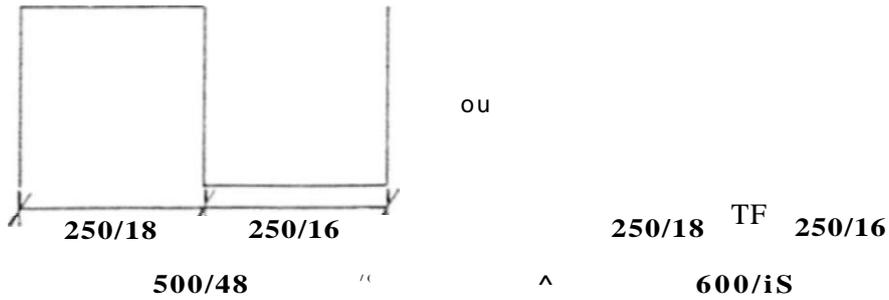


Figura 9.6: Codificação utilizada.

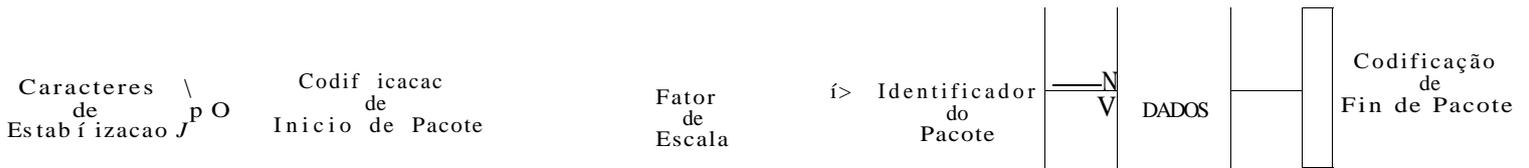


Figura 9.7: Protocolo de armazenagem utilizado.

$\wedge 1/T-800Hz \wedge$ 8 bite T " 8 bits "O"

Figura 9.8: Codificação de início de pacote.

O usuário pode permanecer neste modo, ou selecionar, através de um teclado (vide Figura 10.2), um dos cinco outros modos disponíveis. A cada tecla pressionada, é exigido um pressionamento, a título de confirmação, para a execução da respectiva função. Uma exceção é a tecla de 'zerar deformação máxima', que não é dotada da necessidade de confirmação, pela inocuidade da tarefa realizada.

Após a execução da tarefa selecionada, ou no caso de não haver a confirmação da tecla pressionada, o sistema automaticamente retorna ao modo de medição.

Além do modo de medição existem os seguintes:

- Zerar Deformação Máxima: o sistema computa a deformação máxima entre todos os dados adquiridos. Esta informação é particularmente útil para a seleção da escala adequada do instrumento. Esta tecla zera o valor da deformação máxima, reiniciando a computação da mesma (é necessária na mudança do fator de escala, por exemplo).
- Fator de Escala: esta tecla permite a seleção de uma das quatro escalas disponíveis no sistema. Ao ser pressionada e confirmada, desloca sequencialmente o fator de escala selecionado, entre os quatro disponíveis, através da seleção adequada do multiplex analógico de controle do amplificador de seleção do fator de escala (ver Capítulo 7).
- AD/Gravador: ao ser pressionada e confirmada, inicia a armazenagem em fita cassete, dos dados adquiridos. Ao ser pressionada novamente, cessa a armazenagem em fita.
- Gravador/PC: ao ser pressionada e confirmada, inicia a transferência de dados entre o gravador cassete e o micro IBM-PC® compatível. Ao ser transferido um pacote de dados, retorna ao modo de medição.
- AD/PC: ao ser pressionada e confirmada, transfere os dados do conversor A/D para o micro IBM-PC® compatível. Ao ser novamente pressionada, cessa a transferência dos dados.

10,3 Dispositivo de Visualização em Campo:

Foi utilizado nesta etapa um módulo inteligente de cristal líquido, o LCM-1602-0555, da Alfacom S.A., a opção por este tipo de display deveu-se ao seu baixo consumo, capacidade de geração de caracteres especiais, e facilidade de interfaceamento. A opção pelo módulo da Alfacom, foi função deste ser o único fabricante nacional deste tipo de display.

O módulo dispõe de suporte interno para a geração e refrescamento aos caracteres, possuindo um conjunto de 192 caracteres. Os caracteres são divididos em 96 caracteres alfanuméricos mais símbolos (uma versão de ASCII estendida). 64 caracteres de alfabeto Katalana, e 32 caracteres europeus e gregos.

O barramento de dados é compatível com o código ASCII (excetuando-se os caracteres estendidos).

O mesmo barramento utilizado para os dados é utilizado também para as instruções. A seleção entre dados e instruções é realizada pela linha pino 4. do dispiav.

A linha E , pino 6. tem a função de habilitação (dados válidos)

V_{dd} , pino 2, e V_{ss} , pino 1. são os pinos de alimentação, 45V e terra, respectivamente.

R/W , pino 5, faz a seleção entre leitura e escrita no dispiav.

Por V_0 , pino 3. pode-se regular o contraste e o ângulo de visão do dispiav

O conjunto de instruções do módulo LCM-1602-0555. é mostrado na Figura 10.3.

Para maiores informações, vide [31] e [32].

No modo de medição, o dispiav apresenta na primeira linha a deformação medida (observe a Figura 10.2), e na segunda linha alterna entre a exibição do fator de escala e da deformação máxima.

Nos outros modos o dispiav exibe informações concernentes à função selecionada.

10.4 Gravação e Recuperação dos Dados

Na Figura 10.1 pode-se observar o hardware de gravação dos dados. Conectado à linha $PO.O$ do microcontrolador. resume-se a um divisor resistivo. que possui a função de adequação do nível fornecido por $PO.O$ ao nível de gravação. O formato de gravação utilizado é o explicado no Capítulo 9.

O hardware de recuperação dos dados gravados consiste numa etapa de condicionamento do sinal oriundo do gravador, conectada à linha *PO.1*, seguida do processamento lógico realizado pelo microcontrolador. O condicionamento do sinal consiste na eliminação de ruídos e conformação da forma-de-onda através de um Schmitt Trigger, seguido de portas NAND com entradas Schmitt Trigger para a adequação do slew-rate do sinal, ao requerido pelo microcontrolador.

10.5 Controle do Gravador:

O circuito de controle de partida e parada do gravador é implementado com um relê excitado através de um buffer formado por dois transistores, controlados pela linha *RXD* do 8751. O contato do relê controla a alimentação do gravador. Existe uma chave em paralelo com os contatos do relê, que tem a função de alimentar o gravador sem a influência do controle do microcontrolador, para o caso de desejar-se operação independente do mesmo.

O microcontrolador antes de iniciar a gravação ou recuperação dos dados, provê um intervalo de tempo em torno de I_s após a alimentação do gravador, para a estabilização do sistema mecânico do mesmo. Após o término da armazenagem de um pacote, o gravador permanece gravando por 3 segundos, para proporcionar um intervalo sem dados entre pacotes.

10.6 Transferência de Dados com o IBM-PC® Compatível:

Utilizou-se dois pinos da interface serial do IBM-PC® compatível, o pino *RX* e o *DTR*. O *RX* foi utilizado para a transferência dos dados propriamente dita e o *DTR* para que o PC sinalizasse ao sistema quando estivesse pronto para receber dados.

O formato adotado foi 1 start bit, 8 bits de dados e 1 stop bit. A velocidade de transmissão utilizada foi 12500 bauds, a utilização de uma velocidade não padrão deveu-se à facilidade de implementação no microcontrolador.

O hardware consiste em conversores de níveis de TTL para RS232-C, conectado à linha TXD do 8751, e de RS232-C para TTL, conectado à linha ~RD.

10.7 Controle do Conversor Analógico/Digital:

Foi utilizado o conversor A/D de 8 bits AD7820 da Analog Devices, no modo de operação "stand alone" (este conversor tem o seu funcionamento e interligamento detalhado no Capítulo 11).

Como tensão de referência positiva empregou-se 2.5V fornecidos pelo circuito integrado regulador de precisão AD580 da Analog Devices, tal tensão é bufferizada por um seguidor de tensão implementado com um amplificador operacional TL074 Cft, e entregue ao pino 12. \ rtf-r, do conversor.

Como a tensão de referência negativa é 0V, implementou-se um terra virtual em 1.25V para que o conversor pudesse converter tanto tensões simétricas. Isto foi feito através do operacional TL074 CN, configurado como somador, conectado à entrada de tensão analógica, i "in. do conversor. Observe que a tensão referente à implementação do terra virtual também deriva do AD580.

Na entrada analógica do conversor, foi acrescentado dois diodos para proteção da mesma, já que esta entrada suporta as tensões máximas de $\pm 0.3V$ e $-0.3V$.

10.8 Ajuste do Ganho do Sistema:

Como o conversor A/D está operando com tensões de referência positiva e negativa, de 2.5V e 0V, respectivamente, e um terra virtual em 1.25V, têm-se na realidade os fundos de escala do conversor em $\pm 1.25V$.

Como a Ponte de Wheatstone está sendo alimentada com uma tensão de 4Vp-p, e o demodulador síncrono utiliza o valor de pico. 2V. têm-se, segundo a equação 1.2, que cada ~lu? equivalerá a um sinal de saída da ponte de \sqrt{u} .

A escala mais sensível do sistema é $\pm 128/\sqrt{2}$, então será requerido um ganho de:

$$1.25$$

$$G_{\text{total}} = 128 / 0.125 = 976.6$$

Para que ocorra a total utilização da resolução do conversor.

1 Deformação	Tensão de Saída Medida mV	Tensão de Saída Calculada mV	Erro mV	Erro V*
21,3	201	208	-7	-0,7
30	288	293	-5	-0,5
45,5	431	444	-13	-1,3
46,8 !	456	457	-1	-0,1
67	648	654	-6	-0,6
70,2	691	685	+6	4-0,6
100 1	977	977	0	0

Tabela 10.1: Resposta do sistema de condicionamento de sinais.

Tal ganho foi ajustado através do divisor resistivo da entrada do amplificador de ajuste do fator de escala e em seguida foi verificada a precisão e linearidade do sistema de condicionamento de sinais, os dados referentes a esta verificação são listados na tabela 10.1.

Como pode-se observar por esta tabela o erro médio é de $-0,65/4\%$ e o maior desvio $-1,3/FS$, resultando em ótimas características quanto á precisão e linearidade da resposta do sistema de condicionamento.

1.1 Introdução:

Os Strain Gages¹ são transdutores que transformam deformação em variação de resistência elétrica.

Podem ser feitos de fio, semicondutor, ou de lâminas metálicas finas.

Devido à ampla gama de aplicações, bem como as condições adversas nas quais eles podem ser aplicados, tornaram-se transdutores versáteis e amplamente empregados.

Como exemplos de aplicações dos strain gages pode-se citar além de medições de deformações em estruturas usuais da construção civil (como pontes, viadutos e prédios, vide Figura 1.1): medição de esforços em estruturas submetidas a temperaturas criogênicas, medição de deformações em estruturas submetidas a temperaturas como as encontradas com a reentrada de um artefato espacial na atmosfera, dinamômetros, sensores de pressão quando acoplados a diafragmas (observar Figura 1.2), e medição de fluxo através de pressão diferencial.

Dependendo do tipo de processamento realizado sobre o sinal fornecido pelos strain gages, pode-se obter informações sobre a magnitude das deformações, sobre a velocidade, aceleração e/ou frequência

Conforme a configuração física à qual conectar-se os strain gages, pode-se obter transdutores específicos, como as células de carga e os acelerômetros.

1.2 Histórico:

Apesar do princípio segundo o qual baseiam-se os strain gages, ou seja, que a resistência elétrica de um corpo altera-se com a deformação, ter sido enunciado por Lord Kelvin em 1856, apenas em 1939 ele foi implementado sob a forma prática dos strain gages, por dois norte-americanos, Dr. A.C. Ruge e E.E. Simons.

O primeiro dispositivo prático do tipo strain gage, foi o chamado "aferidor de tensão mecânica". Dispositivos deste tipo, consistiam de fios dispostos ao redor de pernos (vide Figura 1.3 (a) e (b)); ao deformarmos a base na qual os pernos estavam montados, alterávamos a tensão mecânica dos fios, e, conseqüentemente, sua resistência elétrica (vide Figura 1.3 (c)).

Em seguida a este dispositivo, foi desenvolvido o chamado "gage plano" (flat gage), vide Figura 1.4 (a), o qual consistia de uma grelha de fio sensível, montada sobre

¹Também conhecido como a grata "Strain Gages"

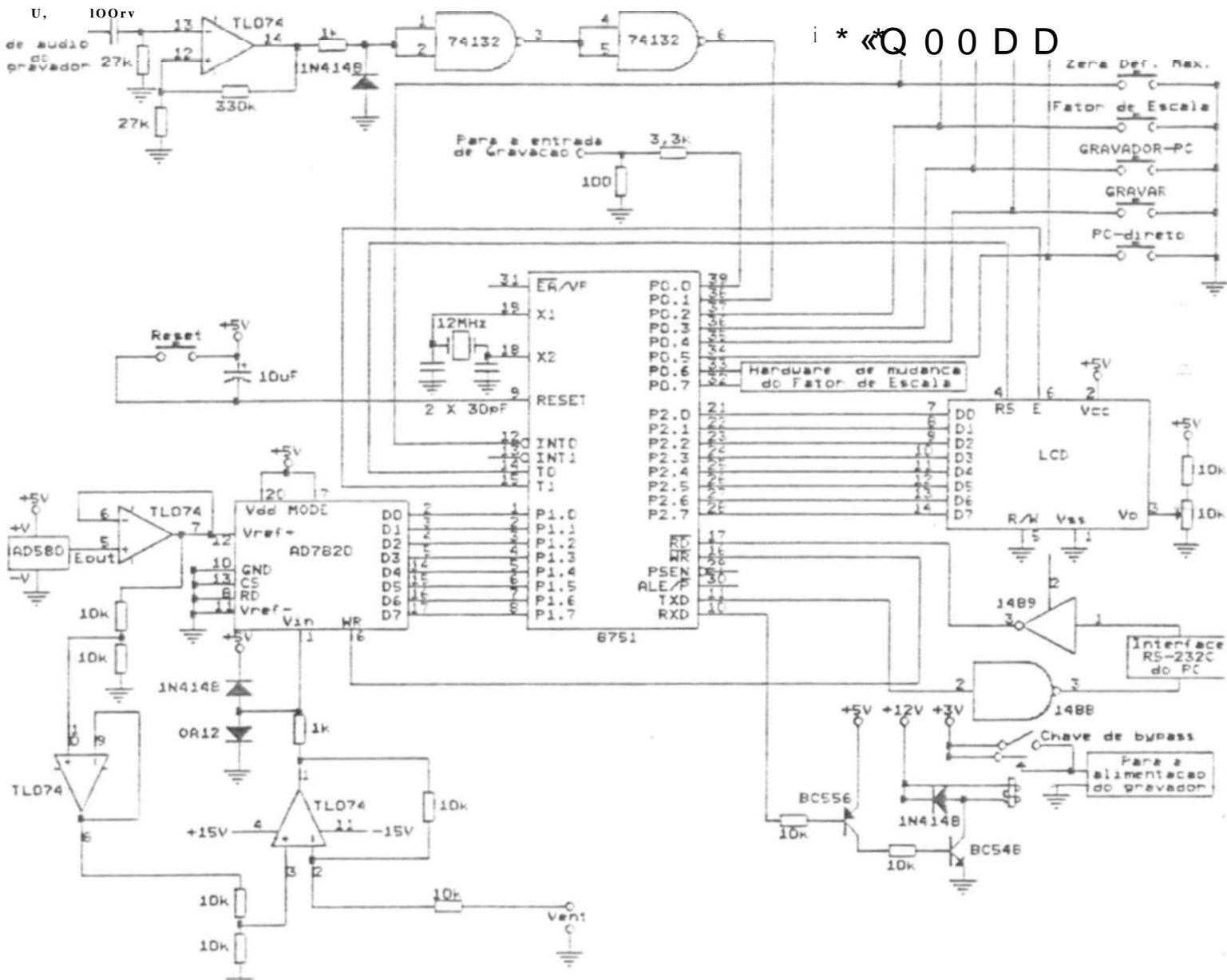


Figura 10.1: Circuitos da Etapa de Integração do Sistema

Def. Medida: +200/1 €

Fator de Escala: 2



Figura 10.2: Teclado e display do sistema.

Capítulo 11

Digitalização e Interfaceamento com o APPLE

11.1 AD7820 - Conversor Analógico-Digital:

Foi utilizado na confecção da etapa de digitalização, o conversor analógico para digital "AD7820". da "Analog Devices" (vide [33]).

11.1.1 Introdução:

Tal conversor possui 8 bits e é do tipo "half-flash*.

A configuração half-flash atua convertendo, inicialmente, os 4 bits mais significativos (através de um conversor A/D de 4 bits do tipo "flash"); o valor digital convertido, de tais bits, é então aplicado a um conversor digital/analógico, e o valor analógico, resultante desta conversão, subtraído do sinal de entrada, sendo o resultado (que equivale aos 4 bits menos significativos) aplicado a um outro conversor de 4 bits do tipo flash, que fornecerá o valor digital dos 4 bits menos significativos. Tal processo pode ser acompanhado pelo diagrama em blocos do AD7820, o qual é mostrado na Figura 11.1.

Apesar de no diagrama em blocos da Figura 11.1, não estar explicitado, o AD7820 possui um circuito de "sample-and-hold" (amostragem e retenção) interno, o que elimina a necessidade de um circuito externo, para sinal cuja taxa de variação seja menor que

11.1.2 Modos de Operação:

O AD7820 possui dois modos básicos de operação, o modo "RD" e o modo "WR-RD", a seleção entre um ou outro modo é realizada pelo nível presente no pino "MODE" (pino 7) do GI (sendo o modo "RD" setado por um nível baixo neste pino e o modo "WR-RD" por um nível alto).

O modo "RD" permite um tempo de conversão máximo de 1,6/15, enquanto o modo "WR-RD" permite atingir-se 1,36/«.

O modo "WR-RD" também permite uma modalidade de operação denominada, pela "Analog Devices", de operação "stand-alone". O diagrama de tempo, para a operação nesta modalidade, é mostrado na Figura 11.2; e a temporização relevante, na tabela 11.1. Nesta modalidade, os pinos de seleção de chip (CS), e transferência de dados para o latch de saída (RD), são mantidos sempre habilitados, ou seja, em nível lógico zero. O único sinal necessário para a operação do conversor é, então, um pulso negativo, ou seja, de 5V para 0V, no pino WR.

A conversão é iniciada pela borda de descida do sinal WR, e o dado convertido estará disponível, na saída do conversor, 700ns após a borda de subida de I_r/u

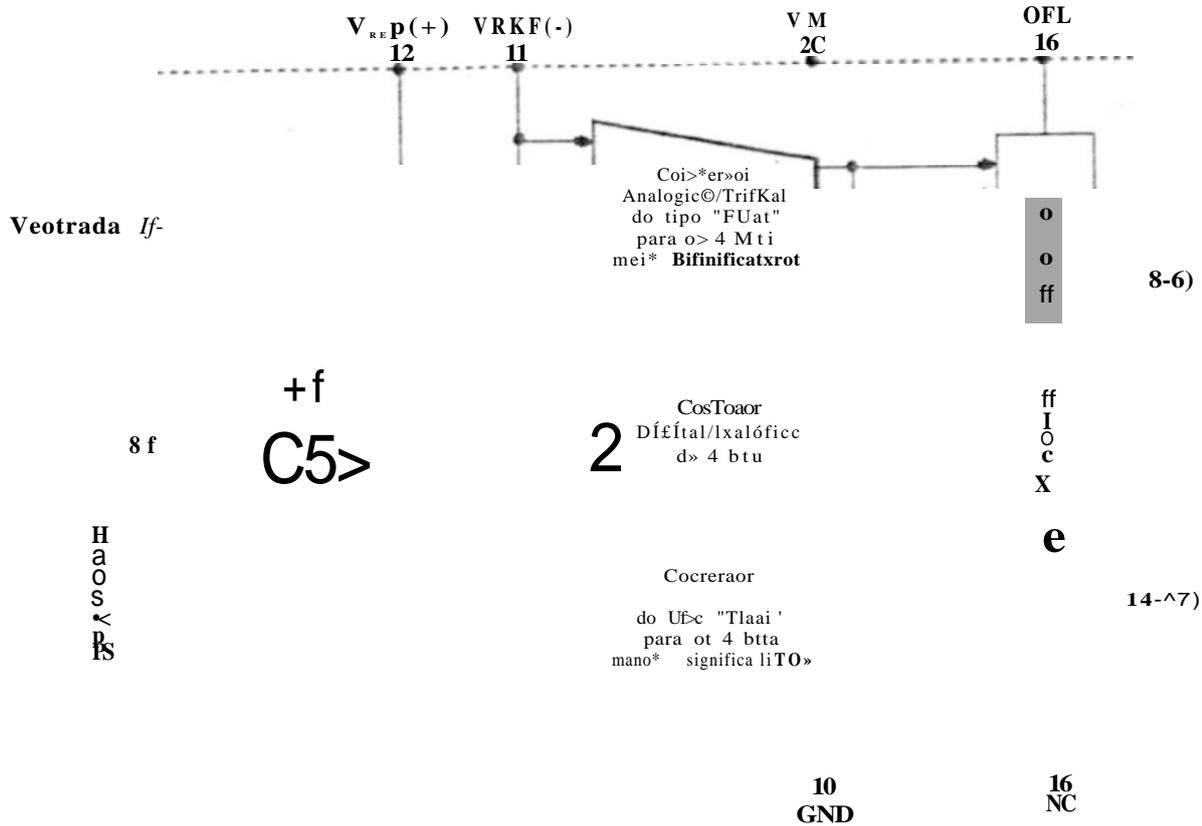


Figura 11.1: Diagrama em blocos do AD7820.

O pulso em *WR* deve possuir duração entre 600rzs e 50/xs, inclusive.

O conversor fornece um sinal de saída, */NT*, que quando baixo indica *Cm* de conversão, e dados válidos na saída (na realidade, no modo stand-alone, isto torna-se válido após 50n\$ da borda de descida de *TNT*).

11.2 Interfaceamento com o "APPLE II e"

Foi realizado o interfaceamento do conversor A/D com o microcomputador Apple II e - compatível (referenciado apenas como "Apple", a partir deste ponto), para possibilitar a listagem dos pontos convertidos numa impressora; a armazenagem em disco, no laboratório, de um arquivo de pontos convertidos, bem como para possibilitar a "plotagem", na tela do monitor do micro (ou numa impressora), dos pontos adquiridos em função do tempo; com o que obtêm-se um gráfico da forma de onda do sinal de entrada do conversor, em função do tempo.

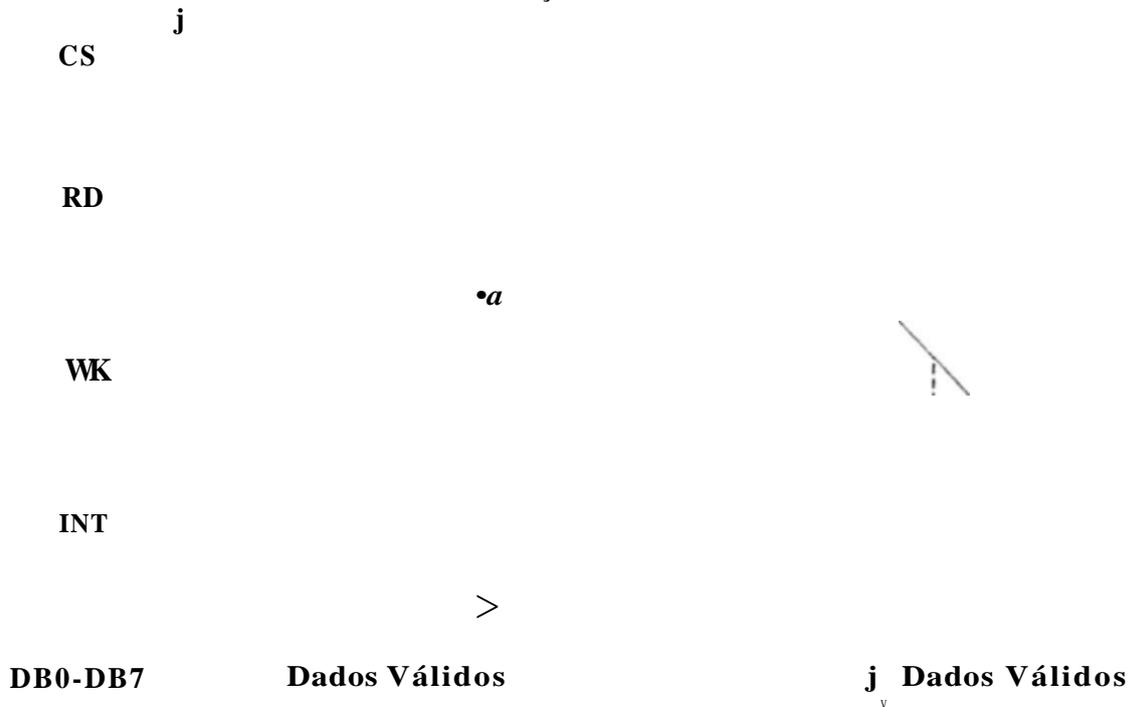


Figura 11.2: Diagrama de tempo para o 7820 operando na modalidade "stand-alone".

Foi utilizado um Apple em função de sua disponibilidade e de seu custo.

11.2.1 Implementação:

O conversor analógico/digital AD7820, foi utilizado na modalidade de operação "stand-alone".

Foram implementados dois programas, um em linguagem ASSEMBLER, e o outro em linguagem BASIC.

Temporização	Limite a 25°C	Unidade	Comentário
	600	<i>ns</i>	Largura mínima do pulso de escrita
	50		Largura máxima do pulso de escrita
<i>tjBWF.</i>	100	<i>nS</i>	Atraso máximo entre as subidas de <i>WR</i> e <i>INT</i>
<i>ip</i>	500	<i>ns</i>	Tempo mínimo entre conversões
<i>i/.vn</i>	700	<i>ns</i>	Tempo típico entre <i>WR</i> e <i>INT</i>
	1000	<i>ns</i>	Tempo máximo entre <i>WR</i> e <i>INT</i>
<i>tjD</i>	50	<i>ns</i>	Tempo máximo para os dados válidos, após <i>INT</i>

Tabela 11.1: Temporização válida para a modalidade de operação "stand-alone".

A rotina em linguagem ASSEMBLER foi utilizada para o controle da aquisição dos dados, propriamente dita: gerar o pulso de *WR*, esperar a conversão completar-se, ler o dado na saída do conversor, armazenar o dado convertido num buffer na memória do micro, e iniciar uma nova conversão.

Com o armazenamento dos pontos num buffer em memória, com uma instrução do BASIC ("BSAVE") armazena-se os pontos adquiridos em disco, e facilmente pode-se lista-los na impressora

A rotina em BASIC foi responsável pela plotagem dos dados, na tela do monitor do micro, ou numa impressora.

A Figura 11.3 mostra a distribuição das duas rotinas na memória do Apple.

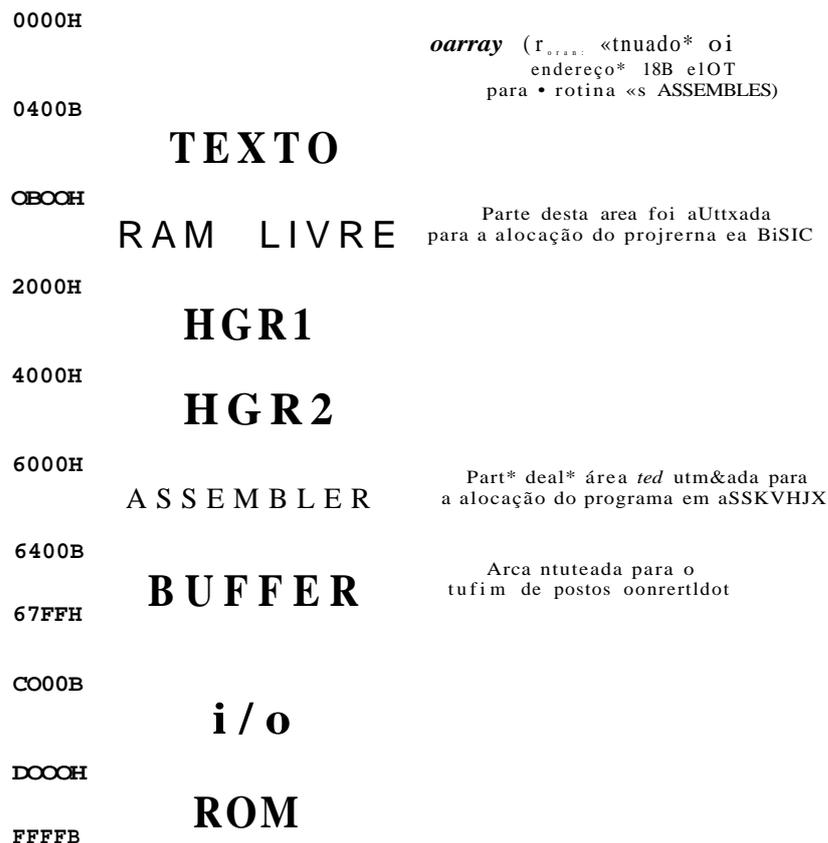


Figura 11.3: Distribuição das rotinas e do buffer de pontos convertidos, na memória do Apple.

O microcomputador Apple possui, inerentemente, uma capacidade de endereçamento pré-decodificado, ou seja, existem linhas disponíveis, que são ativadas apenas quando determinados endereços de um determinado conector de expansão, são acessados.

Na implementação, foi utilizada a linha *DEVSEL* ("Device Select"), a qual ativa-Be quando são acessados os endereços de *CONOg* a *CONFjj*, onde "N" representa o número do "slot" (conector de expansão ligado ao barramento do micro) mais oito.

Foi escolhido, arbitrariamente, a utilização do "slot 3", com o que, têm-se que a linha *DEv SEL* tornar-Be-á ativa, apenas quando forem acessados os endereços de *COBOg* a *COBFfí*. Esta linha foi utilizada para habilitar o acesso do bus de dados do conversor A/D, ao bus de dados do microcomputador, através de um latch tri-state, que foi configurado para operar apenas como bufrer tri-state (*ENABLE CT* sempre habilitado). Vide Figura 11.4.

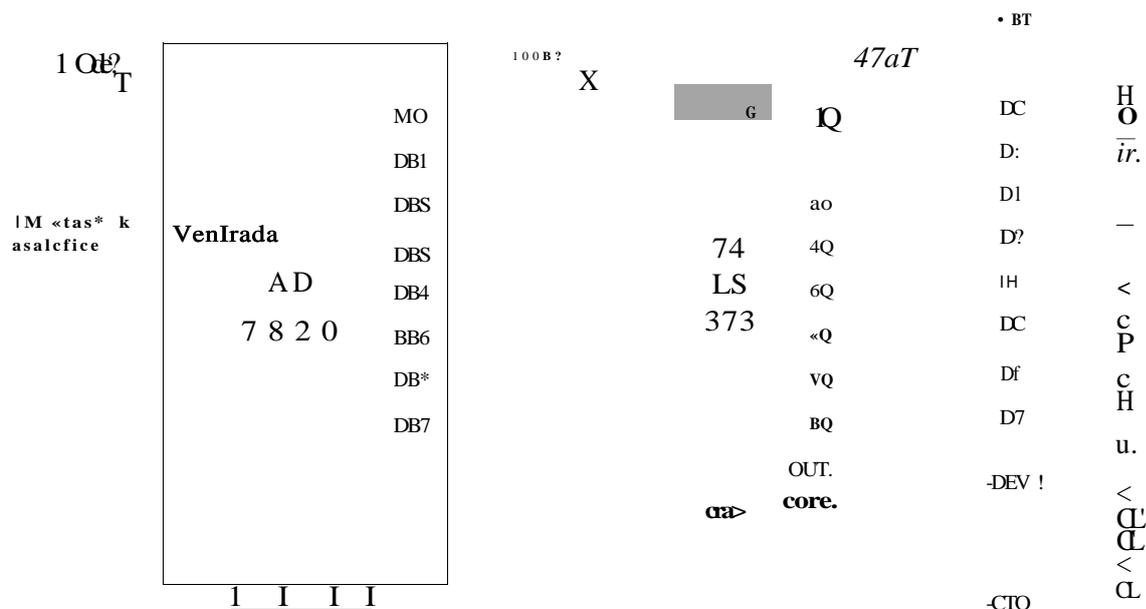


Figura 11.4: Diagrama da parte digital do interfaceamento do AD7820.

Conforme já explanado, para iniciar uma conversão, com o AD7820 operando na modalidade stand-alone, gera-se um pulso negativo na entrada *WR* do conversor; tal pulso deve possuir duração maior que 600ru e menor que 50/xs [*IWR* segundo a Figura 11.2 e a tabela 11.1). Este pulso foi implementado através da linha *R/W* do barramento do Apple.

A linha *R/W* é comum a todos os slots do Apple, e ao realizar-se uma operação de escrita em qualquer endereço, tal linha gera um pulso negativo de 734na.

Então, com a conexão da linha *R/W* do barramento do Apple ao sinal *R/W* do conversor, conforme pode-se observar na Figura 11.2, será iniciada uma conversão, a cada operação de escrita realizada pelo Apple. Porém, se a operação de escrita endereçar os 16 primeiros endereços do slot 3 ($COBO_g$ a $COBF_g$), a linha *DEVSEL* tomar-se-á ativa, habilitando o 74LS373 a sair de tri-state, e, possivelmente, gerando um conflito com o dado da operação de escrita. Isto pode ser evitado, se as rotinas de software evitarem tais endereços nas operações de escrita: mas uma segurança adicional pode ser implementada, por hardware, através do circuito mostrado na Figura 11.5.

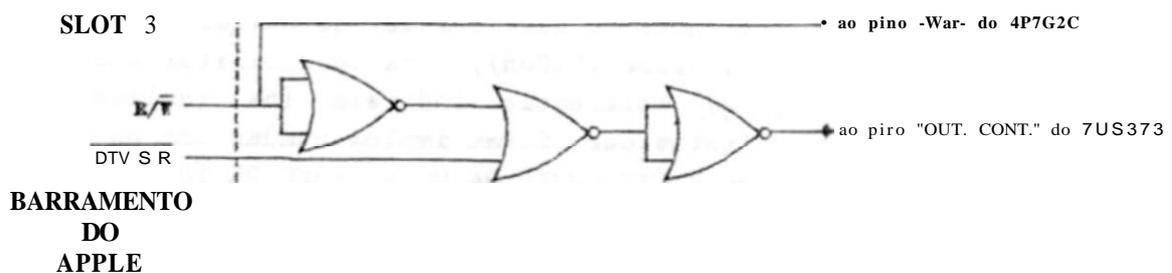


Figura 11.5: Circuito para proteção contra conflitos lógicos, entre o barramento do Apple e o 74LS373.

Tal circuito, habilita o 74LS373 a sair de tri-state, apenas durante as operações de leitura.

Após o pulso de início de conversão, aplicado em *WR*, decorre um intervalo de tempo, denotado na Figura 11.2 por t_{KTL} típico de 700ns (máximo de 1000ns) para que a conversão complete-se e os dados estejam disponíveis na saída (vide a tabela 11.1); este intervalo foi implementado através de uma instrução "NOP" na rotina de aquisição, esta instrução, juntamente com o início da instrução seguinte (operação de leitura do dado convertido) proporciona um intervalo maior que $1/t_s$, suficiente, portanto, para gerar o citado intervalo. Vide [34].

Findo este tempo, o dado convertido está disponível no barramento de dados do conversor A/D, sendo acessado através de uma instrução de leitura em quaisquer um dos 16 primeiros endereços do Slot 3 ($COBO_g$ a $COBF_g$).

Não foi tomada nenhuma precaução explícita com o tempo de setup para uma nova conversão, t_p segundo a Figura 11.2 e a tabela 11.1, pois as instruções que seguem à leitura do dado convertido (instruções para armazenamento do dado no buffer, e controle do buffer), por aí só já geram intervalos* de tempo bem superiores a t_p (vide [34]).

Foi escolhido um buffer de memória com tamanho default de 1024 bytes (capaz, portanto, de armazenar 1024 pontos convertidos).

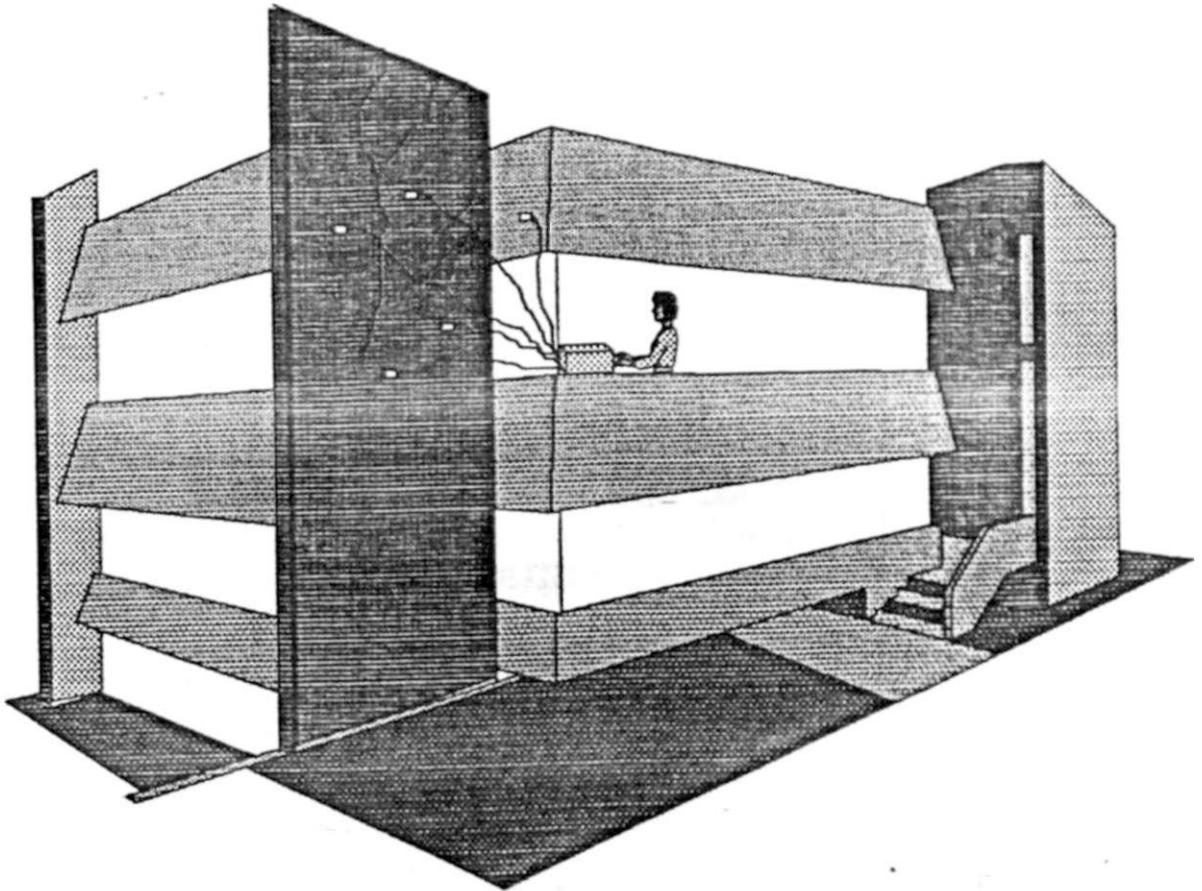


Figura 1.1: Aplicação de strain gages na medição de deformações um prédio.

Após a armazenagem no buffer, podia-se listar os pontos, plotá-los na tela do monitor ou na impressora, ou ainda, armazenar os pontos adquiridos em disco.

11.2.2 Programa em Linguagem Assembler:

```

Title "Rotina de Aquisição"
      ORG $18      ;   Escreve nos endereços 18H e 19H (pagina zero)
BUFF:  DB  $00    ;   o endereço base inicial do buffer de pontos COE-
      DB  $64    ;   vertidos (6400H), para possibilitar endereçamento
      ;   com referencia indireta (na realidade, estas
      ;   instruções foram implementadas com as instruções
      ;   eu BASIC "POKE 24,0" e "PQKE 25,100".

      ORG $6000
      LDY #$00    Zera o conteúdo do registrador de oito bits "Y".
CONT:  STA $FFFF  Escreve no endereço FFFFH (nao faz efeito a
      ;   es-crita, pois FFFFH e endereço de RDH) para ger-
      ;   rar o pulso de WR para o conversor A/D.

      NOP        Espera o fim da conversão.
      LDA $C0B0  Le o BUS de dados do conversor A/D.
      STA ($18),Y Grava o valor lido no buffer, no endereço
      ;   ($19 $18)4Y.

      LDA $601E  Carrega o acumulador com o operando a ser
      ;   utilizado pela rotina de atraso do sistema opera-
      ;   cional do micro.

      JSR $FCA8  Chama a rotina de atraso do monitor do "APPLE
      ;   II e".

      IN  Y      Incrementa o ponteiro do buffer.
      BNE CONT  Se ~@ ponteiro nao for zero (ou seja, se o re-
      ;   gistrador de oito bits, Y, nao tiver percorrido
      ;   256 posições) retoma o processo de aquisição.

      INC $BUFF+1 Se o ponteiro do buffer (Y) tiver percorrido
      ;   256 posições, incrementa 256 posições no endereço
      ;   base do buffer, para gravar mais 256 posições.

      LDA $BUFF+1 Carrega no acumulador o valor atualizado do
      ;   endereço base do buffer.

      CMP #$68   Verifica se o buffer ja foi preenchido com
      ;   1024 bytes (4 X 256 bytes) (se o valor default de
      ;   1mBytes nao houver mudado).

      BNE CONT  Se nao foi, continua o processo de aquisição.

```


CAPÍTULO 11. DIGITALIZAÇÃO E INTERFACEAMENTO COM O APPLE

Levando-se em conta não só o atraso proporcionado pela rotina de atraso do sistema, operacional, mas também o atraso causado pelo tempo de execução das instruções, chega-se à seguinte expressão para o período de aquisição:

$$P_a = (13,7 + 7 \cdot T) \cdot 10^{-6} =$$

Com o que, observa-se que o menor período de aquisição obtível com o APPLE é de *rim*.

3 Programa em BASIC:

```
5  HIHEM:8191 : HOME : VTAB 24          } Seta 8191 como o mais
                                     } y alto endereço de memória
                                     } a ser ocupado pelo BASIC; limpa a tela;
                                     } posiciona o cursor na 24 linha.

7  K$=CHR$(4) : PRINT K$;"BL0ADBFI04"    } Carrega na memória a ro-
                                     } > tina de aquisição.

1C  IKPUT "PERÍODO DE AMOSTRAGEM (em us)? "j } Solicita a entrada das
    T : IKPUT "TAMANHO DO BUFFER (em paragra > variáveis "PERÍODO DE A-
    fos de 256 Bytes)? ";L : IKPUT "FAIXA DE > HOSTRAGEJF", "TAMANHO DD
    TEHSAO DO CONVERSOR (em Volts): ";C    } BUFFER" e "FAIXA DE TEN-
                                     } SAO DO CONVERSOR".

11  B*C/8 : G$»STR$(B)                  > Calcula o fator "Volts/div" da escala
                                     > vertical da tela do monitor.

12  H«L+100 : POKE 24607,fi              > Calcula e seta a variável que indica
                                     > para a rotina em linguagem assembler, o
                                     } tamanho do buffer de pontos adquiridos.

13  J=(-27*£3R(209+40*(T-13.7)))/10 : POKE > Calcula o fator que deve
    24606,J                               } ser passado a rotina ge-
                                     } } radora de atraso, do sistema operacional

14  P=(3584*L*(0.98+(T-13.7)/14)+L*7.84)\1000 } Calcula o período total
15  W$=STR$(P)                             } da aquisição e o armaze-
                                     } } na numa variável.

80  GOTO 190                                } Chama a rotina que testa se o usuário
```

```

} deseja uma nova amostragem, on se dese-
} ia trabalhar com dados ja adquiridos.

90  IIPÛT "OFFSET? ";0 : IIPUT "STEP? ";E      } Solicita a entrada dos
                                           } parâmetros de plotagem:
                                           } "OFFSET" e "STEP"

91  HGR : HCOLOR-3                          } Seta o modo de video como "HGR", e como
                                           } preto & cor de escrita.

92  GOSUB 230                                > Chama a rotina que traça a reticula na
                                           > tela do monitor.

93  v=0                                       } Rotina de piotagem na tela do monitor:
120 FOR X=0 TO 279                            >
130 A<25600+V                                  } - le ponto do buffer
140 F=PEEK(A)                                  >
150 Y<INT(F*0.624)                            > - ajusta a escala para a tela do micro
151 HPL0T X,T                                  } - plota o ponto na tela
160 V-V+E                                       }
165 Z=25600+L*256                            > - calcula numero de pontos do bufier
170 IF A>=Z THEN GOTO 181                    > - verifica se atingiu o fim do buffer
180 NEXT X                                     } - repete ate atingir o fim do buffer ou
                                           > ate encher a tela do monitor do micro.

181 Q<T*20*E : R$<STR$(Q)                   > Calcula fator "ue/div" da escala hori-
                                           zontal da tela do monitor.

182 PRINT LEFTS(G$»4);" V/div", LEFT*(R$,4); Hmprime os fatores "V/div"
" ms/div"                                     } e "ms/div", o "OFFSET", o
183 PRINT "OFFSET: ";0 , "N.de PONTOS: ";L * } "N. de P0NTS" adquiridos,
256                                           > e o "TEMPO TOTAL DE AQUI-
184 PRINT "TEMPO TOTAL DE AQUISIÇÃO (em ms): > SICA0", na tela do moni-
••; LEFT$(V$.4)                               > tor.

185 GET S$                                     y Aguarda uma tecla ser pressionada.

186 IF S$="I" GOSUB 350                       > Se a tecla pressionada for "I", chama a
y rotina de impressão, que imprime o con-
y tendo da tela no modo HGR.

190 INPUT "DESEJA NOVA AMOSTRAGEM?";D$      > Verifica se o usuário de-

```

```

200 IF D$="N" THEN GOTO 90           } seja realizar uma nova
201 POKE 24,00                       } aquisição ou trabalhar com OB dados ja
202 POKE 25,100                      } adquiridos; se nao desejar volta para a
210 CALL 2576                        } rotina de plotagem; se desejar, reseta
220 GOTO 90                          } os ponteiros do buffer e chama a rotina
                                     } de aquisição.

230 FOR I=0 TO 144 STEP 20           }
240 HPLDT 0,1 TO 5,1 : HPLDT 275,1 TO 279,1 >
250 NEXT I                           }
260 FOR U=0 TO 264 STEP 20          )
270 HPLDT U,0 TO U,5 : HPLDT C,155 TO 0,159 >
280 NEXT U                           } Subrotina que plota a re-
290 HPLDT 0,80 TO 9,80 : HPLDT 270,80 TO 279,80 } tricula na tela do monitor
                                     } do micro.
300 HPLDT 0,0 TO 279,0 : HPLDT 0,159 TO 279, }
    159 : HPLDT 0,0 TO 0,159 : HPLDT 279,0 )
    TO 279,159                       }
310 FOR N=0 TO 139 STEP 20 : FOR I=0 TO 259 }
    STEP 20                           )
320 PLOT M+20,N+20                   >
330 NEXT I : NEXT N                 3
340 RETURN                          }

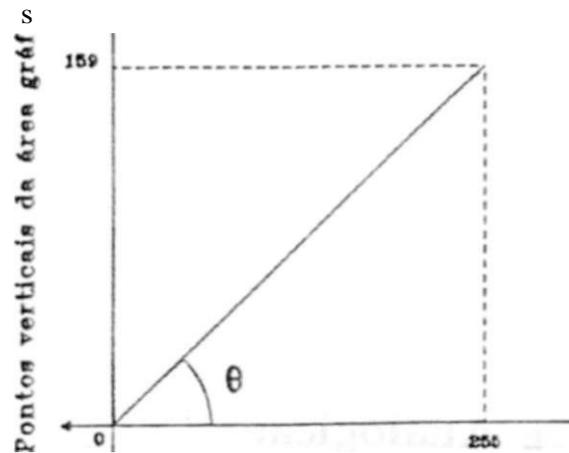
350 PRINT K$;"PR*1" : PRINT CHR$(9);"GH" : } Subrotina para a impres-
    PRINT K$;"PR#0"                   > são da tela no modo HGR.
360 RETURN                          }

```

Foi utilizado o modo de vídeo "HGR", o qual possui uma área gráfica na parte superior, e quatro linhas de texto na parte inferior.

A área gráfica possui uma resolução de 280 pontos horizontais e 160 pontos verticais.

Como o conversor AD7820 possui 8 bits, pode fornecer 256 combinações distintas, mas como a tela possui 160 pontos no sentido vertical, torna-se necessário um ajuste para permitir a plotagem de todas as combinações que o conversor possa fornecer.



Combinção de saída do conversor A/D de B bits

$$Y = \left(\frac{159}{256}\right)X = 0,62LX$$

Figura 11.6: Transformação linear para permitir a plotagem de todas as combinações de saídas do conversor.

Foi escolhida uma transformação linear (para permitir linearidade na escala vertical da tela do monitor), a qual pode ser visualizada na Figura 11.6.

Como o buffer de pontos convertidos possui o valor default de 1024 pontos, e a resolução horizontal no modo "HGR" e de 280 pontos, foi utilizado um artifício para a visualização do mesmo. Foram definidos dois parâmetros de visualização, o "OFFSET" e o "STEP". O "OFFSET" determinava o ponto do buffer a partir do qual teria início a plotagem na tela do monitor. E o "STEP" determinava de quantos em quantos pontos seria realizada a plotagem Exemplificando:

- Exemplo 1: OFFSET=0, STEP=1 : seria plotada a área do buffer que começa no ponto zero, o primeiro ponto do buffer. e continua pelos 279 pontos seguintes.
- Exemplo 2: OFFSET=500, STEP=1 : seria plotada a área do buffer do 501º ponto ao 780º ponto.
- Exemplo 3: OFFSET=0, STEP=2 : a área do buffer a ser plotada iniciaria no ponto 0 e prosseguiria com os pontos 2,4,6,8,...,560 (ou seja de cada dois pontos é plotado um ponto).

Finda a etapa de interfacamento digital, o sistema de digitalização foi testado através da aplicação de tensões contínuas, e alternadas. A forma de onda alternada foi senoidal com offset de 2,5V (pois o AD7820 possui entrada analógica bipolar, de modo que um sinal alternado deve ser superposto a um contínuo para a completa conversão do mesmo) e amplitude não maior que 2,5V, para não ultrapassar o fundo de escala do conversor.

Deve-se ressaltar que o AD7820 tem como faixa limite de tensões analógicas suportáveis, $-0,31$ a $V_{DD} + 0,31$, não devendo esta faixa ser excedida em caso algum

11.3 Interface Analógica:

Testada a etapa de digitalização, foi implementada a etapa analógica

O conversor teve sua tensão de referência positiva diminuída para $2,5 V_r$, o que equivale a reduzir o fundo de escala do conversor para este valor, aumentando assim a sua sensibilidade. Isto foi implementado através da aplicação, por um operacional configurado como seguidor de tensão, dos 2.51^7 á entrada $V_{REF}(+)$ do conversor, vide Figura 11.7; tal tensão não foi aplicada diretamente através do divisor resistivo por causa da baixa impedância da entrada $V_{REF}(+)$ além do fato de não saber-se como comporta-se a estabilidade de tal impedância.

Foi acrescentado à entrada analógica, um amplificador operacional com a dupla função de isolar a entrada analógica do conversor do sinal analógico, evitando que a entrada analógica seja submetida a tensões negativas, ou maiores que $+5V (V_{DD})$; e somar ao sinal aplicado à entrada analógica, uma tensão de $1,25V$, para estabelecer o zero do conversor na metade de seu fundo de escala (2.51), proporcionando assim a possibilidade de conversão de um sinal analógico alternado, com excursões de $\pm 25 K$.

A etapa de interfaceamento analógico, pode ser vista na Figura 11.7.

INTERFACE ANALÓGICA:

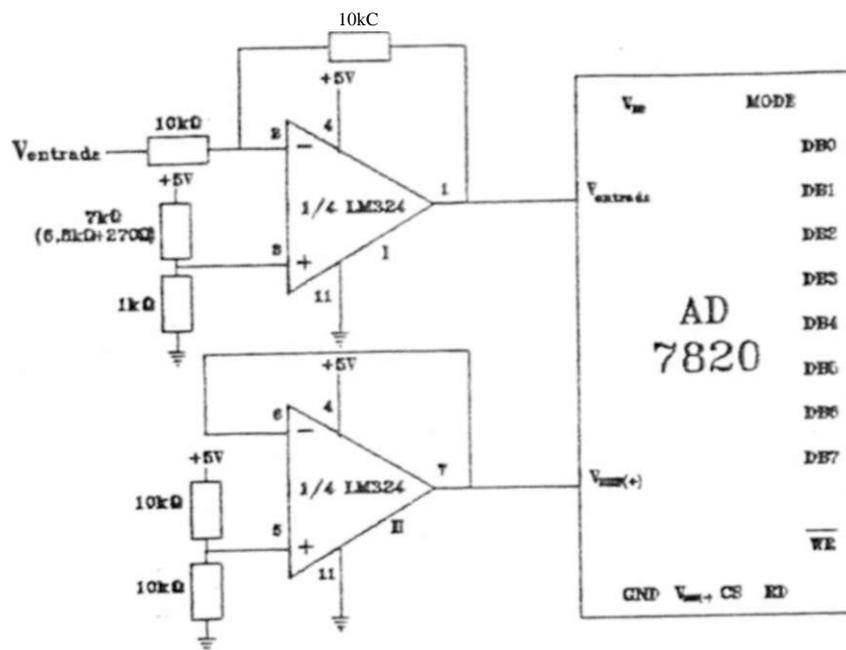


Figura 11.7: Etapa analógica do interfaceamento.

Bibliografia recomendada: [34].

CAPÍTULO 11. DIGITALIZAÇÃO E INTERFACEAMENTO COM O APPLE

Capítulo 12

Conclusão

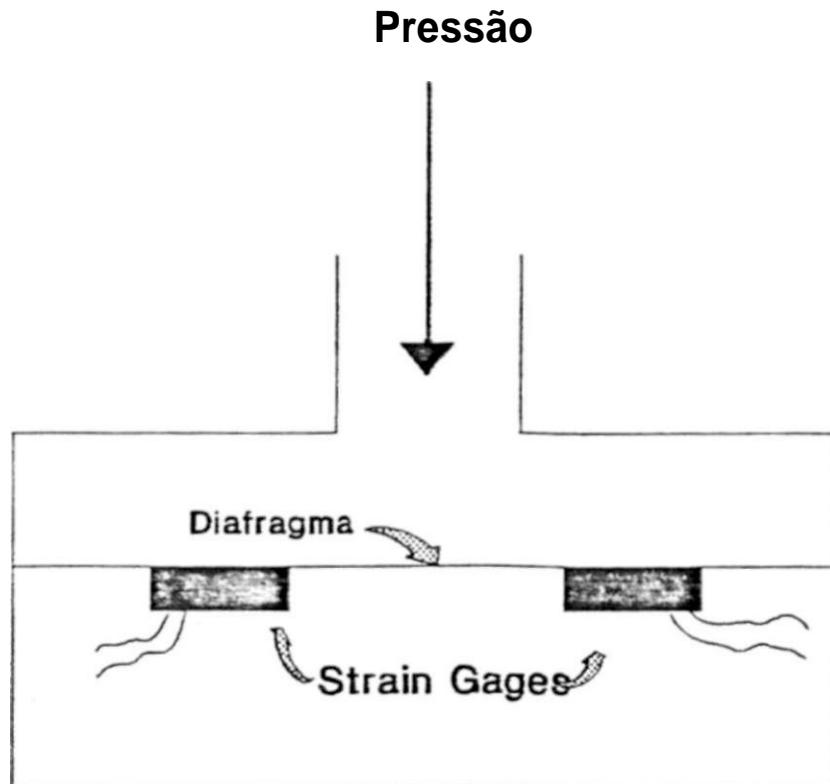


Figura 1.2: Sensor de Pressão implementado com a utilização de Strain Gages.

uni substrato, ao deformar-se o substrato ("Backing"), deformava-se o fio sensível, alterando assim a sua resistência.

Para conseguir-se uma maior resistência por área, desenvolveu-se o "gage enrolado*" (wrap-around gage)! no qual o fio sensível era enrolado numa fôrma, antes de ser fixado ao substrato. conforme mostra a Figura 1.4 (b).

Com a evolução das técnicas fotolitográficas de confecção de circuitos impressos, surgiu o gage de lâmina (o qual, mostrado na Figura 1.4 (c); confeccionado segundo as mesmas técnicas.

Mas recentemente, desenvolveu-se o chamado "gage semiconductor", que possui uma maior sensibilidade que os gages metálicos.

Conclusão:

O sistema de aquisição de dados aqui desenvolvido é adequado, pelas suas características, para aplicações de medição de deformações em estruturas usuais da construção civil, bem como em estruturas mecânicas ou eletromecânicas sujeitas a vibrações, desde que os sinais gerados sejam de frequências inferiores a 100Hz e cuja intensidade não ultrapasse os 1024*it*.

O emprego de componentes disponíveis no mercado nacional leam & um baixo custo e facilidade de reprodução.

A alimentação feita por baterias recarregáveis, dão ao equipamento uma portabilidade e simplicidade de uso em campo.

Verificou-se que a faixa total de medição de deformações de -1024/ÍC a +1024/1£, dividida em quatro escalas, dão ao operador a possibilidade de escolha de uma delas de acordo com a situação, permitindo diminuir o erro de medição.

O teclado reduzido e o display alfanumérico de cristal líquido mostraram facilidades de manuseio e interação com o operador, permitindo também sua operação autônoma sem a necessidade de registro em fita, ou a passagem dos dados à um PC compatível, para sua análise.

O registro e a recuperação de dados em fita magnética apresentaram entretanto alguns problemas de funcionamento, devido aparentemente a não existência de um controle automático de sinal para gravação-reprodução.

E extremamente importante entretanto, que se faça um estudo para aumentar o número de canais de aquisição de dados, analisando suas implicações quanto ao hardware, ao software, e à velocidade de aquisição.

E também importante que se considere os seguintes pontos, quanto a sua necessidade e viabilidade de realização:

- Ampliação da Banda-passante do sistema.
- Automação do sistema de balanceamento da Ponte de Wheatstone.
- Modificação do sistema de complemento da ponte de forma a permitir a opção de utilização de outras configurações.
- Mecanismo de gatilho que permita o disparo automático da aquisição e armazenagem de dados assim que determinadas condições ocorram, como por exemplo a amplitude ou frequência das deformações ultrapassem um certo limiar.
- Meio de aferição da calibração do sistema e correção automática da mesma.
- Monitoração e controle automático do registro e recuperação de dados em fita magnética.

Apêndice A

Função de Transferência do Amplificador

A.0.1 Função de Transferência do Amplificador de Entrada:

A configuração da montagem diferencial escolhida pode ser vista na Figura A.1.

Determinando a expressão da tensão de saída, V_o em função das tensões de entrada V_1 e V_2 . (todas em relação ao terra do circuito) têm-se:

Considerando apenas o operacional III:

Pelo Teorema da Superposição, a tensão de saída, V_o pode ser expressa por:

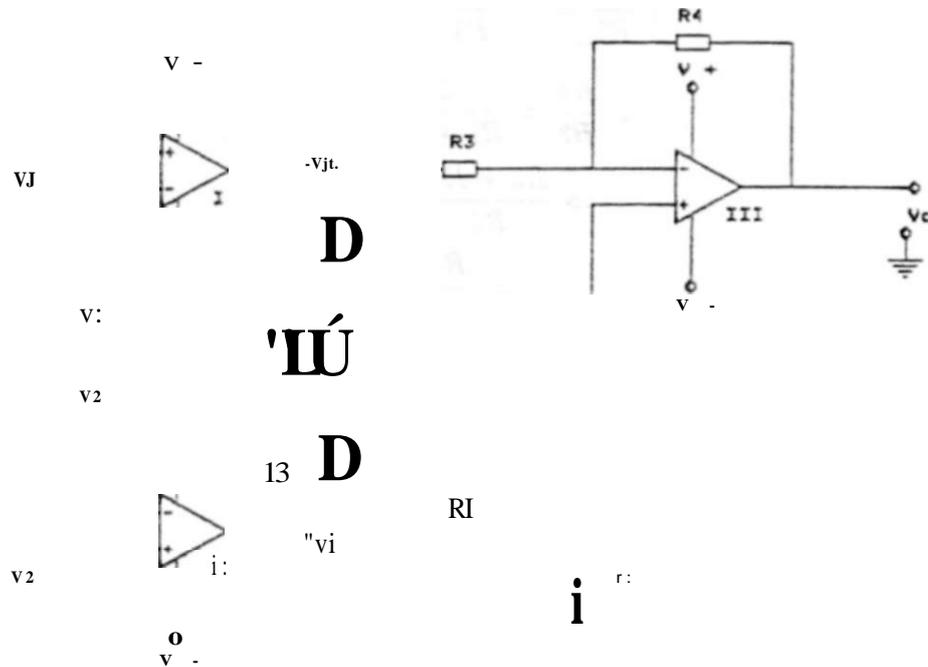
$$v_o = v_o' + v_o'' \quad (\text{A.II})$$

Onde.

v_o' : é a tensão de saída originada pela tensão V_1 , com a tensão V_2 igual a zero.

v_o'' : é a tensão de saída originada pela tensão V_2 , com a tensão V_1 igual a zero.

V_1 e V_2 : são as tensões em relação ao terra do circuito, nos pontos indicados na Figura A.1.



- Figura A.1: Configuração do Amplificador de Entrada

Com isto têm-se:

$$\frac{V_4}{K_3} \tag{A.2}$$

E.

$$\tag{A.3}$$

Com base nas equações A.1, A.2, A.3, a tensão de saída pode ser expressa por:

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_i \tag{A.4}$$

Como deseja-se que o amplificador seja diferencial, se as tensões V_i e V_j forem iguais, a tensão de saída, V_o , deve ser zero.

Cabe então, determinar-se a relação entre os resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 , de forma tal que as tensões V_i e V_j sejam amplificadas com o mesmo ganho, em módulo, pois se assim o forem, segundo a equação A.4 têm-se tensão de saída igual a zero, com o que obtem-se ótima relação de rejeição de modo-comum.

Então, igualando as equações A.2 e A.3. e considerando $V_i = V_j = V_j$ chega-se a

$$V_{-}^{RA} = V_j \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) \left(V_{-}^{i} + \frac{RA}{R2} i \right) \tag{A.6}$$

$$\frac{RA}{RZ} \frac{R2}{R1 + R2} \left| \frac{RZ}{RZ} \right. \tag{A.6}$$

$$\frac{RZ + RA}{R4} - \frac{R1 - R2}{R2} \tag{A.7}$$

$$\tag{A.8}$$

Assumindo esta relação, a equação A.4 pode ser reescrita come:

$$\tag{A.9}$$

Determinando-se agora V_{-} e i_{-} em função de V_j e

Considerando $|j| = |j| \gg$ (o que equivale à clássica consideração da impedância de entrada dos operacionais ser infinita):

$$i_{-} = \frac{V_{-}}{Rr} \tag{A.10}$$

$$Rr \tag{A.11}$$

Analogamente:

$$i_{-}^{*} = -RT = i_{-} \sim K r \tag{A.12}$$

$$\tag{A.13}$$

Com base nas equações A.9, A.11 e A.13. chega-se à expressão da tensão de saída, V_o , em função das tensões de entrada. V_j e V_2 :

$$(V_2 - V_j) \frac{1-f}{R} + V_2 - (V_j - V_2) \frac{1}{R} = VA \frac{f4}{R3} \tag{A.14}$$

$$O i - l i) \tag{A.15}$$

Apêndice B

Dados Experimentais da Etapa de Amplificação

B.1 ição do Ganho de Modo-comum:

O ganho do circuito, segundo a equação A.15 é de 2010. Conforme pode observar-se, o ganho do amplificador operacional III foi fixado no valor calculado de 10, sendo o restante do ganho (201), fornecido pelos operacionais I e II, vide Figura B.1.

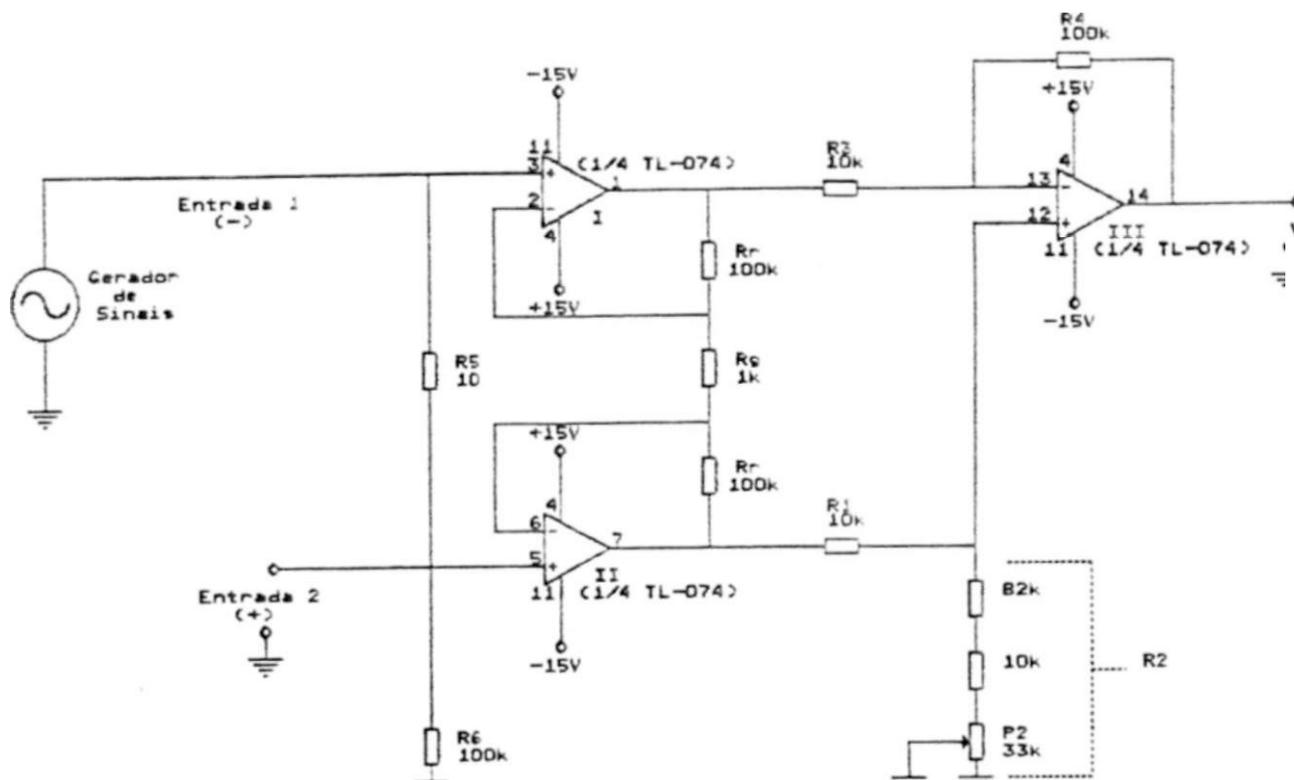


Figura B.1: Configuração do Amplificador Diferencial de Entrada.

Como gerador de sinais foi utilizado um gerador da marca HP (Hewlett Packard), modelo 3310B. O gerador foi regulado de forma a fornecer uma tensão senoidal com frequência de 5kHz e amplitude pico-a-pico de 4V.

Para a medição do ganho de modo-comum, conecta-se o gerador de sinais, com um dos terminais ligado ao terra do circuito, e o outro à entrada 1 (-). Curto-circuita-se R_5 , e regula-se P_2 de maneira a minimizar a tensão obtida na saída. Mede-se a tensão obtida na saída, e divide-se pela tensão de modo-comum de entrada. Com isto, foi obtido um ganho de modo-comum de 0,02, para uma tensão de modo-comum de 1V e um ganho diferencial de 2010.

Observou-se porém, que até mesmo a posição da fiação de interconexão do gerador ao circuito, influi no ganho de modo-comum, sendo 0,02 o melhor valor conseguido.

B.2 Medição do Ganho Diferencial:

Para a medição do ganho diferencial, o gerador, continuou conectado entre a entrada 1 (- e o terra do circuito, mas o curto-circuito sobre o resistor R_0 foi retirado. Com isto, a tensão diferencial de entrada obtida que corresponde à tensão sobre o resistor R_h , foi de 100mV , e a tensão de saída obtida foi de 200mV , comprovando um ganho diferencial de 2005, praticamente igual ao calculado (2010).

B.3 Determinação do Ruído:

O ruído na saída, foi medido com a desconexão do gerador de sinais do restante do circuito, e aterramento das entradas 1 e 2, com o que foi obtido 20mV para a faixa de amplitude? mais frequentes do ruído, e 40mV para os picos, de ruído, maiores e menos frequentes (entre a desconexão do gerador de sinais, e a desconexão do gerador e aterramento das entradas do circuito, não observou-se variação significativa da tensão do ruído de saída). As medições foram realizadas na escala de 0.2ms/divisão .

O ruído referido à entrada corresponde a:

$$V_{WR} = \frac{V_{RRP}}{G_{DIF}} \quad (\text{B.1})$$

Onde:

V_{RRP} : tensão de ruído referido à entrada

V_{RS} : tensão de ruído de saída

G_{DIF} : ganho diferencial.

Com isto, obtêm-se, para a faixa central do ruído;

$$V_{WR} = \frac{V_{RRP}}{G_{DIF}} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2005}$$

E, para os picos maiores e menos frequentes:

$$V_{WR} = \frac{V_{RRP}}{G_{DIF}} = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{2005}$$

O ideal seria a medição do ruído com um analisador de espectro e/ou um analisador de intervalo de tempo, mas, na falta destes, o osciloscópio foi utilizado para conseguir-se uma noção quantitativa do ruído.

1.3. CONSIDERAÇÕES GERAIS:

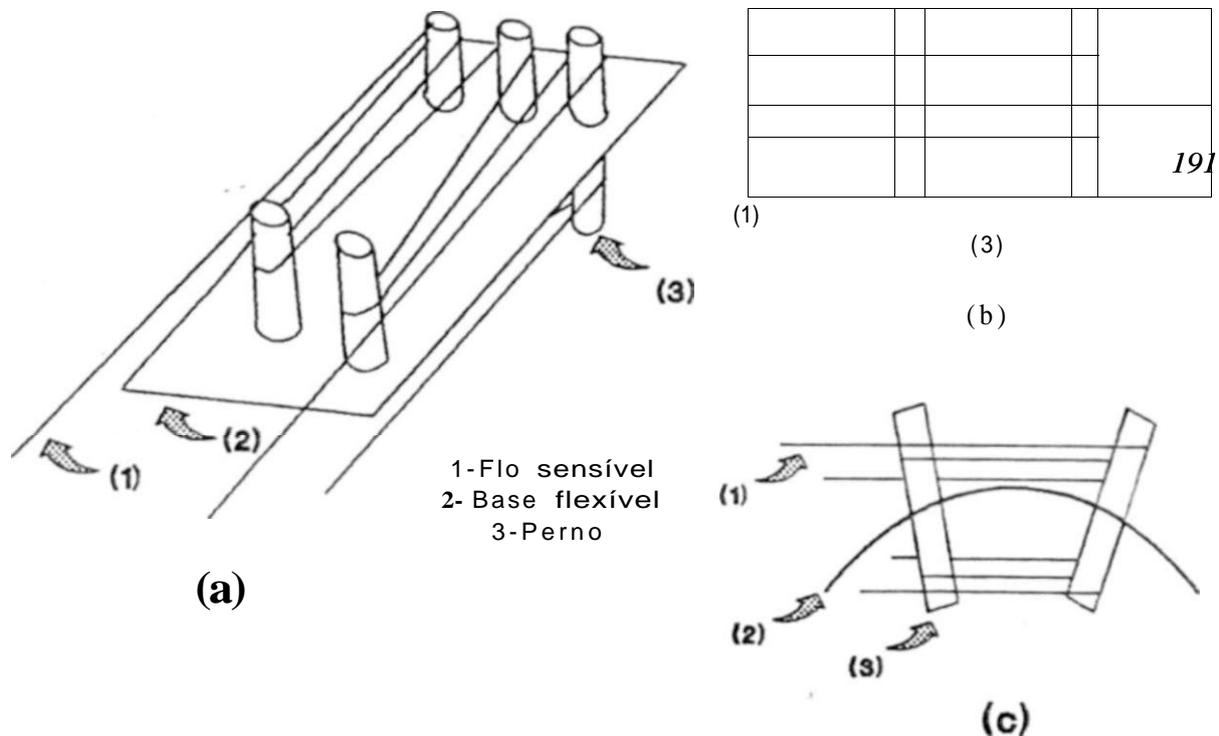


Figura 1.3: Tipo primordial de strain gage: o "Aferidor de Tensão Mecânica".

1.3 Considerações Gerais:

A grandeza comumente utilizada para a medição da deformação « o "strain", V_t , que representa uma deformação relativa entre a quantidade deformada e o comprimento total do corpo, sendo portanto, uma unidade adimensional.

Os strain gages possuem um fator de sensibilidade denominado "fator de gage",^{4**}, (gage factor) e definido como a variação relativa da resistência ($\Delta R/R$) pela variação relativa do comprimento ativo do gage ($\Delta L/L$).

(LI)

L

Δ medido em t ("strains").

Exemplificando, para ilustrar:

B.4 Características Básicas:

A Tabela B.1, exibe características do amplificador de entrada, levantadas para diversos valores de frequência e tensão de entrada.

Nesta tabela:

V_{DIF-T} ' valor pico-a-pico da tensão diferencial de entrada.

V_{sp-p} ' valor pico-a-pico da tensão de saída.

G_{DIF} ' ganho diferencial.

$V_{háCSR-r}$ ' '1°' pico-a-pico da tensão de saída, devido à tensão de modo comum de entrada.

$G_{%IC}$! ganho de modo-comum.

V_{FCR*-*} ' valor pico-a-pico da faixa central da tensão de ruído de saída (medida com o osciloscópio em 0.2ni8/divisão).

K_{wPRp-T} • valor pico-a-pico dos maiores picos da tensão de ruído de saída (medida com o osciloscópio em 0,2ms/divisão).

Quanto ao levantamento das características, as seguintes observações são **pertinentes**:

- Em todas as frequências testadas, a forma-de-onda aplicada foi a senoidal, com uma amplitude pico-a-pico de IV (para proporcionar, sempre, a mesma tensão de modo comum de entrada).
- Para a determinação da tensão de saída devido à tensão de modo-comum de entrada (1 $\gg j_{csp-f}$)i ° resistor **R5** foi curto-circuitado. A regulagem da rejeição de modo-comum, através do potenciômetro B2, foi refeita a cada mudança de frequência do sinal de entrada.
- Em certas medições, onde está marcado (T, a tensão de saída devido ao modo-comum ($V_{\pm j_{csp-p}}$) possuía valores tão pequenos que não era possível com o osciloscópio distingui-la do ruído, sendo considerada nestes casos como ^aproximadamente (T.

Quanto aos resultados obtidos, as seguintes considerações podem ser tecidas:

- O ruído inerente ao conjunto circuito/montagem possui, sobre a tensão de saída, uma influência materializada por uma tensão de ruído que possui 20mV_{F-7} de faixa central, e 45mV1_- de amplitudes máximas.

- Quando da observação do ruído, convém lembrar que o circuito está trabalhando sem limitação de banda passante, a não ser àquela proporcionada pelas reatâncias parasitas dos componentes do circuito.
- A média aritmética das medições do ganho diferencial resulta no valor de 2022 (66dB), bastante próximo do valor calculado. 2010. sendo a diferença entre estes valores, e as discrepâncias entre as medições dos ganhos obtidas para as várias tensões de entrada, resultado da inadaquação da resolução do instrumento de medição (o osciloscópio); podendo porém, parte da diferença entre os ganhos calculado e medido, ser devido à precisão dos componentes utilizados.
- A influência da tensão de modo-comum de entrada, mostra-se dependente da frequência, sendo seu efeito na tensão de saída diretamente proporcional ao aumento da frequência
- Na banda de frequências de zero até cerca de 1kHz, a tensão de saída devido à tensão de modo-comum de entrada, pode ser confundida de forma a confundir-se com o próprio (sinal) do ruído, através do ajuste do potenciômetro P1.
- Para frequências menores ou iguais a 1kHz, obtêm-se uma RLRCO (relação de rejeição de modo-comum) alta. mas a medição da tensão de modo-comum. devido ao seu baixo valor, é mascarada pelo ruído..

Para uma frequência de 5kHz, a RLRCO é igual a

$$RLRCO_{dB} = 20 \log_{10} \frac{G_{diff}}{G_{CM}} = 20 \log_{10} \frac{100}{0.02} = 100, \text{ dB} \quad (B.2)$$

A RLRCO para uma frequência de 10kHz é igual a:

$$RLRCO_{dB} = 20 \log_{10} \frac{G_{diff}}{G_{CM}} = 20 \log_{10} \frac{2022}{10} = 96,9 \text{ dB} \quad (B.3)$$

- As duas linhas da tabela que encontram-se marcadas com uma "*", indicam valores medidos após a troca dos valores dos resistores R_r e R_g , por outros dez vezes menores ($R_r = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_g = 100 \text{ }\Omega$). A finalidade desta troca foi verificar se haveria melhora no desempenho do circuito, causada pela carga mais rápida das capacitâncias parasitas do circuito; mas, como observa-se na tabela, não houve melhora.

Partindo da configuração mostrada na Figura B.2, foram realizados ajustes na resistência de R_{in} para estudar-se o comportamento do circuito com a variação do ganho.

³Abaixo deste nível as medições tornam-se impraticáveis, pois torna-se difícil a distinção entre o sinal e o ruído.

! Freq. cie Eni.	1 Sp-r		G_{DF}	V èáCSr-p 1 G±/c		$\wedge MP\eta p-P$
333 Hf	17,73/iV ²	40mV	2256	S 0	20mV	45mV
333 Hz	45,50a V	100mV	2198	= C	2&mV	45mV
333 Hz	160,4/iV	310mV	1933	S 0	20inV	45mV
1 kHz	17.73//V ³	40mV	2256	~ 0	20mV	45mV
1 kHz	21.36aV	50mV	2341	= 0	20mV	45mV
1 kHz	45.50aV	100mV	2198	~ c	20mV	45mV
1 kHz	66,80a V	132mV	1976	s o	20mV	45mV
1 kHz	160.4a V	310mV	1933	a o	20mV	45 mV
1 kHz	227,2/iV	420mV	1848	= 0	20mV	45mV
1 kHz	374, 7aV	740mV	1975	^ 0	20mV	45mV
1kHz	454. 3aV	900mV	1981	= 0	20mV	45mV
5 kHz	17,73aV ²	45mV	2535	20mV	0.02	45mV
5 kHz	45,50a V	85mV	1868	•20mV	0,02	45 mV
5 kHz	160. 4a V	310mV	1933	20mV	0,02	45mV
10 kHz	1 7 , 7 3 ^	35mV	1974	30mV	0,03	45mV
10 kHz	45,50a V	85mV	1868	30mV	0,03	4 5 mV
10 kHz	160,4aV	260mV	1621	30mV	0.03	45mV
* 5 kHz	45.50.aV	85mV	1868	20mV	0.02	45mV
* 10 kHz	45,50aV	85mV	1868	30m\	0,03	4 5 mV

(* : \nde texto)

Tabela B.1: Características do amplificador de entrada

Foi utilizada, em todas as medições, uma tensão diferencial de entrada de 45, 5//1 (proporcionada pelo divisor resistivo formado por **RS** e /?6) e uma tensão de modo-comum de 1V1_, conseguida através da alimentação do divisor resistivo com uma tensão desta magnitude.

Foram utilizadas frequências de 300Hz a 5kHz.

Os resultados das medições encontram-se sintetizados na tabela B.2.

Novamente, o ajuste do potenciômetro **P2T**, de controle da rejeição da tensão de modo-comum, foi feito a cada medição.

Nesta tabela:

- *Güircmic* • é o ganho calculado do circuito.
- *GDiPrmU* : é o ganho medido do circuito.

- V_{soff} • é a tensão de onset de saída»
- S/N_{pc} ' representa a relação sinal-ruído, computada levando-se em conta o valor pico-a-pico do sinal, e da faixa central do ruído.
- S/N_{itj}^* : representa a relação sinal-ruído, computada levando-se em conta o valor pico-a-pico do sinal, e dos maiores picos do ruído.

					S/N_c	
550	440mV	12mV	20mV	25 mV	2,1	1,25
1056	960mV	16mV	40mV	48mV	3	1,2
1980	1,9V	20mV	45mV	90mV	4,5	2
6600	6,3V	45mV	100mV	300mV	6,7	3

Tabela B.2: Medições realizadas com a variação do ganho.

Tomando-se as colunas "ganho medido". e "tensão de offset de saída", da tabela B.2, pode-se determinar a tensão de offset de entrada equivalente, do circuito, vide tabela B.3. Onde a tensão de offset de entrada, $V_{BNTofJ} > t$ igual à tensão de offset de saída, dividida pelo ganho do circuito:

$$\frac{1}{V_{BNTofJ}} = \frac{Y_{\tilde{a}S\tilde{U}}}{-p; \text{-----}}$$

II	V_{soff}		V_{BNTofJ}
	440	550	800/xV
	960	1056	910/iI'
	1900	1980	960/iV
	6300	6601	950uK
	1 B_{STojj}		910/iV

Tabela B.3: Determinação da tensão de offset de entrada

Com um gráfico da variação da amplitude dos sinais parasitas³ com o ganho (Figura B.3), observa-se uma relação determinística, e a existência de um nível mínimo de

Incluindo como 'Sinais parasitas' o ruído e a tensão de roodo-camum de saída.

1	$G_{rj}f_{mei}$	\hat{V}_{CRf-f}	$\hat{V}_{RRE-PCr-f}$	\hat{V}_{MPRP-9}	
	550	12mV	21,8aV	20mV	36.4/iV
	1056	16mV	15.2uV	40mV	37,9/iV
	1980	20mV	1Q.1uV	45mV	22,7/iV
	6601	45mV	6,8pV	100mV	15. 1jiV

Tabela B.4: Ruído referido à entrada, para vários ganhos do circuito.

sinais parasitas intrínseco à configuração e aos componentes, que corresponde a $2\sqrt{mY_r}$, para os maiores picos, e $9mV_{p-f}$ para a faixa centra) dos sinais parasitas; e uma parcela de sinais parasitas que depende do ganho. Resultando nas expressões:

$$\hat{V}_{FCSPp-p} = 9 + 5,44.10 \hat{V}_{GDIFmU} \quad (B.4)$$

$$\hat{V}_{UPSPP-}, = 21 + \hat{V}_{TIA0-*G_{rj}f_{mei}} \quad (B.5;$$

Onde:

$\hat{V}_{FCSPp-p}$ • tensão pico-a-pico da faixa central dos sinais parasitas.

\hat{V}_{UPSPP-} • tensão pico-a-pico dos maiores picos dos sinais parasitas.

Analisando as relações sinal-útil/sinais-parasitas para os vários ganhos, conclui-se ser vantagem a utilização de um ganho alto. O que pode ser notado, também, pelo ruído referido à entrada, conforme a tabela B.4 lista.

Mantendo o ganho 6300, foi implementado um filtro passa-baixa de 2ª ordem, ativo, do tipo Butterworth. com frequência de corte em 1,33kHz: conforme mostra a Figura B.4.

Foram então obtidos os resultados listados na tabela B.5.

Como pode-se notar a tensão de modo-comum tornou-se chminuta O nível de ruído obtido foi de $1 \mu pRp-p = 40mV$.

Foi observada uma flutuação do sinal da saída do filtro, causada por ruído de baixa frequência.

• Frequência í de entrada	$V_{\text{ácsj}} > -r$
50Hz	< 10mV
200Hz	< 10mV
400Hz	< 10mV
1000Hz	< 10mV

* : precisão da medição degradada pelo ruído.

Tabela B.5: Tensão de modo-comum com a utilização de um filtro passa-baixa com frequência de corte em 1.33kHz, após o circuito de amplificação.

B.5 Implementação da Filtragem Passa-faixa:

Foi verificada a resposta do sistema com a utilização filtros passa-faixa com várias frequências centrais.

Em todas as medições foi utilizada uma tensão diferencial de 100mVp, a qual resultou numa tensão de saída do amplificador (que é a tensão de entrada do filtro passa-faixa) de 600mVp, resultando num ganho de 6000.

A configuração básica do filtro passa-faixa utilizado, é mostrada na Figura B.5.

Ao ser trocada a frequência central do filtro passa-faixa, a frequência de excitação do amplificador era reajustada, de forma a que as duas fossem sempre iguais.

Os resultados das medições encontram-se listados na tabela B.6.

S_o	f_{er}	S_{es}		Q	f_i	$MC-tMPR_{p-p}$	Flutuação
100Hz	95Hz	105Hz	6000	10	10Hz	5mV	não observada
422Hz	402Hz	449Hz	4300	9	47Hz	7mV	< 5mV, -,
923Hz	878Hz	990Hz	5200	8,6	107Hz	15mV	= 10mV, -,
2135Hz	1995Hz	2287Hz	5500	7,5	292Hz	20mV	10mV?

Tabela B.6: Resultados da utilização dos filtros passa-faixa

Foi experimentalmente também, a utilização de dois filtros passa-faixa, em cascata, com frequência de corte de 5Hz; o resultado foi uma tensão de modo-comum mais ruído de 11mV.

Como pode ser observado nos resultados das medições, a flutuação não é observada com a utilização de uma banda-passante de 10Hz, sendo observada com banda-passante a partir de 47Hz. Isto mostra que a flutuação é realmente causada pelas componentes de ruído de baixa frequência superposto ao sinal oriundo do amplificador. Pode-se depreender, também, que tais componentes do ruído ou possuem frequências entre 10Hz e 47Hz, ou possuem frequências maiores, mas presentes com intensidade tão forte, que apesar da atenuação proporcionada pelo filtro, ainda fazem-se presentes o suficiente para provocar a flutuação do sinal da saída do filtro (pode ser uma presença de 60Hz, com grande amplitude)

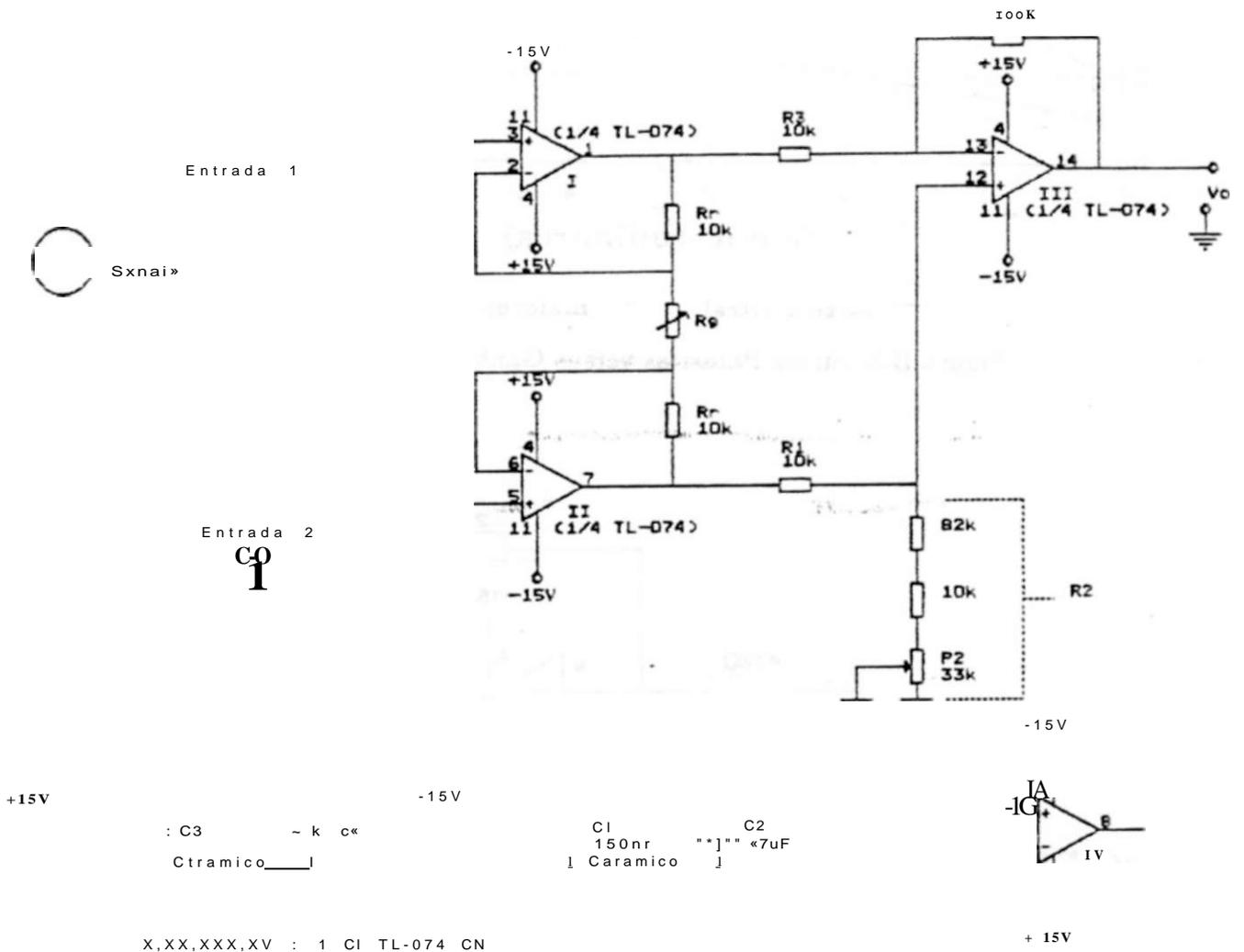
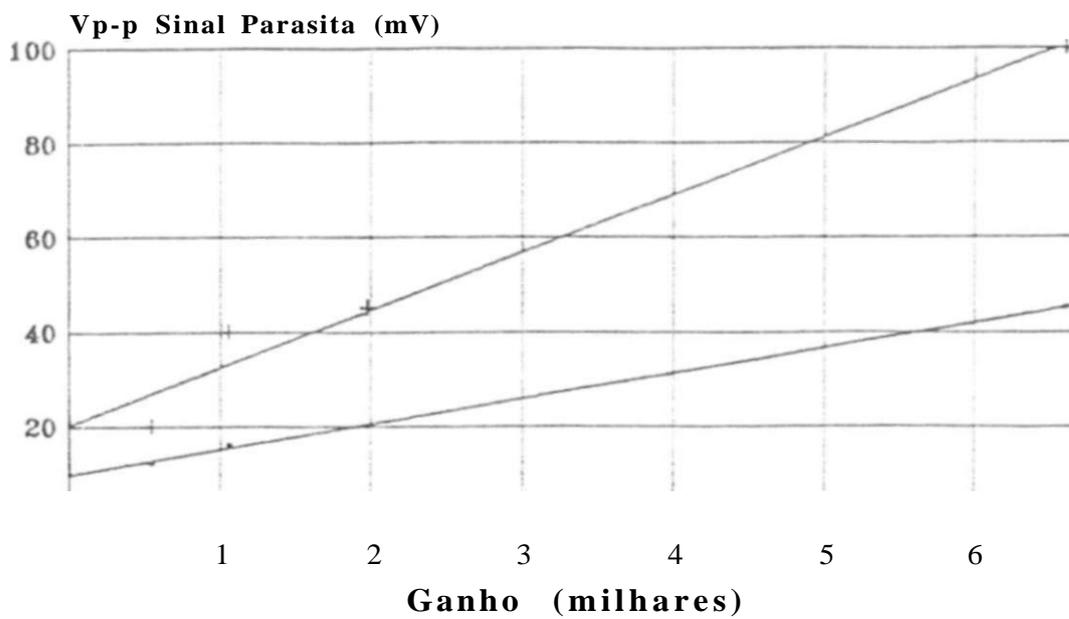


Figura B.2: Configuração utilizada para o estudo do desempenho com a variação do ganho.



' faixa central ' maiores picos

Figura B.3: Sinais Parasitas versus Ganho Diferencial

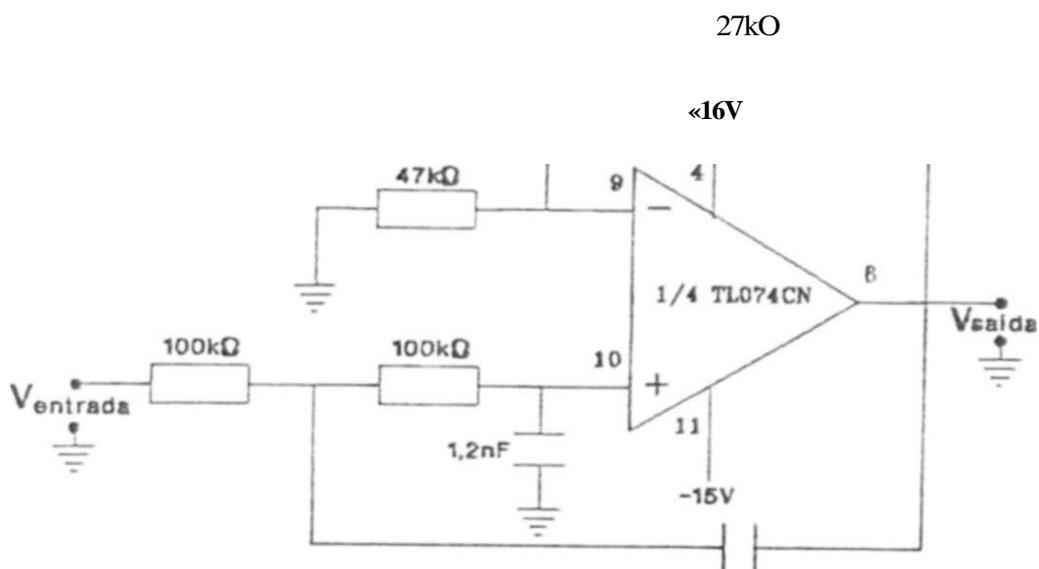


Figura B.4: Filtro passa-baixa, do tipo Butterworth, com frequência de corte em **1,33kHz**

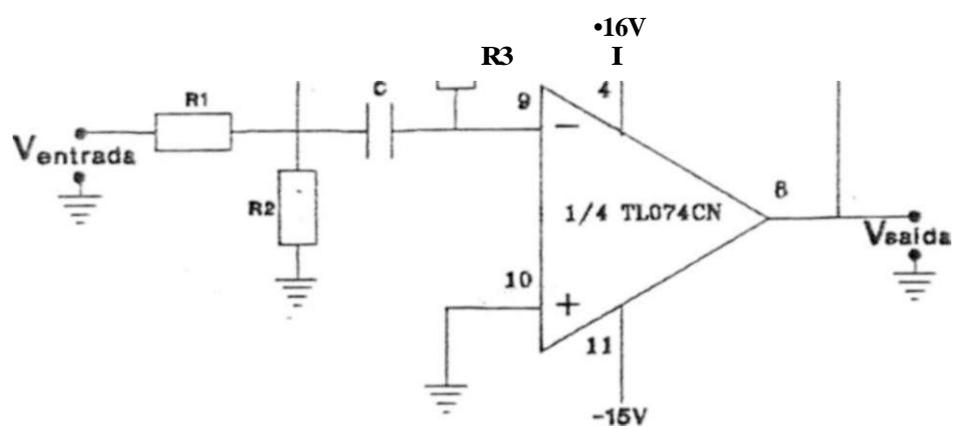


Figura B.5: Configuração básica do filtro passa-faixa utilizado.

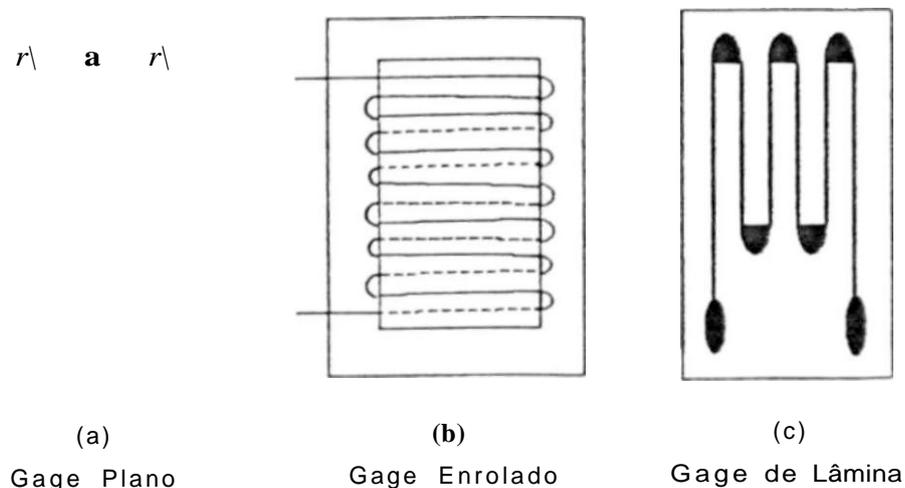


Figura 1.4: Três dos Principais Tipos de Strain Gages.

Se $R = 120\Omega$ e $K=2$, têm-se, para uma deformação de $\epsilon = 10^{-2}$ a seguinte variação de resistência (segundo a equação 1.1):

$$\Delta R = R \cdot K \cdot \epsilon = 120 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 240 \cdot 10^{-2} = 240 \cdot 0,01 = 2,4 \Omega$$

Para strain gages metálicos, o gage factor possui valores típicos de 2 a 3.

Existem geralmente, um eixo de orientação no qual os strain gages são mais sensíveis à deformação, no caso dos gages metálicos, este eixo corresponde ao eixo de maior exposição de área da grelha sensível (denomina-se "grelha", "grid", ao arranjo do fio ou lâmina sensível num strain gage metálico).

Os strain gages são conectados ao espécime (por "espécime*" entenda-se 'corpo onde serão detectadas as deformações') de duas formas básicas: colando-os ou soldando-os.

O adesivo é capaz de forçar a compressão e a expansão da parte sensível do strain gauge por que a área superficial do strain gauge é milhares de vezes superior à seção transversal do mesmo, e o adesivo atua, justamente, fazendo a interface desta área superficial com o espécime.

APÊNDICE B. DADOS EXPERIMENTAIS DA ETAPA DE AMPLIFICAÇÃO

Apêndice C

Software do Microcontrolador 8751

C1 Listagem do Programa do Microcontrolador 8751:

SALLPUBLIC

-----PROGRAKA GERAL

:FUNCAO:

DEFSEG	ÚNICO,CLASS	• CODE,START=00	
SEG	ÚNICO		; Único segmento definido
vNivel	EQU	20H	; variável nivel de entrada do gravador, XOR
vDatran8	EQÜ	22H	; var indica saída do FF interno
vDefHax	EQU	30H	; variável com o valo da Bar deformação em ; Hexa
vCounter	EQU	31H	; contador de tempo entre chaveamento da mens3 e mens2
vFatEsc	EQU	32H	variável com o valor do fator de escala
•Time	EQU	33H	contador de tempo para visualização do esforço
vHexLSB	EQU	34H	var c/ o valor LSB em Hexa a ser convertido para decimal
vHexKSB	EQU	35H	var c/ o valor MSB em Hexa a ser convertido para decimal
vDecLSB	EQU	36H	var c/ o valor LSB em Dec de vHeTNSB-vHexLSB
vDecKSB	EQU	37H	var c/ o valor KSB em Dec de vHexJISB-vRexLSB
vNoPact	EQU	38H	numero do pacote gravado
vTenrpor	EQU	39H	variável temporária utlizafla na rotina DECLSB
vTeniporl	EQU	3AH	variável temporária utilizada na rot. DECLSB
vSign	EQU	3BH	sinal do esforço medido
vSDefHax	EQU	3CH	sinal do esforço máximo medido
vDefKaxE	EQU	3DH	deformação maxima ser offset
vNoPctC	EQU	3EH	; numero do pacote da transmoissao direta - conversor
btNivel	EQU	01H	bit que armazena nivel do sinal do gravador
ri uni; ran	EQU	08H	var lógica indica o bit captado - No de transições
btFirstl	EQU	09H	; flag indicador de caracter de fim de pacote - FF

```

btFirstO EQU OAK      flag indicador de caracter fia de pacote - 00
btFimPact EQU OBH     flag indicador de fia de pacote
btTrans EQU 11H       bit indica nivel na saida do FF interno
btHens3 EQU OCH       chaveia entre aens3 e aens2
cLenPac EQU 60000     comprimento •axiao do pacote a ser registrado
cBaudRate EQU 251     valor a ser carregado ea TH1 para obtenção da
                       BAudRate

```

;60000 bytes, no max, serão registrados ea K-7 on transferidos para o PC

JHP HIT

Rotina de Interrupção IHT0

FUNCA0: Atender o serviço de interrupção INT0

--> Tecla ZERAR DEFORMAÇÃO ;MÁXIMA

ENTRADA: vDefHax (Maior dos últimos valores registrados)

;SAÍDA: vDefMax (• 00)

```

MOV vDefMaxH,#00H     zere maxima deformação
RETI

```

• P R O C E S S A M E N T O -

— Inicialização do 8751 —

```

INIT  MOV IE,#81H      ; desabilita interrupções
      MOV PC0N,<80H   ; SMOD = 1, k=2 no Baud Rate
      MOV SC0N,*40K   ; tx no modo 1, rx desabilitada
      MOV TM0D,*21H   tiaer 1 no aedo 2 e tiaer 0 no modo 1
      MOV TH1,#cBaudRate carregne timer1 com valor . . .
      MOV TL1,TH1     ..da Baud Rate - 12500
      SETB TR1        habilite timer1
      MOV vDatrans,#00H limpe variáveis__
      MOV vTempor,#00 j ...que necessitan
      MOV vTempor1,#00 ... inicializar com 00
      MOV vCounter,#05H chaveie "FatEsc" e "KaxDef" de 5 em 5
                               seg
      MOV vFatEsc,#01H valor default de inicialização do Fator
                               Escala
      MOV vNoPact,#00H •alor inicial do lo de pacotes q serão
                               gravados
      MOV vNoPctC.MOH •alor inicial do Ho de pacotes q serão

```

SETE	P3.0	cravados
CLR	PO. 6	desliga gravador
CLE	PO.7	atue MUI para ...
		... fator de escala

Inicialização do LCD -•

CLE	P3.5	desabilita (E) enable LCD
CLR	P3.4	ativa RS do LCD para palavra de controle
MOV	A,#38H	LCD - 2 linhas, matriz de 7x5, bus=8bite
CALL	LCD	chame rotina para enviar controle ao LCD
MOV	A,*38H	e'necessário repetir a 1 instrução
CALL	LCD	chame rotina para enviar controle ao LCD
MOV	A,#06H	entrada a direita
CALL	LCD	chame rotina para enviar controle ao LCD
MOV	A,#0CH	cursor inativo
CALL	LCD	chame rotina para enviar controle ao LCD
MOV	A,#01«	limpa display
CALL	LCD	chame rotina para enviar controle ao LCD

PROGRAMA PRINCIPAL

FUNCAO: Monitorar o teclado, mostrando periodicamente os valores das Deformações instataneas e Máximas registradas e do fator de escala selecionado.

VARIÁVEIS LOCAIS: vTime, vCounter, btMens3

ROTINAS CHAMADAS: MESSAGE, TECLAI, TECLA2, TECLA3, TECLA4

LMESSG:	CALL	MESSAGE	mostre mensagens ao operador
	MOV	vTime,#200	contador de tempo p/ "refresh" das mensagens
MAIN:	JB	PO.2, TEC2	se tecla 1 pressionada (PO.2 • 0), atenda
	CALL	TECLAI	rotina Teclai - Mudar Fator de Escala
	JMP	LMESSG	volte p/ mostrar o fator de escala alterado
TEC2:	JB	PO.3, TEC3	se tecla 2 pressionada (PO.3 * 0), atenda
	CALL	TECLA2	rotina Tecla2 - Gravador para PC
TEC3:	JB	PO.4, TEC4	se tecla 3 pressionada (PO.4 • 0), atenda
	CALL	TECLAS	rotina Tecla3 - Gravar em fita K_7

```

TEC4:  JB      P0.5, DELAYO      se tecla 4 pressionada (P0.5 « 0),
                                           atenda
        CALL   TECLA4           rotina Tecla4 - Direto do Aü para PC
        JMP    LMESSC          retorne p/ mostrar mensagens ao operador
DELAYO: CALL   DEL5            se nenhuma tecla pressionada, aguarde
                                           5mseg
        DJNZ   vTirae,MAIK      se vTime <> 0, refresque mensagens
        DJKZ   vCounter.LMESSG  verifique se e* para chavear entre
                                           FatEsc e DefKax
        MOV    vCounter,#05r!    se sim, reinicialize contador de tempo
        CPL    btHens3          complemente bit indicador de chaveamento
        JMP    LMESSC          retorne para mostrar as novas
                                           informações

```

•SUBROTINAS-

-ROTINA TECLAI-

FUNCAO: Verifica se a tecla Muda Fator de Escala foi realmente pressionada. Se sim, chama rotina para Enviar mensagem de confirmação da operação selecionada.

Caso o usuário confirme chama rotina para mudar o fator de escala.

VARIÁVEIS LOCAIS: R2

ROTINAS CHAMADAS: DEBOUNCE, HESFATOR, DEL50, FAT.ESC

```

TECLAI: CALL   DEBOUNCE        temporize
        JB     P0.2,LARET      confirme se a tecla foi pressionada
WAIT01: JNB    P0.2.VAIT01     se sim, aguarde usuário solta-la
        CALL   DEBOUNCE        temporize para eliminar bouncing
        JNB    P0.2.WAIT01     se ainda em 0, aguarde usuário
                                           solta-la
        CALL   MESFATOR        mostre mensagem "Muda Fat. Esc ?"
        MOV    R2,#60          temporize . . .
TIME:   CALL   DEL50          ...[R2] x 50mseg ... (3seg) ( para
                                           confirmação)
WAITO:  JNB    P0.2,LE_CONF    se tecla pressionada, confirmada
                                           operação
        JNB    TFO,WAITO      se tecla nao press e tempo nao
                                           esgotado, espere
        DJFTZ  R2.TIME        decmente contador de tempo

```

APÊNDICE C SOFTWARE DO MICROCONTROLADOR 8751

	JMP	LA RET	se tempo esgotado e nao houve confirmação, volte
LE.CQNF:	CALL	DEBOUNCE	se confirmada operação, elimine bouncing
	JB	P0.2,TIKE	teste novamente a tecla
WAIT10:	JNB	P0.2,WAIT10	ee realmente pressionada, aguarde usuário solta-la
	CALL	DEBOUNCE	elimine bouncing
	JNE	P0.2,WÀIT10	assegure-se que a tecla esta nao pressionada
	CALL	FAT.ESC	se sim, modifique o fator de escala
LARET:	RET		retome

ROTINA TECLA2

FUNCAO: Verifica se a tecla Gravador para PC foi realmente pressionada. Se sim, chama rotina para Enviar mensagem de confirmação da operação selecionada.

Caso o usuário confirme chama rotina para transieriros dados do gravador para o PC

VARIÁVEIS LOCAIS: R2

ROTINAS CHAMADAS: DEBOUNCE, HESK7_PC, DEL50, GRAV.PC

TECLA2:	CALL	DEBOUNCE	temporize
	JB	P0.3,LBRET	confirme se a tecla foi pressionada
BWAITOI :	JNB	PO.3,BWAITOI	se sim, aguarde usuário solta-la
	CALL	DEBOUNCE	
	JNB	PO.3,BWAITOI	
	CALL	MESK7.PC	
	MOV	R2,#60	
BTIME:	CALL	DEL50	
BWAITT:	JNB	P0.3,LECONF	
	JNB	TFO,BWAITT	
	DJNZ	R2,BTIME	
	JMP	LB RET	
LECONF	CALL	DEBOUNCE	
	JB	P0.3,BTIME	
BWAIT10	JNB	P0.3,BWAIT10	
	CALL	DEBOUNCE	
	JNB	P0.3,BWAIT10	
	CALL	GRAV_PC	
LBRET:	RET		

 ROTINA TECLA3

FUNCAO: Verifica se a tecla Gravar eu fita k7 foi realmente pressionada. Se sim, chama rotina para Enviar mensagem de confirmação da operação selecionada.

Caso o usuario confirme chama rotina para transferir os dados do conversor p/ o gravador

VARIÁVEIS LOCAIS: R2

ROTINAS CHAMADAS: DEBOUNCE, MESAD.K7, DEL50, GRAVAK7

```

TECLA3: CALL    DEBOUNCE
          JB     P0.4,LCRET
CWAIT01: JNB    P0.4,CWAIT01
          CALL   DEBOUNCE
          JNB    P0.4,CWAIT01
          CALL   MESAD.R7
          MOV    R2,#60
CTIHE:   CALL   DEL50
CWAITT:  JNB    P0.4,LECONFC
          JNB    TFO,CWAITT
          DJNZ   R2,CTIHE
          JMP    LCRET
LECONFC: CALL   DEBOUNCE
          JB     P0.4,CTIME
CWAIT10: JNB    P0.4,CWAIT10
          CALL   DEBOUNCE
          JNB    P0.4,CWAIT10
          CALL   GRAVAK7
          INC    vNoPact
LCRET:   RET
  
```

ROTINA TECLA4

; FUNCAO: Verifica se a tecla Direto para o PC foi realmente pressionada. Se sim, chama rotina para Enviar mensagem de confirmação da operação selecionada.

; Caso o usuario confirme chama rotina para transferir os dados do conversor p/ PC

;VARIÁVEIS LOCAIS: R2

;ROTINAS CHAMADAS: DEBOUNCE, MESAD.PC, DEL50, CONV.PC

```

TECLA4: CALL    DEBOUNCE      ;
          JB     P0.5,LDRET    ;
  
```

```

DWAIT01 JKB    P0.5,DWAIT01
        CALL   DEBOUNCE
        JKB    P0.5,DtfAIT01
        CALL   MES AD_PC
        MOV    R2,#60
DTIME:  CALL   DEL50
DWAITT: JKB    P0.5,LECOMFD
        JKB    TFO,DtfAITT
        DJHZ   R2,DTIHE
        JKP    LDRET
LECOMFD CALL   DEBOUNCE
        JB     P0.5,DTIME
DWAITIO JKB    P0.5,DWAIT10
        CALL   DEBOUNCE
        JKB    P0.5,DWAIT10
        CALL   CQHT_PC
        INC    vNoPctC
LDRET:  RET
    
```

Rotina para programação do LCD

FUNCAO: Enviar palavra de controle ao DiBplay de Cristal Liquido

ENTRADA: Acumulador A com palavra de controle

SAÍDA: Nenhuma

```

LCD:    CLR     P3.4           ativa RS para palavra de controle
        MOV     P2,A          envia dado/comando ao LCD
        SETB    P3.5         ativa E enable LCD
        CLR     P3.5         desabilita (E) enable LCD
        CALL   DEL5          ornseg entre instru.de inicialização do
        RET
    
```

Rotina DEBOUNCE

FUNCAO: Introduz nm delay de 25 mseg para eliminação do "bouncing"

ENTRADA: Nenhuma

SAIDA: Nenhuma

```

DEBOUNCE:CLR     TFO           ; zere indicador de overflow do timerO
               MOV     TL0,#57H ; valores iniciais do timer 0____
               MOV     TH0.#9EH ; para após 25000 incrementos aetar TFO
    
```

```

        SETE      TRO          ; "Start" timerO
WAIT25: JKB      TF0,tfAIT25  ; aguarde 25 niseq para debouce
        CLR      TRO          ;
        RET

```

•ADDRAK - Rotina para Inicialização do Endereço da RA*-

FUNCAO: Endereçar RAM do LCD

ESTRADA: Acumulador A com endereço desejado

SAÍDA: Nenhuma

```

ADDRAM: CLR      PS.4          ativa RS
        MOV      P2,A          inicialização do endereço da RAM
        SETE     P3.5          ativa E enable LCD
        CLR      P3.5          desabilita (E) enable LCD
        CALL     DEL40
        RET

```

—————**DSPLCD - Rotina para escrita de dados na RAM-**

FUNCAO: Enviar dados a RAM do LCD

ENTRADA: Acumulador A com dado desejado

SAÍDA: Nenhuma

```

        SETE     P3.4          ativar display para receber dados
                                .P3.4 « RS
        MOV      P2,A          escreva dado na DD RAM
        SETE     P3.5          habilita Enable
        CLR      P3.5          desabilita Enable
        CALL     DEL40          temporize 40 useq para execução do
                                comando
        RET

```

-Rotina CÜNVERI

FUNCAO: Ler conversor,processar para deformação inst e atualizar DefMax

ENTRADA: vDefMaxE

SAÍDA: Acumulador A com dado lido do conversor e vDefMax

VARIÁVEIS: B, RI,

a colocação mostrada na Figura 1.5), obtêm-se o dobro do sinal que seria obtido com a utilização de um strain gage apenas.

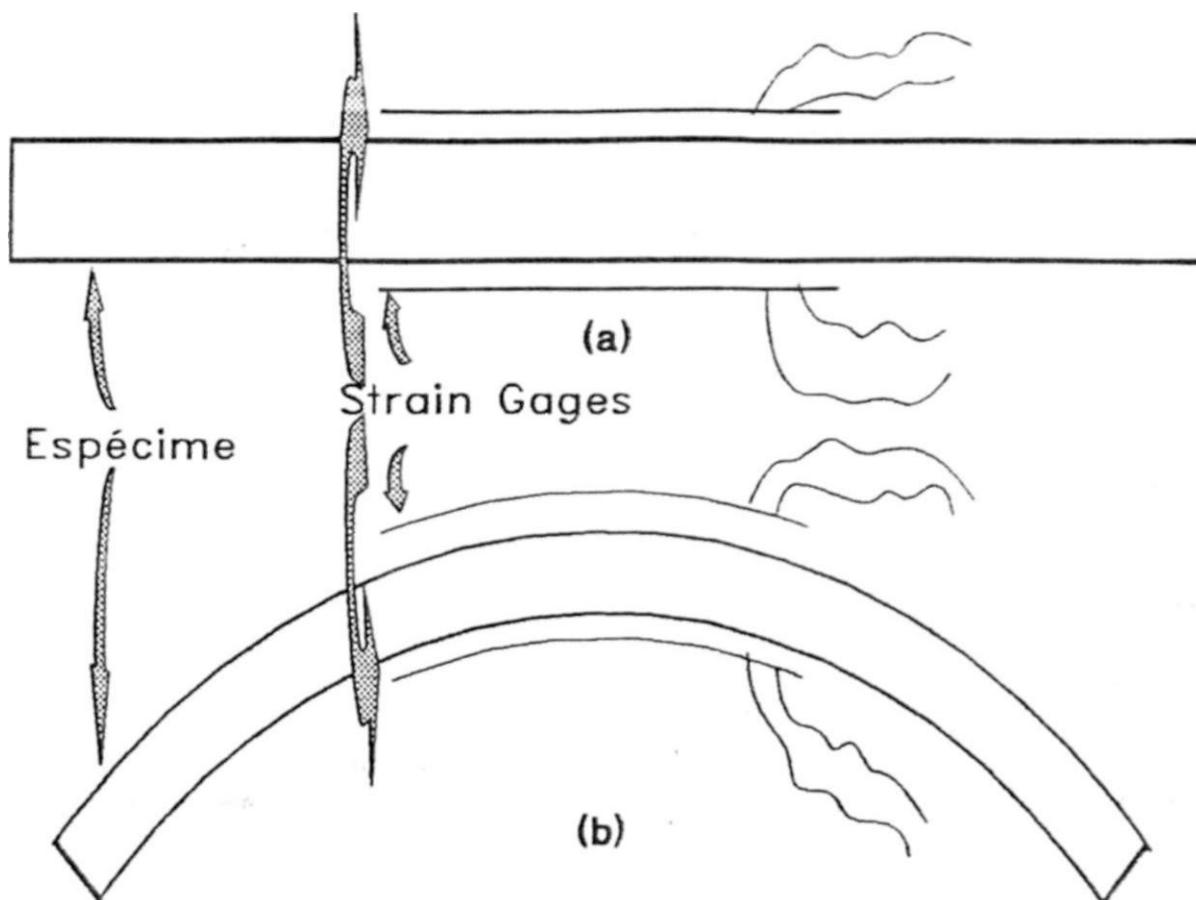


Figura 1.7: Exemplo de arranjo de strain gages que visa conseguir um maior nível de sinal.

Numa montagem com apenas um strain gage ativo na ponte, demonstra-se que para um strain gage com gage factor de 2, e para as resistências restantes da ponte iguais à do strain gage quando sem deformação, pode-se, na maioria das aplicações, utilizar a seguinte relação (para a demonstração, vide 6.2.1):

$$\frac{V_o}{V} = \frac{AR}{AL} = \frac{AL}{JL} \quad (12)$$

Onde:

V_o : tensão de saída da Ponte de Wheatstone

V : tensão de alimentação da Ponte de Wbeatstone

```

CONVER1:CLR    P3.6      active sinal WRITE do conversor
              SETB     P3.6      desative WRITE
              CLE      C         aguarde tempo de conversão,zerando carry
              MOV      A,PI      leia dado digital
              MOV      RI,A      salve-o em RI
              SUBB     A,vDefRaxH compare com a max deformação sem ofset
                                   (-7F)
              MOV      F0,C      guarde resultado da comparação no Carry
              MOV      A,Ri      leia valor do esforço
              CLE      C         zere carry
              SOBE     A,#7FH     subtraia o dado do conversor de 7F
                                   (Offset)
              JNC      LSIGN     se dado lido maior que 7F, sinal
                                   positivo
              CPL      A         se dado menor que 7F, complemento ...
              INC      A         ...dois ...
              MOV      vSign,#'-' ...sinal negativo
              JMP      LDEFMAX    compare se o valor lido e maior que a
                                   maxDef

LSIGN:  MOV      vSign,#+'      dado maior que 7F, sinal positivo
LDEFMAX:JB  FO,CQNVRET         se o dado lido foi menor que vDefMax,
              MOV      vDeíNax,A atualize vDefMax com OffBet
              MOV      vDefMaxB,R1 atualize vDefMax sem Offset
              MOV      vSDefMax,vSign atualize sinal da def max registrada
CONVRET: RET                 retorne com o parâmetro lido no
                                   acumulador
    
```

•CONFORM - Rotina para conformar dado a ser mostrado-

```

; FTJNCAO: Converter o dado em Hexa para código da RAM do display-
; ENTRADA: Acumulador A com o dado a ser conformado para código display
; SAÍDA: Acumulador A com o código para display
    
```

```

CONFORM:ANL   A,#OFH          ; isole nible LSB
              ADD      A,#30H      ; converta para código ASCII
              RET
    
```

PROCESS

```

; FDNCAO: Converter o dado lido do conversor em esforço correspondente
; ENTRADA: Acumulador A com o dado lido do conversor e vFatEsc
    
```

; SAÍDA: vHexLSB, vHexMSB, vDecLSB, vDecMSB

```

PROCESS:MOV    vDecLSB,#00      inicialize destino decimal LSB
             MOV    vDecMSB,#00  inicialize destino decimal MSB
             MO?   B,vFatEsc     leia fator de escala
             MUL   AB           multiplique pelo dado do conversor
             MOV   vHexLSB,A     guarde resultado LSB em vHexLSB
             MD?  vHexMSB,B     guarde resultado MSB em vHexMSB
             RET

```

DECIMAL-LSB

FUNCAO: Converter o valor processado LSB em Hexa para decimal

ENTRADA:vHexLSB

SAÍDA: vDecLSB, vDecMSB

Esta rotina transforma o byte menos significativo de uma variável de 16 bits em hexa para o valor correspondente em decimal.

Podemo-se ter até 255 em decimal. A unidade (5) e a dezena serão codificadas em BCD e armazenadas na variável vDecLSB. A centena (2) será armazenada no byte vDecMSB. Estes valores serão passados a subrotina DECIMAL que converterá o byte mais significativo e fornecerá um byte com Unidade - Dezena e outro com Centena - Milhar, uma vez que a variável WORD só conterá valores em Hexa correspondentes a 2048 no máximo.

MO?	R0,#vTempor	; carregue RO com o endereço de vTempor
HO?	A,vHexLSB	; variável em Hexa a ser convertida para
		; decimal
MO?	B,#0AH	; numero divisor para obtenção dos
		; algarismos decimais
DI?	AB	divida o valor em Hexa por 10
MO?	<R0,B	guarde o resto (unidade decimal) em
		vTempor
INC	RO	atualize ponteiro para dezena
MO?	B.#0AH	numero divisor para obtenção dos
		algarismos decimais
DI?		divida o valor em Hexa por 10
MO?	CR0,B	guarde o resto (dezena decimal) em
		vTempor
MO?	B.t0AH	numero divisor para obtenção dos
		algarismos decimais

APÊNDICE C. SOFTWARE DO MICROCONTROLADOR 8751

DIV	AB	divida o valor em Bexa por 10
HOY	vDecMSB,B	Centena guardada ea vDecMSB
MOV	A,CR0	leia ultimo valor guardado - dezena ou unidade
SWAP	A	coloque-o no nibble male siginificativo
DEC	RO	aponte para a unidade guardada
ORL	A ,CR0	junte dezena e unidade em um so byte
MOV	vDecLSB,A	armazene o resultado da dezena e unidade em vDecLSB
RET		retorne

•DECIMAL

FDNCAO: Converter o valor Heza MSB para decimal

ENTRADA:vHexMSB, vDecLSB, vDecMSB

SAÍDA: vDecLSB, vDecRSB

Converte o byte mais siginificativo da variável **WORD** em Hexa, tomando como parâmetros de entrada o byte menos siginificativo ja convertido para decimal e armazenados em vDecLSB e vDecMSB.

Fornecera como saida dois bytes com os valores BCDs - vDecLSB conterà' unidade e dezena. vDecMSB conterà^s centena e milhar

DECIMAL:CALL	DECLSB	chame rotina para converter o byte menos significativo
CLR	C	zere carry para garantir iniciar em 0
MOV	A,vHexKSE	leia byte mais significativo da WORD
ANL	A,#0FH	isole nibble menos significativo
MOV	R6,A	guarde valor em R6 de quantas vezes 256 devera ser somado
me	R6	incremnte este valor de 1, devido ao processamento
LD0P6: DJHZ	R6,ADD256	se o numero de vezes que 256 deve ser somado for 0, volte
RET		
ADD256: MOV	A,vDecLSB	; leia valor decimal - unidade e dezena
ADD	A,#56H	; some unidade e dezena com 56
DA	A	; ajuste para decimal
MOV	vDecLSB,A	; guarde valor ajustado da unidade e dezena
MOV	A,vDecKSB	; leia centena

```

    ADDC    A,#02H    ; some a 02 considerando o carry do ajuste
    DA      A         ; ajuste
    MOV     vDecMSB,A ; guarde valor da centena e milhar
    CLE,    C         ; zere carry para próxima operação DAA c/
                    ; vKSB
    JMP     L00P6     ; repita o-processo se necessário

```

-MESSAGE-

FúNCAQ: Mostrar as mensagens do sistema ao operador

EÄTRADA: Nenhuma

SAIDA: Nenhuma

```

MESSAGE:MOV    A,#01H    limpar display
              CALL      LCD
              CALL      MENS1    chame rotina para mostrar mensagem
                                "Def. Inst"
              CALL      CONVER1   leia conversor atualizando DefMax
              CALL      PROCESS   processe o dado lido
              CALL      DECIMAL   converta-o para decimal
              MOV       A,vSign
              CALL      DSPLCD    mostre sinal do esforço medido
              MOV       A,vDecMSB leia valor decimal convertido da milhar
                                e centena
              SWAP
                                coloque o numero milhar no nibble
                                inferior para a rotina CONFORM
              CALL      CONFORM   converta para código ASCII
              CALL      DSPLCD    mostre no display
              MOV       A,vDecMSB leia novamente
              CALL      CONFORM   converta para código ASCII
              CALL      DSPLCD    mostre no display
              MOV       A,vDecLSB leia valor da unidade e dezena
              SWAP      A        coloque dezena no nibble inferior
              CALL      CONFORM   converta para código ASCII
              CALL      DSPLCD    mostre no display
              MOV       A,vDecLSB leia novamente
              CALL      CONFORM   converta unidade para código ASCII
              CALL      DSPLCD    mostre no .display
              CALL      STRAIN    mostre simbolo "micro strain"
              CALL      MENS2     mostre mensagem da 2 linha:

```

; "FatEsc ou Max Def"

RET

——MERS1 - Dei. Inst - -

FUNCAO: Endereçar LCD para eBcrita de MENS1 e passar os parâmetros -
endereço e comprimento da mensageml

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR, R3

MENS1:	MOV	A,#80B	primeira linha do LCD
	CALL	ADDRAK	enderece primeiramente a RAM
	MOV	DPTR,#LMENS1	inicialize ponteiro da mensagem 1
	MOV	R3,#09H	tamanho da mensagem passado para
	CALL	SHOV	... rot shou mostrar toda
			mene:"Def.Inst»"
	RET		

-Shov-

FUNCAO: Buscar código para LCD numa tabela gravada em EPROM

ENTRADA:DPTR

SAÍDA: Acumulador com código para LCD

SHOV:	CLR		zere acumulador
	MOVC	A.CA+DPTR	busque código da mensagem para A
	CALL	DSPLCD	mostre no LCD
	INC	DPTR	atualize ponteiro da mensagem
	DJNZ	R3.SH0V	se fim de mensagem ...
	RET		... retorne

Strain

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita do símbolo ne e passar os parâmetros
endereço e comprimento da mensagem micro strain

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR, R3

```

STRÁIN: MOV    A,#8EH           posição do display onde deve aparecer a
                                meus.
                                CALL    ADDRAK           enderece RAH primeiramente
STRAIH1: MOV    DPTR,#LSTRAIN   inicialize ponteiro da mensagem
                                'straiI'
                                MOV     R3,#02E           tamanho da mensagem
                                CALL    SHOW            mostre mens: "ue"
                                RET
    
```

-HENS2 - Def. Max

FTJNCAO: Endereçar LCD para escrita da MENS2 e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem2

ENTRADA:Nenhuma

SAÍDA: DPTR, R3

```

JB      btHens3,LKENS3         ; se indicador de chaveamento eetado, MENSAG
MOV     A,#0COH                * enderece display
CALL    ADDRAK                 enderece RAH primeiramente
MOV     DPTR,#LMENS2           inicialize ponteiro da mensagem
MOV     R3,#09H                tamanho da mens: "Def.Max="
CALL    SHOV                   mostre
CALL    DEFMAI                 mostre a máxima deformação
RET
    
```

```

LMEHS3  MOV     A,#0COH
        CALL    ADDRA1         enderece RAH primeiramente
        MOV     DPTR,#LMESS3   inicialize ponteiro da mensagem
                                "strain"
        MOV     R3,#0CH        tamanho da mens: "Fat.Esc="
        CALL    SHOV           mostre
        CALL    MENS3
        RET
    
```

DEFHA7.

FTJNCAO: Endereçar LCD para escrita do valor da HaxDeí e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA:vDecLSB, vDecHSB

SAÍDA: vDefHax

```

DEFHAZ: MOV     A,<0CEK         ; endereço da RAH que devera aparecer a
    
```

CALL	ADDRAK	o enE...
CALL	STRAIH1	...mens. "ue"
MOV	A,#0C9H	endereço da mens. "Def.Kax"
CALL	ADDRAK	
MOV	A,vSDefHax	aoptre sinal da max deformação
CALL	DSPLCD	
MOV	A,vDefKar	leia o valor da nax def registrada
CALL	PROCESS	converta-o para unidade de uStrain
CALL	DECIMAL	converta-o para decimal
MOV	A,vDecHSB	leia valor BCD da milhar e centena
SWAP	A	posicione milhar
CALL	CONFORM	conforme milhar para código ASCII
CALL	DSPLCD	mostre milhar
MOV	A,VDecKSB	leia valor BCD da milhar e centena
CALL	COSFORI	conforme centena para código ASCII
CALL	DSPLCD	mostre centena
MOV	A,VDecLSB	leia BCD da dezena e unidade
SWAP	A	posicione dezena
CALL	CONFORM	conforme dezena para código ASCII
CALL	DSPLCD	mostre dezena
MOV	A,VDecLSB	; leia BCD da dezena e unidade
CALL	COHFORE	conforme unidade para código ASCII
CALL	DSPLCD	mostre unidade
RET		fim

HENS3 - Fat. Esc -

FUNCAQ: Endereçar LCD para escrita do Fator de Escala e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Renhuraa

SAÍDA: vFatEsc

MOV	A,vFatEsc	leia fator de escala
SWAP	A	posicione dezena
CALL	CONFORM	conforme dezena para código ASCII
CALL	DSPLCD	mostre dezena
MOV	A,vFatEsc	; leia fator de escala
CALL	CONFORM	conforme para ASCII
CALL	DSPLCD	mostre
RET		fim

 MESAD_K7 - GRAVAR K.7 ?

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "Gravar eu K_7? e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ESTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR e R3

MOV	A,#01H		li rape ...
CALL	LCD		...display
MOV	A,«80H		endereço do display de início da mensagem
CALL	ADDRAM		enderece LCD
MOV	DPTR,#LMESK7?		ponteiro inicial da mensagem
MOV	R3,#0CH		tamanho da mensagem
CALL	SHOW		mostre mensagem
RET			fia

 MESFATOR - Mensagem MUDA FATOR ESCALA ?

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "Muda Fator Esc? e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR e R3

MESFATOR:MOV	A,#01H		limpe...
CALL	LCD		...display
MOV	A,#80H		enderece ...
CALL	ADDRAM		... display
MOV	DPTR,#LMFAT?		ponteiro inicial da mensagem
MOV	R3,#0FH		tamanho da mensagem
CALL	SHOW		mostre mensagem
RET			fim

 HESAD.PC - Mensagem DIRETO PARA PC

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "Dierto p/ PC? e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR e R3

<pre> MOV A,#01K CALL LCD MO? A,#80H CALL ADDRAM MOV DPTR,#LKADPC? MOV R3,#0EK CALL SHOW RET </pre>	<pre> limpe display enderece... ... display ponteiro inicial da tamanho da mensagem mostre mensagem fia </pre>
---	--

-KENSPOFF-

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "PC DESLIGADO!" e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Nenhuma

; SAIDA: DPTR e R3

<pre> MESPCOFF:MOV A,#01E CALL LCD MOV A,#80H CALL ADDRAM MOV DPTR,#LHES0FF MOV R3,#0FE CALL SHOW RET </pre>	<pre> limpe display enderecedisplay ponteiro da mensagem tamanho da mensagem mostre mensagem fim </pre>
--	---

—————MESK7.PC—————Mes K_7 PARA PC-

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "K7 p/ PC ?" e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR e R3

<pre> MESK7,,PC:MOV A,#01H CALL LCD MOV A,#80H CALL ADDRAM MOV DPTR,#LHX7PC? MOV R3,#0DH CALL SHOW </pre>	<pre> limpe display enderecedisplay ponteiro da mensagem tamanho da mensagem mostre mensagem </pre>
---	---

RET

-ROTIRA FAT.ESC-

FUNCAQ: Alterar o fator de escala

ENTRADA: vFatEsc

SAÍDA: vFatEsc

```

FAT.ESC: MOV      A,vFatEsc      ; leia Fator de escala atual
          CJNE    A,#08H,MULT    ; compare com o mai valor possivel
          MOV     vFatEsc,#01H    ; se igual, carregue o menor fator
          CLR     PO.6            ; atue MUI para ...
          CLR     PO.7            ; ... fator de escala « 1
          JHP     FRET           ; volte

MULT:    RL      A              ; se fator atual menor que 08,
          MOV     vFatEsc,A      ; multiplique por 2
          CPL     A              ; carregue novo fator
          MOV     C,ACC.1        ; complemente acumulador p/ controlar MUI
          MOV     P0.6,C         ; atne ..
          MOV     CACC.2        ; ... MUI ...
          MOV     P0.7,C         ; ... de acordo ...
          MOV     P0.7,C         ; ... com o novo fator
FRET     SETB    btMens3        ; set bit para visualização do Fator
          MOV     vCounter,#05H  ; alterado
          MOV     vCounter,#05H  ; reinicialize contador de tempo de
          RET     RET           ; chaveamento
          RET     RET           ; entre DefMaz e FatEsc - fim

```

-ROTINA GRAVAR BIT 0

FIINCAO: Gerar uma onda quadrada com dois ciclos de 250 useg em PO.O

Bit 0

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Nenhuma

```

GRAVEO: MOV      R7,#04H        números de meios ciclos do bitO
NITBTO: CPL      PO.O           complemento saída para gravador
          CALL    DEL125        temporize por 125 useg
          DJNZ   R7,NITBTO     se o numero de meios ciclos nao
          RET     RET           terminou, repita

```

9.2.3	Método 3: Gravação Digital com Modulação FSK:	129
10	Integração do Sistema	137
10.1	introdução:	138
10.2	Funções Disponíveis no Sistema:	138
10.3	Dispositivo de Visualização em Campo:	139
10.4	Gravação e Recuperação de Dados.	140
10.5	Controle do Gravador:	141
10.6	Transferência de Dados com o IBM-PC® Compatível:	141
10.7	Controle do Conversor Analógico/Digital:	142
10.8	Ajuste do Ganho do Sistema:	142
11	Digitalização e Interfaceamento com o A P P L E	147
11.1	AD7820 - Conversor Analógico-Digital:	148
11.1.1	Introdução:	148
11.1.2	Modos de Operação:	148
11.2	Interfaceamento com o "APPLE II e".	149
11.2.1	Implementação:	150
11.2.2	Programa em Linguagem Assembler:	154
11.2.3	Programa em BASIC: *	156
11.3	Interface Analógica:	160
12	Conclusão	163
A	Função de Transferência do Amplificador	165
A.0.1	Função de Transferência do Amplificador de Entrada:	166
B	Dados Experimentais da Etapa de Amplificação	169
B.1	Medição do Ganho de Modo-comum:	170

AR : variação da resistência do strain gage jera relação à resistência que o mesmo possui quando não deformado)

R : resistência do strain gage quando não deformado

AL : variação do comprimento do strain gage com a deformação

L : comprimento do strain gage (quando não deformado)

Desta forma, para cada 1^{μ}te (1 micro-Strain) de deformação aplicada ao strain gage. obtem-se uma tensão de saída da ponte de $0.5/\text{iV}$ para cada Volt de alimentação da ponte.

Devido ao baixo nível de sinal de saída disponível na maioria das aplicações, e do ambiente de utilização dos strain gages. é comum a ocorrência de sinais espúrios, de intensidade superior ao do próprio sinal de saída: devendo este fato ser levado em conta quando do condicionamento do sinal Vide Í2,.

DJ exposto, dpicendc-sc que quanto mais alta a alimentação da ponte, maior será a tensão fornecida por ela. Was. deve-se obter um compromisso quanto à tensão de alimentação da ponte, ela deve ser alta o suficiente para a obter-se. na saída uma magnitude de tensão tal que permita o adequado condicionamento do sinal, para a faixa de magnitudes das deformações que deseja-se medir, e deve ser baixa o suficiente para não causar aquecimento excessivo do strain gage.

O aquecimento excessivo do strain gage pode causar problemas de stress no espécime, e também, mudar suas propriedades básjcas. como o módulo elástico (de fáci] visualização se imaginar-se um espécime plástico).

Uma deformação aparente ocorre pelo efeito da expansão térmica do material ao qual o strain gauge está conectado. Ela pode ser tão grande quanto $12/\text{is}/^{\circ}\text{C}$ para o aço e aproximadamente $23/\text{ir}/^{\circ}\text{C}$ para o aJumínio (Vide 2.4).

Erros de linearidade ocorrem quando medições são realizadas com Pontes de Wheatstone destaalnceadas (Vide 6.5).

Como o metal que constitue os strain gages. via de regTa não é o Cobre, e a fiação utilizada para a conexão dos gages ao dispositivo de medição geralmente é deste metal, formam-se lermopares nas junções entre a fiação e o metal do strain gage.

Um termopar típico, formado nas junções entre a cabeção e a liga constitui;va dos strain gages é a junção Cobre-Costantan. tal junção fornece um termopar com

•ROTINA GRAVAR BIT 1

FTJNCAO: Gerar nma onda quadrada com um ciclo de 500 useg em PO.O-Bit 1

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Nenhuma

GRAVEI:	MOV	R7,#02B	numero de meios ciclos do bit 1
NXTBT1:	CPL	PO.O	complemente saida para o gravador
	CALL	DEL250	temporize por 250 useg
	DJNZ	R7,NXTBT1	se nao fim, repita
	RET		

•Rotina Writedt

FONCAO: Gerar o sinal para a entr. do grav. de acordo com o dado a ser registrado

ENTRADA: Acumulador A com o dado a ser gravado

SAÍDA: Nenhuma

WRITDT:	MOV	R2,#08H	numero de bits a serem gravados - 1 byte
NEXTBIT:	JB	ACC.0.LWRITE1	se bit « 1, grave 1
	CALL	GRAVEO	se nao, grave 0
	JMP	LNXTBIT	grave próximo bit
LWRITE1:	CALL	CRAVEI	grave sinal correspondente ao bit 1
LNXTBIT:	RR	A	posicione próximo bit a ser gravado
	DJNZ	R2 .NEXTBIT	se nao 8 bits, grave próximo
	RET		fim

-Rotina Gravar Controle-

FTJNCAO: Gerar o sinal de controle de inicio de pacote, a ser registrado no grav.

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Nenhuma

GRVCON:	MOV	R2,#10H	16 bits 0 (2 bytes 0)
NEXTO:	CALL	GRAVEO	
	DJNZ	R2,NEXTO	
	CPL	PO.O	grave um bit de START com periodo de
	CALL	DEL250	1,25mseg

```

CALL    DEL250
CALL    DEL125
CPL     PO.O
CALL    DEL250
CALL    DEL250
CALL    DELI25
MOV     R2,*08R           8 bits 1 ( 1 byte FT )
CALL    GRAVEI
DJHZ   R2.HEXT1G
MOV     R2,#08H          8 bite 0 ( 1 byte 00 )
CALL    GRAVEO
DJHZ   R2.LAST0G
RET

```

-----•Rotina Gravar FIM PACOTE-

FUNCAO: Gravar caracter de fim de pacote - FF 00 FF

ENTRADA: Nenhuma

SAIDA: Nenhuma

```

GRAVFIM:MOV     R2,#08H           ; 8 bits 1 ( 1 byte FF )
NEXT1F: CALL    GRAVEI
          DJHZ   R2.HEXT1F
—n»      MOV     R2,#08H          8 bits 0 ( 1 byte 00 )
NEXT0F: CALL    GRAVEO
          DJHZ   R2.HEXT0F
          MOV     R2,#08R          8 bits 1 ( 1 byte FF )
LAST1F: CALL    GRAVEI
          DJHZ   R2.LAST1F
          MOV     R2,*240          240 bits 0 ( 30 bytes 00 )
NEXT0FO.CALL    GRAVEO
          DJHZ   R2.HEXT0F0
          RET

```

LIGAR GRAVADOR

FUNCAO: Acionar circuito para ligar o gravador» temporizando 1 seg

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Nenhuma

```

GRAV.ON:CLR     P3.0           ; lig*« gravador
          MOV     R3,#10        ; grave 10 x ...

```

```

WAIT7: MOV      R2,*240      ... 240 bits O , totalizando ...
INÉRCIA:CALL   GRAVEO      ... 300 bytes ...
          DJHZ    R2, INÉRCIA ... cada byte leva 4 mseg p/ ser gravado
          DJNZ   R3.WAIT7   ...totalizando 1,2eeg p/ estabilização
          RET

```

-Rotina CONVER-

FUNCAO: Ler conversor
ENTRADA : Nenhuma
SAÍDA: Acumulador A com dado lido do conversor

```

CUNVER: CLE     P3.6      ; ative sinal WRITE do conversor
          SETE   P3.6      ; desative WRITE
          NÚP    ; aguarde tempo de conversão lendo vDefMar
          MOV    A,PI      ; leia dado digital
          RET

```

—GRAVA

FUNCAO: Gravar os dados lidos do conversor em fita K-7 - PO.O * saída do sinal
ENTRADA: Acumulador com dado lido, vFatEsc e vNoPact
SAIDA: Nenhuma

```

GRAVAÍ7:CALL   MESGRV      mostre mensagem Gravando . . .
          CALL   GRAV_ON    ligue gravador
NOVPACT:MOV    DPTR,*cLenPac contador de bloco maz
          DiC    DPH        incremente DPH devido ao processo de
                          contagem
          CALL   GRVCQN     grave caracter de controle
          MOV    A,vNoPact  grave o numero do pacote de aquisições
          CALL   WRITDT
          MOV    A,vFatEac  grave o fator escala da aquisição
          CALL   WRITDT
NEXTG:  CALL   CONVER      leia conversor
          CALL   WRITDT     chame rotina para gravar byte
          DJNZ  DPL.GCONT   conte mais um byte gravado
          DJNZ  DPH.GCONT
          CALL   GRAVFIM    se 64Tbytes gravados, fim de bloco
          JB    P0.4,N0VPACT continue novo bloco se usuário nao parou

```

	JMP	FIH1	se usuário parou, finalize gravação
GCONT:	JB	P0.4,NEATG	se tecla grave não pressionada, continue
FIM1:	CALL	GRAVFII	se tecla GRAVA em 0, pare gravação COM FIM
	SETB	P3.0	desliga gravador
	CALL	MESFIMK7	mensagem Fim Gravação
GWAITOI-.JNB	P0.4,GfAIT01		aguarde usuário soltar tecla GRAVA
	MOV	R3,#40	40 x 50 mseg ____
DELAY1:	CALL	DEL50	...» 3 seg para visualização
WAIT2:	JNB	TFO,VAIT2	
	DJKZ	R3,DELAY1	
	RET		

MESGRV - GRAVANDO

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "Gravando ." e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA:Nenhuma

SAIDA: DPTR e R3

MOV	A,#01H	limpe ...
CALL	LCD	... display
MDV	A,#80H	enderece ...
CALL	ADD RAM	... display
MOV	DPTR,#LHESGRV	.ponteiro inicial da
MOV	R3,#OEH	tamanho da mensagem
CALL	SHOW	mostre mensagem
RET		fim

KesFim de Gravação em K_7-

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mens "Fim Gravação" e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA:Nenhuma

SAÍDA: DPTR e R3

MESFIMK7:	MOV	A,<01fl	limpe display
	CALL	LCD	
	MOV	A,#80H	enderece primeira...

```

CALL  ADDRAR          ...linha do display
MOV   DPTR,#LKESFIMG endereco inicial da mensageo.
MOV   R3,#0CH        tamanho da mensagem
CALL  SHOW           mostre mensagem
RET                                fim

```

Rotina para detectar PRIMEIRA TRANSIÇÃO-

FUNCAO: Detectar transição no pino PO.1 - sinal proveniente do gravador
ENTRADA: Nenhuma
SAÍDA: Var lógica NÍVEL.1 (BITNIVEL) com o complemento do nivel em P0.1

```

FRSTRAN:MDV      A,PO
                ANL  A,#02H          ; leia P0.1
                XRL  A,vRivel        ; verifique se P0.1 • NIVEL (primeira
                                   ; transição)
                JNZ  FRSTRAK        ; se diferentes, espere mudança de P0.1
                CPL  btNivel        ; complemente BIT NIVEL para detectar
                                   ; prox. transição
                RET

```

-Rotina para detectar transição no flip-flop R7

FUNCAO: Detectar transição no bit 1 do Reg R7 - Flip-Flop por Software
ENTRADA: R7 - Flip-Flop
SAIDA: Var lógica DA TRANS.1 (<BITTRANS) complementada a cada duas trans. em PO.1

```

FFTRANS:CALL    FRSTRAN          detecte transição
                INC  R7           clock no FF software
                MOV  A,R7         leia FF
                ANL  A,#02H       isole bit 1
                IRL  A,vDatrans    verifique se houve transição no FF
                JZ   FFTRANS       se nao, aguarde próxima transição
                RET

```

-Rotina para detectar transição-TRANSIC

FUNCAO: Detecta numero de transições ocorridas em P0.1 no tempo de 375 useg

ESTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Var lógica NUMIRAN ; 0 - 3 ou 4 transições ; 1 - 0 ou 1 transição

TRANSIC-.CLR	btTrane	zere indicador de transição no pino P0.1
	MOV R7,#00B	zere flip-flop
	CLR bNunTran	zere indicador de numero de transições
	CALL FFTRANS	chame rot. p/ detectar 2 transições em P0.1
	JB TFO.BIT1	se as 2 transições ocorreram em $t < 375\text{useg}$...
	CPL btTrans	...bit • 0 -complemente indicador de transição
	CALL FFTRANS	detecte mais duas transições
	JMP BITO	registre bit 0 recebido
	bfJumTran	registre bit 1 recebido de as 2 transições
BIT1:	SETB	ocorreram num tempo $> 375\text{ useg}$.
	DEL375	dispare novamente timer para próxima detecção
BITO:	CALL RET	

-----*-----Rotina para detectar caracter de controle -RECBCON-----

FUNCAO: Detectar caracter de inicio de bloco - Start Bit

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Nenhuma

RECBCON :	MOV A,P0	• leia P0.1
	CPL A	complemente
	ANL A,#02H	isole NÍVEL
	MOV vNivel,A	inicialize NÍVEL O P0.1
	CALL FRSTRAN	detecte primeira transição
REINIT:	CALL DEL375	start timer
ESPERE:	MOV A,PO	
	ANL A,#02H	leia P0.1
~)	XRL A.vHivel	1 verifique se P0.1 • NÍVEL (primeira transição)
	JZ L.AGAIN	se igual, transição antes de 375 useg
....	JB TFO,LNEXT	se diferente nao houve transição
	JMP ESPERE	aguarde tempo $> 375\text{ useg}$

L_AGAIN:CPL	btNivel	complemente btNivel p/ detectar próxima transição
	JMP REINIT	reinicialize
LNEXT: CALL	DEL375	redispere timer
LASTRAH:MOY	A,PO	leia ...
	ANL A,#02H	...status pino P0.1
	XRL A,vNivel	verifique se houve transição (resultado « 0)
	JZ LRETF	se houve transição 375 < t < 750 us, start bit
	JNB TFO, LASTRAH	se t < 750 us, aguarde
	JMP RECBCON	se t > 750 us e não houve transição, reinicialize
LRETF: CPL	btNivel	complemente detector de transição p/ detec.prox.
	CALL DEL375	
ESPER1: MOV	A,PO	inicialize detecção do 2o pulso STAR7
	ANL A,#02H	
	XRL A,vNivel	leia PO.1
	JZ LAGAINI	verifique se PO.1 = NÍVEL (primeira transição)
	JB TFO, LNEXTI	se igual, transição antes de 375 useg
	JMP ESPER1	se diferente não houve transição
	btNivel	aguarde tempo > 375 useg
LAGAINI: CPL		complemente btNivel p/ detectar próxima transição
	JMP REINIT	reinicialize
	JMP DEL375	redispere timer
LNEXTi: CALL	A,PO	leia ...
LASTR1: MOV	A,#02H	...status pino PO.1
	ANL A,vNivel	
	XRL LRETF1	verifique se houve transição (A=0)
	JZ	se houve transição após 375 e antes de 750 us, start bit
	JNB TFO, LASTR1	se t < 750 us, aguarde
	JMP RECBCOH	se t > 750 us e não transição, reinicialize
LRETF1: CPL	btNivel	complemente bt Nivel p/ detectar prox. transição
	CALL DEL375	dispere timer
	CALL CTRANS	
LTRAN: CALL	TRANSIC	chame rotina para iniciar cont. de 0's e
	JNB bNumTran, LWRITO	detecte transição
		se Ho Transicoes menor que 2, bit foi

			zero
	CJNE	R3,#00H,LVRT1	se bit foi um, verifique se 8 1's j& chegaram
	JMP	RECBCOH	se sim(R3 >> 0), recomece
LWRT1:	DJNZ	R3,LTRAK	conte mais um bit 1
	SETB	FO	se 8 1's recebidos, set indicador de byte FF
	JMP	LTRAK	volte p/ ler proximo bit
LWRITO:	JNB	FO.RECBCQN	se bit = 0 e nenhum bit 1 foi recebido,
	DJNZ	R2,LTRAK	conte mais um bit 0 recebido
	CALL	DEL375	se 8 0's recebidos sequencialmnte apos 8 1's
	RET		dispare timer p/ detecção dos dados e volte

—————ROTINA CTRANS—————

FUNCAO: Inicializar contador de byte de controle de inicio de bloco

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: Flag FO zerado, R2 e R3 com o valor 8 (1 byte)

CTTRANS:	CLR	FO	indicador de 8 bits 1's recebidos
	MDV	R2,#08H	contador de bits 1's
	MOV	R3,#08H	contador de bits 0's
	RET		

-Rotina TESTFIM-TX—

FUNCAO: Transmitir p/ PC os dados recebidos do gravador.testando o caracter de FIM de bloco.

ENTRADA: Acumulador A com dado lido do gravador

SAÍDA: Var lógica FIMPACT - indica caracter de fim de pacote recebido e Acumulador A com o dado a ser transmitido p/ PC.

TESTFIM:	MDV	A,R3	traga dado para acumulador
	CJNE	A,#0FFH,TESTO	compare com caracter de fim de pacote
SETFIM:	JB	btFirst1,TSTBIT0	se caracter = FF, e* o primeiro a ser recebido..
	SETB	btFirst1	___set indicador de primeiro byte FF recebido
	JMP	LGUARDE	... envie o dado
TESTO:	JNB	btFirst1,LGUARDE	se o primeiro byte FF nao foi recebido, envie dado

	CJNE	A,#OOH,LGUARDI	se <i>b1L</i> , compare o dado com 2o caracter de FIK
	SETE	btFirstO	se igual, set iDdicador de recepção do 2o car de FIM
	JHP	LGUARDE	envie o dado
TSTBITO:	JNE	btFirBtO ,LGUARDE	se lo dado = FF, 2o = 00 e 3o = FT ...
	SETE	btFimPact	set indicador de FIK de BLOCO
	JMP	LGUARDE	e transmita o ultimo dado
LGUARDI.CLR	btFirstI		se lo * FF, 2o = 00 e 3o O FF ...
	cut	btFirstO	...zere flags indicadores
LGUARDE:CALL	TX		transmita dado ao PC
	MOV	R3,#00E	zere reg receptor de dado p/ prox
	RET		volte

 ROTINA TXÍ

; FUNCAO: Transmitir um dado lido do conversor para o PC
 ; ENTRADA: Acumulador A com o dado a ser transmitido
 ; SAÍDA: Nenhuma

TXI:	CLE	TI	; zere indicador de fim de transmissão
	MOV	SBUF,A	; inicia transmissão
WAIT6:	JNB	TI,WAIT6	; aguarde fim de transmissão
	RET		;

 ROTINA TI

; FUNCAO: Transmitir um dado lido do gravador para o PC
 ; ENTRADA: Acumulador A com o dado a ser transmitido
 ; SAÍDA. Nenhuma

TI:	MOV	SBUF,A	; inicia transmissão
	RET		

 Rotina para receber dados do gravador -GRAVADOR.PC

FUNCAO: Receber dados do gravador
 ENTRADA: var lógica FIMPACT
 SAIDA: Nenhuma

GRAV.PC:MOV	R5,#20	
PCREADY:CALL	DEL50	aguarda PC pronto por 1 seg
LDTRG: JNB	P3.7,LEGRAV	se autorizaca (DTE * O),transmita
JNB	TFO,LDTRG	se T < 50 mseg, aguarde DTR
DJNZ	R5,PCREADY	se tempo < 1 seg e ainda nao DTR,
		espere
	CALL	MESPCOFF
		se em 1 seg o PC nao ficou "pronto",
		volte
	MOV	R5,#40
		mostrando mensagem PC NAO PRONTO !
DELAY:CALL	DEL50	aguarda ..
WAIT3: JNB	TFO.WAIT3	...3 seg para ...
DJNZ	R5,DELAY	...vizaalizacao
JMP	PCRETG	retorne ao programa principal
LEGRAV:CALL	GRAV_ON	ligue gravador
CLR	btFirstI	limpe flag indicador de byte FF recebido
CLR	btFirstO	limpe flag indicador de byte 00 recebido
CLR	btFimPact	limpe flag indicador de caracter fim
		pacote
	CALL	MESTX
		mostre mensagem TRANSMITINDO . . .
	CALL	RECBCOH
		detecte caracter de controle
	MOV	R3,#00H
		limpe destino dos dados
NXTBYT:MOV	R2,#08H	reinicialize contador de bits
TRAI:CALL	TRANSIC	detecte transiçao
MOV	A.R3	traga destino do dado recebido p/
		acumulador
	RR	A
	JNB	bNumTran,WRITO
		posicione bit recebido anteriormente
		se No Transiocoes menor que 2, bit foi
		zero
		se bit foi um, set o bit do Acumulador
WRITO:MOV	R3,A	guarde bit recebido
DJNZ	R2.TRAH	se nao recebidos 8 bits, receba o
		proximo
	CALL	TESTFIM
		teste fim de pacote e envie o dado para
		o PC
	JNB	btFimPact,NXTBYT
	SETB	P3.0
	CALL	MESFIMPC
	MOV	R5.#40
DELAY2:CALL	DEL50	aguarda...
WAIT4: JNB	TF0.WAIT4	... 3 seg para .
DJNZ	R5,DELAY2	...viznalizacao
PCRETG:RET		retorne

sensibilidade de $40 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, superior portanto, ao sinal provocado por pequenas deformações.

Deve-se prever, portanto, meios de compensação destes dois fenômenos, quando significativos para a aplicação.

Apenas um único fabricante (a Micro Measurements - E.U.A.) fabrica 40000 tipos de strain gages (não computando os strain gages feitos sob encomenda).

A Figura 1.8 apresenta exemplos de alguns tipos de strain gages.

Sendo desta forma necessária, uma metodologia consistente para a seleção dos mesmos (Vide 3.1).

Como fatores determinantes na escolha de strain gages pode-se citar: precisão, estabilidade, alongação máxima, duração das medições, ciclicidade do esforço, simplicidade e facilidade de instalação.

Uma seleção racional dos strain gages influirá em.

- Otimização da performance do gage para as condições de operação.
- Precisão e confiabilidade nas deformações medidas.
- Facilidade de instalação e minimização do custo total da instalação do gage.

Bibliografia recomendada: [3], [4], [5], [6], [1].

KESTJ- TRANSMITINDO . .

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mensagem "Transmitindo..." e passar OB parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Nenhuma

SAIDA: DPTR e R3

MOV	A,#01H	, limpe ...
CALL	LCD	... display
MOV	A,#80H	enderece ...
CALL	ADDRAK	... display
MOV	DPTR,#LMTX	ponteiro inicial da mensagem
MOV	R3,*0FH	tamanho da mensagem
CALL	SHOV	mostre mensagem 'Transmitindo'
RET		

•HESFIMPC

FUNCAO: Endereçar LCD para escrita da mensagem "Fim Transmissão..." e passar os parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA: Nenhuma

SAÍDA: DPTR e R3

MOV	A,#01H	limpe ...
CALL	LCD	...display
MOV	A,#80H	enderece-o
CALL	ADDRAK	
MOV	DPTR,#LRESFIMTX	inicialize ponteiro da mensagem
MOV	R3,#0FH	tamanilho da mensagem
CALL	SHOV	mostre mensagem 'Fim Transmissão'
RET		

CONVER.PC

FUNCAO: Ler do Conversor e enviar para o PC

CONV_PC:	JNB	P3.7,LT1	testa DTR
	MOV	R5,#20	
PC.OK:	CALL	DEL50	aguarda PC pronto por 1 seg
LDTR:	JNB	P3.7.LT1	se autoriza (DTR * 0),transmita

```

JNB      TFO.LDTR      ; ee T < 60 mseg, aguarde DTK
DJKZ     R5,PC_OK     ; se tempo < 1 seg e ainda nao DTK,
                ; espere
CALL     MESPCOFF     ; se em 1 seg o PC nao ficou "pronto",
                ; volte
JHP      PCRET        ; retorne ao programa principal
LTX:     CALL     MESTX ; envie mensagem TRANSMITINDO . . .
MO?      DPTR,#cLenPac ; contador de pacote máximo que sera
                ; transmitido
INC      DPH          ; inc DPH devido ao processamento
MOV      A,vNoPact   ; envie o no do pacote de aquisições
CALL     TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
MOV      A,vFatEsc   ; envie o fator de escala
CALL     TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
CNEXT:   CALL     CONVER ; leia conversor
CALL     TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
DJNZ     DPL.LP05    ; atualize numero de dados transmitidos...
DJHZ     DPH,LP05    ; ao PC. Se Numero máximo ...
MOV      A,#OFFH     ; ...transmita caracter fim de pact
                ; (FF.00.FF)
CALL     TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
CLR      A           ; A * 00
CALL     TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
CPL      A           ; A - FF
CALL     TJ          ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
JHP      MFMPCT
LP05:    JB       P0.5,CNEXT ; se tecla grave nao pressionada, continue
MOV      A,#OFFH     ; transmita caracter de fim de pacote
                ; (FF.00.FF)
CALL     TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
CLR      A           ; A << 00-
- CALL   TX1         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
CPL      A           ; A - FF
CALL     TX         ; chame rotina p/ transmitir dado ao PC
CALL     DEBOUNCE   ;
SOLTAR:  JNB      PO.5,SOLTAR ; aguarde usuário soltar tecla
MFHPCT:  CALL     MESFIMPC ; mensagem FIM TRANSMISSÃO
PCRET:   MOV      R5,#40 ;
DELAY3:  CALL     DEL50 ; aguarda 3 seg para vizualizacao ...
VA1T5:   JNB      TF0.WAIT5 ; ____OB quais servem como DEBOUNCE
DJNZ     R5,DELAY3 ;
RET

```

-HESFIKBLDCO'

FDNCAO: Endereçar LCD para escrita da mensagem "Fim Bloco e passar OE parâmetros - endereço e comprimento da mensagem

ENTRADA : Renii uma

; SAÍDA: DPTR e R3

<pre> MESFIMBLC:MOV A,#01B CALL LCD MOV A,#80H CALL ADDRACK MOV DPTR,#LMFIMBLC MOV R3,#0EH CALL SHOW RET </pre>	<pre> limpe display enderece-o inicio da mensagem tamanho da mensagem mostre mensagem </pre>
---	--

Rotina de Delay 5mseg-

FÜNCAO: Introduzir um delay de 5 mseg

<pre> DEL5: CLR TFO MOV TL0,#77H MOV TH0,*0ECH SETB TRO WAIT5MS:JNB TF0,VAIT5MS CLR TRO RET </pre>	<pre> zere flag indicador de overflow carregue timer com osvalores p/ contar 5000 e gerar OV start timer aguarde 5000 useg • 5mseg stop timer </pre>
--	--

•Rotina de Delay 40useg-

FUNCAO: Introduzir um delay de 40 useg

<pre> DEL40: CLR TFO MOV TL0,#0D7B MOV TH0,#0FFH SETB TRO WAIT40: JNB TF0,WAIT40 CLR TRO RET </pre>	<pre> zere fiag indicador de overflov carregue timer ... para contar 40 x 1 useg start timer aguarde fim contagem (40 useg) stop timer </pre>
---	---

-Rotina de Delay 50 mseg-**FUNCAO: Iniciar una temporizacao de 50 mseg**

```

DEL50: CLR      TFO          zere flag indicador de overflow
        MOV      TLO,#0AFH   carregne timer ...
        MOV      TH0,#3CH    para contar 50000
        SETB     TRO         start timer
        RET

```

-Rotina de Delay 125 UB**FUNCAO: Introdnzir um delay de 125 useg**

```

DEL125: CLR      TFO          zere flag indicador de overflow
        MOV      TLO,<150    carregiie timer ...
        MOV      TH0,#0FFU   para contar 125
        SETB     TRO         start timer
WAIT125:JNB     TF0,WAIT125   aguarde 125 nseg
        CLR      TRO         stop timer
        RET

```

-Rotina de Delay 250 us**FUNCAO: Introdnzir um delay de 250 useg**

```

DEL250: CLR      TFO          ; zere flag indicador de overflow
        MOV      TLO, #25    ; carregue timer ...
        MOV      TH0.#0FFH   ; para contar 250
        SETB     TRO         ; start timer
WAIT250:JNB     TF0,WAIT250  ; aguarde 250 useg
        CLR      TRO         ; stop timer
        RET

```

-Rotina de Delay 375 us**FUNCAO: Iniciar uma temporizacao de 375 useg**

```

DEL375: CLR      TFO          zere flag indicador de overflow
        NOV      TL0.C88H    carregue timer ...
        MOV      TH0,#0FEH   ... para contar 375

```

```

SETB      TRO          ; start timer
RET

```

KENSAGEH 1

```

LMEBSI:   DB          'Dei.Insf

```

STRAIN

```

LSTRAIR   DB          0E4K
           DB          0E3K

```

MENSAGEM 2-

```

LMENS2:   DB          'Max.Def=

```

MENSAGEM 3-

```

LMESS3:   DB          'Fat.Esc

```

•MENSAGEM FIM TRANSMISSAD-

```

LMESFIHTX: DB        'Fim Transmissão

```

-MENSAGEM GRAVAJDD-

```

LMESGRV:   DB        'Gravando . . .'

```

-MENSAGEM PC DESLIGADO-

```

LKESDFF:   DB        'PC Nao Pronto M

```

-MENSAGEM FIM GRAVACAO-

```

LKESFIMG:  DB        'Fim Gravação

```

-MENSAGEM GRAVAR K7 ?•

```

LMESK7?:   DB        'Gravar K-7 ? '

```

-MENSAGEM K-7 PARA PC

LMK7PC?: DB 'K-7 para PC ?»

-----MENSAGEM MUDA FAT. ESC. ?-----

LMFAT7: DB 'Muda Fat.Esc. ?'

-----MENSAGEM DIRETO PARA PC ?-----

LMADPC?: DB 'Direto p/ PC ?'

-----MENSAGEM TRANSMITINDO . . .-----

LMTX: DB 'Transmitindo...'

-----MENSAGEM FIM BLOCO-----

LMFIMBLC: DB 'Fim Bloco '

END

Apêndice D

Software do IBM-PC® Compatível

D.1 Programa do IBM-Pc® Compatível:

O programa do IBM-PC® compatível foi implementado em TURBO PASCAL 5.0® da Borland. Além do programa principal, existe uma biblioteca gráfica chamada pelo mesmo (na forma de uma "UNIT" do Pascal), tal biblioteca é também listada.

D.1.1 Programa Principal:

PROGRAM Aquisição (INPUT, OUTPUT);

Uses

DOS, CRT, tpGrafico;

Const

cEND_REG_TX	\$3F8	•{Serial Port 1 (C0H1) Registers }
cEND_REG_RI	\$3F8	-{Addresses }
<u>cEND_REG_PARM.BAUD_RATE.LSB</u>	\$3F8	
<u>cEND.REG_PARM_BAUD_RATE.RSB</u>	\$3F9	
cEND_REG_HAB_INT	\$3F9	
cEND.REG_STAT.INT	\$3FA	
cEND.REG.PARM.LIR	\$3FB	
cEND.REG.PARM.MOD	\$3FC	
cEND.REG.STAT.LIN	\$3FD	
<u>cENU.REG_STAT.NOD</u>	\$3FE	
cDATA.READY	\$01;	
cTEWT	\$40;	{Transmitter Empty}
cCTS	\$10	
cDSR	\$20	
cDTR	\$01	
cRTS	\$02	
cLenBuff	60005;	{serao <u>recebidos.no</u> max, 60000 dados 4 FatEsc 4 NoPact «• 3 FIM}
cDKMOD	\$08;	{Modem Control Register Programming Byte: . Loop = 0 OUT2 = 1

DUT1 = 0
 RTS - 0
 DTK = 0 }

TYPE

Tipo.Paridade • (Seo_Paridade, Impar, Par);
 Buffer = Array[1..cLenBnff] of Byte;
 jexto = Array[1..6] of String;

VAR

•Flag,	
vIllegal	Boolean;
vI,vStep,vOfSet	Integer;
	Real;
vRegx	Registers;
vDadoRx	Buffer;
vDadoTx,vS,vAscii,vFatEsc,vNoPact,	
vEsc,vTaxa	Byte;
vB,vE,vHoDados.vC,vFim	Word;
vüpcao	Texto;
vOntChar	Char;
vEscxita,vNoneArq	String;
vArq	File of Byte;

{-----pEnablePorte-----}

Procedure pEnablePorts;

Begin

vS := Port[cEND_REG_PARK_LIN]; -(Clears Divisor Latch Access Bit to)
 vS vS And \$7F; -{access the Receiver Buffer, the >
 Port[cEND_REG_PARM_LIN] := vS; {Transmitter Holding Register, or the}
 {Interrupt Enable Register }
 Port[cEND.REG.HAB.INT] \$00; {Disables Serial Interrupts}
 Port[cEND_REG_PARK_MOD] cKDKMOD; {Programs Nodem control Register }

End;

{-----pDisablePorts-----}

Procedure pDisablePorts;

Begin


```

vS := Port[cEND.REG.PARK.LIN],      {Clears Divisor Latch Access bit}
vS := vS And $7F;
Port[cEND.REG.PARK.LIN] := vS;
Port[cEND.REG.PARK.MOD] := $00;    {Disables OUT2, RTS and DTR}
End;

{ -                plnicParmLin

Procedure plnicParmLin ( vBaudRate      Integer;
                        vParidade      Tipo.Paridade;
                        vStop.Bits     Byte;
                        vIam.Palavra   Byte

Var
    vDivisor          Integer;
    vMSB.vLSB,
    vParu_.Byte      Byte;

Begin
    vDivisor := 7rune(115200.0 / vBaudRate);  {Baud Rate Divisor }
                                                {115200   1.8432 Mhz/16}

    vMSE      := Hi(vDivisor)
    vLSB      := Lo(vDivisor)
    Port[cEND.REG.PARM.LIN] := $80;           {Sets Divisor Latch Access Bit}
    Port[cEND.REG.PARM.BAUD_RATE_LSB] := vLSB; {Input LSB Byte}
    Port[cEND.REG.PARM.BAUD_RATE_MSB] := vMSB; {Input MSB Byte}
    vParm_Byte := vIam.Palavra - 5;          {Parameter Calculation}
                                                {Word Length Calculation}
                                                {00 = 5 bite
                                                01 = 6 bite
                                                10 = 7 bite
                                                11 = 8 bits}

    vParm_Byte := vParm_Byte or ((vStop.Bits-1) shl 2);
                                                {Adds Stop BitCs}}

    If vParidade in [Impar, Par] then        {Adds (or not) parity}
    Begin
        vParm_Byte := vParm_Byte or $08;
        If vParidade = Par then
            vParm_Byte := vParm_Byte or $10;  {Enables parity}
        End;
    Port[cEND.REG.PARM.LIN] := vParm_Byte;    {Initializes Line Control Register}
End;

```

-pAtiva DTR—

```

Procédure pAtivaDTR;
Begin
  vS := Port [cEND_REG_PARK_HOD];
  vS   vS or cDTR;                                     >
  Port [cEND_REG_PARI_MOD] := vS;           < Forces DTR = 0}
End;

```

-pDesativa DTR-

```

Procedure pDesativaDTR;
Begin
  vS :< Port [cEND_REG_PARK_MQD] ;
  vS := vS and(not(cDTR));                                     >
  PortCcEND.REG.PARK.MOD] := vS;           •( Forces DTR = 1}
End;

```

-pAtiva RTS-

```

Procedure pAtivaRTS;
Begin
  vS :< Port[cEND_REG_PARM_MQD];
  vS   vS or cRTS;
  Port [cEND_REG_PARK_MOD] := vS;           { Forcée RTS * 0}
End;

```

-pDesativa RTS-

```

Procedure pDesativaRTS;
Begin
  vS := Port [cEND_REG_PARM_MQD3 ;
  vS :- vS and(not(cRTS));                                     >
  Port [cEND_REG_PARK_MOD] := vS;           { Forces RTS = 1}
End;

```

-pDesativa RTS e DTR-

```

Procedure pDeaativaRTSeDTR;
Begin
  vS   Port [cEHD_REG_PARM_MOD] ;

```

```

    vS := vS and (not (cRTS or cDTR));    {_____}
    Port[cEND.REG.PARI.MOD] := vS;        {Forces RTS=1 and DTR=1}
End;

{_____fStatLin (Ler LINE STATUS REGISTER)_____}

Function fStat.Lin : Byte;
Begin
    fStat.Lin := Port[cEND_REG_STAT_LIN];
End;

{_____fStatKod (Ler MODEM STATUS REGISTER)_____}

Function fStat.Hod : Byte;
Begin
    fStat.Hod := Port[cEND_REG_STAT_HOD];
End;

{_____fDSRp (Ler DSR)_____}

Function fDSRp: Boolean;
Begin
    vS := (fStat.Hod and cDSR); -{ReadB DSR status}
    If (vS • cDSR) then fDSRp := TRUE
        else fDSRp := FALSE;
End;

{_____fCTSp (Ler CTS)_____}

Function fCTSp: Boolean;
Begin
    vS := (fStat.Hod and cCTS); {Read- CTS status}
    If (vS <= cCTS) then fCTSp := TRUE
        else fCTSp := FALSE;
End;

r_____fRecebe.Dadc_____}

Function fRecebe.Dado : Byte;
Begin
    pAtivaDTR;
    Repeat

```

```

    Until((fStat_Lin and cDATA.READY) = cDATA.READY);
  pDesativaDTR;
  fRecebe.Dado := Port [cEND.REG.RX] ;
End;

```

```

{-----pCabecalno (Escreve cabeçalho na tela)-----}

```

```

Procedure pCabecalno;

```

```

Begin

```

```

    Window(1,1,80,10);
    TextBackGround(Blue);
    TextColor(White);
    ClrScr;
    For      2 to 79 do
    Begin
        GotoXY(vI,1);
        WriteC*');
        GotoXY(vI,10);
        WriteC*');
    End;
    For      2 to 9 do
    Begin
        GotoXY(2,vI);
        WriteO**');
        GotoXY(78,vI);
        Write(»**»);
    End,
    vEscrita:= '      Sistema de Aquisicao^e Armazenagem de Dados ';
    GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2, 3);
    Write(vEscrita);
    vEscrita^'para Transdutores Strain Gage*';
    GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2, 5);
    Write(vEscrita);
    vEscrita:= 'Cristina R. do Nascimento - Fabio Campos - Hugo G. de Vasco
    GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2, 7);
    Write(vEscrita);
    vEscrita:= * 'Laboratório de Eletrônica Aplicada - DES - UFPE';
    GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2, 9);
    Write(vEscrita);

```

```

    TextColor(Yellow);
    TextBack<lround(BlacJk) ;
    Window(1, 11,80,25)
End;
```

pKenu inicial

```

Procedure pKenu_Inicial;
Begin
    ClrScr;
    For 1 to 4 do
    Begin
        GotoXY(10,2*vI);
        Write(vDpcao[vI]);
    End;
End;
```

pLerfiomeArquivo

```

Procedure pLerfioneArq;
Begin
    ClrScr;
    vEscrita:= ('Digite o nome do Arquivo : ');
    GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2,6);
    Write(vEscrita);
    vSomeArq'',
    Repeat
        GotoXY ((80+2*Length(vEscrita)) * 2,6 );
        Readln(vNomeArq);
    Until (vNomeArq <> " ");
End;
```

i **pLeDadosArq**

```

Procedure pLeDadosArq;

Begin
    pLerüoxaeArq;
    Assign(vArq,vRomeArq) ;
    {$1-} Reset(vArq) {$!•>;
    If IOResult « 0
THESE
```

```

Begin
  vEscrita:»' Lendo Arquivo...';
  GotoXY ((80 - Length(VEBcrita)) div 2,8 );
  Write(vEscrita);
  vE:= 0;
  Read (vArq, vTaia);
  Read (vArq, vNoPact); { primeiro dado do arquivo e o No Pact }
  Read (vArq, vFatEsc);
  Write (' vNoPact);
  Write(> >,vFatEsc);
  Write O ',vTaxa);
  Repeat
    vE:«=vE + 1;
    Read (vArq, vDadoRx[vE]);
  Until EOF(vArq);
  vNoDadofi :* vE;
  Close (vArq);
End
ELSE Begin
  ClrScr;
  Sound(800);
  Delay(200);
  NoSound;
  vEscrita:=' Arquivo Nao Existente ';
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8 );
  Write(vEscrita);
  Readln;
End;
End

```

```

í                                     pTransfereDadosArq                                     >

```

```

Procedure pTransfereDadosArq;

```

```

VAL

```

```

lvDrive      WORD;
lvS           String;

```

```

Begin

```

```

lvS :• vNoaeArq;

```

```

lvDrive := Length (lvS);
Repeat
  Delete (lvS,Length(lvS),1);
  lvDrive := lvDrive - 1;
Until ( (lvS << ':') or (Length(lvS) << 1));
If ((lvS = 'a') or (lvS = »A')) Tnan lvDrive = 1
  Else If ((lvS = >b') or (lvS = 'B'))
    Then lvDrive := 2
    Else lvDrive = 0;
If DiskFree (lvDrive) < (vHoDados +10)
  Then
    Begin
      Sound (1000);
      Delay (400);
      NoSound;
      vEscrita:= 'DISCO CHEIO !!! ';
      ClrScr;
      GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8 );
      Write(vEscrita);
    End
  Else
    Begin
      As8ign(vArq, vNomeArq) ;
      Rewrite(vArq);
      vEscrita:='Escrevendo Arquivo...';
      GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8 );
      Write(vEscrita) ;
      Write(vArq, vTaxa);
      For vE := 1 to vNoDados do Write(vArq, vDadoRx [vFj]);
      CloBe(vArq);
      vEscrita:= 'AQUISIÇÃO CONCLUÍDA';
      ClrScr;
      GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8 );
      Write(vEscrita);
    End;
  Readln;
End;

```

•{—————plnicia Aquisição—————}

```

Procedure plniciarAquisicao;

```

```

VAE
  IvFirstO,IvFirstI,IvFinPact -.BOOLEAN;
Begin
  vC:=$0000,
  IvFirstO :<FALSE;
  IvFirstI :=FALSE;
  IvFinPact :<FALSE;
  ClrScr;
  vEscrita:»'AGUARDANDO RECEPÇÃO . . . »;
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8 );
  Write(VEBcrita);
  vDadoRxLI :* Port [cEND.REG.RX] ;
  Repeat
    vC:< vC + 1;
    vDadoRx[vC] :< fRecebe_Dado;
    If vDadoRx[vC] • $FF
      Then
        If not IvFirstO
          Then IvFirstI :• TRUE
          Else IvFinPact :» TRUE
        Else
          If vDadoRxCvC] * $00
            Then
              If IvFirstI < TRUE
                Then IvFirstO TRUE
              Else
                IvFirstI:< FALSE
            Until((vC » cLenBoff) or (IvFinPact));
  vNoDados:^ (vC - 3); {Nao e necessário gravar FIN BLOCO}
  vEsc := 128;
  vNoPact :< vDadoRx[1];
  vFatEsc := vDadoRx[2];
  Write (vNoPact, » ^vFatEsc, » >,vTaxa); Delay (2000);
  vEscrita:< 'AQUISIÇÃO CONCLUÍDA';
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8 );
  Write(VEBcrita);
  pLerNomeArq;
  pTranferDadosArq;
End;

```

í

PROCEDURE pLerTaxa

```
Procedure pLerlaxa;
```

```
AE
```

```
  lvCh : Char;
```

```
Begin
```

```
  ClrScr;
```

```
  vEscrita:='SELECIQNE A FONTE DOS DADOS DIGITANDO 0 NUMERO CORRESPONDENTE'
```

```
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,2);
```

```
  Writeln(vEscrita);
```

```
  Writeln;
```

```
  Writeln;
```

```
  vLbEscrita:= '1- Gravador ' ;
```

```
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,4);
```

```
  Writeln(vEscrita);
```

```
  vEscrita:=>2- Direto*;
```

```
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,6);
```

```
  Writeln(vEscrita);
```

```
  vEscrita:='Fonte Seleccionada • ' ;
```

```
  GotoXY ((80 - Length(vEscrita)) div 2,8);
```

```
  Write(vEscrita);
```

```
Repeat
```

```
  lvCh := ReadKey;
```

```
  Case lvCh OF
```

```
    »1»      : Begin
```

```
      Write TH' '~H) ;
```

```
      Write (lvCh);
```

```
      vTaxa := 4;
```

```
    End;
```

```
    '2'      : Begin
```

```
      Write (~H' '~H);
```

```
      Write (lvCh);
```

```
      vTaxa := 1;
```

```
    End;
```

```
  End; •{ Case }
```

```
Until lvCh IN ['M, ~D ;
```

```
  If IVCh IN [~M] Then plniciarAqnisicao; { Se a opcao foi ENTER )
```

```
End;
```

```

{-----pLerStep-----}

Procédure pLerStep_0set ( VAR fpData : Integer);

CONST
  cLenRax * 4;

VAR
  lvCh : Char;
  lvStr: String [5];
  Code : Integer;

Begin
  lvStr :« »*;
  Repeat
    lvCh ReadKey;
    Case lvCh DF

      '0'..'9' : Begin
        If Length (lvStr) < cLenMax
        Then
          Begin
            Write (lvCh);
            lvStr lvStr • lvCh;
          End;
        End;

      "H" : Begin
        i Apagar }
        If Length (lvStr) > 0
        Then
          Begin
            Write CH* *~H);
            lvStr :« COPY (lvStr, 1, Length(lvStr) - 1);
          End;
        End;

      End; •{ Case }
  Until lvCh IN [ "M, *[ J;
  If (( Length (lvStr) > 0 ) and (lvCh IN [~H] ))
  Then VAL (lvStr, fpData,Code)
  Else vIIégal TRUE;

End;

```



```

j-----pDesenhaGrafico-----}

PROCEDURE pDesenhaGrafico;

VAE

    lvTaxa      :WORD;
    lvC         :BYTE;
Begin
    If vlaxe = 4 Then Begin lvTaxa := 4000; End
                        Else Begin lvTaxa := 0820; End;
    illegal := False;
    vE := vOfSet;
    vl := 0;
    vEsc := 128;
    Inicia_Grafico;
    ScaleIY(0,540,-vEsc*vFatEsc,vEsc*vFatEsc, » t      uStrain');
    If (not vIllegal) Then
        Begin
            HainWmdowC Step = ' + Lnt2Str(vStep) +
                            '      Offset « » + Int2Str(vOfset) *
                            '      Escala = ' • Int2Str(Trunc(vStep*lvTaxa*54/1000))+ • msc
            GradeXY(54,0.25*vEsc*vFatEsc);
            AXIS_X(0);
            SetScale;
            Repeat
                vl := vl + 1;
                x := vl;
                y := vFatEsc*(vDadoRx[vE] - 127);
                PlotXY(x,y);
                vE := vE + vStep;
            Until ((vE >= vRoDados) or (vl = 540));
            End;
            ReadIn;
            Termina_.Grafico ;
        End;
    End;

i                                     pGrafico                                     }

```

Procedure pGrafico;

Begin

vStep := 00;

vOffset 00;

ClrScr;

vllegal :- FALSE;

ClrScr;

vEscrita:* ('Digite o "Step" : ');

GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2,6);

Write(vEscrita);

pLerStep.Offset(vStep);

If (not vllegal) Then

Begin

ClrScr;

vEscrita:* ('Digite o "Offset" : ');

GotoXY((80 - Length(vEscrita)) div 2,6);

Write(vEscrita);

pLerStep_.offset(vOfSet);

End;

If (not vllegal)

Then

Begin

pDesenhaGrafico;

End;

End;

{-----pSeleciona Opcao

Procedure pSeleciona.Opcao;

Begin

GotoXY(10,2*vI);

TextColor(White);

TextBackGround(LightBlue);

Write(vDpcao[vI]);

vOutchar := chr(0);

While (vOutchar <> chr(13)) do

Begin

vOutchar:= readkey;

GotoXY(10,2*vI);

TextColor(Yellow);

```

TextBackGround(black);
Write(vOpcao[vI]);
If vOutchar = chr(80) then Begin
    vI+1;
    If vI = 5 then vI:=1;
End
else If vOutchar = chr(72) then Begin
    vI:= vI-1;
    If vI = 0 then vI:= 4;
End;

GotoXY(10,2«rvT);
TextColor(White);
TextBackGround(LightBlue);
Write (vOpcao [vI] );
End;
case vI of
1    : pLerlaxa;          {na Procedure Ler 7axa e iniciada a Aquisicao}
2    : pGrafico;
3    : pLeDadosArq;
End;
End;

{-----pCursor Off-----}

)rocedure pCursorOff;
Var
    vReg : registers;

Begin
    With vRegs do
    Begin
        AX := $0100;
        CX := $2000;
    End;
    Intra(16,vRegs);
End;

•{-----pCursor On-----}
Procedure pCnrsorOn;
Var
    vReg : registers;

```

.1. PROGRAMA DO IBM-PC® COMPATÍVEL:

```
Begin  
  With vRege do  
  Begin  
    AX :« $0100;  
    CX := $2000;  
  End;  
  Intr(16,vReg8);  
End;
```

Programa Principal

```
Begin  
  vOpcaoCl:« '1- Iniciar Aquisição';  
  r0pcao[2]'2- Mostrar Grafico»;  
  vüpcao[3]'3- Ler Arquivo';  
  v0pcao[4]:= '4- Finalizar';  
  pInicParmLin(12500,SenuParidade,1,8);  
  pEnablePorts;  
  pCur8or0ff;  
  ClrScr;  
  v1:« 1;  
  
  Repeat  
    pCabecalho;  
    pHenu_Inicial;  
    pSeleciona.Opcao;  
    ClrScr;  
    pDesativaRTSeDTR;  
  Until(v1=4);  
  pDi sablePorts;  
  pCursorDn;  
  Window(1,1,80,25);  
  TextBackGround(Black);  
  TextColor(Yellow);  
  ClrScr;  
End.
```

D.1.2 Biblioteca Gráfica:

UNIT TPGRAFICO;

INTERFACE

USES

DOS, CRT, GRAPH;

Function Int2Str(L : LongInt) : string;

{ Converts an integer to a string for use with OutText, DntTextXY }

Procedure DrawBorder,

i Draw a border around the current view port }

Procedure FullPort;

{ Set the view port to the entire screen }

Procedure Inicia_Grafico;

{ Initialize graphics and report any errors that may occur }

Procedure WaitToGo;

{ Wait for the user to abort the program or continue }

Procedure Termina_Grafico;

Procedure ScaleXY(xmin,xmax,ymin,ymax:real;ux,uy:string);

Procedure HainWindow(header : string);

Procedure AxiB_X(x: real);

Procedure Axis_Y(y: real);

Procedure GradeXY(xlabel,ylabel: real);

Procedure SetScale;

Procedure PlotXY(x,y:real);

Procedure CirculoXY(x,y:real);

Procedure QuadradoXY(xcentro,ycentro:real);

Procedure TrianguloXY(xcentro,ycentro:real);

IMPLEMENTA TI OK

```

*****^
**
**          ROTIKA GRAFICA PARA AUXILIO DE PROGRAMAS          **
**
**
**
**
*****^
*****«*****^

```

const

```

{. The names of the various device drivers supported }
DriverNames : array[0..10] of string[8] =
('Detect', 'CGA', 'MCGA', 'EGA', 'EGA64', 'EGAMono',
'RESERVED', 'HercNono', 'ATT400', 'VGA', 'PC3270');

{ The five fonts available }
Fonts : array[0..4] of string[13] «
('DefaultFont', 'TriplexFont», 'SmallFont', 'SansSerifFont•, 'GothicFont');

i The five predefined line styles supported }
LineStyle : array[0..4] of string[9] =
('SolidLn', 'DottedLn', 'CenterLn', 'DashedLn', 'UserBitLn');

i The twelve predefined fill styles supported }
FillStyles : array[0..11] of string[14] =
('EmptyFill', 'SolidFill', 'LineFill', 'LtSlashFill', 'SlashFill',
'BkSlashFill', 'LtBkSlashFill', 'HatchFill', 'XRatchFill',
'InterleaveFill'. 'VideDotFill', 'CloseDotFill');

{ The two text directions available }

TextDirect : array[0..1>-of string[8] « ('HorizDir', 'VertDir');

{ The Horizontal text justifications available }

Horizlust : array[0..2] of string[10] = ('LeftText', 'CenterText', 'RightT

-{ The vertical text justifications available }
VertJust : array[0..2] of string[10] • ('BottomText', 'CenterText', 'TopT
lx * 540 -{360/; i. Define the maximum graphics region }
ly = 140;
ox « 60 {120};
oy - 20;

```

```

ar
  GraphDriver  integer;  { The Graphics device driver }
  GraphMode    integer;  { The Graphics mode value }
  KaxX, KaxY   word;     •{ The maximum resolution of the screen }
  ErrorCode    integer;  { Reports any graphics errors }
  RaxColor     word;     { The maximum color value available }
  OldLxExitProc Pointer;  -{ Saves exit procedure address }
  YiewInfo     ViesPortType;

villegal      BoOLEAK;
zxx           real;
,;ox          real;
kyy           real;
koy           real;
x_min         real;
y_min         real;
x.max         real;
y_max         real;
x nri.n .log  real;
y_min_log    : real;
i_max_log    : real;
y_max_log    : real;
unit_x       : string;
unit_y       : string;
unidade_x    : string[10];
unidade.y    : string[10];

- {*****-***** Funcao para Converter um Nuraero em una String *»»*****•}

function Int2Str(L : LongInt) : string;
{ Converts an integer to a string for use with OutText, DutTextXY }
var
  S : string;
• sgiu
  Str(L, S);
  Int2Str := S;
end; { Int2Str }

```

Procedure para Desenhar uma Borda

```

procedure DrawBorder;

```

i Draw a border around the current view port }

```
begin
  SetLineStyle(SolidLn, 0, KormVidth);
  GetViewSettings(ViewInfo);
  with ViewInfo do
    Rectangle(0, 0, x2-x1, y2-y1);
end; { DrawBorder }
```

{.....wHMII Procedure FullPort

```
procedure FullPort;
•{ Set the view port to the entire screen }
begin
  SetViewPort(0, 0, KaxX, KaxY, ClipOn);
end; { FullPort >
```

Rotina para Inicializar o Modo Grafico *****}

```
procedure Inicia_Grafico;
< Initialize graphics and report any errors that may occur }
begin
  •{ when using Crt and graphics, turn off Crt's memory-mapped writes }
  DirectVideo False;
  Graphl>river := Detect;           •{ use autodetection }
  InitGraph(GraphDriver, GraphMode, '*)'» i activate graphics >
  ErrorCode := GraphResult;       -{ error? }
  if ErrorCode <> grOi then
  begin
    writeln('Graphics error: ', GraphErrorHsg(ErrorCode));
    Halt(1);
  end;
  -Randomize;                       { init random number generator }
  KaxColor := GetKaxColor; { Get the maximum allowable drawing color }
  Kaxl GetMaxX;                   { Get screen resolution values }
  HaxY := GetMaxY;
end;
```

```
procedure WaitToGo;
i Wait for the user to abort the program or continue }
const
  Esc < #27;
var
```

```

    Ch : char;
begin
    repeat until KeyPresBed;
    Ch :« ReadKey;
    if Ch = Esc then Halt(0) { terminate program }
end; i WaitToGo }

```

Rotina para Voltar ao Modo Texto

```

procedure Termina_Grafico;
begin
    CloBeGraph;
    RestoreCrtMode;
end;

{***** Rotina para fixar a escala do Grafico *****}

procedure SealeXY(xmin,xmax,ymin,ymax:reii;ux,uy:string);

VAE
    vEscrita : STRING;

begin
    x_min := xmin ;
    y_min:= ymin;
    x_mai:= xmax;
    y_max:= ymax;
    unidade_x:= ux;
    unidade_y:= uy;
    kxx :=1x/(xmax-xmin);
    kox :=xmin;
    If( (yKax = yMin) or (xKax = xMin)) Then
        Begin
            Termina.Grafico;
            ClrScr;
            vEscrita :« (' PONTOS NAO LIDOS ');
            G0T0XY((80 - Length(vEscrita)) div 2, 6);
            Write (vEscrita);
            Sound (1200);
            delay (500);
            NoSound;
        End
    End

```

```

        vllegal := TRUE;
        Readln;
    End
Else
    Begin
        kyy :=ly/(ymax-ymin);
        toy :=ymin;
    End;
end;

        Rotina para dar o titulo do Grafico *****}

procedure RainWindow(header : string);

begin
    ClearDevice;                { Clear the screen }
    FullPort;                   í Full screen view port }
    DrawBorder;
    SetViewPort(0,oy+ly+25,GetKaxX,GetKaxY.ClipOn);
    DrawBorder;
    FullPort;
    SetTextStyle(DefaultFont, HorizDir, 1);    -{ Default text font >
    SetTextJustify(CenterText, TopText);      {. Left justify text }
    OutTextXY((lx+ox) div 2,ly+oy+30,header);  •{ Draw the header >
    OutTextXY(ox+lx+3,oy+ly+12,unidade_x);
    OutTextXY(ox-15,5,unidade_y);
    SetViewPort(ox,oy,ox+lx,oy+ly,ClipDn);
    DrawBorder;
    FullPort;
end;

{***** Rotina para Colocar o Eixo X *****}

procedure Axis_X(x: real);
var k: integer;
begin
    k:=ly - round(kyy*(x-koy)>;
    SetLineStyle(0,0,1);
    line(0,k,lx,k);
end;

```

Rotina para Colocar o Eixo Y

CAPÍTULO h INTRODUÇÃO E HISTÓRICO

```

procedure Axis_.Y(y: real);
var k: integer;
begin
    k:« round(kxx*(y-kox));
    SetLineStyle(0,0,1) ;
    line(k,0,k,ly);
end;

{***** Rotina para desenhar uma grade *****}

procedure GradeXY(xlabel,ylabel: real);
var i,j : integer;
    x,y : real;

*igin
    x:= x_min;
    y:* y_min;
    while y <= y_max do
    begin
        j:= oy * ly - round(kyy*(y-koy)) ;
        SetLineStyle(UserfiitLn,$COCO,1);
        line(ox,j,ox+lx,j);
        Str(y:4:0,unit_y);
        OutTextXY(ox-19,j-3,unit_.y);
        y:« y + ylabel;
    end;
    while x << x_max do
    begin
        i:= ox • round(kxx*(x-kox));
        SetLineStyle(üserfiitLn,$C0C0,1);
        line(i,oy,i,oy+ly);
        {Str(x:3:1,unit_x) ;}
        •{OutTextXY(i-3,oy+ly+4,unit_.x);}
        x:= x + xlabel;
    end;
    SetViewPort(ox,oy,ox+lx,oy+ly,ClipDn);
end;

-{*** Rotina para ReFixar a Escala de Acordo con a ViewPort *****}

procedure SetScale;

```

```

begin
  GetViewSetting8(ViewInfo);
  with ViewInfo do
    begin
      kxx := (x2-x1)/(x_max-x_min);
      kox := x_min;
      kyy := (y2-y1)/(y_max-y_min);
      koy := y_min;
    end;
  end;

  {**><<* <*> **}&#226; Rotina para marcar pontos na tela *****}

  procedure PlotXY(x,y:real);
  var po8Íc_x,po8Íc_y:integer;

  begin
    with ViewInfo do
      begin
        po8Íc_x:= round(kxx *(x-kox));
        po8Íc_y:= y2-y1 - round(kyy *(y-koy));
        PutPixel(po8Íc_x,po8Íc_y, 1);
      end;
    end;
  end;

  -(*****# Rotina para Traçar Círculos na tela *****}

  procedure CirculoXY(x,y:real);
  var pos_x,poB_y:integer;

  begin
    with ViewInfo do
      begin
        poB_x:= round(kxx *(x-kox));
        poB_y:= y2-y1 - round(kyy *(y-koy));
        Circle(poB_x,poB_y,1);
      end;
    end;
  end;

  {***** Rotina para marcar quadrados na tela *****}

  procedure QuadradoXY(xcentro,ycentro:real);

```

APÊNDICE D. SOFTWARE DO JBM-PC© COMPATÍVEL

```
var poB1_x, pos1_y, poa2_x, poB2_y, posrc, posyc: integer;
```

```
begin
```

```
  with ViewInfo do
```

```
    begin
```

```
      posxc:=" round(kxx *(xcentro-kox));
```

```
      posyc:** y2~y1 " roundCkyy *(ycentro-koy));
```

```
      pos1_x:* posxc - 1;
```

```
      pos2_x:= posxc + 1;
```

```
      poe1_y:» posyc - 1;
```

```
      pos2_y:= posyc * 1;
```

```
      SetLineStyle(0,0,1);
```

```
      Line (pos1_x, pos1_y, pos2_x, pos1_y) ;
```

```
      Line (pos2_x, pos1_y, pos2_x, poe2_y) ;
```

```
      Line(pos2_x, pos2_y, pos1_x, pos2_y) ;
```

```
      Line(pos1_x, poB2_y, pos1_x, pos1_y);
```

```
    end;
```

```
end;
```

```
-.{***** Rotina para nascar TrianguloB na tela *****}
```

```
procedure TrianguloIY(xcentro,ycentro:real);
```

```
var posi_x, pos1_y, pos2_x, poB2_y, posxc, posyc: integer;
```

```
begin
```

```
  with ViewInfo do
```

```
    begin
```

```
      posxc:round(kxx *(xcentro-kox));
```

```
      posyc:« y2-y1 - round(kyy *(ycentro-koy));
```

```
      pos1_x:* posxc - 3;
```

```
      pos2_x:= posxc + 3;
```

```
      pos1_y:= posyc - 2;
```

```
      pos2_y:« posyc + 1; -
```

```
      SetLineStyle(0,0,0);
```

```
      Line(poB1_x, poB2_y, pos2_x, pos2_y);
```

```
      Line (pos1_x, pos2_y, po8xc, pos1_y) ;
```

```
      Line(po62_x, pos2_y, posxc, pos1_y) ;
```

```
    end;
```

```
end;
```

```
END. { TPGRAFICO }
```

Apêndice E

Filtragem Digital

E.1 Introdução:

Apesar da filtragem analógica incluída no sistema já ser suficiente para a obtenção de relações sinal/ruído compatíveis com a resolução e a sensibilidade requeridas para as aplicações a que o sistema se propõe, resolveu-se pela implementação deste módulo de software para suprir os casos onde deseje-se uma sensibilidade maior que a inicialmente prevista para o sistema e o ambiente de utilização possua níveis extremos de ruído.

A idéia inicial para a filosofia de implementação desta etapa, era a modelagem da resposta desejada para o filtro no domínio contínuo, a discretização através de "Transformada Z", seguida de uma transformação para o plano "W". Quando então, seriam implementadas por software, as equações à diferença que proporcionassem a desejada resposta

Mas, como o pacote de software que nos auxiliaria nesta tarefa (o "Program CC© - Computer-Aided Control System Design" da Adaptech) danificou-se, a filosofia de implementação foi trocada, sem prejuízo do desempenho da etapa

A nova filosofia adotada foi a confecção de filtros baseados na manipulação do arquivo de pontos convertidos, no domínio da frequência, com a utilização de algoritmo de FFT ("Fast Fourier Transform").

Utilizou-se os recursos disponíveis no pacote de software matemático «MathCAD©» da "Math Soft. Inc."

E.2 implementação:

E.2.1 Filtro Rejeita 60Hz:

Inicialmente foi implementado um filtro rejeita 60Hz, pois esta frequência representa, via de regra, o ruído de maior magnitude, geralmente encontrado no campo. Tal ruído é originado pela rede de alimentação.

O MathCAD trabalha com cálculos discretos, ponto-a-ponto. Desta forma ao desejar-se, por exemplo, plotar uma função seno, deve-se definir uma variável que discretize esta função. Isto pode ser realizado por uma variável denominada pelo MathCAD de "variável faixa" ("range variable"), a qual assume, um a um, valores dentro de um determinado intervalo. A cada valor assumido, o MathCAD **calcula** a função, possibilitando a plotagem **da** mesma.

Antes de iniciar a implementação do filtro propriamente dito, foi **definido** um

signal de referência, representando o signal que contém as informações.

O signal de referência foi então definido da forma (utilizando a notação do MathCAD):

$$\zeta := 2 \cdot \sin \left(\frac{t}{128} \right) + 2 \cdot \sin \left(\frac{t}{128} \cdot 17 \right) - 2 \cdot \sin \left(\frac{t}{128} \cdot 5 \right) - 2 \cdot \sin \left(\frac{t}{128} \cdot 30 \right) \quad \text{ÍE.1)}$$

A plotagem de tal signal pode ser vista na Figura E.1.

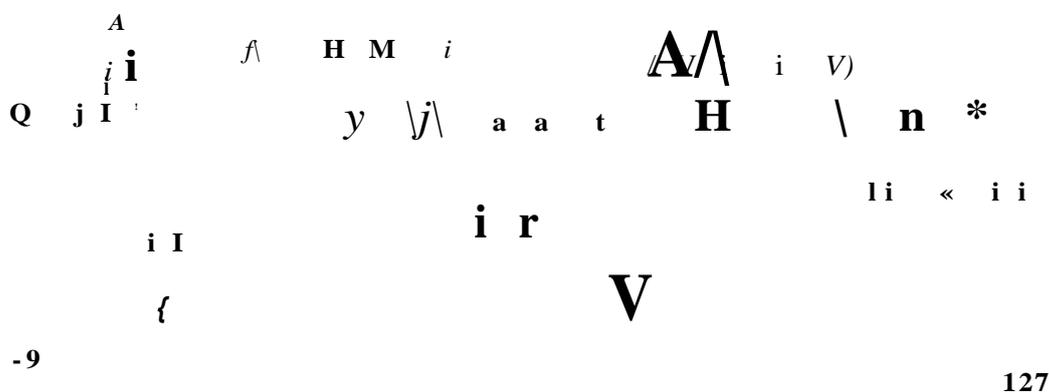


Figura E.1: Signal utilizado como referência

As parcelas assinaladas por "T" são as parcelas responsáveis pela discretização das funções, a variável "t" é a variável faixa, que coordena esta discretização.

As frequências envolvidas, estão embutidas nas parcelas assinaladas como "14t". Representando, cada uma delas, a frequência angular de sua respectiva função. Por exemplo, a parcela 14t representa a frequência angular da primeira função, podendo ser convertida em frequência linear da seguinte forma

$$\omega = 14x, \text{ então.} \quad \text{ÍE.2)}$$

No exemplo: $\omega = 14x$, então.

Propositadamente, não foi incluída as unidades, pois este "7" pode representar 7HE, ou apenas servir como um fator de escala, representando 70Rz, por exemplo. Poderia-se representar 70Hz diretamente, mas a variável de discretização teria de possuir uma faixa bem mais ampla para a amostragem ser fiel. isto causaria um maior esforço computacional, então, por fins práticos, representou-se o "7" e assumiu-se que o mesmo vale 70Hz.

A seguir foi definido um sinal com frequência de 60Hz, para servir como ruído. Como foi utilizado um fator de escala de 10 para a frequência, a frequência angular deve então corresponder a uma frequência linear de . Com isto, têm-se:

$$n, := 30 + \sin \frac{\cdot 12 \cdot *}{12S} \tag{E.3J}$$

Observe a utilização, novamente, da variável de discretização.

Como pode-se depreender da equação E.3 foi atribuído ao ruído uma amplitude bem superior à do sinal de referência. Desta forma ao somar-se os dois, observa-se a predominância do ruído, vide Figura E.2. Esta soma é o sinal que será aplicado ao filtro.

50 .

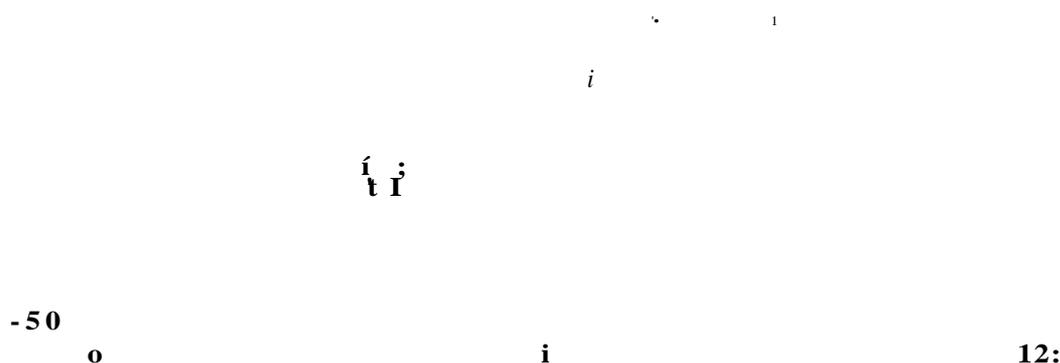


Figura E.2: Efeito da soma do sinal com o ruído de 60Hz.

O sinal aplicado ao filtro Bera. então:

$$r, := \zeta, 4 \mu \tag{EA}$$

O próximo passo é obter-se a transformada de Fourier do sinal a ser filtrado.

r..

Para realizar a transformada de Fourier, foi utilizada a função "Rt(veior)" do MathCAD. Esta função calcula a transformada rápida de Fourier de um vetor composto de dados reais, representando amostragens a intervalos regulares no domínio do tempo. Como saída, ela fornece um vetor de coeficientes complexos, representando valores no domínio da frequência

Considerando o vetor de entrada com n elementos, os coeficientes do vetor de saída obedecem à expressão:

$$vetor_k = \sum_{i=0}^{n-1} V_i \exp(-j 2\pi k i / n) \quad (E.6)$$

Nesta expressão j representa a unidade imaginária.

O número de elementos do vetor de entrada deve ser potência inteira de 2.

Como para uma transformada rápida de Fourier, de dados reais, uma das metades da transformada, é o conjugado da outra metade, MathCAD despreza a metade conjugada no vetor de saída, fornecendo um vetor que possui a metade mais um do número de elementos do vetor de entrada

Tomando a FFT do sinal a ser filtrado:

$$j := 0 .. 64$$

$$/ \sim \text{fft}(r)$$

Obtém-se o vetor $fft(r)$, cuja plotagem pode ser observada na Figura E.3.

A componente relativa aos 60Hz é a que aparece com maior amplitude na figura. Para eliminá-la pode-se fazer uma máscara que elimine apenas esta componente, utilizaremos para isto a função "Heaviside Step", V ,

Beta função retorna 0 se o seu argumento for menor que zero, ou retorna 1 se o argumento for maior ou igual a zero.

Para a implementação da máscara tomou-se uma amostra da frequência que desejava-se eliminar (60Hz. no caso):

$$s := \sin\left(\frac{2\pi \cdot 60 \cdot j}{1128}\right)$$

Tomou-se a sua transformada de Fourier: •

$$z := \text{fft}(s)$$

20C

I t !

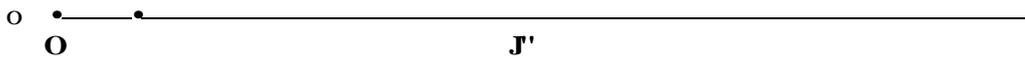


Figura E.3: Transformada rápida de Fourier do sinal a ser filtrado.

Encontrada a transformada de Fourier, seu módulo foi invertido e somado a 0.5. Invertido para que a função "Beaviside Step" retorna-se zero, onde existisse a transformada; e somado a 0,5 para contornar problemas de aproximação do MatbCAD.

A função "Step de Beaviside" deste argumento retornará um vetor que possui elementos iguais a 1 onde a transformada de Fourier de 60Hz não existir, e retornará 0 onde a mesma existir.

Pode-se então, implementar a função de transferência do filtro.

$$fc = \frac{1}{2} * [-1, |s| + 0.5] \quad (E.6)$$

Tomando-se a sua transformada inversa de Fourier, com a função do MatbCAD "ifTt(p)", análoga à da transformada de Fourier, obtêm-se o sinal filtrado, no domínio do tempo, cuja plotagem é exibida na Figura E.4.

E.2.2 Filtro de Rejeição de Limiar:

Após a implementação do filtro rejeita 60Hz., partiu-se para a implementação de um filtro que pudesse eliminar o ruído randômico.

Foi feita a escolha por um filtro de rejeição de limiar. Este filtro parte do princípio que o ruído randômico, que contamina o sinal, possui suas componentes, no domínio da frequência, com amplitude menor que as componentes do sinal; podendo ser estabelecido um limiar de rejeição, que elimine as componentes, em frequência, do ruído, e preserve as componentes do sinal.

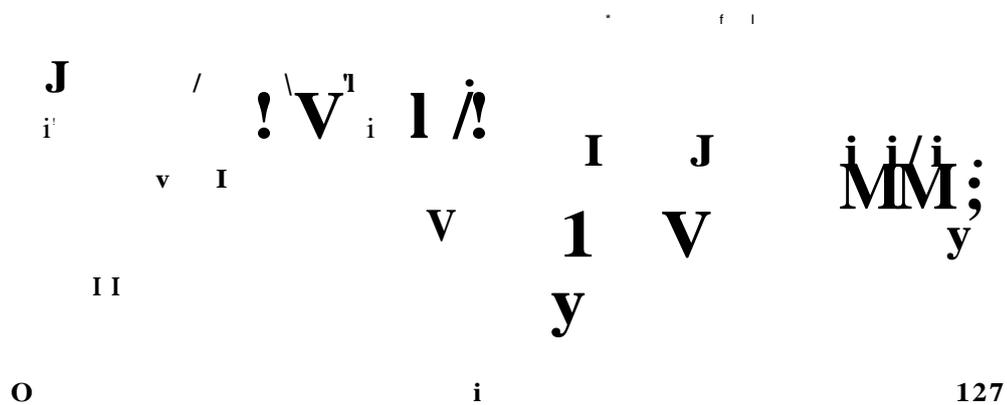


Figura E.4: Sinal filtrado, pelo filtro de rejeição de 60Hz. no domínio do tempo.

Para ilustrar a implementação deste filtro, foi definido um sinal de referência com componentes em frequência bastantes definidas, uma senóide.

```
t := 0 :.127
o, := 2.sin (x / 128) .14.T
```

Cuja plotagem pode ser observada na Figura E.5.

3.5

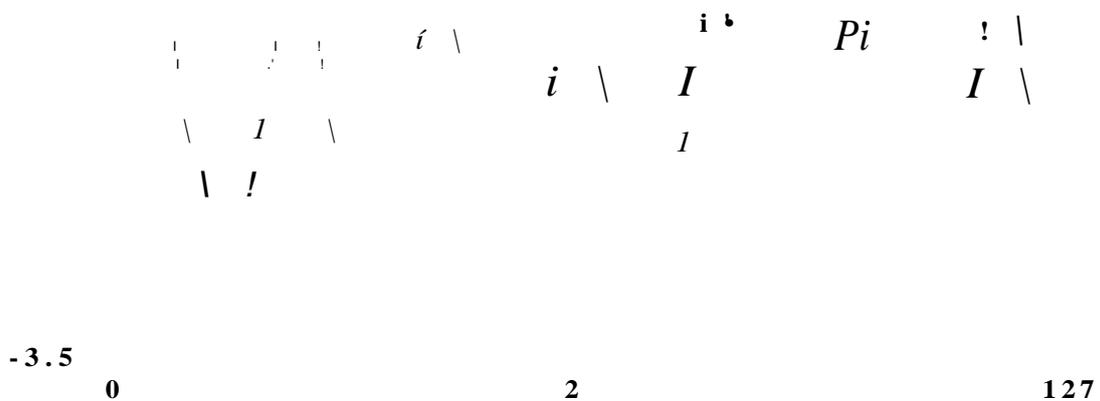


Figura E.5: Sinal de referência para o teste do filtro de rejeição de limiar.

Para simular o ruído randômico e branco, foi utilizado o gerador de números

Capítulo 2

Utilização Prática dos Strain Gages

pseudo-aleatórios do MathCAD, com a função 'rnd(a)', a qual gera números pseudo-aleatórios entre 0 e "a". O sinal simulando o ruído foi então somado ao sinal de referência

$$S_i := q_i + \text{rnd}(12) - 6$$

Observe que foi subtraído "6" do sinal de ruído, para que os números pseudo-aleatórios gerados estivessem na faixa de -6 a +6.

O resultado da soma é o sinal a ser filtrado, o qual é plotado na Figura E.6.

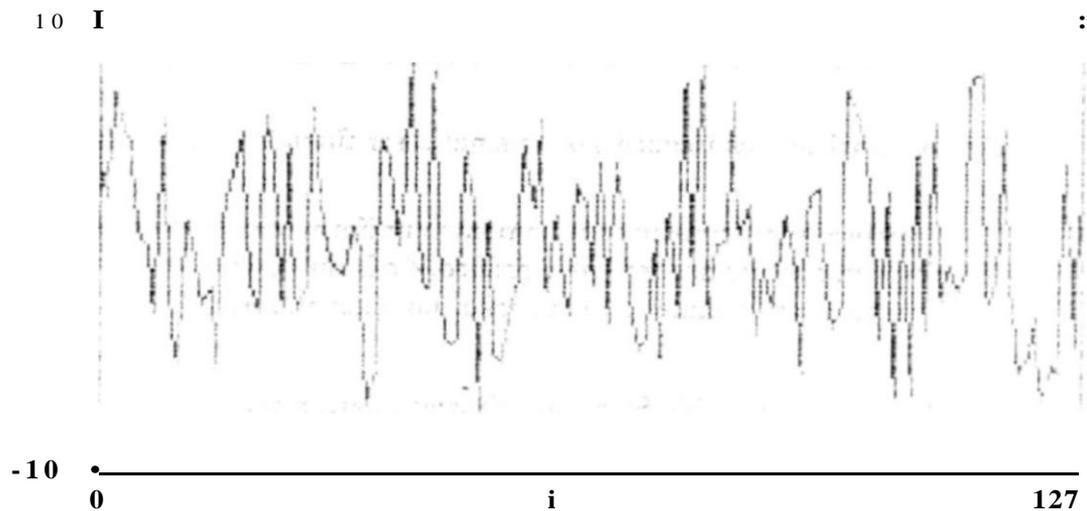


Figura E.6: Sinal a ser filtrado pelo filtro de rejeição de limiar.

A seguir, é tomada a transformada rápida de Fourier do sinal a ser filtrado:

$$j := 0..64$$

$$7 := //*(\bullet)$$

Com base na distribuição das frequências obtida, pode-se definir um limiar de rejeição. Onde as frequências cuja amplitude localizarem-se abaixo deste limiar serão eliminadas.

$$a := 10$$

O gráfico com a distribuição das frequências, do sinal a ser filtrado, e o limiar de rejeição, é mostrado na Figura E.7.

Pode ser observado neste gráfico, que a componente relativa ao sinal de referência, **que** é o sinal **que** deseja-se recuperar, aparece como o ponto de amplitude mais

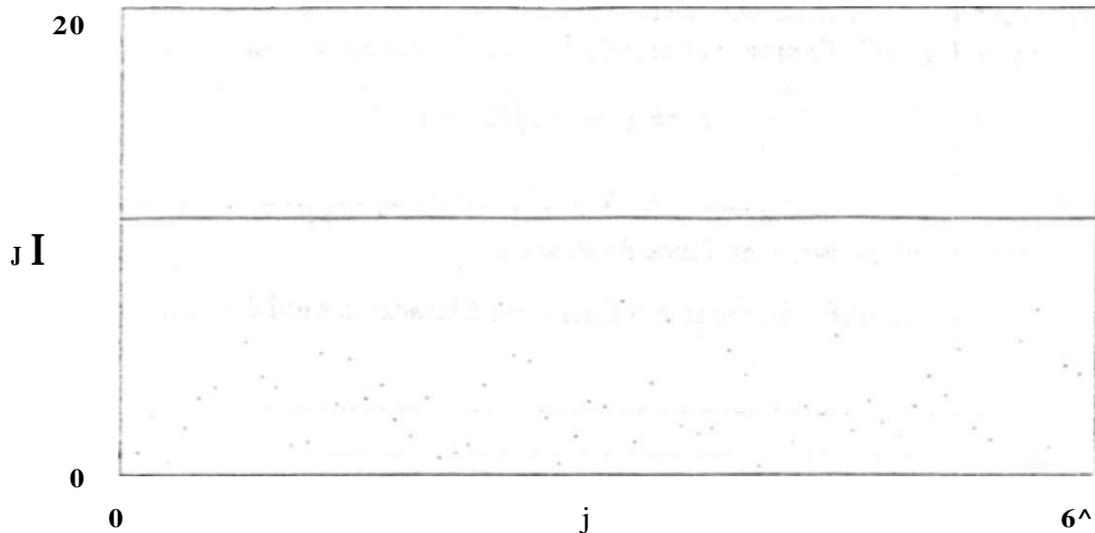


Figura E.7: Distribuição das frequências do sinal a ser filtrado, e limiar de rejeição.

elevada, e o ruído aparece como uma nuvem de pontos uniformemente distribuídos ao longo da frequência. A linha horizontal que reparte o gráfico, é o limiar de rejeição, as componentes que estiverem acima ou sobre o limiar não sofrerão qualquer influência, e as que estiverem abaixo, serão eliminadas.

A função "Heaviside Step" foi utilizada para a implementação da rejeição. Fornecendo T sempre que o módulo da FFT for menor que o limiar θ .

A função de transferência do filtro, apresenta a forma-

$$P_i := \begin{cases} 1 & |f_i| < \theta \\ 0 & \text{outro caso} \end{cases} \quad (\text{E.7})$$

A inversa da transformada de Fourier, fornece o sinal filtrado:

$$h := \text{ifft}(g)$$

Cuja plotagem é mostrada na Figura E.8.

E.2.3 Filtro de Rejeição de Limiar e de 60Hz:

Com a implementação do filtro de rejeição de 60Hz. e do filtro de rejeição de limiar, partiu-se para a implementação de um filtro capaz de rejeitar tanto os 60Hz. quanto o limiar.

Foi aproveitado o mesmo sinal de referência utilizado no filtro de rejeição de 60Hz, vide equação E.1. Mas foi somado a tal sinal, além dos COLIZ, ruído

3.5

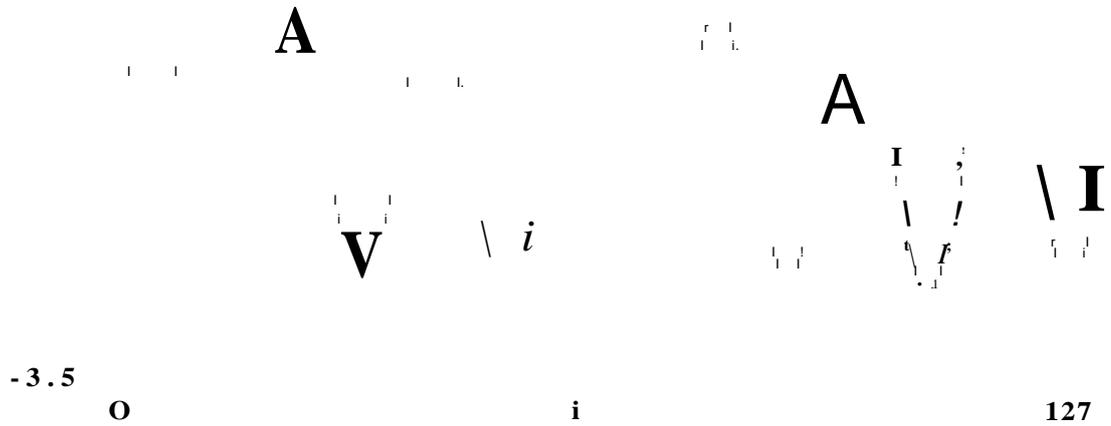


Figura E.8: Sinal filtrado pelo filtro de rejeição de limiar.

pseudo-randômico:

$$r_i := q_i + 30 \cdot \sin\left(\frac{12 \cdot i}{128}\right) \cdot 4 - \text{rnJ}(4) - 2 \quad \text{ÍE.8)}$$

O resultado da soma do sinal de referência apenas com o ruído pseudo-randômico, pode ser visto no gráfico da Figura E.9.

11

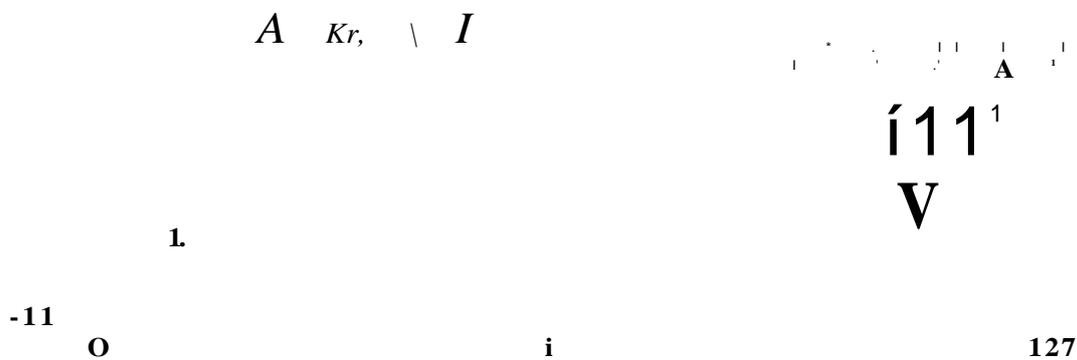


Figura E.9: Gráfico do sinal de referência somado ao ruído pseudo-randômico.

O sinal a ser filtrado, composto pela soma do sinal de referência, do sinal de 60Hz. e do sinal de ruído pseudo-randômico, pode ser observado no gráfico da Figura E.10.

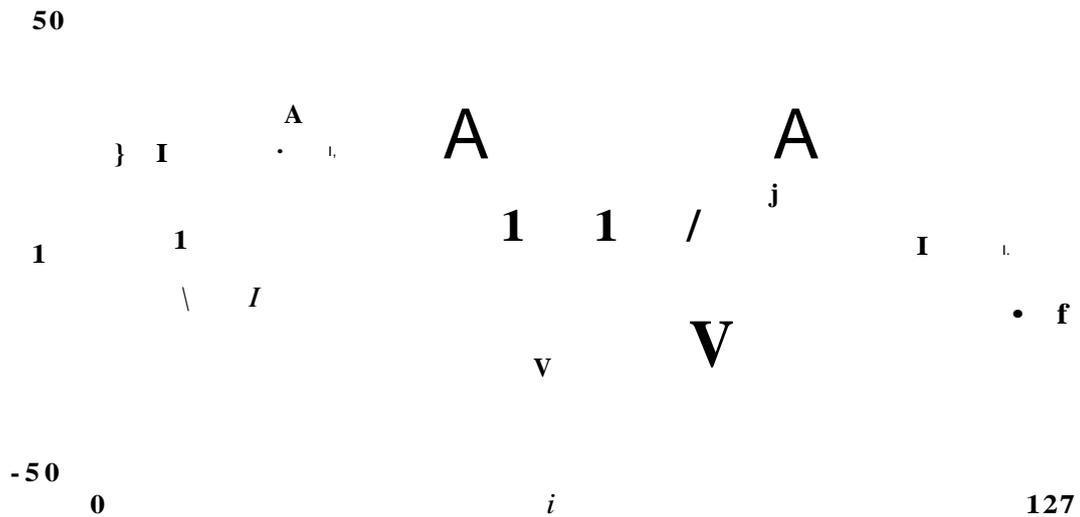


Figura E.10: Sinal a ser filtrado, pelo filtro de rejeição de limiar e de 60Hz.

Conforme a sistemática adotada na implementação dos filtros anteriores, toma-se a transformada de Fourier do sinal a ser filtrado:

$$j := 0 ..64$$

$$/ := fft$$

E aplica-se a função de transferência do filtro, que no caso é composta pela funções de transferência dos dois filtros anteriores:

$$\begin{aligned}
 & s \\
 & z := //r(s) \\
 & a := 6 \\
 & g, := /, \bullet - * ! - ! . W + 0.6] . * B / ^ 1 - \gg] \tag{E.9}
 \end{aligned}$$

A Figura E.11 mostra a transformada de Fourier do sinal a ser filtrado, juntamente com o limiar de rejeição.

O passo final é a transformada inversa do sinal filtrado, para devolve-lo ao domínio do tempo:

$$h := ifftig$$

A Figura E.12 mostra a plotagem do sinal filtrado, no domínio do tempo.

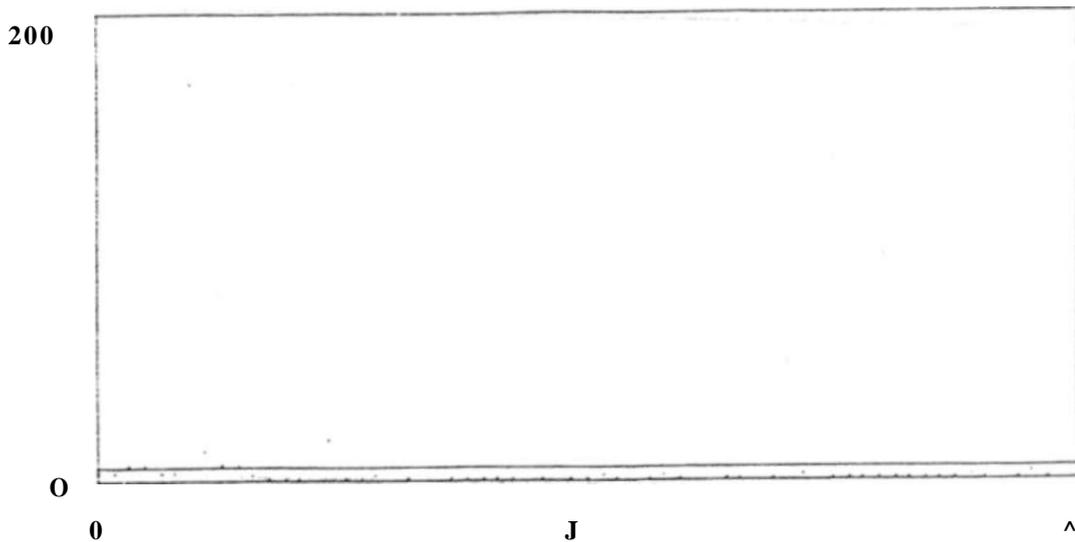


Figura E.11: Transformada de Fornieci do sinal a ser filtrado, e limiar de rejeição.

E.2.4 Implementação Prática do Filtro de Rejeição de Limiar e de 60Hz:

Definidos os algoritmos de implementação dos filtros, passou-se a implementação da forma prática de utilização do filtro de rejeição de limiar e de 60Hz.

O primeiro passo foi a adaptação do filtro para receber como entrada um arquivo de pontos. Isto foi implementado através das instruções do MathCAD:

$$t := -0, .255$$

$$\wedge := \text{READ}(\text{arquivol})$$

Tais instruções lêem 256 pontos do arquivo "arcratvol.DAT".

A seguir foi preparada a máscara para a filtragem dos 60Hz, como o filtro será implementado na sua forma prática, não poderemos utilizar para a amostra dos 60Hz a ser empregue na confecção da máscara (vide E.2.1), a técnica do fator de escala, pois os dados do arquivo são adquiridos em frequências reais, desta forma, a frequência da amostra dos 60Hz. também deve estar representada na frequência real.

Amostra dos 60Rz:

$$S 0 . := ,, n [\wedge . _ { 1 2 } 0 . x]$$

Deve-se considerar também, a variação da frequência da rede. Admitindo uma variação de $\pm 5\%$, deve-se eliminar as frequências entre 57Hz e 63Hz.



127

Figura E.12: Sinal filtrado, no domínio do tempo.

Então, definiu-se os sinais amostras:

```
S1i := «ífl [^.114.x] S2, := sin [r^y.116.*] 53, := sin [^.118.*-]
54, := sin [^-122.*] 55. := sin [5fr.j24.1r] 56, := sin [jfr.126.*]
```

Os quais correspondem às frequências de 57Rz, 58Hz, 59Hz. 61Hz. 62Hz. e 63Hz. respectivamente.

A soma de todos os sinais a serem eliminados é representada pela variável

$$s, := 50, + 51. + S2i + 53, + 54, \neq 55, + 56,$$

E a transformada de Fourier por.

$$c := // í(s)$$

Um valor adequado para o ímiaT de rejeição pode ser deternánado interativamente, de acordo com as características do sinal a ser filtrado, provisoriamente foi definido **a := 4.**

;-ri".v- yvfe >; *

O próximo passo consiste na transformada de Fourier do sinal a ser filtrado, e na aplicação da função de transferência do filtro:

$$j := 0 ..256$$

```
g, := /, *, [-1.1^1 + 0.5]. * [ /, - | - O ]
```

A seguir o sinal filtrado é devolvido ao domínio do tempo:

```
h:=ifft(g)
```

É gravado num arquivo de nome "arquivai!)AT" através da instrução do MathCAD « WRJTE i o r ç u ^) : ^ »

Todas estas instruções foram gravadas, com o auxílio do MathCAD, num arquivo de trabalho do MathCAD, que foi denominado de "FILTROFFT.MCD*. Tal arquivo apresenta, então, o conteúdo:

```

i := 0 ..255
n := READ(arquivol)
s0, := sin  $\frac{120.7}{1511}$ 
SI, := sm kfr.lH.x] 52, := sin kfr.116.ir] 53. := sin sfr.118.ir]
54, := sin gfr.122.3r] 55,- := sin [ $\wedge$ fr.124.x] 56. := sin Sfr.i26.7r]
s, := 50, + 51, + 52, + 53, + 54, + 55, + 56,
a := 4
z:=fft(8)
O := 0 ..128
/ := fft(r)
* ~ £.#[-1. |*| + as] .*n/>l - << ]
h := ifft{g)

```

```
VJRYTE(arquivo2):=hi
```

Com a confecção de tal arquivo o procedimento seguinte foi a alteração do arquivo de configuração do MathCAD, o arquivo "MCAD-MCC. Os comandos de tal arquivo são sempre executados automaticamente pelo MathCAD, quando de sua execução. Então foram acrescentados comandos para o carregamento do arquivo "FILTROFFT.MCD*. para a sua execução, e para o encerramento do MathCAD.

Com este procedimento, para a execução da filtragem basta executar, a partir do sistema operacional, ou dentro de outro programa, o MathCAD (através do comando "MCAD"). Com a execução do mesmo, o arquivo de pontos será lido, filtrado, e gravado o arquivo de pontos filtrados, após o que o MathCAD encerrará automaticamente sua execução, retornando ao sistema operacional ou ao programa que o executou.

Conteúdo do arquivo de configuração "MGAD.MGC", após as alterações para a filtragem automática:

```

of rvfôyçfc 9 C&swi?i l&éüü' .: <:~>. \
; Os comandos a seguir definem a configuração "default"
; do HathCAL.

SURFACEFORMAT rot=10 tilt=35 vScale=20 size=15,30
SKETCHFORHAT nag=1.000000,1.000000 center=0.500000,0.500000
size*15,30 bor=y
PLOTFORMAT logs<'0,0 subdivs=1,1 size=5,15 type=1
FGRKAT rd=d ct=10 im=i et=3 zt=15 pr=3 mass length tine
charge
SET DRIGIH 0
SET TOL 0.001000000000000
KARGIK 0
LIHELNGTH 78
SELECTPRINTER 5,
PAGELEHGTH 0
DIMENSIQNS M=mass L=length T=time Q=charge

; Qs comandos a seguir sao os responsáveis pela auto-
; matizacao da filtragem.

```

```

manual
load tese3
proce8E
quit

```

Bibliografia recomendada [35], [36].

```

- ,; . ' ^ y . c ^ r ..< > -ia.:»\,tiV. & ^ - - ^ . C ; . -
<ifa -7-c > feü .;>a ..;:::f:rx--.:<:-;* ,-t>T.-:r • —: .

fsig a^çhls ril - ii ."«: ? aptt/Cci -o -Áí*:,LV: á ^ ; ^ r: ob ,v VÍÍ- • ..; * < " • *"-V
• • • • • « ^ n - v n - i - í ^ r j : , ; ! . - . 0 u mhzu ti' > e' . * . ' , ^ " > *

```


Bibliografia

- [1] Paul Horowitz and Winnell Hill. *The Art of Electronics*. Press Syndicate of the University of Cambridge. 40 West 20th Street. New York, NY 10011, USA. 2 edition, 1990.
- [2] Measurements Group. *Noise Control in Strain Gage Measurements*. Tech Note "Noise Control in Measurements" TN-501, Measurements Group, Inc.. P.O.Box 27777 Raleigh. North Carolina 27611, USA, 1980.
- [3] Van Valkenburgh and Nooger & Neville, inc. *Eletricidade Industrial Básica*. Volume 1. Livraria Freitas Bastos S.A., Rua 7 de Setembro 127/129. Rio de Janeiro. RJ, Cep 20000, 2 edition. 1976.
- [4] Douglas V. Hall. *Microprocessors and Interfacing, Programing and Hardware*. MacGraw-Hill Book Company - USA, 1986.
- [5] Hewlett Packard. *The Fundamentals of Data Acquisition*. Hewlett-Packard Company. 4 Choke Cherry Road. Rockille, MD 20850, USA, apr 1990.
- [6] CHR. PEEKEL. *Do We Measure Strain, When We Measure Stran?* Technical Report, Civil Engineering Department - University of Leeds, Leeds, LS2, 9jT. England, 1972.
- [7] Micro-Measurements Division. *M-Coat F Application Instructions*. Instruction Bulletin B-134-1, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611. USA, 1978.
- [8] Micro-Measurements Division. *Application of M-Coat G and GL Protective Coatings*. Instruction Bulletin B-141-3. Measurements Group, Inc.. P.O.Box 27777 Raleigh. North Carolina 27611. USA. 1983.
- [9] Measurements Group. *Optimizing Strain Gage Excitation Levels*. Tfech Note "Strain Gage Excitation Levels" TN-502. Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1979.
- [10] Measurements Group. *Temperature-Induced Apparent Strain and Gape Factor Variation in Strain Gages*. Tech Note "Strain Gage Temperature Effects" TN-504. Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1983.

2.1 Estabilidade:

Por "*estabilidade*" entenda-se a repetibilidade das medições realizadas.

Existem três classes básicas de medições:

- **Medições Puramente Estáticas:** são as medições onde não há exigência de banda passante larga, pois o aspecto de interesse dos sinais medidos possui frequência zero ou próxima de zero.
- **Medições Puramente Dinâmicas:** são as medições nas quais não existe necessidade do instrumental de medição possuir o limite inferior da banda passante como zero ou próxima a zero, pois apenas interessa-se pelo aspecto dinâmico da grandeza medida não importando suas variações lentas, de frequência próxima a zero.
- **Medições Estático-dinâmicas:** são as medições nas quais interessa-se tanto pelo aspecto dinâmico como pelo aspecto estático dos sinais medidos, devendo o instrumental de medição possuir uma banda passante cujo limite inferior seja zero, e cujo limite superior seja condizente com o requerido pela aplicação em particular.

Uma estabilidade perfeita implica em uma vez balanceada a ponte, para a condição de repouso mecânico, ela continue balanceada sob condições ambientais variáveis, pelo período de tempo que as medições exigirem.

Podem ser necessárias medições ao longo de meses ou mesmo anos, de forma que a estabilidade pode então assumir papel ainda mais relevante.

Quanto às medições por longos períodos, duas situações particulares são relevantes:

- **A estrutura *pode* ser descarregada e a ponte *pode* ter seu "zero" "setado" antes de cada novo período de medições.** Com isto, a estabilidade só será necessária durante o intervalo entre cada "zeramento" e o final do período de medição
- **A estrutura *não pode* ser descarregada; *não possibilitando* a *re Checagem da* calibração da ponte, necessitando estabilidade permanente**

Quaisquer descalibrações serão acrescentadas ao valor real das medições (por "valor rec." entenda-se: "valor; devido à deformação que deseja-se corrigir").

O principal fator que influencia a estabilidade é a **temperatura**, através de seus efeitos no **strain gage, nos cabos de conexão e na expansão térmica do espécime**.

Como outros fatores que influenciam a estabilidade, **pode-se** citar:

- [11] **Micro-Measurements Division.** *Surface Preparation for Strain Gage Bonding.* **Instruction Bulletin B-129-4**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1976.
- [12] **Micro-Measurements Division.** *Techniques for Attaching Leadwires to Unbonded Strain Gages.* **Tech Tip TT-134.** Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1978.
- [13] **Micro-Measurements Division.** *Attachment Techniques for Weldable Strain Gages and Temperature Sensors.* **Instruction Bulletin B-131-2**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1975.
- [14] **Micro-Measurements Division.** *Strain Gage Installations with M-Bond 400 Adhesive.* **Instruction Bulletin B-127-8.** Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1979.
- [15] **Micro-Measurements Division.** *Strain Gage Applications with M-Bond AE-10/15 and M-Bond GAS Adhesive Systems.* **Instruction Bulletin B-137-10.** Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1979.
- [16] **Micro-Measurements Division.** *Strain Gage Installations with M-Bond 4.S-B, 600, and 610 Adhesive Systems.* **Instruction Bulletin B-130-9**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1979.
- [17] **Micro-Measurements Division.** *Strain Gage Applications with M-Bond GA-61 Adhesive.* **Instruction Bulletin B-128-1**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1977.
- [18] **Measurements Group.** *Measurement of Residual Stresses By The Blind Hole Drilling Method.* **Tech Note "Residual Stress Measurement" TN-503**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1981.
- [19] **Measurements Group.** *Strain Gage Selection Criteria, Procedures, Recommendations.* **Tech Note "Strain Gage Selection" TN-505-2**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1989.
- [20] **Micro-Measurements Division.** *Strain Gage Selection Criteria, Procedures, Recommendations.* **Tech Note "Strain Gage Selection" TN-132-2**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1976.
- [21] **Micro-Measurements Division.** *Fineline Series Strain Gages, for Transducer Applications.* **Product Bulletin PB-111**, Measurements Group, Inc., P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1983.

- [22] Micro Measurements Division. *Weldable Strain Gages and Temperature Sensors*. Product Bulletin PB-112-5. Measurements Group; [Inc.P-0.Box](#) 27777 Raleigh., North Carolina 27611, USA. 1976.
- [23] Ahmed M. Abdel-Ghaffar and George W. Bousner. Ambient vibration tests of suspension bridge. In editor. *Journal of The-Engineering Mechanics Division*, page . Proceedings of The American Society of Civil Engineers. ASCE, oct 1978.
- [24] Tommy Hung Tin Chan and Colin O'Connor. Wheel loads from highway bridge strains: field studies. In . editor, *Journal of Structural Engineering*, page , Vol. 116 No.7. ASCE. Jul 1990.
- [25] Tommy Hung Tin Chang and Colin O'Connor. Vehicle model for highway bridge impact. In . editor, *Journal of Structural Engineering*, page . -Vol. 116 No.7, ASCE. Jul 1990.
- [26] Antonio Pertence Junior. *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório*. McGraw-Hill, Rua Tabapuã. J105. São Paulo, S.P.. CEP 04533, 1988.
- [27] Measurements Group. *Errors Due To Wheatstone Bridge Nonlinearity*. Tech Note "Wheatstone Bridge Nonlinearity" TN-507, Measurements Group, Inc.. P.O.Box 27777 Raleigh, North Carolina 27611, USA, 1982.
- [28] *Linear Circuits Data Book*. Texas Instruments, 1984.
- [29] B. P. Lathi. *Sistemas de Comunicação*. Editora Guanabara, Travessa do Ouvidor, Rio de Janeiro, RJ? Cep 20040. 1987.
- [30] *Linear Integrated Circuits*. RCA, 1979.
- [31] Alfacon S.A. *Módos Multi-Matrix - Manual de Utilização*. Rua Oscar Freire 1324, São Paulo. SR CEP 05409. Brasil
- [32] Revista Saber Eletrônica 201. *Módulos Inteligentes LCD - Multi-Matrix*. 1989. Editora Saber Ltda.
- [33] *Zato Conversion Products Databook*. Analog Devices, 1989/1990.
- [34] Winston Gayler. *The Apple II Circuit Description*. Howard W. Sams & Co., Inc., 4300 West 62ND ST, Indianapolis, Indiana 46268. USA. apr 1983.
- [35] MathSoft. *MathCAD 1.0*. MathSoft, Inc., One Kendall Square, Cambridge, Massachusetts 02139. USA, oct 1987.
- [36] Edward Kamen. *Introduction to Signals and Systems*. Macmillan Publishing Company, 866 Third Avenue, New York. New York 10022, USA, 1987.

- Absorção de umidade pelo strain gage e pelo adesivo (sendo o gage do tipo "coláveF").
- Impedância dos cabos.
- Resistência de contato das chaves de seleção. No caso da utilização de mais de um ponto de medição com a mesma unidade de leitura ("read-out unit"), e possuindo a unidade de leitura baixa impedância de entrada

É importante que seja considerado qual o efeito produzido quando da realização de medições estáticas em deformações, sob condições ambientes variáveis.

Configurações de Pontes de Wheatstone, como as do tipo "meia-ponte" e "ponte-completa", tornam possível a compensação da expansão térmica do material ao qual o strain gage estiver conectado.

No caso da configuração em "meia-ponte", implementa-se esta compensação através do posicionamento, no espécime, de um dos strain gages perpendicularmente em relação ao outro, e da colocação de ambos no mesmo lado da ponte.

A cabeção que interliga os strain gages à Ponte de Wheatstone pode introduzir erros nas medições. Isto ocorre pela inserção de diferentes valores de resistências entre as conexões superior e inferior.

Os diferentes valores de resistências ocorrem pela interligação dos strain gages à ponte através de cabeções de comprimentos diferentes, e/ou através de cabeções que estejam submetidas a diferentes temperaturas.

A influência de uma diferença de comprimento nos cabos de conexão pode assumir valores típicos de 45 $\mu\Omega$ /m (para um fio de cobre de 0.7mm).

A esta porção da cabeção que não tem a influência de sua resistência compensada, denomina-se "*cabeção não compensada*".

A cabeção não compensada influirá, pelo efeito de variação de sua resistência com a temperatura, da seguinte forma

Onde:

S : desvio (Ω) em

R_e : resistência da porção da cabeção não compensada

T_e : coeficiente de temperatura do material do condutor da cabeção (para o cobre, 0,004 $\Omega/^\circ\text{C}$).

ΔR : variação na resistência do strain gage causada por ϵ .

A Figura 2.1 mostra uma forma desaconselhável de conexão de strain gages em uma meia-ponte.

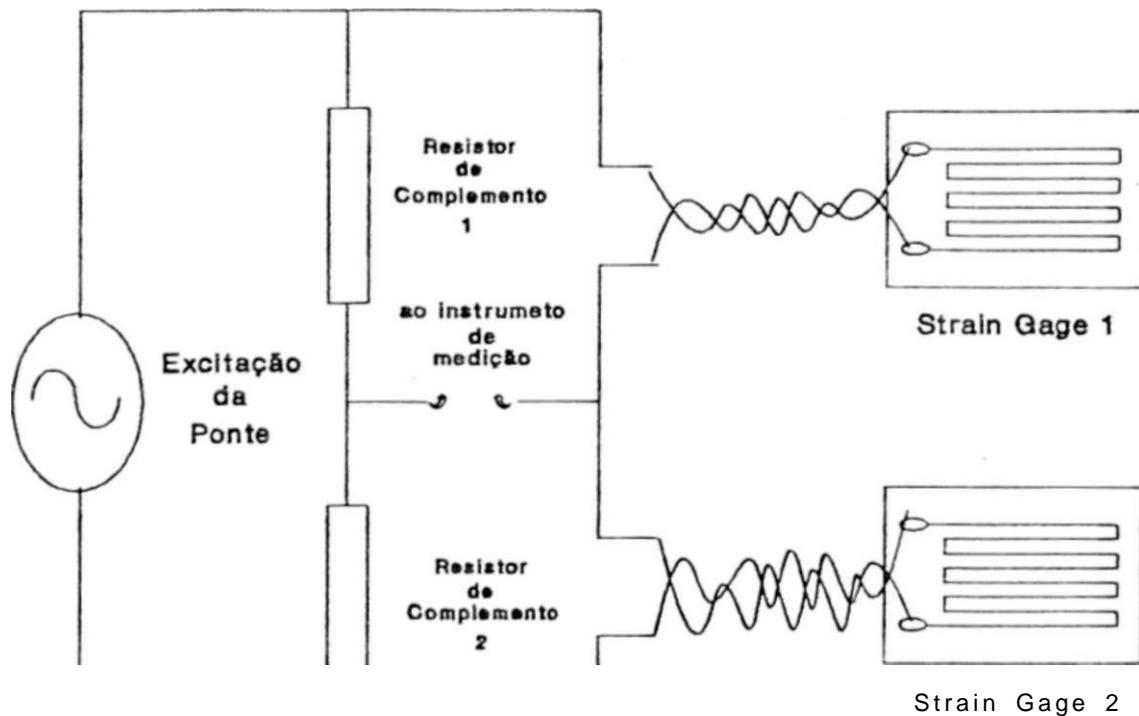


Figura 2.1: Forma desaconselhável de conexão de strain gages numa meia-ponte.

Pois diferenças entre as temperaturas às quais estão expostos os cabos superior e inferior, cansariam uma variação de resistência que seria detetada como uma deformação.

Um primeiro melhoramento na forma de conexão seria a utilização de um único fio para interligar o instrumento de medição aos strain gages, a chamada "Conexão a Três Fios*", realizando a ligação comum próximo aos strain gages, conforme observa-se na Figura 2.2-

O cabo comum (ou seja, o cabo do medidor) já aumenta a estabilidade quando comparado à forma de conexão da Figura 2.1 (utilização de um par de fios para cada strain gage), pois com o cabo comum diminui-se pela metade a magnitude da diferença de resistências passíveis de serem acrescentadas por uma variação de temperatura entre os fios de conexão.

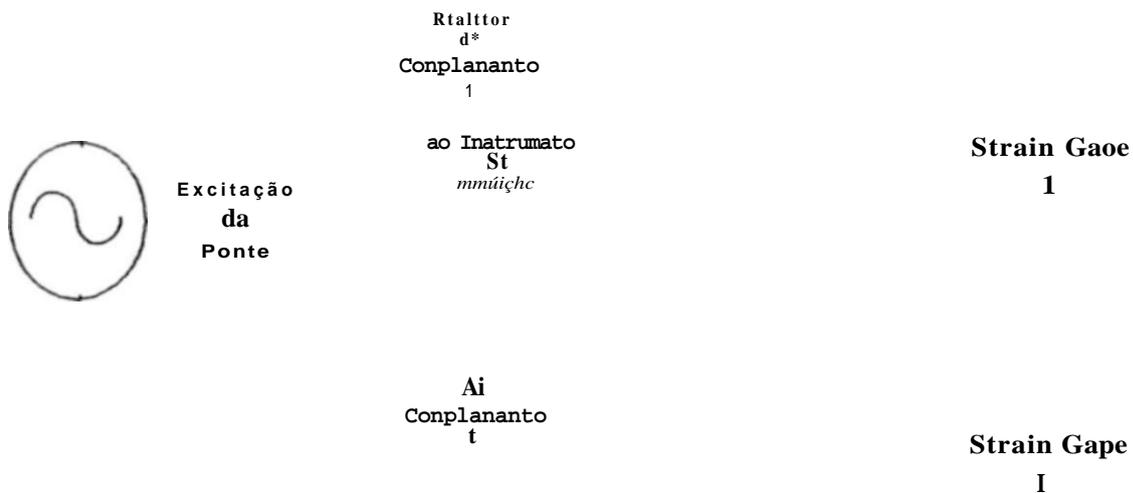


Figura 2.2: "Conexão a Três Fios" dos strain gages ao restante da ponte.

Um maior ganho de estabilidade em relação à forma de conexão mostrada na Figura 2.1. pode ser obtido pelo trançamento dos fios superior e inferior, conforme mostra a Figura 2.3.

Pois estes fios estão, agora, submetidos à mesma variação de temperatura, sendo as resistências induzidas, iguais.

Strain Gages Passivos ("dummy strain gages"): são strain gages comuns, que devido ao layout da montagem, não têm, diretamente, a função de medir deformações,

CONTEÚDO

Tv

B.2	Medição do Ganho Diferencial:171
B.3	Determmacao do Rindo:171
B.4	Características Básicas:172
B.5	Implementação da Filtragem Passa-faixa:177
C	Software do Microcontrolador 8761	183
C1	Listagem do Programa do Microcontrolador 8751:184
D	Software do IBM-PC© Compatível	219
D.1	Programa do IBM-PC© Compatível:220
D.1.1	Programa Principal:220
D.1.2	Biblioteca Gráfica:235
E	Filtragem Digital	245
E.1	Introdução:246
E.2	implementação:246
E.2.1	Filtro Rejeita 60Hz:246
E.2.2	Filtro de Rejeição de Limiar:251
E.2.3	Filtro de Rejeição de Limiar e de 60Hi:253
E.2.4	Implementação Prática do Filtro de Rejeição de Limiar e de 60Hi:254

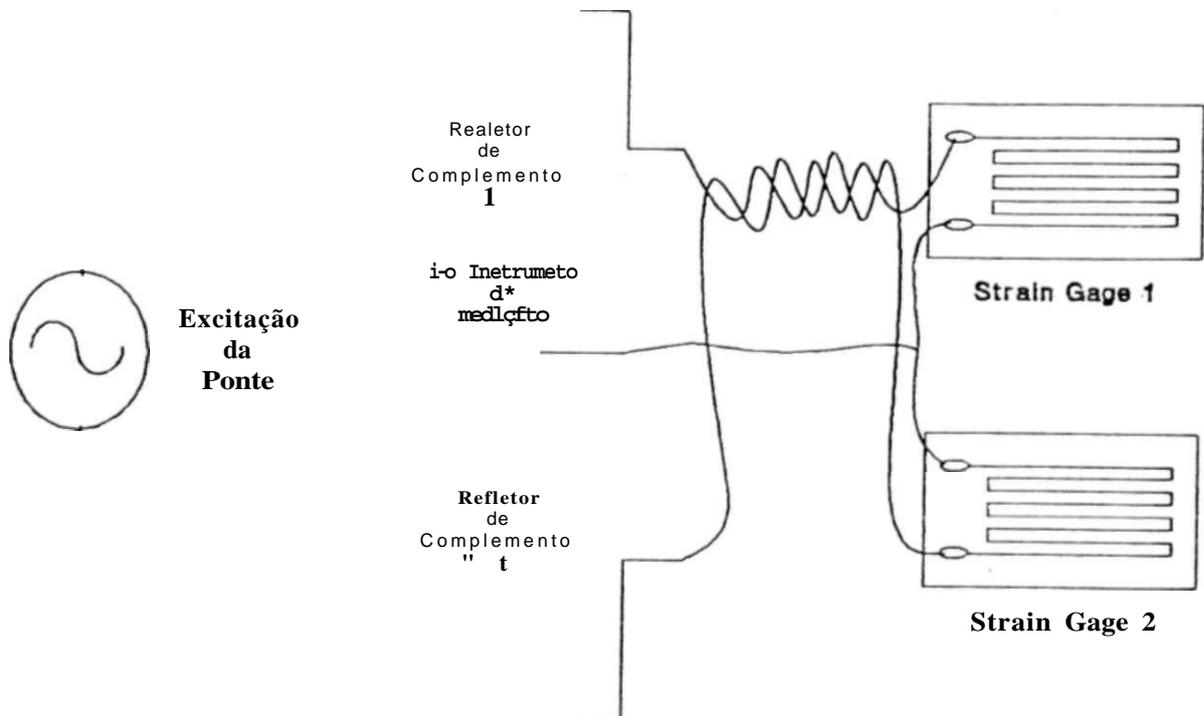


Figura 2.3: Maneira segura de conexão de strain gages numa meia-ponte.

mas sim de compensar outros strain gages quanto à expansão térmica do espécime.

São particularmente úteis, quando um grande número de strain gages *ativos*. ou seja, strain gages cuja função é medir as deformações que deseja-se determinar, próximos uns dos outros, são utilizados nas medições.

O strain gage passivo pode inclusive estar num bloco, separado fisicamente, mas de mesmo material que o espécime, e com a mesma capacidade térmica¹ e exposto ao mesmo ambiente térmico.

Deve-se também, utilizar cabeacão a três fios quando não for possível deixar todos os comprimentos das cabeações, para cada strain gage ativo, iguais. Também, a fiação

¹A capacidade térmica de um corpo é a razão entre a quantidade de calor fornecida a ele, e a variação de temperatura resultante

para o gage passivo deve ser curta e espessa.

Em aplicações com um grande número de strain gages ativos, existe a possibilidade da utilização de um único strain gage de compensação para várias pontes, sendo o mesmo chamado de "strain gage de compensação comum" ("common dummy strain gage").

Em instalações de grande porte podem ocorrer variações de temperatura diferentes em vários dos braços ativos. Desta forma, a cabeção a três fios deverá ser utilizada, e como a fiação para o common dummy gage não é compensada, deve ser, tanto quanto possível, curta e espessa (como valores típicos recomenda-se 1 mm ou mais, de espessura).

Pode-se utilizar configurações do tipo "1/4 de ponte", sem os problemas decorrentes da deformação térmica do espécime, se o strain gage utilizado for do tipo "auto-compensado" (e com as características de auto-compensação adequadas).

Os termos "strain gages auto-compensados" e "strain gages auto-compensados quanto à temperatura" podem induzir interpretações errôneas do funcionamento de tal tipo de gage. O que ocorre, em verdade, é que neste tipo de gage, o elemento sensível possui um coeficiente de dilatação térmica igual, ou muito próximo, ao coeficiente de um material de uso comum como espécime.

Então, considerando o coeficiente de dilatação térmica do elemento sensível do gage, igual ao do espécime ao qual estiver conectado, os dois terão a mesma deformação com a temperatura, não ocorrendo deformação aparente devida a dilatação térmica do espécime.

Com circuitos de um "quarto de ponte", deve-se preferivelmente utilizar-se de conexões a três fios, com os fios extremos trançados.

A Figura 2.4 mostra a forma desaconselhável de conexão, enquanto a Figura 2.5 mostra a maneira recomendável.

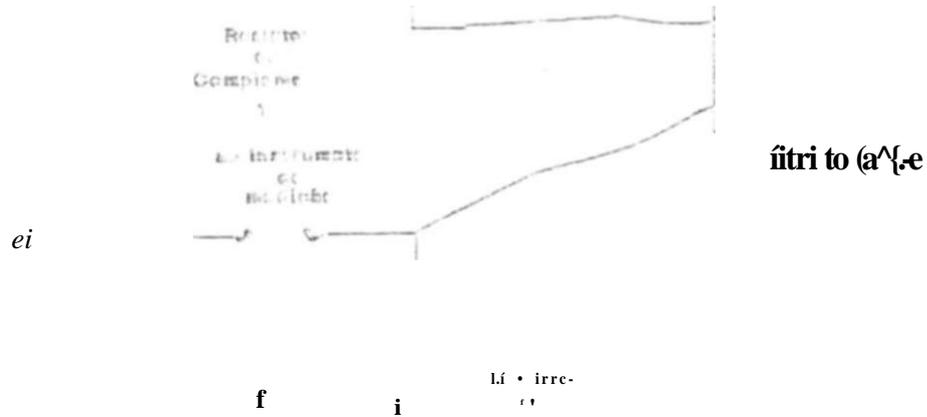
No caso da utilização de uma ponte de terminais para a conexão da cabeção aos fios do strain gage auto-compensado, esta conexão também deve ser a três fios, conforme mostra a Figura 2.6 (a) e (b).

A forma (b) da Figura 2.6, mostra uma maneira de compensar, inclusive, os fios do strain gage. Pois, sua influência pode ser significativa em aplicações que exijam grandes precisões.

2.2 Adesivo — Tópicos Básicos:

Resistência de isolamento; um método simples para a checagem do grau de cura da camada adesiva é a medição de sua resistência de isolamento. Isto fornece informações não apenas

CAPÍTULO 2. VTJL&Á • V. O ; ãA Ti GA JJ02 ZTPuAÍH GA GES



1 i 2.<:)r: ?hn ccGiro^emivel de conexão ao stw Ln gage a U T Ü ponte de üpa "Um

u: jis o c.. i de cura do aaopVQ, mus 1LZTO. r ar suas propriedades mec&rôcas.

íii i-b. par* uwvar-ee un. siraii g&g ames do uca, meáe-i s a. res'í feDcia de moirjneu c;' i c o gage e o espécin?..

Sempre i m n òo ur.o esta medição cieve ter Teali&ada, poií £ camada edecive. pode ter absorvidc uxríjdô.de. Ume CuroaHa adesiva com um grau acentuado de umidade nassui ta' \c tira* baixa re^sl-rncja de isolamento, como uma baixa forza mecânica, Para mediçãet de deformações, ' redna-; e estáveis. 0 uV ríêircife de i- olamanto do gage para um espécime métrico deve rej CL oroem de IOOühíf.

Á)fumas veaes supõe-se c>e esta &Ks resistência d' isola; >ento c necer-sária pira evif.r vir. éicito de sbumiag na [ra-ict.ei.de](#) do Ftiaiiü r age, meã bio i-f-o é carreio. S< i recretô: d: ÔJ ino*ensaio es' dx IÜOQ\$ri& para X2GM& num n.ra?.L d< 3 LUD dríí; i' apsna. C;6ars ocorrerá. Se >v • ouc, *zjt medições po: longos periojos. c .-bsoiuta' ".nu • =r -ifárif. im? j. r'~íci: de.isoikroítnío heic edros CC JO00M.Í; (prevendo ur.o? xargen; de tegurança 3 • ;. ? ?/.*, pocavel dbjrnuí: ao óa I^C&4:ICJ& cJe jr.r:::r cjwo).

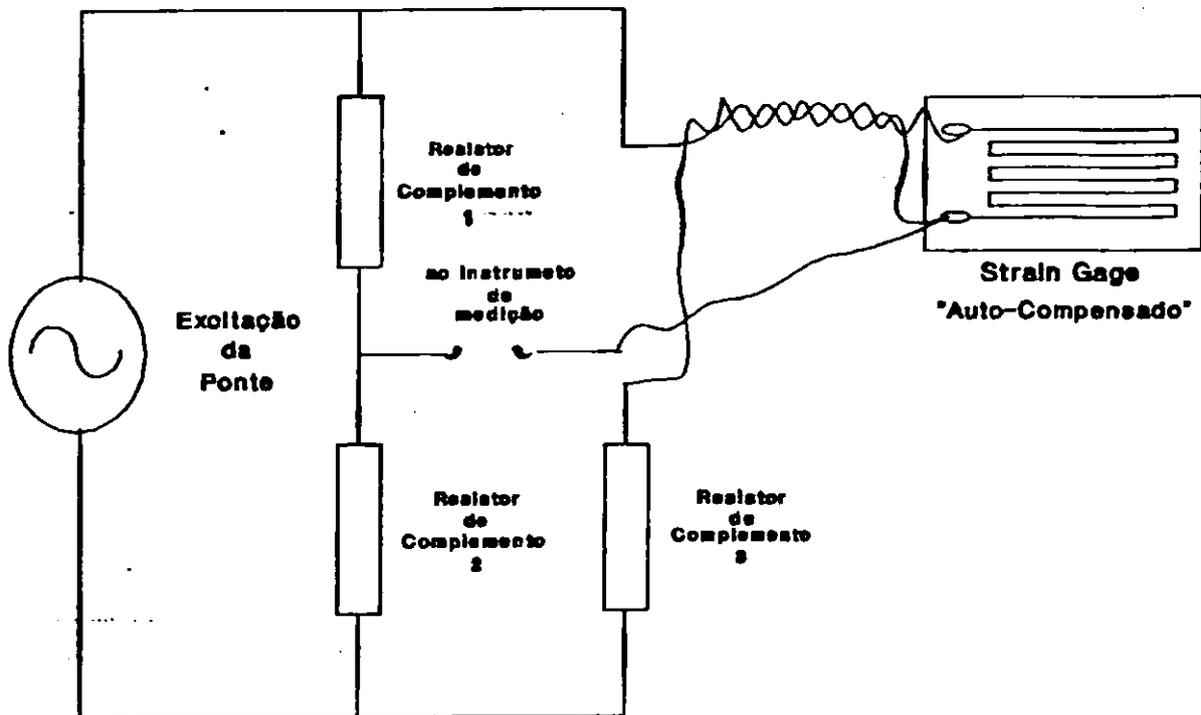


Figura 2.5: Maneira recomendável de conexão do strain gage a uma ponte do tipo "Um Quarto*.

Quando o adesivo é exposto à umidade, pode expandir-se e contrair-se, esta alteração dimensional causa, no strain gage, deformações que podem resultar em grandes desvios do zero.

Uma adequada proteção à água é necessária para o uso em ambiente úmido. Vide [7] e [8].

Vide Figura 2.7 (a) e (b).

2.3 Influência da Excitação da Ponte:

2.3.1 Introdução:

Uma característica dos strain gages que é* pouco conhecida, em termos de sua aplicação prática, é sua capacidade de corrente, A capacidade de suportar uma alta corrente é dada

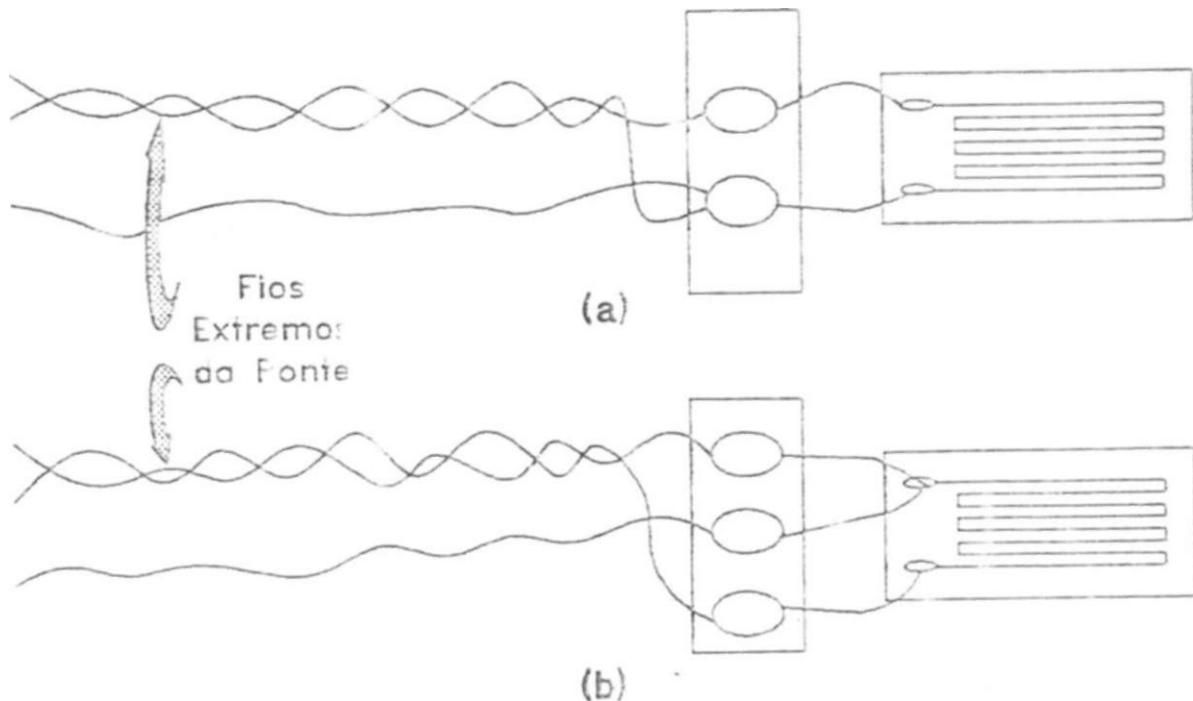


Figura 2.6: Conexão a três fios com pontes de terminais.

pela capacidade em dissipar calor, a qual, por sua vez, é função da estrutura à qual o gage estiver conectado. Desta forma, precauções são necessárias quando da conexão de strain gages a condutores de calor ruins (como plásticos, e seções metálicas unidas).

Outra característica de excitação é a escolha implica em compromisso é o tipo de excitação da Ponte de Wheatstone: se AC ou DC.

2.3.2 excitação DC:

Utilizando excitação DC para a ponte, precauções devem ser tomadas com as tensões causadas pelos termopares formados nas junções entre os strain gages e a fiação.

Como já citado, estes termopares podem, dependendo da aplicação, causar sinais superiores à informação produzida pelos strain gages.

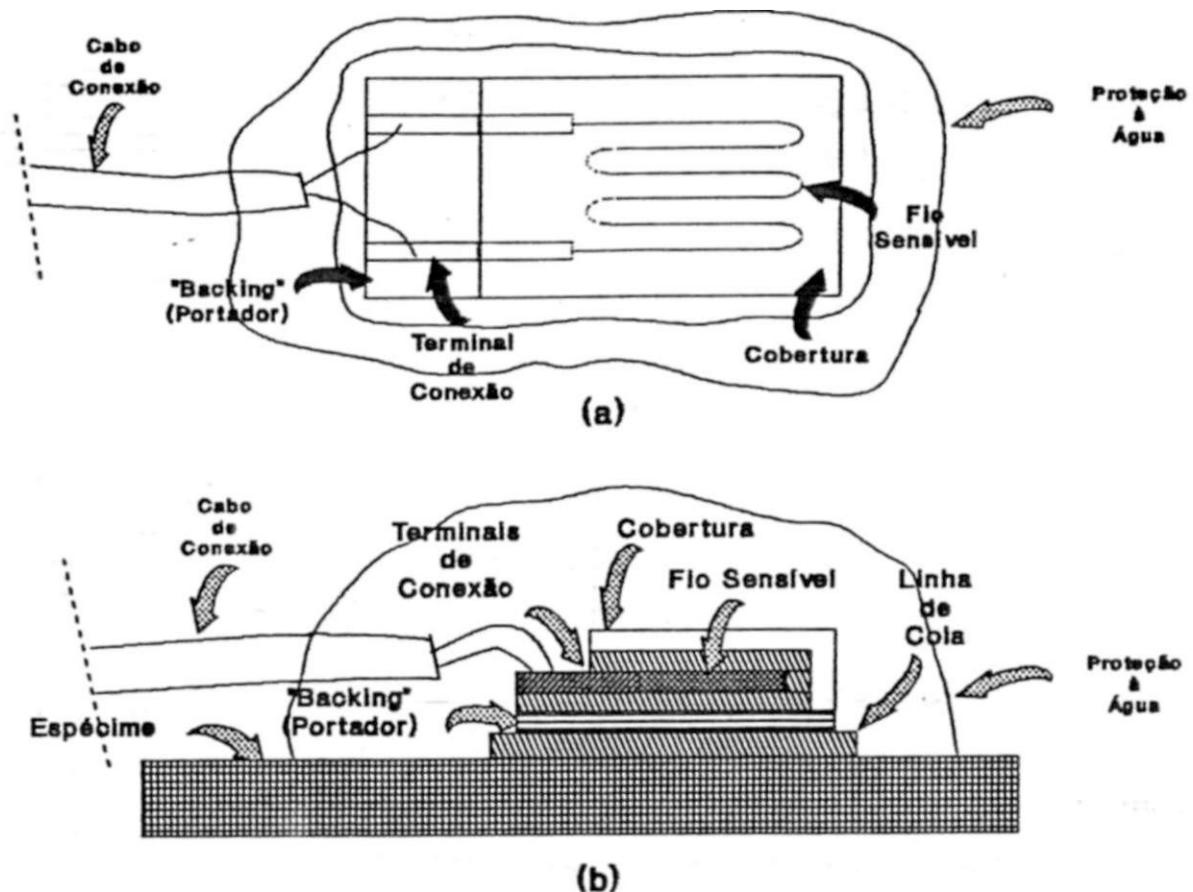


Figura 2.7: Instalação de um strain gage, onde foi aplicada proteção à umidade.

2.3.3 Excitação A C :

A utilização da excitação A C, possibilita a filtragem de quaisquer outras frequências que não a da alimentação da ponte, de forma que as tensões dos termo pares não influirão: permitindo, também, a utilização de baixas tensões de alimentação para a ponte.

Porém, a cabeção que inter conecta a fonte e a etapa de medição á ponte, deve ser trançada para minimizar os efeitos capacitivos da fiação, e também o acoplamento indutivo entre os cabos da fonte e do medidor, conforme mostra a Figura 2.8.

É possível que os efeitos reativos da cabeção causem uma tensão de saída defasada em relação à que seria produzida se houvesse apenas a informação ohmica dos

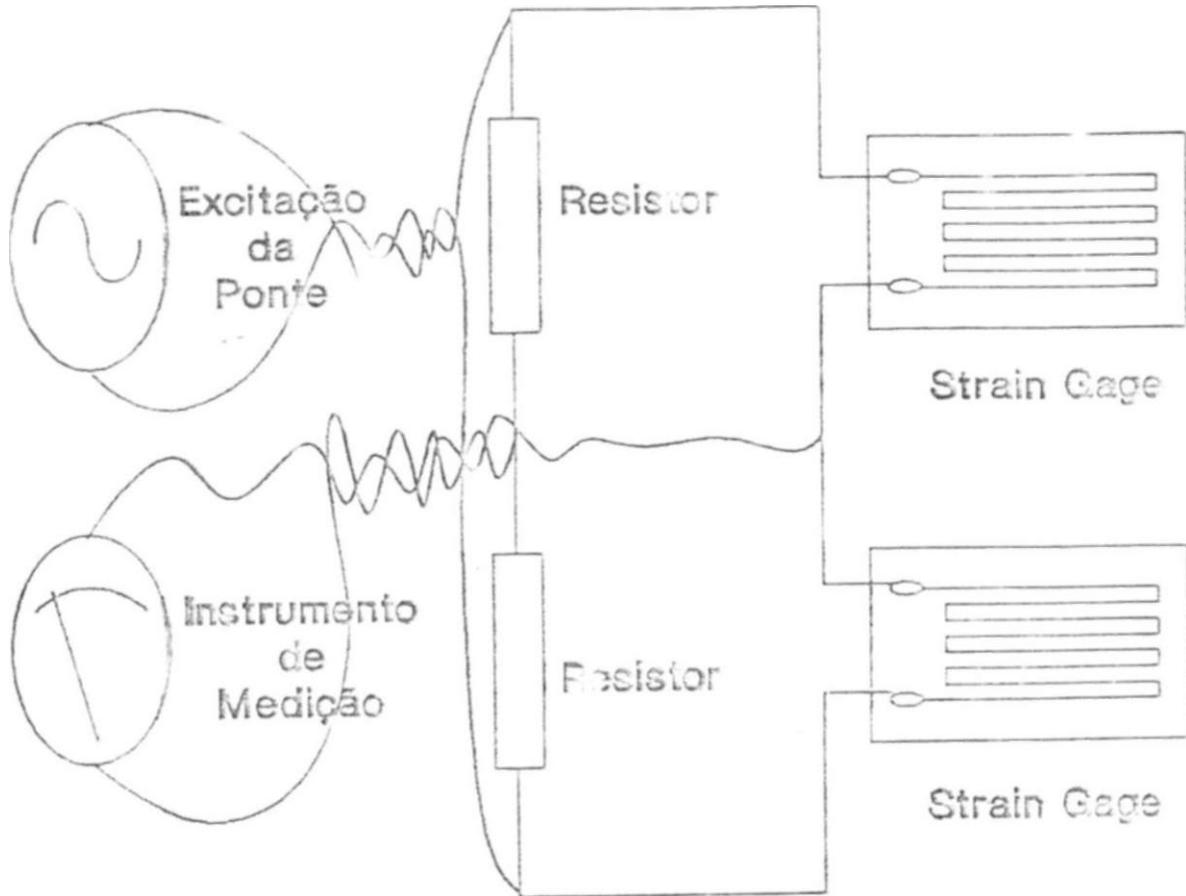


Figura 2.8: Manobra recomendada de conexão da excitação e do instrumento de medição a uma ponte.

strain gages. Devendo este efeito ser previsto em alguma fase do tratamento do sinal.

Um desvio adicional, pode ser causado pela variação do efeito do "fator de potência" das cabos com a variação da temperatura

O "fator de potência" é uma taxa que representa a fração da tensão e corrente de entrada que é dissipada num condensador. O fator de potencia pode agir como uma resistência em paralelo, na cabeção, alterando a inductância proveniente dos traços. gagea.

Na prática, admite-se como ótimo um **fator** de potência de até 0,05%. Porém acima de 0.2% deve-se ter cuidado.

Para fins de ilustração, re-des? citar crue:

- Gabos com isolamento em borracha exibem um fator de potência típico de 0,03% e um coeficiente de temperatura deste fator de potência de 0,01/*C.
- Alguns cabos, isolados com plástico, exibem fator de potência e coeficientes de temperatura mais altos, valores 2de 0,03/*C não são incomuns.

2.S.4 Nível de Excitação:

Difícilmente, strain gages são danificados por níveis de tensão de excitação altos, porém, sua performance pode ser comprometida. .

Normalmente, a grelha ("gricP) sensível dos strain gages opera numa temperatura superior à do espécime, de forma que o calor gerado no strain gage deve ser conduzido para o espécime. O fluxo de calor através do espécime causa uma elevação de temperatura, a qual é função da capacidade de dissipação de calor do mesmo, e do nível de potência aplicado ao strain gage. Com isto, tanto o strain gage como o espécime, trabalham numa temperatura superior à do ambiente.

Quando a elevação de temperatura é acentuada a performance do gage será afetada da seguinte forma

- Em strain gages auto-compensados quanto à temperatura: uma perda da auto-compensação ocorrerá se a temperatura da grelha sensível for bem maior que a temperatura do espécime. Via de regra, todos os dados de fabricante são obtidos considerando-se baixos níveis de excitação.
- Histerese e efeito de fluência: são aumentados, já que eles são dependentes das temperaturas da superfície onde a grelha sensível está montada, e da linha de cola.

Como regra prática têm-se que: uma temperatura do "backing" normalmente em 1200*C deve, forçosamente, ser diminuída para 100*C a 300*C sobre condições de alta-excitação.

- Estabilidade quanto ao "zeramento": é enormemente afetada por excessiva excitação. Isto é particularmente verdadeiro em strain gages com altas características de deformação aparente, e também quando emprega-se compensação em meias-pontes e pontes-completas, para obter um baixo desvio do zero versus temperatura. O desvio do zero, ocorre devido a uma variação nas condições de dissipação entre os gages no circuito da ponte.
- Pontos quentes: é outro fator que deve ser levado em conta. Qualquer tendência de áreas localizadas da grelha sensível em operar a temperaturas maiores que o resto, restringirá os níveis de excitação permitidos. Os pontos quentes normalmente são

devidos à falta da linha de cola ou à descontinuidades no espécime: imperfeições no gage também podem ocasionar esse efeito, desta forma, apenas gages da mais alta qualidade, devem ser utilizados em aplicações com altos níveis de excitação. Os efeitos de fluência e instabilidade são particularmente susceptíveis aos "pontos quentes".

A capacidade de dissipação de potência de um strain gage varia, aproximadamente, com a área ativa da grelha². A quantidade e o tipo do composto protetor à água, ou o encapsulamento, são relativamente sem importância, pois, gages abertos montados em metal exibem apenas 10% a 15% menos capacidade de dissipação de potência do que gages inteiramente encapsulados de mesma área ativa. Convém lembrar, contudo, que materiais isolantes à água devem sempre ser utilizados, em gages abertos, para prevenir perda de performance por corrosão.

Diz-se que adesivos de alta condutividade térmica podem aumentar consideravelmente a capacidade de dissipação de potência dos strain gages. Via de regra, isto não é correto, pois estes adesivos incorporam preenchimentos de alta condutividade térmica como óxido de alumínio ou partículas metálicas, resultando num adesivo de alta viscosidade e em linhas de cola excessivamente espessas, implicando num longo caminho térmico do gage para o espécime.

E melhor, tanto para altos níveis de excitação, como para níveis normais, utilizar adesivos de alta funcionalidade, que permitem uma linha de cola fina e contínua. Em superfícies de montagem planas, a espessura da linha de cola ideal, situa-se entre (0,0025 e 0,0075)mm.

Fatores que influem primordialmente na determinação do nível de excitação ótimo, para uma determinada aplicação:

- Área ativa da grelha do strain gage.
- Resistência do gage: altas resistências permitem altas tensões para um dado nível de potência.
- Propriedade de dissipação de potência do espécime.

A forma do espécime pode criar tensão térmica em porções da estrutura através do auto-aquecimento do gage. Como consequência ter-se-a longo tempo de estabilização térmica e instabilidade aparente do gage. Esta situação frequentemente ocorre em transdutores de baixa sollicitação, onde seções finas são comuns.

No caso do espécime ser de material plástico, observa-se que:

— A maioria dos plásticos agem como isolantes térmicos.

'Comprimos to ativo do gage vez et Urgir» stjvm <U grdk»

- Valores extremamente baixos de excitação são requeridos para evitar sérios efeitos de auto-aquecimento.
- O módulo de elasticidade dos plásticos comuns cai rapidamente, conforme a temperatura aumenta, incrementando o efeito visco-elástico. Isto pode afetar significativamente as propriedades do material em estudo. Plásticos muito carregados com preenchimento inorgânico na forma de pó ou fibra, apresentam menores problemas, porque o preenchimento reduz o coeficiente de expansão, aumenta o módulo elástico e a condutividade térmica,
- Faixa de temperatura ambiente à qual o gage está exposto: fluência ("creep") na superfície de montagem da grelha ("backing") e no adesivo, ocorrerá na temperatura mais baixa, A deformação aparente devido à temperatura, também será alterada quando a temperatura da grelha e do espécime são substancialmente diferentes.

Existe uma distinção significativa entre os gages utilizados em medidas de deformação dinâmica e aqueles utilizados em medições estáticas. Todas as várias perdas de performance devidas ao auto-aquecimento do gage afetam as características estáticas do gage muito mais seriamente do que sua resposta dinâmica. Desta forma, é prático utilizar altos níveis de excitação para medições puramente dinâmicas, conseguindo, assim, uma alta relação sinal-ruído.

- Técnicas de instalação e cabeção: se o gage é danificado durante a instalação, ou se descontinuidades são formadas na linha de cola, então, altos níveis de excitação criarão sérios problemas.

Outros fatores que, secundariamente, afetam o máximo nível de excitação permiasível:

- Projeto não eficiente da grelha: por exemplo, uma taxa não ótima de linha-para-espaco (ou seja, da relação entre a largura das "barras" da grelha e o espaco entre tais barras).
- Adesivo que une a grelha ao backing e o material do backing: determinam a condutividade térmica do backing como um todo.

O backing é geralmente mais importante que o adesivo selecionado, pois o backing é mais espesso que a camada adesiva, em instalações apropriadamente realizadas.

Casos particulares:

- Gages empilhados (gages com várias grelhas, nos quais tais grelhas são superpostas): representam um caso especial por que a trajetória térmica entre o gage superior e o espécime é muito grande. O aumento da temperatura das grelhas inferiores é adicionado diretamente à grelha superior. Para uma pilha de três strain gages, completamente

sobrepostos, a grelha superior é fixada seis vezes o aumento de temperatura de um gage similar. Se to; as a. g-elas recebe: rem a mesma potência elétrica.

- Aplicações criogênicas

Medições realizadas em ambientes subzero dos & temperaturas criogênicas. Como ambientes com gases liquefeitos podem apresentar o seguinte efeito: Se as tensões de excitação não são suficientemente baixas, o auto-aquecimento do strain gage pode causar bolhas, e borbulhamento, que provocarão alterações na temperatura local, podendo refletir-se como ruído no sinal de saída. A solução é a utilização de níveis de excitação baixo: -> e/ou revestimentos protetores.

Pode-se estimar experimentalmente os níveis máximos de excitação.

Uma das formas é, com a ponte sem carga aumentar gradualmente a excitação da ponte até que uma indubitável instabilidade de "zeramento" seja observada. Então, reduzir a excitação até que a estabilidade volte, sem um offset significativo em relação à leitura de zero com baixa excitação. Para a maioria das aplicações, este valor de tensão na ponte é o maior valor que pode ser utilizado seguramente sem uma acentuação significativa da performance.

Conduzir este teste na máxima temperatura de operação, e não na temperatura ambiente, aumentará a certeza da estimativa da maior tensão segura da ponte.

Para uma melhor precisão, fazem-se necessários os seguintes testes: deriva do zero ("zero drift") versus temperatura; e estabilidade com carga, na máxima temperatura de operação.

Se a dissipação de potência for excessiva para um determinado strain gage, e se a tensão de excitação não puder ser diminuída, podemos diminuir a dissipação do gage através da inserção de resistores. > variantes com a deformação ("dummy resistors"), em série com o strain gage ativo e também em série com o de compensação. Tais resistores podem ser de alta-precisão e estabilidade (como os do tipo "Vishay", fabricados pela Micro Measurement, Inc.).

A densidade de potência é então reduzida por um fator multiplicativo igual

a-

$$* = y \wedge f \quad \lll \ggg$$

Onde:

F_r : é o fator de redução

R_i : é a resistência inativa

R_{ζ} : é a resistência do strain gage

Note que um dos braços da outra diagonal da ponte deve ser incrementado pelo mesmo R^{\wedge} . para manter o balanceamento da ponte.

A sensibilidade da ponte será então décrementada pelo fator multiplicativo:

$$' - . P S * \quad (2.3)$$

O qual deve ser aplicado para a correção das medições.

Baseando-se em fórmulas, temos que:

Potência dissipada da grelha (em Watts):

(2.4)

Onde:

E_t : tensão de excitação da ponte (para pontes onde a tensão sobre o strain gage seja igual a metade da tensão de excitação da ponte)

R_{ζ} : resistência do gage

Densidade de potência na grelha:

$$P' - f, \quad (2.5)$$

Onde:

A_g : área da grelha

E_i pode ser definida como:

$$JE \gg = IjItiP.A, \quad (2.6)$$

Os fabricantes fornecem gráficos e tabelas que relacionam a faixa de excitação, ou a densidade de potência, recomendadas para uma dada precisão nas medições, aplicação, tipo do gage e material ao qual conectado. Vide [9].

2.4 Efeitos Decorrentes da Temperatura:

2.4.1 Introdução:

Denomina-se "*deformação aparente*" à deformação calculada por fatores não provenientes da deformação que deseja-se medir no espécime.

Os fatores principais que influenciam a deformação aparente causada pela temperatura são:

- A dependência da resistência do gage com a temperatura
- E a expansão térmica do espécime e do substrato ("backing") do gage

A deformação aparente "liquida", devida à temperatura, pode ser expressa por: (não considerando a variação do gage factor com a temperatura)

$$\epsilon_{APP} = \epsilon_{G} + \epsilon_{S} \quad (2.7)$$

Onde:

ϵ_{APP} : deformação aparente da grelha, ϵ_{G} , do strain gage, num substrato

ϵ_{G} : coeficiente térmico da resistência da "grelha" sensível do strain gage

K : fator do gage ("gage factor");

$(\alpha_s - \alpha_g)$: diferença entre os coeficientes de expansão térmica do substrato e da grelha sensível, respectivamente

ΔT : variação de temperatura

Observação: os coeficientes entre os colchetes são, por sua vez, função, também, da temperatura.

Desta forma, vê-se que dados sobre a deformação aparente, apenas são significativos, quando especificados para uma determinada liga (do elemento sensível da grelha do strain gage) conectada a um determinado substrato.

Strain gages auto-compensados quanto à temperatura são compensados apenas quanto à expansão térmica do espécime, e somente quando conectados a espécimes com o coeficiente de expansão térmica para o qual o strain gage auto-compensado foi projetado (quando não, tomam-se necessárias correções posteriores). Podendo vir a ser necessária

uma compensação quanto à variação do gage factor com a temperatura.

As ligas metálicas utilizadas em strain gages exibem uma mudança no gage factor com a temperatura. Em função da liga em consideração, da temperatura, e da precisão requerida uma correção para o gage factor pode ser necessária, se o strain gage for utilizado em quaisquer temperaturas diferentes da temperatura ambiente na qual o gage factor e sua tolerância são determinados, para o lote de strain gages. Normalmente, acompanham os strain gages. data sheets com gráficos que mostram a variação do gage factor com a temperatura. Esta informação é, via de regra, suficiente para a correção.

2.4.2 Correção da Deformação Aparente:

Qualquer medida de deformação pode ser corrigida, ou ajustada, de um gage factor para um outro, através de uma relação muito simples:

$$*a = \quad (2.8)$$

Onde:

C_1 : medição da deformação, realizada com o gage factor \hat{A}_1

\hat{A}_2 : gage factor para o qual queremos converter a medição

Se o gráfico fornecer o gage factor em variação percentual do valor padrão, a relação será:

Onde:

$AF(\%)$: é a variação percentual do gage factor em relação ao padrão do gage

A variação do gage factor com a temperatura afeta tanto a deformação aparente, como a deformação "real". Observa-se o seguinte procedimento para efetuar a correção do gage factor e da deformação aparente:

Para medições realizadas com o medidor de deformação considerando um gage factor padrão. K , utilizado na curva de determinação da deformação aparente, e com o medidor de deformação "zerado" para a temperatura padrão³:

³Na qual o gage factor padrão foi determinado

Corrigindo primeiro a deformação aparente líquida

Como o gage factor do indicador de deformação coincide com o utilizado nos gráficos de deformação aparente, a correção pode ser feita através de subtração direta:

$$c = \epsilon - \epsilon_{(G/S)}(r_j) \quad (2.10)$$

Onde:

ϵ : deformação medida; a qual apresenta erros devido á deformação aparente com a temperatura e devido á variação do gage factor com a temperatura

ϵ : medida da deformação semi-correta (correta apenas em relação á deformação aparente líquida)

$f_{app}(G/S)(T_i)$: deformação aparente líquida na temperatura T_i (segundo a equação 2.7)

O próximo ponto é corrigir o gage factor:

$$K = \frac{A_i}{\epsilon} \quad (2.11)$$

Onde:

c : valor da medição corrigida

R : gage factor padrão, do gage

$K(T_i)$: gage factor na temperatura da medição

Combinando as duas equações, teremos:

$$c = \epsilon - \frac{A_i}{K(T_i)} \quad (2.12)$$

" c " é devida apenas á deformação mecânica do espécime.

2.4.3 Utilização dos Strain Gages Passivos:

Quando da utilização dos strain gages passivos, para a compensação de temperatura, mesmo gages do mesmo lote podem apresentar diferenças significativas quando estiverem envolvidas temperaturas significativamente altas, como na utilização em estruturas de caldeiras, ou

baixas, como trabalho criogênico. Nestas circunstâncias, normalmente torna-se necessária uma correção ponto a ponto. É aconselhável, então, o uso de um strain gage auto-compensado.

As aplicações onde o método do strain gage passivo é particularmente eficiente, são aquelas onde a razão entre as deformações em dois pontos próximos (ou pelo menos, termicamente próximos) no espécime são conhecidas a priori.

Podem ser incluídas nessa classe: barras de torção, barras sujeitas a curvaturas, colunas e diafragmas, quando deformadas dentro do limite de proporcionalidade. Nestes casos, o strain gage de compensação pode ser posicionado de tal forma a também fornecer informações acerca da deformação que deseja-se medir, com o que, têm-se dois gages ativos, sendo as deformações de relação conhecida.

É importante ter-se em mente, que os espécimes não deverão estar sujeitos a deformações indeterminadas, a não ser aquela que deseja-se medir (exemplo: uma barra sujeita á torção, que deseja-se medir, e a uma compressão indeterminada). Entretanto, pode-se compensar estas deformações indeterminadas, através de arranjos de strain gages em disposições especiais.

2.4.4 Caso Particular:

Cuidado adicional é necessário quando strain gages são montados transversalmente em locais de pequeno raio (pequenos furos, por exemplo), pois Bines (Vide [10]) mostrou que neste caso a deformação aparente difere da que ocorre quando os gages são montados numa superfície plana de mesmo material.

Quando o raio de curvatura da superfície onde o strain gage estiver conectado for menor ou igual a 13inm , o erro entre a deformação aparente em relação ao strain gage estar conectado a uma superfície, plana do mesmo material, torna-se significativo.

Bibliografia recomendada: [6], [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17], [9], [18].

CAPÍTULO 2. UTILIZAÇÃO PRÁTICA DOS STRAW GAGES

Capítulo 3

Seleção de Strain Gages

10/10/2010

3.1 Introdução:

A grande gama de aplicações dos strain gages, impulsionada na disponibilidade, no mercado, de milhares de tipos diferentes de strain gages. Desta forma, faz-se necessária a adoção de critérios de seleção, que afetam o custo e a eficiência do sistema como um todo. Tais critérios* influenciam desde a facilidade de instalação, até a precisão e confiabilidade das deformações medidas.

3.2 Principais Fatores que influenciam a Seleção dos Strain Gages:

3.2.1 Principais Características dos Strain Gages que influenciam na Seleção:

- Liga sensível à deformação.
- Substrato onde a liga sensível é montada
- Comprimento do gage.
- Padrão do gage: número, arranjo e orientação das grelhas; largura da grelha tipo e configuração dos pontos de solda etc.
- Número da auto-compensação de temperatura para os gages que incorporam a característica da auto-compensação.
- Resistência da grelha
- Opções adicionais quanto às características construtivas do gage.

Observação: o custo do strain gage não é um fator primordial em sua escolha, pois representa uma pequena fração do custo total do sistema. Na maioria de* casos, a seleção por um **gage** não fabricado em série (um '**gage** opcional') incrementará seu preço, mas servirá para diminuir o custo total do sistema.

3.2.2 Principais Características da Aplicação que influenciam na Seleção:

- Precisão

- Estabilidade
- Elongação máxima
- Duração das medições
- Ciclicidade do esforço
- Simplicidade e facilidade de instalação

Como exemplo de compromisso na escolha de um strain gage: suponha sua instalação numa localidade de pequeno raio, onde o espaço para instalação do gage é limitado, têm-se de instalar um gage de pequenas dimensões; mas, gages de pequenas dimensões (comprimentos menores de 3mm) têm, geralmente, baixa elongação máxima, reduzida vida por causa da fadiga, baixa estabilidade geral, e grandes dificuldades de instalação. Deve-se então, adequar o compromisso entre as dimensões do gage e a degradação de suas características, de acordo com a aplicação em particular.

3.3 Principais Parâmetros na Seleção dos Strain Gages:

- Liga sensível da grelha.
- Classe de aplicação dos strain gages:
 - Análise de esforço estático-dinâmico ou puramente estático (nesta classe situa-se a maioria das aplicações).
 - Alta elongação.
 - Esforço dinâmico cíclico.
 - Operação como transdutor ("Transducer Gaging", operação a altos níveis de precisão, até melhor que 0.2%, e por longos períodos).
- Comprimento do gage: refere-se ao comprimento ativo ou sensível do gage (ver Figura 3.1 W).

As curvas e os pontos de solda são considerados insensíveis á deformação, por causa de suas áreas relativamente largas de seção cruzada ("cruzada" pela direção da deformação) e baixa resistência elétrica. A Figura 3.2 (a) e (b) mostra detalhe das curvas da grelha, em strain gages de fio, e em strain gages de lâmina, respectivamente.

O comprimento do gage é normalmente o primeiro parâmetro a ser definido.

Muitas vezes, a máxima deformação do espécime localiza-se numa área muito concentrada, se o comprimento da grelha for superior ao desta área, o gage tenderá à fazer

Lista de Figuras

1.1	Aplicação de strain gages na medição de deformações um prédio.	3
1.2	Sensor de Pressão implementado com a utilização de Strain Gages.	4
1.3	Tipo primordial de strain gage: o "Aferidor de Tensão Mecânica".	5
1.4	Três dos Principais Tipos de Strain Gages.	6
1.5	Ponte do tipo "Meia-ponte".	8
1.6	Ponte do tipo "Um Quarto de Ponte".	9
1.7	Exemplo de arranjo de strain gages que visa conseguir um maior nível de sinal.	10
1.8	Alguns tipos de strain gages.	13
2.1	Forma desaconselhável de conexão de strain gages numa meia-ponte.	18
2.2	"Conexão a Três Fios" dos strain gages ao restante da ponte.	19
2.3	Maneira segura de conexão de strain gages numa meia-ponte..	20
2.4	Maneira desaconselhável de conexão do strain gage a uma ponte do tipo "Um Quarto".	22
2.5	Maneira recomendável de conexão do strain gage a uma ponte do tipo "Um Quarto".	23
2.6	Conexão a três nos com pontes de terminais.	24
2.7	Instalação de um strain gage, onde foi aplicada proteção à umidade.	25
2.8	Maneira recomendada de conexão da excitação e do instrumento de medição a uma ponte.	27
3.1	Constituição de um strain gage, instalado.	42

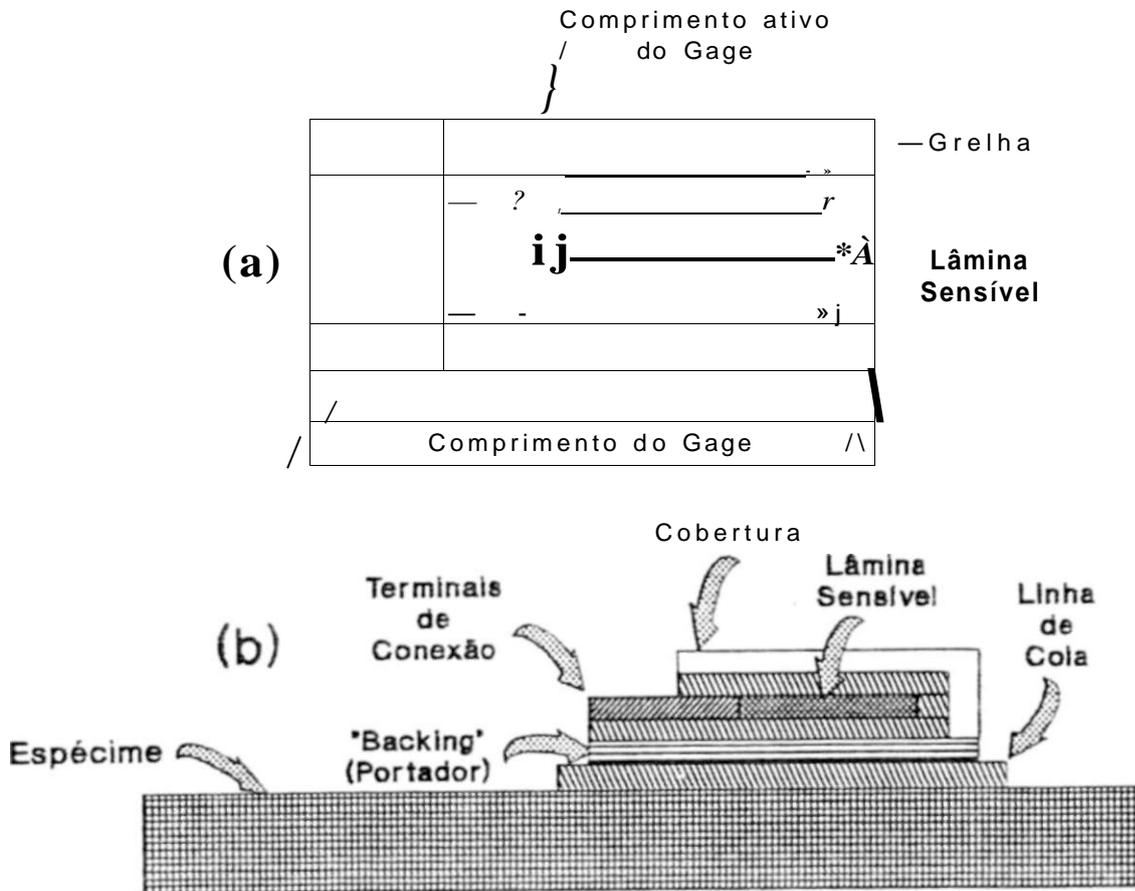


Figura 3.1: Constituição de um strain gage, instalado.

uma integração ou média da deformação na área coberta pelo gage, como observa-se na **Figura3.3**. Com isto, o gage indicará uma deformação menor que a do ponto de máxima deformação.

Via de regra quando executável, o gage deve ter comprimento não maior que 0.1 vezes o raio da superfície onde for instalado.

Porém, gages menores que 3mm tendem a exibir uma performance degradada, em termos da elongação máxima estabilidade em deformações estáticas, e durabilidade quando submetidos a ciclos alternados de deformação. Quando alguma destas considerações tem maior peso que a imprecisão devida á média da deformação, um gage roais longo pode ser requerido.

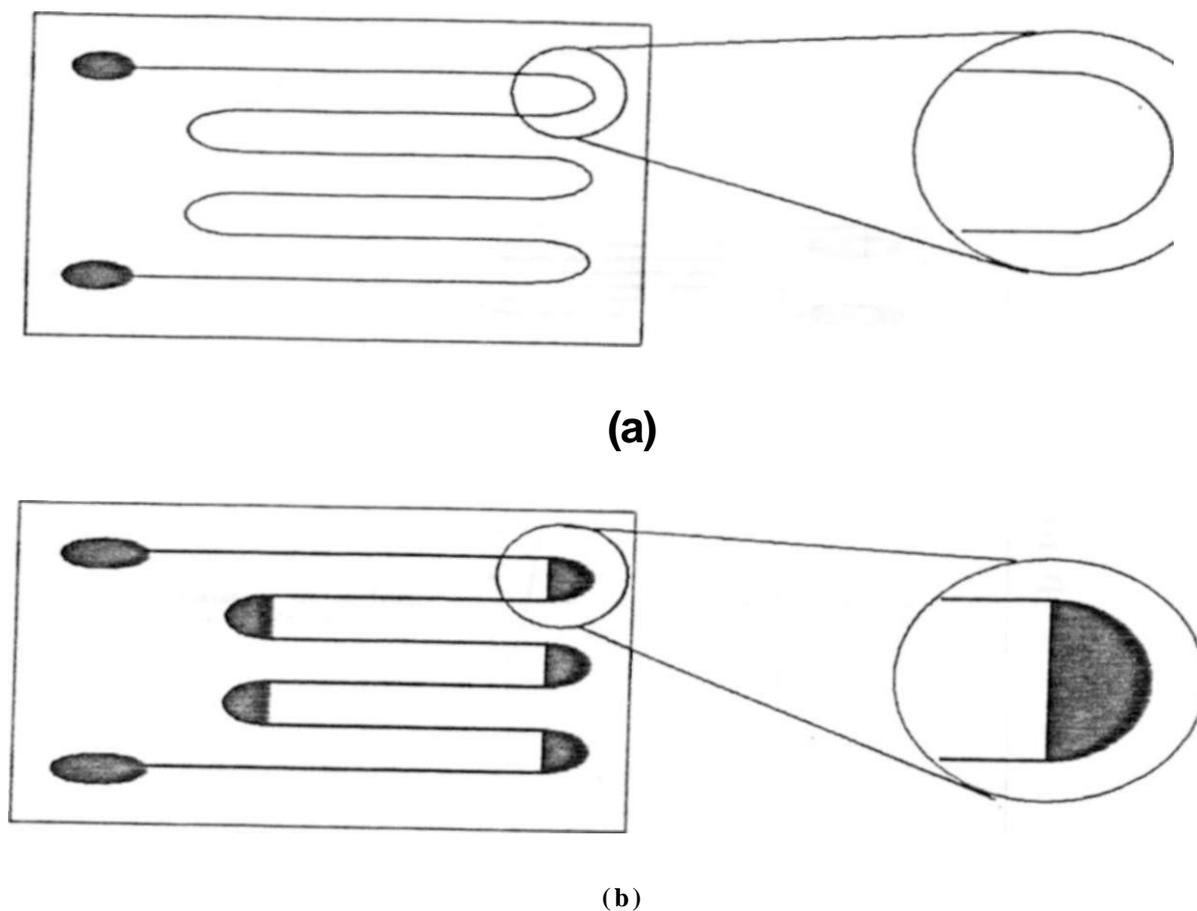


Figura 3.2: Detalhe das curvas da grelha, em strain gages de fio (a), e em strain gages de lâmina (b).

As vantagens dos gages "longos" são: são muito mais fáceis de manusear (a partir de 13mm) quanto à instalação e procedimentos de conexão; possuem maior capacidade de dissipação térmica, pois, para a mesma resistência de gage terão menor densidade de potência por área.

Gages de grande comprimento proporcionam uma melhor precisão em materiais não-homogêneos, como por exemplo o concreto.

No caso do concreto, é interessante a escolha de um gage de comprimento tal que englobe várias partículas do agregado, realizando uma mediada deformações, evitando as severas flutuações locais na deformação, que ocorrem nas interfaces entre o agregado e o aglomerado.

Desta forma, quando se estiver medindo deformações em materiais não-homogêneos, é desejável que o gage tenha um comprimento grande em relação às heterogeneidades do material

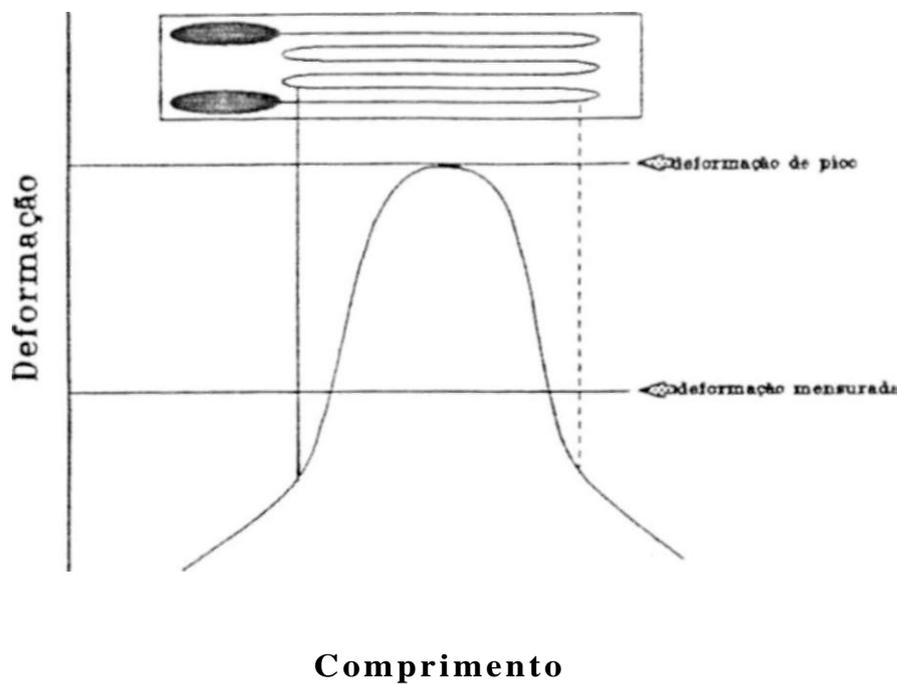


Figura 3.3: Efeito de média, causado por um strain gage excessivamente longo.

Nos comprimentos de (3 a 6)mm localizam-se a maior variedade de características/tipos de gages comerciais. Gages maiores ou menores normalmente custam mais, e gages maiores não mostram grandes melhorias quanto à resistência à fadiga, estabilidade ou alongação, enquanto que gages menores têm estas características degradadas.

Padrão do Gage: inclui a forma do gage, o número e a orientação das grelhas (em gages multi-grelhas), a configuração dos pontos de soldagem e seu arranjo, e outras características construtivas.

Os principais fatores do padrão do gage, que influem na seleção são.

- Pontos de soldagem.
 - Largura da grelha: quando altos gradientes de deformação perpendicular ocorrem uma pequena largura da grelha minimizará o erro médio.
- Gages largos aumentam a capacidade de dissipação térmica e a estabilidade.

— Resistência do gage: se for a única característica do padrão do gage que diferencie um strain gage de outro, o de maior resistência será a melhor escolha, pois reduz a dissipação de calor (no caso da excitação por tensões); e também os efeitos da cabeceação, como resistência parasita e sinais espúrios causados pela variação da resistência da cabeceação com a temperatura (flutuações da temperatura). Também a relação sinal-ruído é aumentada quando o circuito do gage inclui chaves, e/ou anéis de deslizamento, ou outras fontes de variação randômica de resistência

A desvantagem dos gages de 350Í7 (e demais gages de resistência relativamente alta) é o seu custo, sobretudo os de pequeno tamanho. Mas proporcionam redução na perda de vida útil por fadiga

- Gages em roseta:

Em análises experimentais de esforço, um gage de grelha simples pode, normalmente, ser utilizado apenas quando o esforço no ponto de medição é uniaxial e a direção do eixo é conhecida com uma precisão considerável (em torno de 5%).

Para esforços biaxiais, uma roseta de dois ou três elementos é necessária para determinarmos o esforço principal. Quando a direção do eixo principal é previamente conhecida, uma roseta de dois elementos em 90° (roseta em "T") pode ser utilizada.

No caso mais geral, quando a direção do eixo principal não é conhecida uma roseta de três elementos pode ser utilizada para obtermos o esforço principal. A roseta pode ser montada com qualquer orientação, se bem que é usual montá-la com uma das grelhas alinhadas com algum eixo significativo do espécime. Podem ser utilizadas rosetas de três elementos do tipo 45° (conhecida como roseta "retangular") ou do tipo 60° (conhecida como roseta "delta"). A escolha mais comum é a do tipo retangular, pelo tratamento mais simples das informações.

Na seleção das rosetas, deve-se escolher entre as rosetas empilhadas e as rosetas de plano único. As rosetas de plano único são sempre superiores quanto à dissipação térmica, geralmente provendo melhores estabilidade e precisão para medições estáticas. Mas, quando o gradiente da deformação perpendicular é significativo, as rosetas empilhadas fornecerão melhores resultados.

Também, quando o gradiente de deformação é alto, rosetas de plano único podem produzir erros, pois as grelhas amostrarão as deformações em pontos diferentes. Outra vantagem das rosetas empilhadas é a menor área, se bem que são menos conformáveis.

O comprimento do gage e seu padrão são, normalmente, as primeiras características selecionadas, pois baseiam-se no espaço disponível para a montagem, e na natureza do gradiente e axialidade das deformações.

A próxima etapa na seleção do gage, é a determinação da série do gage, caracterizada principalmente pela combinação liga sensível/substrato.

A esta etapa segue-se; determinação das opções, resistência e número STC ("Self Temperature Compensation") - se disponível.

Existem alguns fatores não usuais que não foram discutidos mas afetam a escolha do gage , como por exemplo: radiação nuclear, campos magnéticos intensos, forças centrífugas extremas.etc.

Existem disponíveis tabelas e checklist para a seleção dos strain gages (vide [19]. [20]).

Bibliografia recomendada [19], [20], [21], [22].

Parte II

Sistema de Condicionamento de Sinais, Aquisição e Armazenagem de Dados para Transdutores Strain Gages

Capítulo 4

Descrição do Sistema

adesso só estão em legítima posse de bens e valores
e a família, porém, não se trata de bens e valores
de bens e valores de bens e valores de bens e valores

4.1 Introdução e Premissas:

O objetivo deste é o projeto e implementação de um Sistema de Condicionamento de Sinais Aquisição e Armazenagem de Dados para Transdutores Strain Gages.

Tal sistema possibilitará a medição e análise de deformações (amplitude, frequência, velocidade e aceleração).

Apesar do sistema haver sido primordialmente projetado para aplicações em estruturas de engenharia civil, mais particularmente, para análise dinâmica em pontes, suas características possibilitam a sua utilização em uma gama de aplicações bem mais ampla, pois o sistema constitui-se de um conjunto de módulos básicos de utilização geral em instrumentação

As premissas básicas para o sistema, visam eliminar as duas principais desvantagens dos modelos comerciais, o alto custo e a baixa portabilidade, bem como dotar o dispositivo final das características necessárias a garantir sua utilidade. São elas as seguintes:

- Possuir um baixo custo, comparado ao custo de um sistema comercial, que é da ordem de milhares de dólares.
- Ser portátil, para possibilitar o seu fácil transporte e utilização em campo.
- Poder ser implementado com componentes disponíveis no mercado nacional, por questões de custo e facilidade de reprodução do equipamento.
- Permitir medições nas escalas.
 - $\pm 120 > i$. com resolução de δpc .
 - $\pm 256 \times 5$. com resolução de $10 jic$.
 - $\pm 512 tií$. com resolução de $20/i£$.
 - $\pm 1024/ir$, com resolução de $40/zc$.
- Possuir uma banda passante condizente com as aplicações de engenharia civil.

Estudos na área de análise estrutural, no âmbito da engenharia civil, mostram que considerando-se diversas estruturas, como pontes, viadutos e passarelas, as frequências de livre oscilação situam-se dos 12 Hz para baixo, vide [23], [24] e [25].

Foi escolhida para o sistema uma banda passante de 100Hz, mais que suficiente, portanto, para as aplicações em engenharia civil.

- Incorporar uma maneira de visualização, em campo, da medição dos dados.
- Possibilitar a armazenagem dos dados mensurados, em campo.

Interfáçar-se com um micro IBM-PC© compatível para a transferência dos dados adquiridos, possibilitando o seu armazenamento em disco, e sua posterior análise e/ou processamento.

- Ter a opção do uso em laboratório, quando então, os dados adquiridos são transferidos ao micro IBM-PC© compatível, sem passarem pelo sistema de armazenagem interno ao sistema.

4.2 O Sistema:

Via de regra, os sistemas comerciais são compostos de módulos independentes, que devem ser interconectados para a implementação do sistema.

Geralmente, utiliza-se alguns destes módulos no campo, e outros no laboratório; os do laboratório, conectados a um microcomputador que realizará o tratamento dos dados obtidos em campo, vide Figura 4.1.

3.2	Detalhe das curvas da grelha, em strain gages de fio (a), e em strain gages de lâmina (b).	43
3.3	Efeito de média, causado por um strain gage excessivamente longo.	44
4.1	Sistema comercial de condicionamento, aquisição e armazenagem de dados	54
4.2	Sistema implementado de condicionamento, aquisição e armazenagem de dados	55
4.3	Diagrama em blocos do sistema.. . . .	58
4.4	Diagrama em blocos da Etapa de Condicionamento de Sinais.	59
4.5	Amplificador do tipo Lock-in.	59
5.1	Maneira empregada na produção da onda senoidal	63
5.2	Diagrama esquemático do gerador de excitação	64
5.3	Butler de saída do gerador de excitação.	65
6.1	Ponte do tipo "Um Quarto excitada á Tensão*!	68
6.2	Ponte do tipo "Meia Ponte excitada â Tensão".	71
6.3	Ponte de Wheatstone do Tipo "Um Quarto", excitada à Corrente	74
6.4	Modelagem da Ponte de Wheatstone do tipo "Meia-ponte" com Excitação AC.	81
6.5	Ligação do strain gage duplo numa meia-ponte	83
6.6	Substituição do lado "morto" da ponte por strain gages.	84
6.7	Configurações de sistemas de balanceamento para Pontes de VVheatstone.	86
6.8	Configuração de balanceamento utilizada,.	87
6.9	Barra simplesmente apoiada em ambas as extremidades, com strain gage ao centro.	88
7.1	Configuração do Amplificador de Entrada.. . . .	91
7.2	Implementação do Amplificador de Entrada.. . . .	92
7.3	Filtro passa-faixa utilizado	93
7.4	Configuração do amplificador de seleção do fator de escala	94

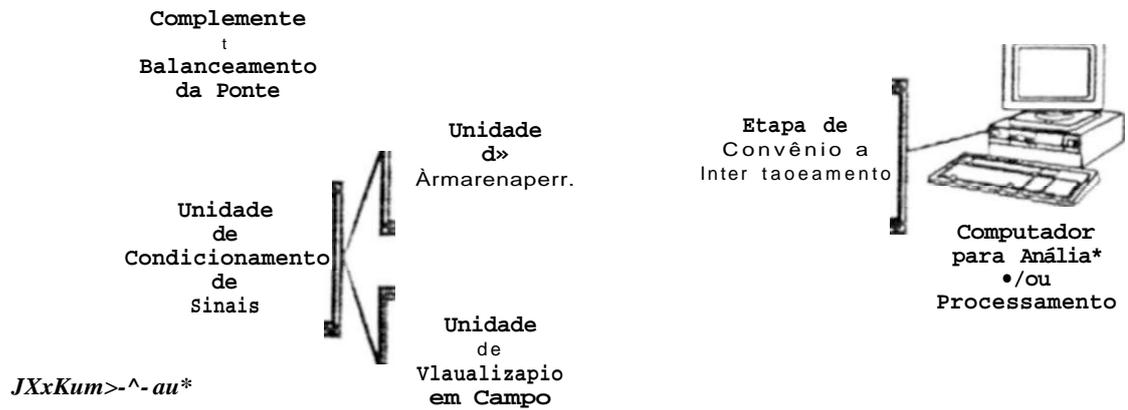


Figura 4.1: Sistema comercial de condicionamento, aquisição e armazenagem de dados

A filosofia empregue no projeto e implementação do sistema aqui proposto, é a integração de todos os módulos num único equipamento, eliminando a divisão dos módulos entre o campo e o laboratório, conforme mostra a Figura 4.2.

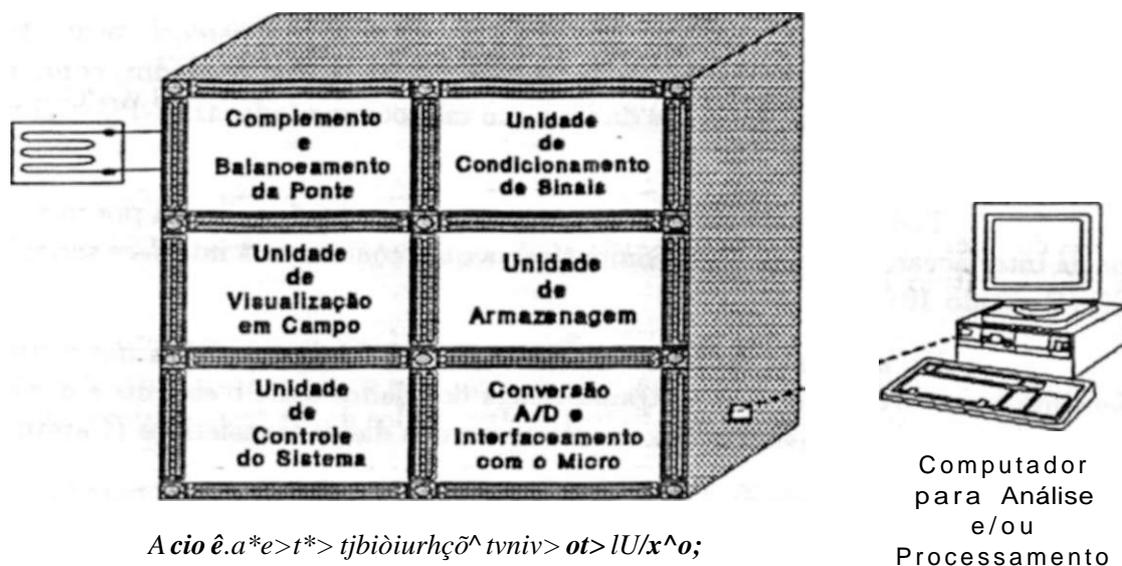


Figura 4.2: Sistema implementado de condicionamento, aquisição e armazenagem de dados

O sistema é portátil, alimentado por baterias, e possui uma saída de sinal digital que se interíacia com um micro IBM-PC® compatível (sem alterações no micro) através de sua interface serial.

O diagrama em blocos é mostrado na Figura 4.3.

O bloco de Condicionamento de Sinais é responsável pela conversão da variação da resistência do strain gage em variação de tensão, e pela amplificação, filtragem e demodulação desta tensão. É o bloco mais crítico do sistema, tendo em vista alguns pontos como o baixo nível de sinal fornecido pelos strain gages, e o efeito da cabeação (termopares e capacitância), vide Capítulo 2. Será, por isto, detalhado em maior profundidade, mais a frente.

Após o bloco de Condicionamento de Sinais, têm-se a Etapa de Digitalização, onde é realizada uma conversão analógico/digital de oito bits. Para um maior detalhamento, vide Capítulo 10.

O sinal digitalizado pode então ser enviado à Etapa de Armazenagem (Capítulo 9), onde o mesmo será gravado em fita magnética, ou enviado à Etapa de Visualização em Campo, onde será exibido num display de cristal líquido (Capítulo 10).

O bloco de Controle do Sistema é responsável pelo gerenciamento do sistema como um todo, inclusive pela realização da função solicitada pelo operador, como mudança do fator de escala, ou transferência dos dados a um microcomputador IBM-PC © compatível. Vide Capítulo 10.

Toda a comunicação com o microcomputador é realizada por intermédio da Etapa de Interfaceamento com o PC compatível, a qual conecta-se à interface serial RS-232C do PC (Capítulo 10).

No ambiente do IBM-PC © compatível foi desenvolvido um software, que implementa o protocolo utilizado na transferência dos dados entre o sistema e o micro, bem como permite a armazenagem em disco e plotagem dos dados transferidos (Capítulo 10)

No ambiente do APPLE lie compatível, foi desenvolvido, para fins de experimentação da etapa de Condicionamento de Sinais, hardware e software para a digitalização, interfaceamento, armazenagem em disco, e plotagem dos dados mensurados. Apesar de ter sido desenvolvido para fins experimentação, tal subsistema pode ser utilizado como um sistema de aplicação fixa em laboratório, tendo em vista o seu baixo custo. Vide Capítulo 11.

4.2.1 Detalhamento da Etapa de Condicionamento de Sinais:

O diagrama em blocos da Etapa de Condicionamento de Sinais, pode ser visto na Figura 4.4.

Observa-se que o strain gage(s) estafão) conectado(B) a uma Ponte de YVheatstone (Capítulo 6), a qual é responsável pela conversão da(s) variação(ções) da(s) resistência(s) do(s) strain gage(s) em variação de tensão.

Também conectados á ponte, estão os blocos de Balanceamento e o Gerador de Excitação.

O Balanceamento da Ponte (Capítulo 6) permite anular deformações quiescentes. produzidas, por exemplo, na instalação do(s) strain gage(s).

O Gerador de Excitação (Capítulo 5) é responsável, pela alimentação da Ponte de Wheatsione, e conseqüentemente do(s) strain gage(s). Ele alimenta a ponte com uma tensão alternada de forma de onda senoidal, com isto, o sinal de saída da ponte será uma onda senoidal cuja amplitude varia com a variação de resistência do(s) strain gage(s). Isto equivale a dizer que o sinal de saída da ponte será uma onda senoidal modulada em amplitude pela variação da resistência do(s) strain gage(s).

2. O SISTEMA:

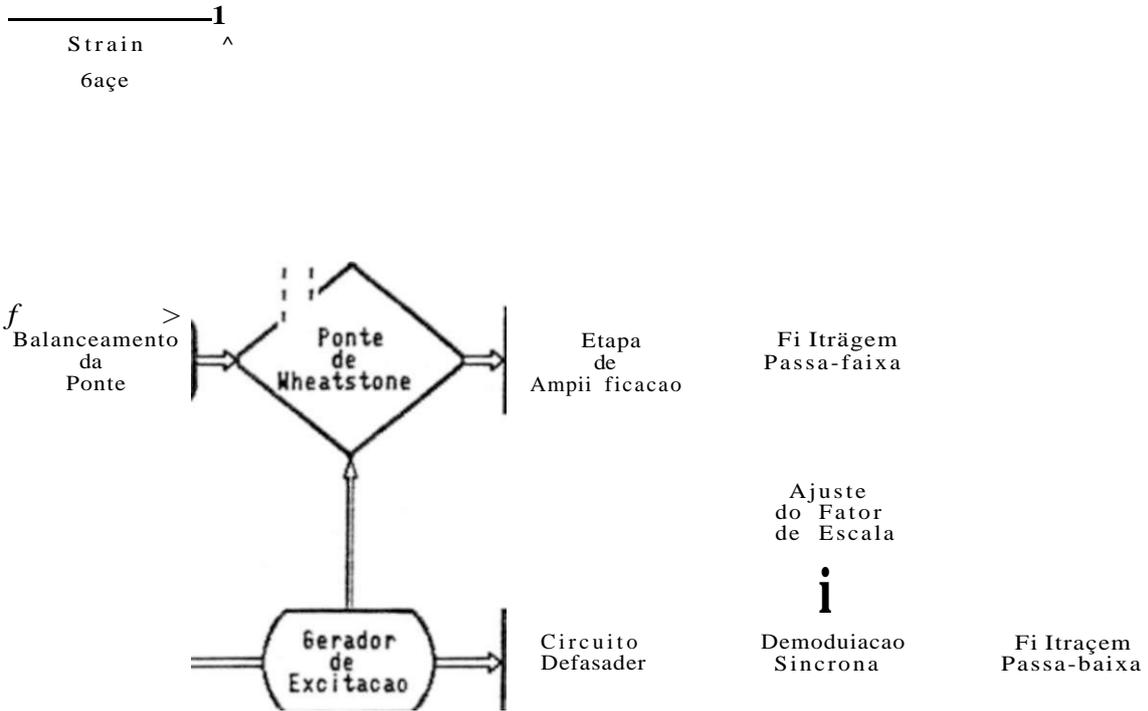


Figura 4.4: Diagrama em blocos da Etapa de Condicionamento de Sinais

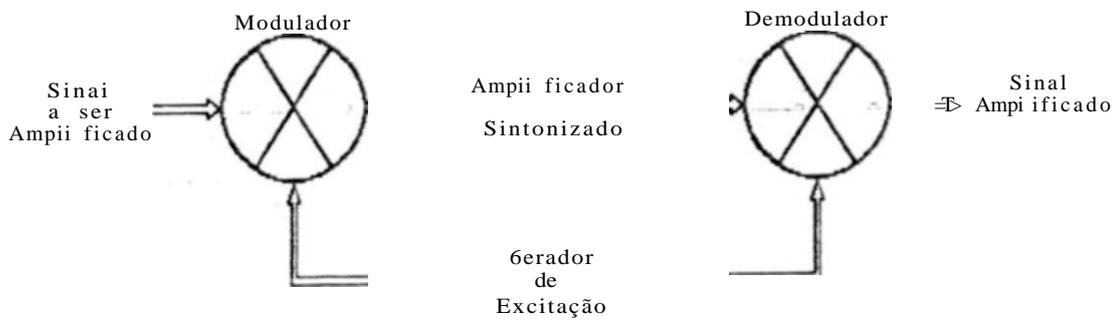


Figura 4.5: Amplificador do tipo Lock-in.

CAPÍTULO 4. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

5.1 Introdução:

Para a obtenção da tensão de excitação para a Ponte de Wheatstone e Demodulador síncrono, foi implementado um gerador de onda senoidal.

A opção pela forma-de-onda senoidal¹ foi baseada em fatores como:

- Sendo a forma de onda senoidal, pura, inexistem problemas de *^atraso de grupo** (tempos diferentes de atraso, para diferentes harmônicos, implicando em distorção da forma-de-onda). em harmônicos da forma-de-onda da tensão de excitação da ponte, causados pelo efeito reativo da cabeção de conexão dos strain gages localizados no espcime. ao restante do circuito. Pois, no caso de formas-de-onda sinusoidais, têm-se apenas a fundamental, sendo o efeito reativo da cabeção refletido na forma-de-onda como defasagem, sem distorção.
- Com a forma-de-onda senoidal, inexistem a possibilidade de harmônicos da tensão de excitação serem acoplados pelas capacitâncias parasitas do próprio circuito, implicando em interferências.

O gerador de excitação tem como pré-requisitos um nível de tensão de saída de pelo menos $10V^{^^}$, independência entre a amplitude da tensão de saída e variações da tensão de alimentação, e estabilidade de frequência e amplitude

5.2 Implementação:

A filosofia de implementação utilizada foi a geração de uma onda quadrada através de um multivibrador astável, e a filtragem de tal onda por um filtro passa-faixa centrado na frequência fundamental da onda quadrada, vide Figura 5.1. Na saída do filtro, obtém-se uma onda senoidal com a frequência fundamental da onda quadrada

O diagrama esquemático do circuito implementado pode ser visto na Figura 5.

Como pode ser observado nesta figura, o operacional U_1 implementa um Schmitt Trigger, cuja saída alimenta o operacional U_2 , configurado como integrador. Por sua vez, a saída do integrador realimenta o Schmitt Trigger.

¹A rigor, a opção, foi feita por formas-de-onda sinusoidais, para facilidade de implementação



Figura 5.1: Maneira empregada na produção da onda senoidal.

Tal arranjo funciona como um multivibrador astável, pois: supondo a saída do operacional "I" inicialmente positiva, o integrador gerará uma rampa decrescente. Como a saída do integrador alimenta a entrada do Schmitt Trigger, a tensão de entrada do mesmo começa a baixar. Quando a tensão na entrada do Schmitt Trigger diminuir do valor de histerese negativo, a saída do mesmo chaveará para uma tensão negativa. Ta) tensão é aplicada k entrada do integrador, que então passará a gerar uma rampa crescente, invertendo o ciclo. Desta forma, na saída do operacional "IP" teremos uma onda triangular, e na saída do operacional "1". uma onda quadrada.

A frequência de oscilação do conjunto depende, fundamentalmente, da histerese do Schmitt Trigger, da constante de integração do integrador, e da tensão fornecida pelo potenciômetro de 4,7k Ω . O potenciômetro de 4,7k Ω permite o ajuste da frequência de oscilação.

A frequência de oscilação do multivibrador astável, é ajustada em 923Hz, que é a frequência de excitação da Ponte de Wheatstone e do demodulador síncrono.

A onda quadrada da saída do operacional "P" (pino 1), é aplicada, por intermédio do resistor de 1k Ω a um circuito ceifador, composto por dois diodos zener em contraposição. A função do circuito ceifador é fornecer ao filtro passa-faixa, que o segue, uma onda quadrada de amplitude pico-a-pico constante, mesmo com variações de amplitude da saída do multivibrador. Isto proporciona uma forma-de-onda senoidal, na saída do filtro, com amplitude pico-a-pico constante.

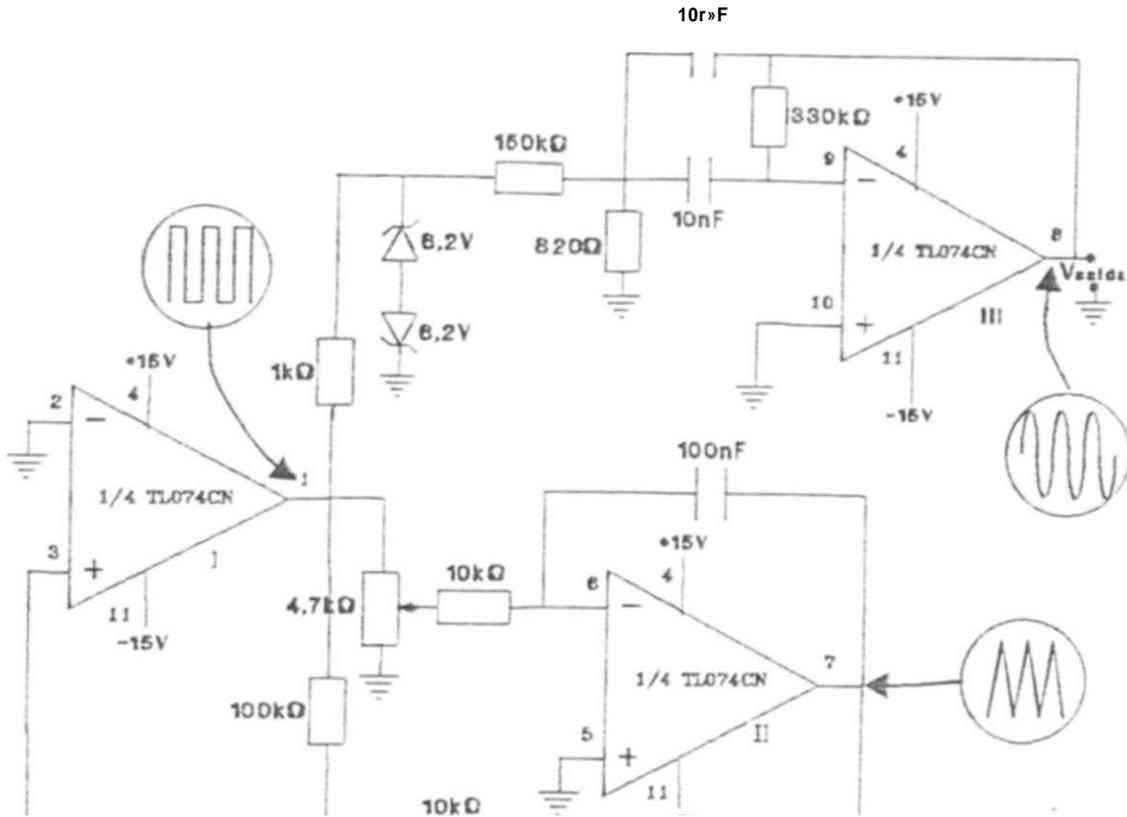


Figura. 5.2: Diagrama esquemático do gerador de excitação.

A escolha do valor dos diodos zenere, deveu-se a dois fatores básicos:

- A amplitude pico-a-pico da tensão de saída desejada para o gerador.
- E ao fato que diodos zeners. nesta faixa de valores de tensão zener, possuem uma deriva da tensão zener de $4-2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$ (tipicamente), e como um dos diodos está sempre diretamente polarizado, e uma junção P-N diretamente polarizada possui uma deriva típica com a temperatura de $-2.2\text{roV}/^\circ\text{C}$. significa que o circuito ceifador é aubocomperisado quanto á temperatura.

Após o circuito ceifador, têm-se o operacional "IIP. configurado como filtro passa-faixa com frequência central de 923Ez e fator de mérito, "Q", igual a 10. Este bloco, é responsável pela seleção da frequência fundamental da onda quadrada, e pela rejeição dos demais harmônicos.

V_p : tensão de saída da ponte.

R : valor das resistências invariáveis.

R_c : valor da resistência do strain gage, sendo igual a: $(R - \Delta R)$ (assumindo-se que a resistência do strain gage, quando não deformado, seja igual às resistências de valor fixo).

Onde: ΔR É a variação de resistência provocada pela deformação, podendo ser positiva, no caso do strain gage sofrer uma tração, ou negativa, no caso do strain gage sofrer uma compressão.

V_i e V_o : tensões entre cada terminal de saída da ponte e a referência.

Determinando a função de transferência (V_o / V_i) têm-se:

$$V_o = V_i - V^* \quad (6.1)$$

$$2 \quad *''(R + \Delta R) + A$$

$$V_o = \frac{V_i (R + \Delta R) - V^*}{2 \cdot (R + \Delta R)} \quad (6.2)$$

Atendo-se à definição do gage factor, G , como em 1.1, têm-se que:

$$\Delta R = A \cdot \epsilon \quad (6.4)$$

Onde:

A : fator de gage,

ΔR : variação da resistência do strain gage com a deformação ΔL , em relação ao valor de sua resistência em repouso (ou seja, sem deformação).

ϵ : deformação do strain gage, $\Delta L / L$, em relação ao valor de seu comprimento ativo quando não deformado, L .

8.1	Ponte de Wheatstone inicialmente balanceada, produzido mexiulação AM-SC.	97
8.2	Modulação AM, com portadora, sendo produzida por uma ponte inicialmente desbalanceada	98
8.3	Modulação AM, com portadora e sob sobremodulação produzida por uma ponte inicialmente desbalanceada.. . . .	99
8.4	Variação da transcondutância com a corrente da entrada de controle da mesma.	101
8.6	Variação da tensão de polarização da entrada de controle da transcondutância, com <i>lei</i> e com a temperatura.	103
8.5	Implementação de um circuito para a variação da transcondutância.. . . .	103
8.7	Circuito interno do CA3080.	104
8.8	Resistência de entrada em função da corrente da entrada de controle da transcondutância, para o CA3080.	105
8.9	Modelagem da saída de um amplificador operacional de transcondutância. . .	106
8.10	Resistência de saída em função da corrente da entrada de controle da transcondutância. para o CA3080.	107
8.11	Dependência da tensão de offset de entrada com a temperatura e a corrente de controle da transcondutância..	112
8.12	Diagrama esquemático do modulador AM-SC, e do demodulador síncrono. . .	114
8.13	Deformação no sinal modulado, causada por uma componente de baixa frequência, superposta.	115
8.14	Sinal modulado, com influência de uma componente do sinal modulador, de baixa frequência, superposta.	115
8.16	Filtro passa-baixa de 4Q ordem, e frequência de corte de 106ÜI.	117
8.15	Sinal demodulado (onda triangular), com resíduo da portadora superposto. .	117
8.17	Conexão do demodulador síncrono ao filtro passa-faixa da saída do amplificador de entrada.	118
8.18	Diagrama em blocos, parcial, do sistema..	119
8.19	Circuito defasador.	120
9.1	Filosofia de gravação na modulação por variação da velocidade de gravação. .	125

Com base nas equações **6.3** e **6.4**, têm-se a função de transferência para esta configuração de ponte:

Na prática, comumente utiliza-se uma aproximação da equação **6.5**, tal aproximação considera uma situação de frequente utilização, a qual corresponde a uma ponte com um único strain gage ativo, e possuindo, este strain gage, um fator de gage igual a **2**:

$$\tau = \frac{A_i}{A_f} \quad (6.6)$$

Esta equação advém da substituição do "K" por "2" e do fato que para as magnitudes das deformações encontradas na prática, a parcela, " $2K^2 r^2$ ", do denominador da **equação 6.5**, torna-se bem menor que a outra parcela, o " 4 ", podendo ser desprezada, nas aplicações usuais.

Procedendo-se a uma comparação entre as equações **6.5** e **6.6**, para avaliar-se o erro cometido quando da utilização da equação **6.6**, têm-se.

Para uma deformação de **1/ie**:

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} = \epsilon$$

Com a equação **6.6**, obtém-se:

$$\tau = \frac{\Delta R}{R} = 0,5000000 \frac{\Delta V}{V}$$

Com a equação **6.5**, obtém-se:

$$\epsilon = \frac{\Delta R}{R} = 0,4999999 \frac{\Delta V}{V}$$

Resultando num erro da equação **6.6** de **0,0001%** ou **1ppm**.

Para uma deformação de $1.10^5/\text{ic}$:

$$\Delta = 0,1$$

Com a equação 6.6, obtém-se:

$$\Delta V = \Delta \cdot V = 0,050000000V/K$$

Com a equação 6.5, obtém-se:

$$\Delta V = i \cdot V = 0,0545454K/K$$

Resultando num erro da equação 6.6 de 10% ou 1.10^6 ppm.

Observa-se com isto que o erro introduzido com a utilização da equação 6.6 aumenta com o aumento do módulo da deformação, mas para a magnitude das deformações obtidas na maioria das aplicações (em engenharia civil, as máximas deformações obtidas são da ordem de milhares de micro-strain), o erro introduzido é aceitável frente a precisão requerida

6.2.2 Ponte de Wheatstone do Tipo "Meia Ponte", excitada à Tensão:

Levando-se em conta uma Ponte de Wheatstone formada por duas resistências invariáveis e dois strain gages, conforme observa-se na figura 6.2.

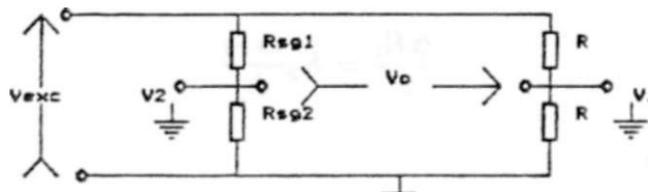


Figura 6.2: Ponte do tipo "Meia Ponte excitada à Tensão".

Onde:

R_1 e R_2 : valor das resistências dos strain gages 1 e 2, respectivamente, sendo iguais a $(R + AR^1)$, $(R + A/7j)$, respectivamente (assumindo-se que as resistências dos strain gages, quando não deformados, sejam iguais às resistências de valor fixo).

Onde: AR_1 , A/k são as variações de resistência provocadas pelas deformações nos strain gages 1 e 2, respectivamente, podendo ser positivas, no caso do strain gage correspondente sofrer uma tração, ou negativas, no caso dos mesmos sofrerem uma compressão.

A função de transferência deste tipo de ponte, pode ser achada pela seguinte forma:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{R + AR_1}{R + AR_2} = \frac{R + AR_1}{2R + AR_1 + AR_2} \quad (6.9)$$

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{2R + AR_1 + AR_2 - 2R - 2AR_2}{2(2R + AR_1 + AR_2)} = \frac{AR_1 - AR_2}{2(2R + AR_1 + AR_2)} \quad (6.10)$$

Levando-se em conta a definição do gage factor, K , como em 1.1, e, conforme observa-se na equação 6.4:

$$K = \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L}$$

Com o que, têm-se.

Onde:

A_1 , A_2 : são os fatores de gage dos strain gages 1 e 2, respectivamente.

ΔL_1 , ΔL_2 : deformações dos strain gages 1 e 2, respectivamente ΔL_1 e ΔL_2 , em relação ao valor de seus comprimentos ativos quando não deformados, respectivamente L_1 e L_2 .

De acordo com a legenda da Figura 4.2.]

Assumindo o pressuposto, usual na prática, de que os strain gages possuem o mesmo fator de gage, K , pode-se escrever, as equações 6.11 e 6.12 como:

$$\begin{aligned} \Delta R &= K \Delta L \\ \Delta R &= K \Delta L \end{aligned} \quad (6.13)$$

$$\Delta R = K \Delta L \quad (6.14)$$

Com base nas equações 6.10, 6.13 e 6.14, têm-se a função de transferência para esta configuração de ponte:

$$\Delta R = \frac{4 + 2A}{4} \Delta L \quad (6.15)$$

Analogamente á configuração do tipo "Um Quarto de Ponte", vide 6.2.1. na prática, comumente utiliza-se uma aproximação da equação 6.15, a qual considera uma situação de frequente utilização, correspondendo a uma ponte com dois strain gages ativos, e possuindo, estes strain gages, fatores de gage igual a 2:

$$\Delta R = \frac{2}{4} \Delta L \quad (6.16)$$

Esta equação advém da substituição do $*K*$ por "2" e do fato que para as magnitudes das deformações encontradas na prática, a parcela, $\frac{2K \Delta L}{4 + 2A}$ do denominador da equação 6.15, torna-se bem menor que a outra parcela, o "4", podendo, usualmente, ser desprezada

6.2.3 Ponte de Wheatstone do Tipo "Um Quarto de Ponte", excitada à Corrente:

Excitando uma Ponte de Wheatstone do tipo "Um Quarto" através de uma fonte de corrente, conforme observa-se na Figura 6.3, onde:²

I : corrente de excitação.

I_a e I_b : são as correntes em cada uma das metades da ponte.

Têm-se que:

$$\frac{R+R+AR}{R+R + AR+R+R} = \frac{2R+AR}{4R+R} \quad (6.17)$$

«Dtmait rótulo» como aater:Jarmette def nião»



Figura 6.3: Ponte de Wheatstone do Tipo "lim Quarto**", excitada à Corrente.

E também.

$$\frac{R+R}{R+R + AR+R+R} = I - \frac{2R}{4R+R} \tag{6.18}$$

Com base nas equações 6.17 e 6.18. a tensão de saída da ponte será expressa por:

$$\mathbf{v}_s = v_s - \mathbf{i}_i = \tag{6.19}$$

Das equações 6.17,6.18 e 6.19. têm-se que:

$$\frac{2R+ AR-2R}{4R+ AR} \tag{6.20}$$

Resultando em:

$$R J \frac{Ar?}{4R-rR} \quad \frac{Ar}{4 + \wedge} \quad K \sim \quad 4 + * \wedge \tag{6.21}$$

A equação 6.21, pode ser escrita como.

$$\mathbf{r} \quad 4 + * \wedge \tag{6.22}$$

Onde:

$V = R \cdot I$: é uma fonte de tensão equivalente, para o strain gage sem deformação ($V = R \cdot I$).

6.3 Comparação entre Configurações de Pontes de Wheatstone:

Comparando as funções de transferência das Pontes de Wheatstone, excitadas à tensão, do tipo "Um Quarto de Ponte" e "Meia-ponte" (vide equações 6.5 e 6.15), observa-se que existe a possibilidade de conseguir-se um nível de sinal maior com a configuração do tipo "Meia-ponte", bastando que, no caso da equação 6.15, faça-se a deformação de um dos strain gages ser de tração enquanto a do outro strain gage ser de compressão. Desta forma pode-se conseguir, por exemplo, o dobro do sinal obtido com uma ponte do tipo "Um Quarto", fazendo-se a deformação de um dos strain gages ser de igual módulo, mas de sinal contrário á produzida no outro strain gage.

Raciocínio análogo pode ser aplicado a pontes que possuam três ou quatro strain gages ativos, para conseguir-se níveis de sinal de saída cada vez maiores, em relação às outras configurações.

6.4 Comparação entre Formas de Excitação da Ponte de Wheatstone:

Para manter-se a coerência da comparação, pode-se escolher a mesma configuração de Ponte de Wheatstone, como por exemplo pontes do tipo "Um Quarto". Compara-se então as funções de transferência obtidas com a excitação à tensão e com a excitação à corrente:

Para a excitação por tensão têm-se, com base na equação 6.5:

$$V = R \cdot I$$

Onde:

V : tensão de saída com a excitação por tensão.

Demais rótulos, conforme anteriormente definido»

Têm-se que:

$$= \frac{S}{R} \quad (6.24]$$

Onde:

P_{Mq} : potência dissipada no strain gage, quando excitado & tensão, e não deformado.

σ_0 : tensão sobre o strain gage, quando não deformado.

Para preservar a coerência da comparação, deve-se considerar o valor da tensão da fonte V' (a fonte de tensão equivalente, segundo 6.2.3) igual a V^{\wedge} ; o que equivale a manter-se o mesmo nível de potência P_{iss} o que leva a:

$$P_{iss} = RR \quad (6.25)$$

Onde:

P_{xp} : potência dissipada no strain gage. quando excitado á corrente, e não deformado.

$$* \quad h = \sqrt{I t} \quad (6.26)$$

Mas:

$$I = 2I, = 2 \frac{J^2}{Z} \quad (6.27)$$

Ora, V , conforme definido em 6.2.3 é igual a.

$$V = RI$$

Implicando em

*** Rótulas como anteriormente definido*.**

6.4. COMPARAÇÃO ENTRE FORMAS DE EXCITAÇÃO DA PONTE DE WHEATSTONE

$$= R^2 h = \frac{2R^2 f_{ij}^2}{R} \quad (6.28)$$

Porém, como as potências dissipadas pelos strain gages, nas duas formas de excitação devem ser iguais:

$$P_{mg} = P_{g^*}$$

$$\Rightarrow P^* = \frac{V^2}{R} \quad (6.29)$$

Substituindo 6.29 em 6.28, têm-se:

$$(6.30)$$

Levando-se em conta que: $V_{sg} =$ chega-se a

Este resultado, e a equação 6.22, leva a

Onde:

V_i : tensão de saída com a excitação por corrente e mantendo a coerência da comparação.

Comparando agora as equações 6.23 e 6.31, chega-se a

$$\frac{\overbrace{4}^I + \overbrace{2k \frac{\Delta L}{L}}^II}{\underbrace{4}_{III} + \underbrace{k \frac{\Delta L}{L}}_{IV}} \quad (6.32!)$$

Conclusão: observando a equação 6.32 têm-se que a excitação por fonte de corrente apresenta um ganho de tensão em relação á excitação por tensão. Mas, para fins práticos, este ganho é desprezível, pois as parcelas "IP e k/V " são desprezíveis frente as parcelas "I" e "IIP, para os valores de deformações e de K^* usualmente encontrados.

Exemplificando, para ilustrar. Considerando $K = 2$ (valor típico), têm-se:

Para uma deformação de $1/\mu\text{c}$:

$$i^* = 1,0000005$$

Para uma deformação de $1.10 \wedge \text{c}$:

$$i^* = 1.0476190$$

6.5 Não-linearidade nas Pontes de Wheatstone:

Conforme pode ser observado pelas funções de transferência das pontes (equações 6.5. 6.15 e 6.22), elas apresentam uma não-linearidade, materializada por uma das parcelas do denominador do segundo membro de tais equações.

Mas, o erro de linearidade é pequeno, quando comparado às deformações que deseja-se medir, podendo usualmente ser desprezado.

6.6. UTILIZAÇÃO DA PONTE NO SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS:!*

Contudo, o erro aumenta com a magnitude da deformação, podendo tornar-se significativo para grandes deformações, que precisem de elevado grau de precisão.

Como regra prática, pode-se dizer que o erro em percentagem é aproximadamente igual à deformação em ϵ (strains), passada para percentual. Sendo cerca de 0,1% para 1000 ϵ , 1% para 10000 ϵ , e 10% para 100000 ϵ .

Existem tabelas e gráficos para a correção quanto à não-linearidade, quando desejar-se evitar o uso de fórmulas. Vide [27].

6.6 Utilização da Ponte no Sistema de Condicionamento de Sinais:

6.6.1 Introdução:

Foi utilizada no sistema uma Ponte de Wheatstone com excitação AC, isto possibilitou a eliminação de possíveis problemas causados pelo efeito dos termopares formados na junção entre o metal dos strain gages e o metal da fiação, a eliminação do ruído de baixa frequência inerente à etapa de amplificação (o chamado "ruído de cintilação", "flicker", ou "ruído 1/P) que segue a ponte, e o efeito da deriva C.C. dos amplificadores operacionais da etapa de amplificação.

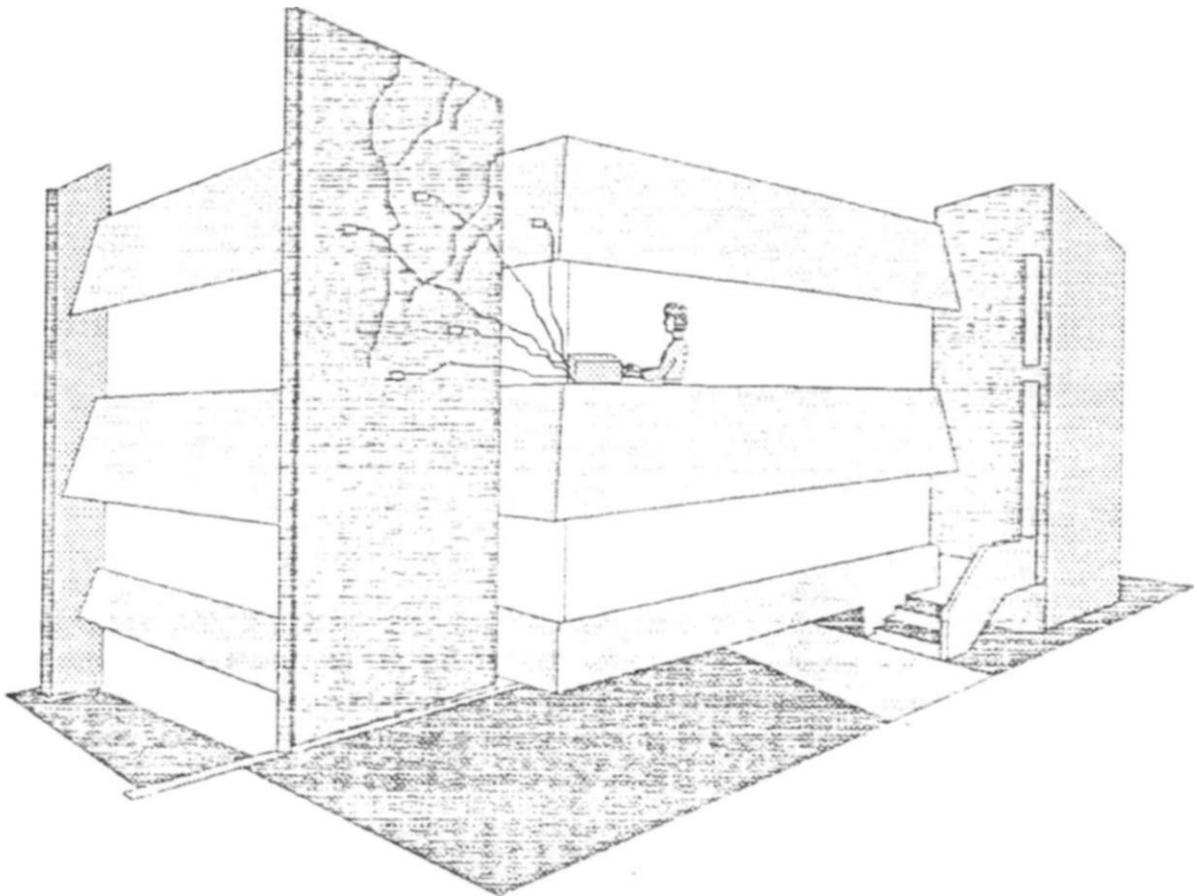
A eliminação destes efeitos é conseguida através da modulação em amplitude do sinal proveniente dos strain gages (esta modulação é implementada pela excitação da ponte com AC), e sua posterior passagem através de um filtro passa-faixa, centrado na frequência de excitação da ponte.

Pois o efeito do sinal dos termopares será a superposição do mesmo na portadora, e, como sua frequência é próxima a zero, pode-se escolher uma frequência de portadora que seja alta o suficiente para evitar a passagem, pelo filtro passa-faixa, do sinal proveniente dos termopares.

A eliminação do efeito do ruído 1/f é conseguida pelo fato de modularmos o sinal oriundo dos strain gages com uma portadora de frequência elevada em relação aos sinais de frequência baixa, que poderiam advir dos strain gages. Com isto, o sinal que será aplicado à etapa de amplificação será um sinal cuja frequência está fora da faixa de maior incidência do ruído de baixa frequência (já que o espectro de potência do mesmo é proporcional a 1/f).

9.2	Configuração utilizada para a recuperação do sinal armazenado.	125
9.3	Tensão da entrada de controle da velocidade versus frequência reproduzida. .	128
9.4	Modulação utilizando FSK de 1 ciclo.	130
9.5	Modulação por largura de pulso.	134
9.6	Codificação utilizada.	135
9.7	Protocolo de armazenagem utilizado.	135
9.8	Codificação de início de pacote.	135
10.1	Circuitos da Etapa de Integração do Sistema.	144
10.2	Teclado e display do sistema.	145
10.3	Conjunto de instruções do módulo LCD LCM-1602-0355.	146
11.1	Diagrama em blocos do AD7820.	149
11.2	Diagrama de tempo para o 7820 operando na modalidade "stand-alone". . .	150
11.3	Distribuição das rotinas e do buffer de pontos convertidos, na memória' do Apple.	151
11.4	Diagrama da parte digital do interfaceamento do AD7820.	152
11.5	Circuito para proteção contra conflitos lógicos, entre o barramento do Apple e o 75LS373.	153
11.6	Transformação linear para permitir a plotagem de todas as combinações de saídas do conversor.	159
11.7	Etapa analógica do interfaceamento.	161
A.1	Configuração do Amplificador de Entrada.	167
B.1	Configuração do Amplificador Diferencial de Entrada.	170
B.2	Configuração utilizada para o estudo do desempenho com a variação do ganho.	179
B.3	Determinação do ruído intrínseco ao circuito.	180
B.4	Filtro passa-baixa, do tipo Butterworth. com frequência de corte em 1,33kHz.	180
B.5	Configuração básica do filtro passa-faixa utilizado.	181

Foi utilizada uma tensão de excitação de $4Y_{\ll-}$, baixa o suficiente para evitar os efeitos decorrentes do aquecimento excessivo do strain gage.



6.6.2 Modelamento:

A Figura 6.4 mostra uma modelagem da Ponte de Wheatstone do tipo 'Meia-ponte', operando com excitação AC, onde o strain gage 2 foi utilizado para a compensação da deformação aparente (causada pela temperatura) do espécime, e levando-se em conta os efeitos citados na Parte 1 do presente trabalho.

6.6. UTILIZAÇÃO DA PONTE NO SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS: H

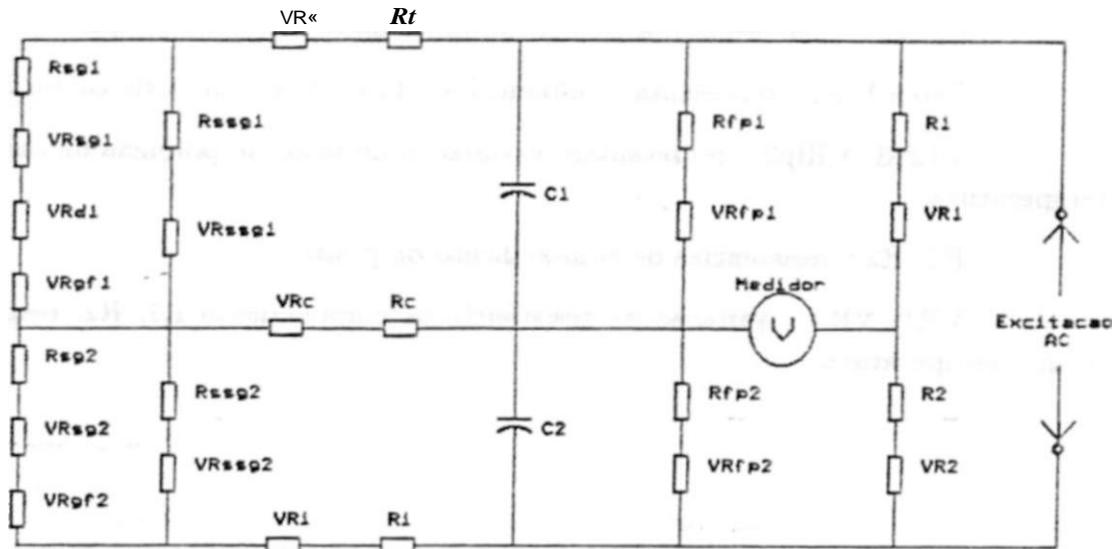


Figura 6.4: Modelagem da Ponte de Wheatstone do tipo "Meia-ponte" com Excitação AC.

Nesta figura:

R_{sg1} , R_{sg2} : resistência, quando não deformados, do strain gage 1, strain gage 2. respectivamente.

ΔR_{sg1} , ΔR_{sg2} : variação da resistência do strain gage 1, strain gage 2, respectivamente, com a deformação causada pelos esforços aplicados.

ΔR_{d1} : variação da resistência do strain gage 1, com a deformação aparente causada pela temperatura.

ΔR_{gf1} , ΔR_{gf2} : representa a influência da variação do fator de gage do strain gage 1, strain gage 2. respectivamente, com a temperatura.

R_{ssg1} , R_{ssg2} : resistência quiescente de "shunting" do strain gage 1, strain gage 2, respectivamente, devido ao backing, adesivo, e espécime.

ΔR_{ssg1} , ΔR_{ssg2} : variação da resistência de "shunting" do strain gage 1, strain gage 2, respectivamente, devido a fatores como a absorção de umidade.

R_s , R_c , R_i : resistência quiescente da cabeção superior, central e inferior, respectivamente.

VRs. VRC , VRi : variação da resistência da cabeção superior, central e inferior, respectivamente, com a temperatura.

$C1$, $C2$: representam a influência da capacitância da cabeção.

$Rfp1$, $Rfp2$: representa a influência do fator de potência da cabeção.

$VRfp1$, $VRfp2$: representam a variação do fator de potência da cabeção, com a temperatura

$R1$, $R2$: resistências de complemento da ponte.

$VR1$, $VR2$: variação da resistência de complemento $R1$, $R2$, respectivamente, com a temperatura

6.6.3 Utilização Prática:

Foi montada uma Ponte de Wheatstone do tipo meia-ponte, com a utilização de dois resistores de carvão, do tipo standard⁵, de valor igual a 120Ω . no lado "morto" da ponte, e um strain gage duplo do tipo roseta 90° superposta com cada elemento no valor de 120Ω , no lado ativo da ponte, conforme observa-se na Figura 6.5.

Na montagem da Ponte de Wheatstone no protoboard, a resistência de contato, do protoboard com os componentes da ponte, alterava de forma significativa a repetibilidade das medições. Caso algum dos componentes da ponte fosse movido, o sinal visualizado flutuava, e o nível de alterava-se. Até mesmo a vibração nos cabos de conexão do strain gage da barra de aço ao restante do circuito era suficiente para isto.

Esse problema foi resolvido com a montagem da ponte com solda, numa placa de circuito impresso. Permaneceram no protoboard apenas as ligações que conectam a ponte às entradas da etapa de amplificação. Por serem de alta impedância tais entradas não sofrem a influência das pequenas variações da resistência de contato das conexões da fonte com o protoboard.

Foi então detectado um problema devido à alta deriva térmica da resistência dos resistores, bastando uma alteração na temperatura ambiente de alguns graus, para provocar uma variação de resistência equivalente a uma deformação de muitos $\mu\Omega$.

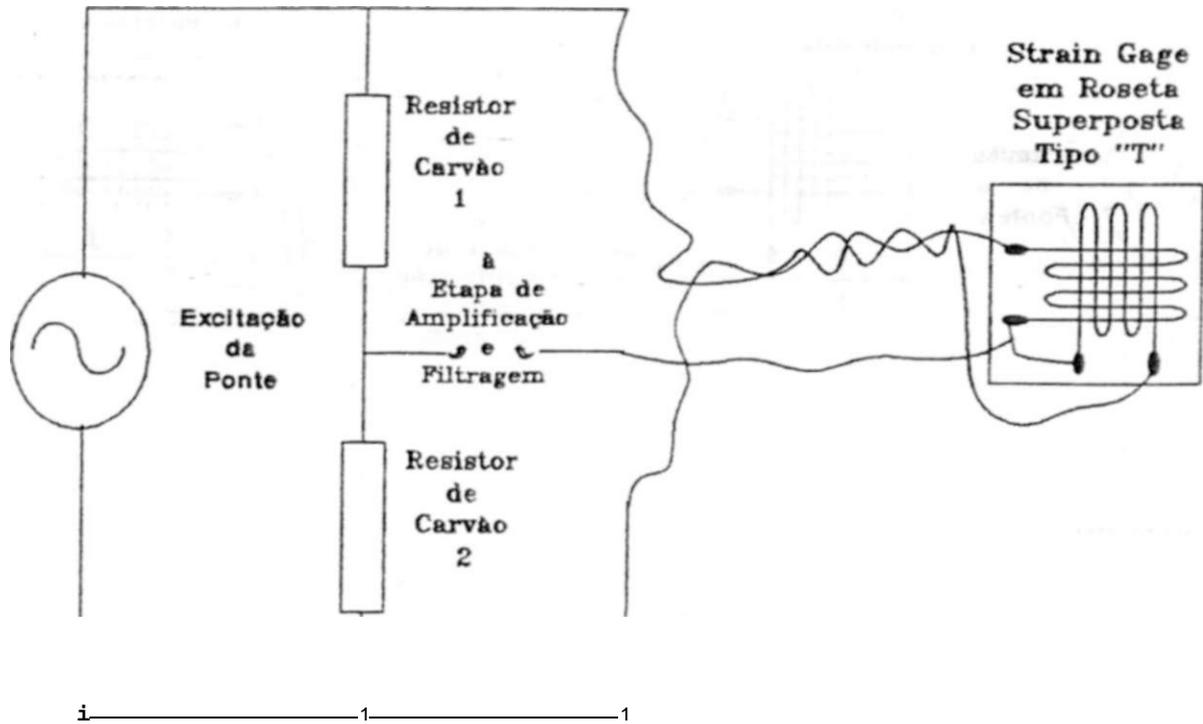


Figura 6.5: Ligação do Itraia, gage duplo numa meia-ponte.

A solução adotada foi a utilização de strain gages, ao invés dos resistores, para o lado "morto" da ponte, conforme observa-se na Figura 6.6. Estes strain gages devem ser acondicionados de forma a não produzirem sinal equivalente a deformações.

Quando da utilização prática da ponte, é necessário um sistema que possibilite o balanceamento da mesma. Pois, a operação de montagem dos strain gages no espécime, já produz um desbalanceamento na ponte. Torna-se necessário, então, um sistema de balanceamento que permita o estabelecimento de uma referência, um "zero", tendo-se um valor inicial de deformação.

Existem várias configurações de sistemas de balanceamento de Pontes de Wheatstone, a Figura 6.7 mostra alguns.

Nas configurações "a", "b", e V, a resistência variável deve possuir um baixo valor, pois quanto maior o seu valor, maior a perda de sensibilidade da ponte (vide a equação 2.3). Porém, quanto menor o valor da resistência variável, menor a capacidade de "zeramento" (menor a capacidade de equilibrar a ponte).

*RealTore» de carvão com trilka rtaistiv» aelicoidal

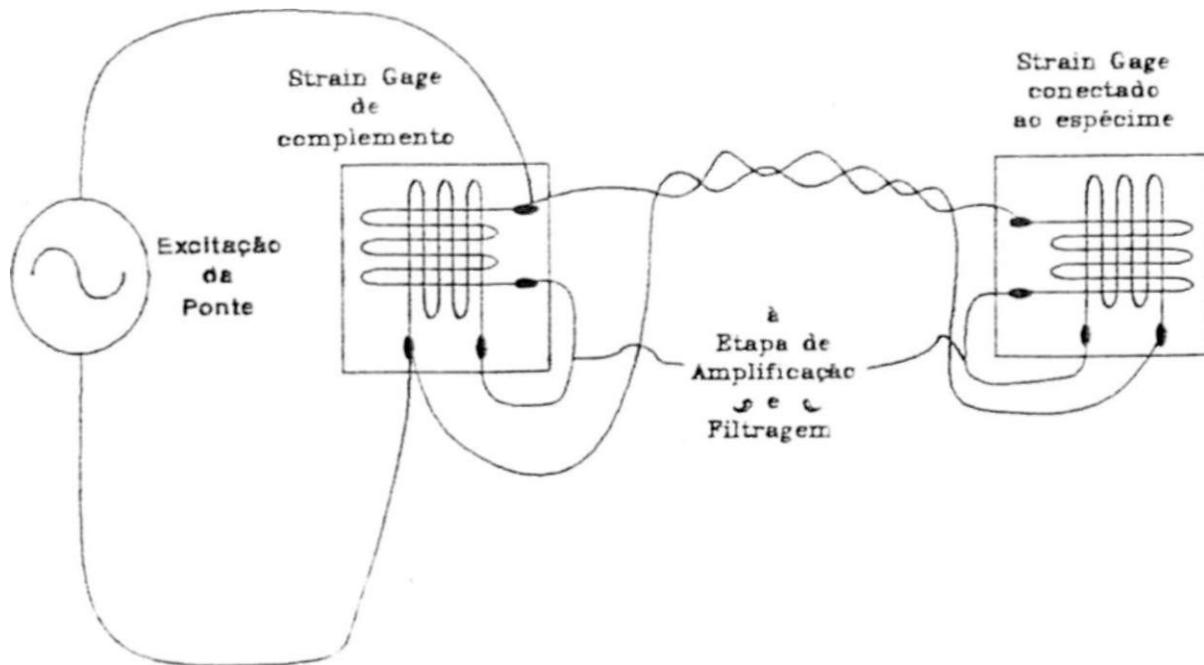


Figura 6.6: Substituição do lado "morto*" da ponte por strain gages.

Já a configuração "d", deve possuir o valor da resistência variável, e das resistências em série com ela, o maior possível, pelo mesmo motivo da perda de sensibilidade; ocorrendo, também, a diminuição da capacidade de equilíbrio, com o aumento de tais resistências.

Optou-se pela utilização de uma configuração de balanceamento semelhante à configuração "d", a qual pode ser vista na Figura 6.8.

A alta resistência do conjunto, vista pela Ponte de Wheatstone, é garantida pelo resistor de **33k Ω** .

6.6. UTILIZAÇÃO DA PONTE NO SISTEMA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Um dos strain gages foi colado a uma barra metálica, de aço, com as dimensões de 1m de comprimento, 5cm de largura e 0,5cm de espessura. Tal barra foi simplesmente apoiada nas suas duas extremidades em blocos de concreto no formato de cubos com lados de 20cm, conforme observa-se na Figura 6.9.

Uma das grelhas do strain gage foi orientada no sentido do comprimento da barra, para medir a deformação da mesma. A outra grelha, cuja orientação é perpendicular à primeira, teve a função de compensar a deformação aparente, causada pela expansão térmica da barra.

Bibliografia recomendada: [27]

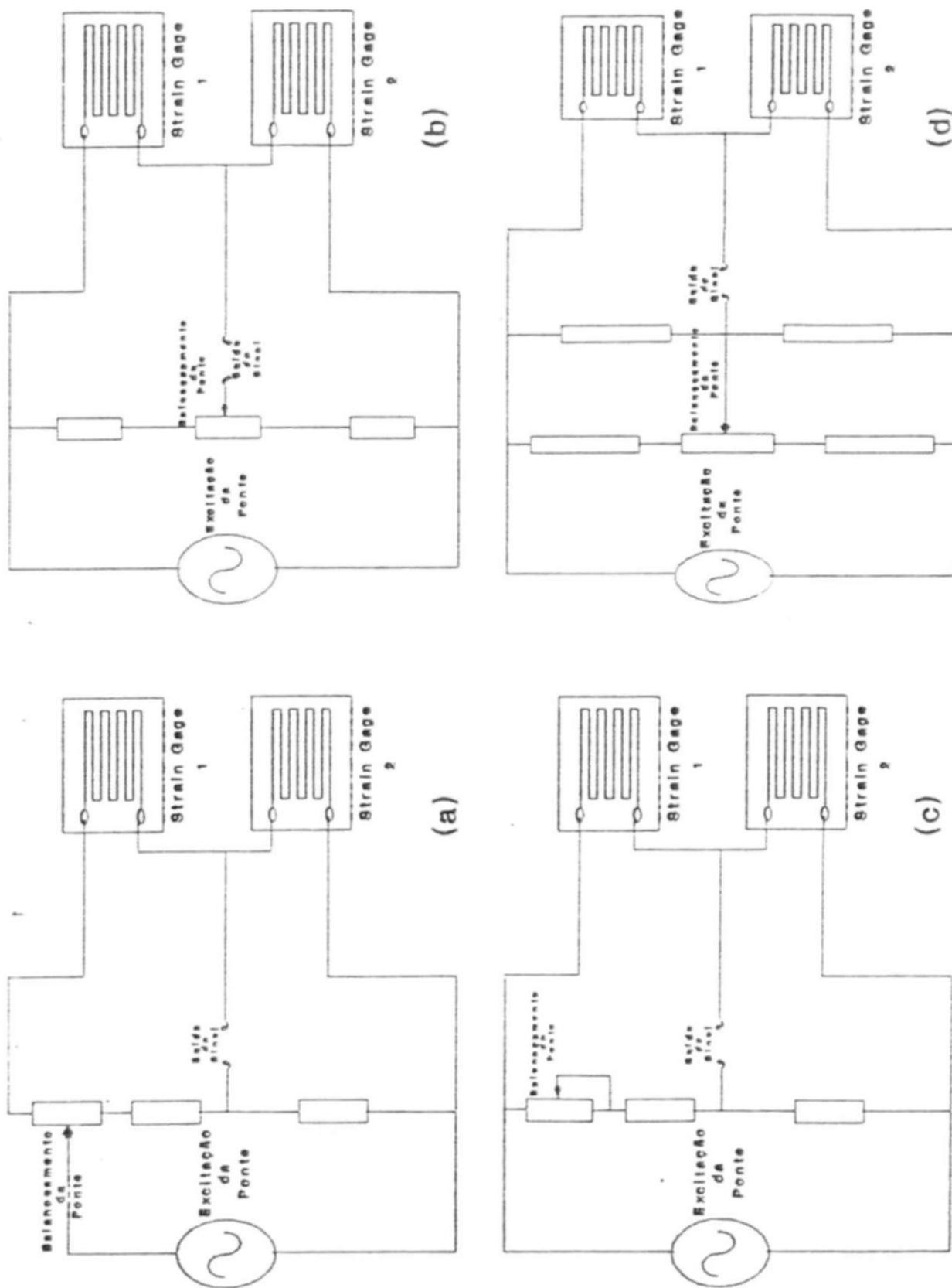


Figura 6.7: Configurações de sistemas de balanceamento para Pontes de Wheatstone.

VUTILIZAÇÃO DA PONTE NO SISTEMA DE CONDÇÃOAMENTO DE SINAIS:87

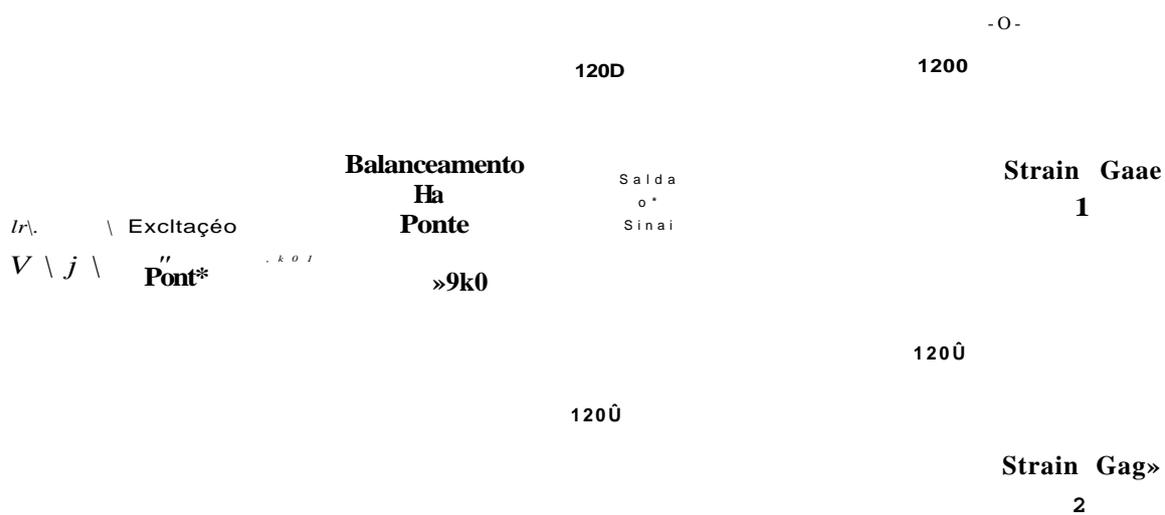


Figura 6.8: Ckuifiguracão de balanceamento utilizada.

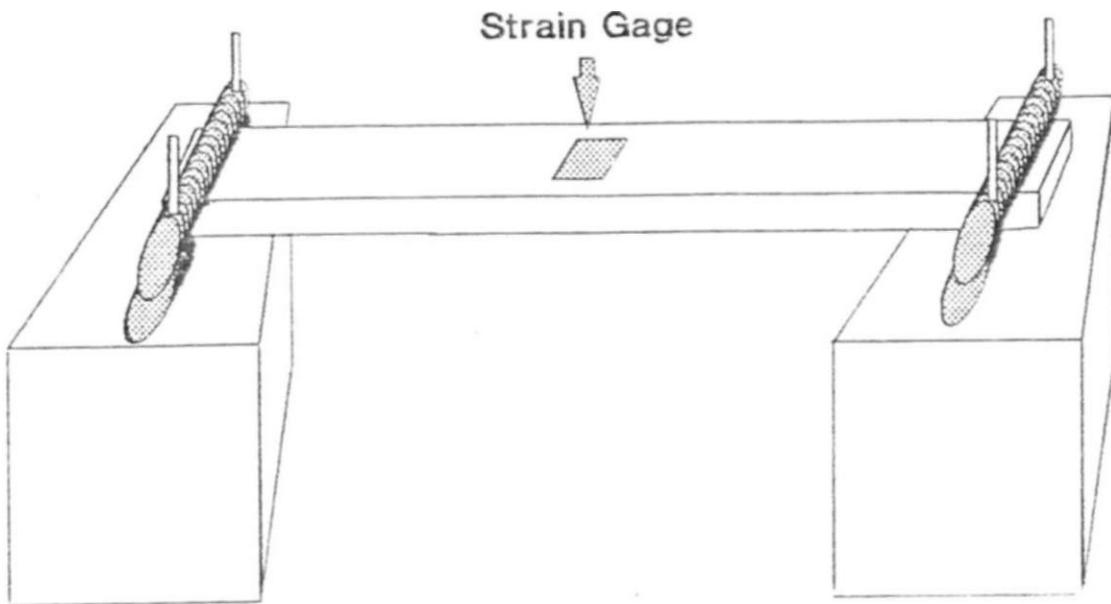


Figura 6.9: Barra simplesmente apoiada em ambas as extremidades, com strain gage ao centro.

Capítulo 7

Etapa de Amplificação e Filtragem

E.1 Sinal utilizado como referência.	247
E.2 Efeito da soma do sinal com o ruído de 60Hz.	248
E.3 Transformada rápida de Fourier do sinal a ser filtrado.	249
E.4 Sinal filtrado, pelo filtro de rejeição de 60Hz, no domínio do tempo.	251
E.5 Sinal de referência para o teste do filtro de rejeição de limiar.	252
E.6 Sinal a ser filtrado pelo filtro de rejeição de limiar.	253
E.7 Distribuição das frequências do sinal a ser filtrado, e limiar de rejeição.	254
E.8 Sinal filtrado pelo filtro de rejeição de limiar.	255
E.9 Gráfico do sinal de referência somado ao ruído pseudo-randômico.	256
E.10 Sinal a ser filtrado, pelo filtro de rejeição de limiar e de 60Hz.	257
E.11 Transformada de Fourier do sinal a ser filtrado, e limiar de rejeição.	258
E.12 Sinal filtrado, no domínio do tempo.	259

7.1 Requisitos Básicos da Etapa de Amplificação

Levando-se em conta as considerações dos capítulos anteriores quanto aos sinais produzidos pelos strain gages, têm-se como requisitos básicos para a Etapa de Amplificação:

- Entrada diferencial: devido á natureza diferencial do sinal de saída da Ponte de Wheatstone.
- Alto ganho: para que o ténue sinal proporcionado pelos strain gages (da ordem de unidades a centenas de micro-Volts, para a maioria das aplicações) possa ser amplificado até um nível adequado ao seu processamento pelas etapas posteriores do sistema
- Ganho preciso e linear na faixa de excursão desejada para o sinal de entrada. Esta faixa é função da tensão de alimentação da Ponte de Wheatstone, do fator de gage "K" dos strain gages. e das escalas desejadas para o sistema
- Alta taxa de rejeição de modo-comum: para minimizar o efeito do ruído de modo comum, como o sinal de 60Hz da rede de alimentação. Tal ruído, devido ao baixo nível de sinal produzido pelos strain gages. possui magnitude superior à do sinal útil.
- Baixo nível de ruído referido à entrada: para não degradar o sinal útil, que é de baixa amplitude.
- Baixo nível de tensão de offset referida à entrada: para evitar a saturação do amplificador, que trabalha com alto ganho.
- Alta impedância de entrada: para anular os efeitos da resistência das conexões centrais da Ponte de Wheatstone. ao amplificador de entrada.

7.2 Projeto e Implementação do Amplificador de Entrada:

Buscando satisfazer os itens acima, adotou-se uma estrutura de amplificação diferencial clássica (Figura 7.1), com duas entradas balanceadas em relação ao "terra". Esta configuração foi implementada tendo-se por base um amplificador operacional de baixo ruído, com entradas do tipo J-FET (Junction Field Effect Transistor), o "TL-074 OK" da Texas Instruments (vide [28]). A escolha deste circuito integrado deveu-se a sua relação custo/desempenho e facilidade de obtenção no mercado local.

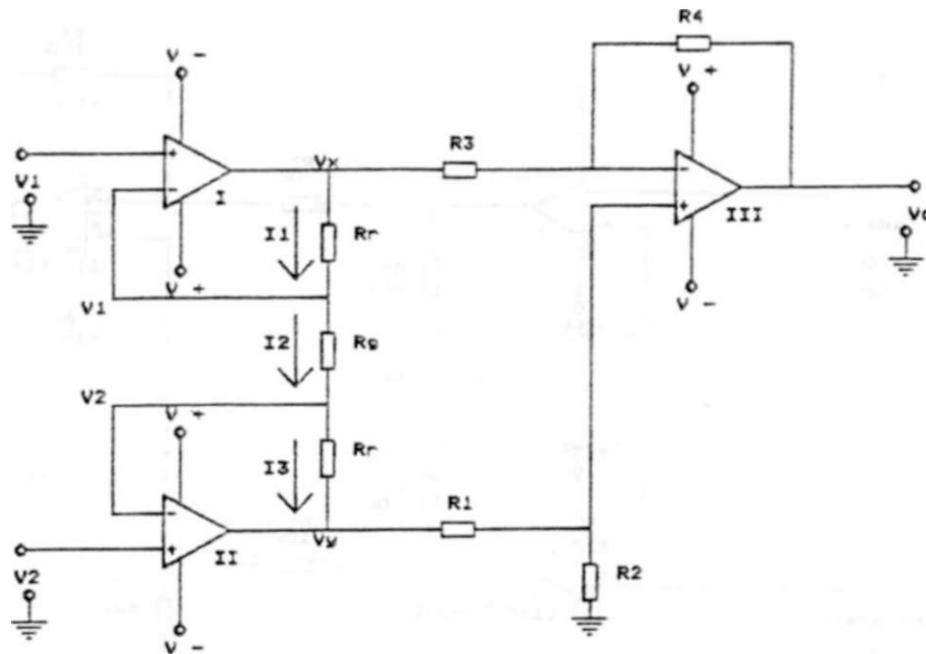


Figura 7.1: Configuração do Amplificador de Entrada

Pode-se demonstrar (vide Apêndice A) que a tensão de saída, V_{oy} , em função das tensões de entrada V_1 e V_2 , é expressa por:

7.2.1 Implementação:

Quando do estudo desta etapa, alguns dados experimentais foram levantados, tais dados estão listados no Apêndice B.

Na versão utilizada no sistema a configuração diferencial foi implementada de forma a proporcionar um ganho de 2951 • com os valores de componentes mostrados na Figura 7.2.

O potenciômetro P2, tem a função de ajustar a rejeição de modo-comum. Deve-se igualar o módulo do ganho proporcionado pelo amplificador operacional III, às entradas 1 (-) e 2 de forma a eliminar, o mais eficientemente possível, os sinais de modo-

¹Uma discussão sobre a escolha deste valor de ganho, é feita no Capítulo 10

comum

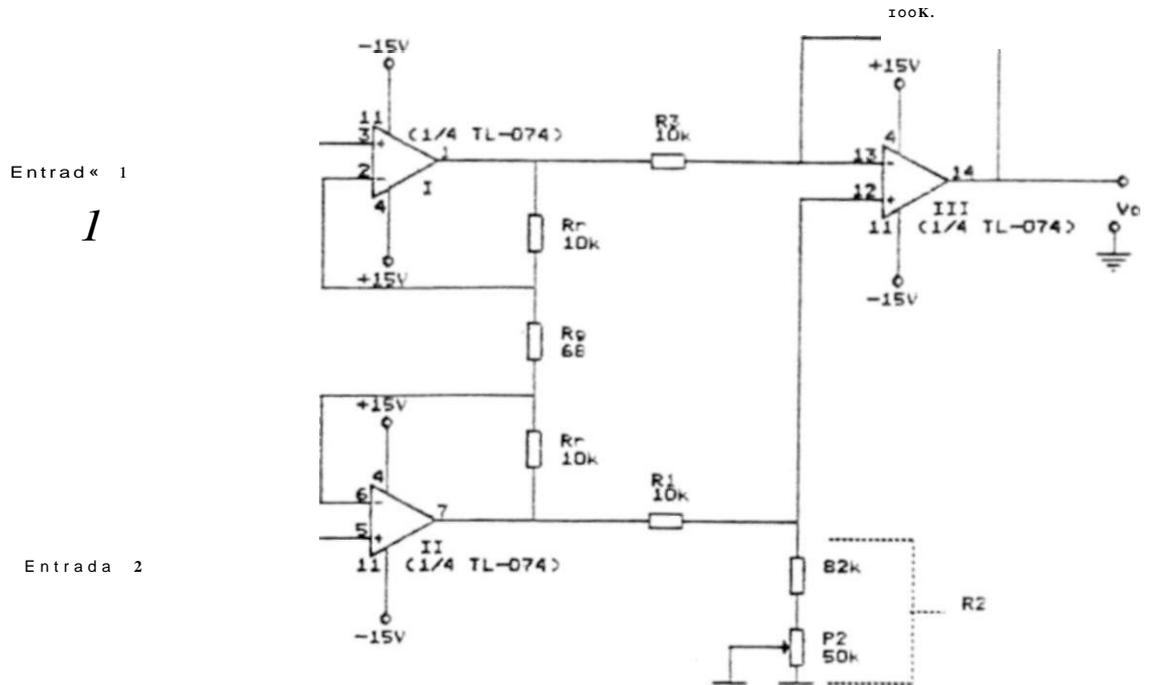


Figura 7.2: Implementação do Amplificador de Entrada

A frequência de excitação escolhida foi de 923Hz. A razão disto está no tipo de sinal que será amplificado pelo sistema (o sinal de saída da Ponte de Wheatstone). Como tal sinal consiste de uma portadora modulada em amplitude por sinais com banda-passante de até 100Hz, escolheu-se a frequência de tal portadora como sendo 10 vezes a frequência máxima do sinal modulante, resultando em 1000Hz. adotou-se 923Hz pois este é o valor conseguido com a utilização de valores comerciais nos componentes do filtro passa-faixa que segue ao amplificador de entrada.

Tal filtro é centrado nesta frequência, e possui banda-passante de 100Hz. seu circuito pode ser visto na Figura 7.3.

7.3 Amplificador de Seleção do Fator de Escala:

Após o filtro passa-faixa da saída do amplificador de entrada, segue um novo amplificador que possui a função de ajuste do fator de escala. Este amplificador é o responsável por qual das quatro escalas disponíveis será realizada a medição.

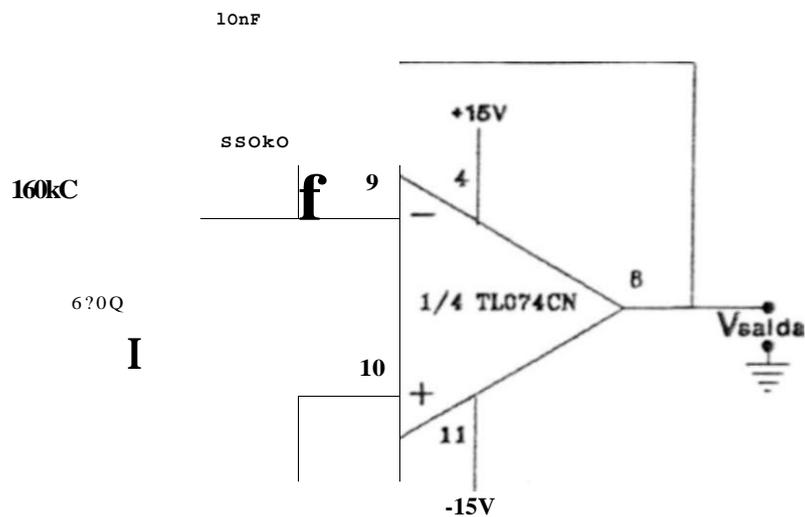


Figura 7.3: Filtro passa-faixa utilizado.

O circuito consiste de um amplificador de ganho selecionável, podendo-se escolher entre os ganhos 1, 2, 4, ou 8, o que corresponderá às escalas de $\pm 1024/45$, $\pm 512/ir$, $\pm 256/j\text{£}$. $\pm 128/iff$, respectivamente.

A configuração utilizada na implementação pode ser observada na Figura 7.4.

O circuito é montado em torno de um multiplex analógico, o "4052" da National, e de um operacional TL074. A seleção do multiplex é realizada pela Etapa de Inntegração do Sistema. Na entrada do circuito encontra-se um divisor resistivo, ajustável através do potenciômetro de 2kíí: a função deste potenciômetro é proporcionar a calibração para o fator de escala do sistema

CAPÍTULO 7. ETAPA DE AMPLIFICAÇÃO E FILTRAGEM

1. Do Filtro P»i*»-fiix»
ida »aida do amplificador:

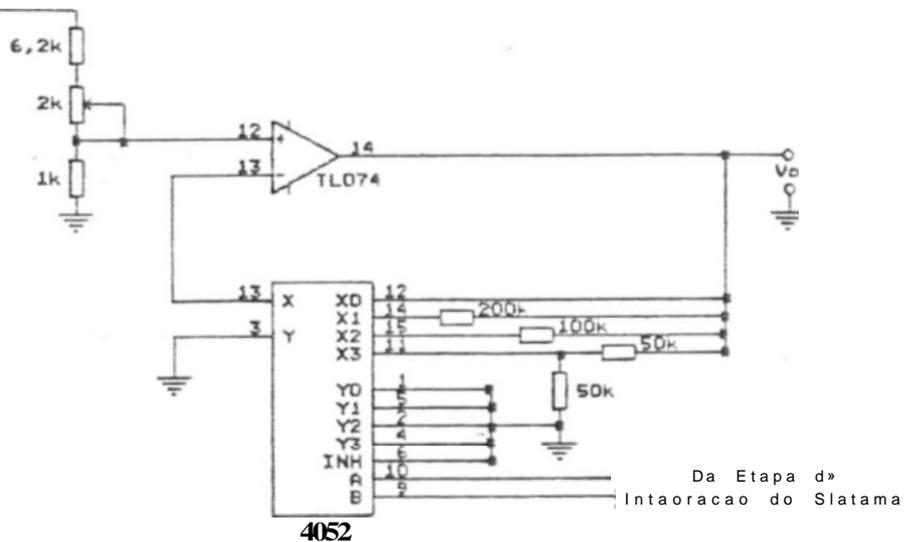


Figura 7.4: Configuração do amplificador de seleção do fator de escala

Capítulo 8

Etapa de Demodulação Síncrona e Filtragem

8.1 Introdução e Justificativa:

Ao alimentar-se uma Ponte de Wheatstone com tensão AC, seu sinal de saída será uma onda alternada, de frequência igual à da excitação, e cuja amplitude varia de acordo com a variação das resistências dos componentes da ponte. Isto equivale a um sinal de saída modulado em AM, cuja portadora é a excitação da ponte, e cujo sinal modulante é a variação das resistências.

Sendo a ponte composta por um ou mais strain gages, será a variação das resistências dos mesmos, que provocará a modulação AM.

A modulação em amplitude, resultante, poderá ser da modalidade AM com portadora, ou AM-SC (modulação em amplitude sem portadora).

A ocorrência de uma, ou da outra modalidade de modulação, dependerá da ponte estar inicialmente balanceada ou não. Melhor explicando:

Se a Ponte de Wheatstone estiver inicialmente balanceada, ou seja com a tensão inicial de saída (que corresponde à tensão de desbalanceamento), V^{\wedge} , igual a 0, a modulação, realizada pelos strain gages, será uma modulação em amplitude sem portadora (AM-SC).

A Figura 8.1 ilustra este caso, onde na Figura 8.1-(a) vê-se uma ponte inicialmente balanceada. Uma deformação dos strain gages, que provoque desbalanceamento na ponte, produzirá um sinal correspondente à variação de suas resistências (Figura 8.1-(b)). O sinal que seria produzido na saída da ponte, é mostrado na Figura 8.1-(c), correspondendo, conforme pode-se observar, a uma modulação em amplitude, sem portadora (AM-SC), onde o sinal modulante é a deformação dos strain gages, e a portadora é a frequência da excitação.

Se a ponte estiver inicialmente desbalanceada, a modulação produzida será AM com portadora, mas poderá haver uma sobremodulação se o sinal modulante, proporcionado pela variação da resistência dos strain gages, possuir o módulo do máximo cujo sentido diminua a amplitude da portadora maior que a própria amplitude da portadora.

Estas duas situações são mostradas nas Figuras 8.2 e 8.3.

Na Figura 8.2, observa-se em (a) uma ponte inicialmente desbalanceada (o motivo do desbalanceamento não é relevante), com tensão de saída inicial igual a V^{\wedge} . Ao ocorrer deformações nos strain gages que alterem o desbalanceamento da ponte, cujo sinal é exemplificado em (b), a tensão de saída da ponte será a tensão que ela possuía inicialmente, aumentada e diminuída segundo o sinal correspondente às variações das resistências dos strain gages. (a), resultando no sinal de saída mostrado em (c), o qual corresponde a uma modulação AM com portadora.

Já na Figura 8.3, analogamente à Figura 8.2, em (a) vemos uma ponte

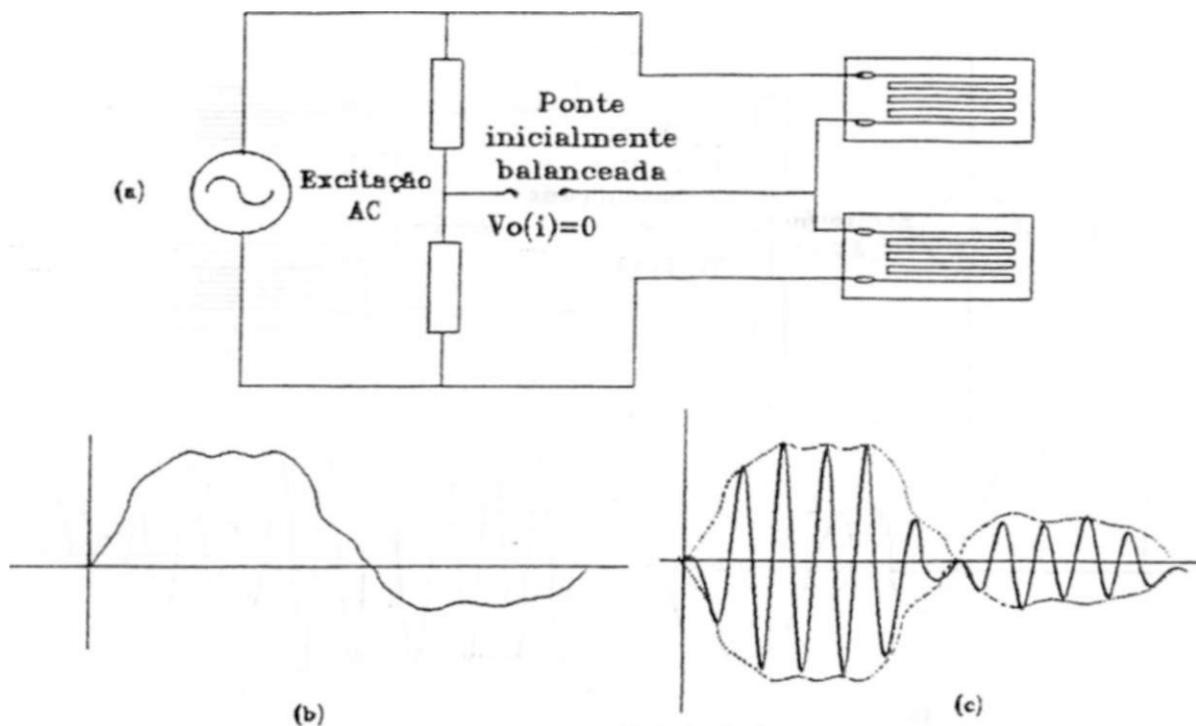


Figura 8.1: Ponte de Wheatstone inicialmente balanceada, produzindo modulação AM-SC.

inicialmente desbalanceada, mas a tensão de desbalanceamento, agora é igual a V , que é menor que a da figura anterior. "X". Então, para o mesmo sinal correspondente às variações das resistências dos strain gagea (mostrado em (b)), têm-se um sinal de saída tal como o mostrado em (c), por que, analogamente à Figura 8.2, onde a tensão de desbalanceamento aumenta e diminui segundo o **senai** produzido pelos strain gages, mas como desta vez o **desbalanceamento** é menor, tal sinal fará a tensão de desbalanceamento cruzar por zero e inverter de 180° sua fase, correspondendo a uma modulação em amplitude, com portadora mas com sobremodulação.

Do exposto nota-se que a utilização de um de modulador AM do tipo não síncrono (como o "detetor retificador"), diretamente no sinal de saída da ponte, não seria recomendável pois:

- Introduziria erros quando a modulação produzida pelos strain gages fosse do tipo AM-SC ou AM com portadora sob sobremodulação.
- Não poderia-se distinguir entre trações e compressões dos strain gages. Pois a diferença entre as duas é a inversão de fase do sinal de saída da ponte, e como o detetor retificador é insensível à fase, perderia-se esta informação.

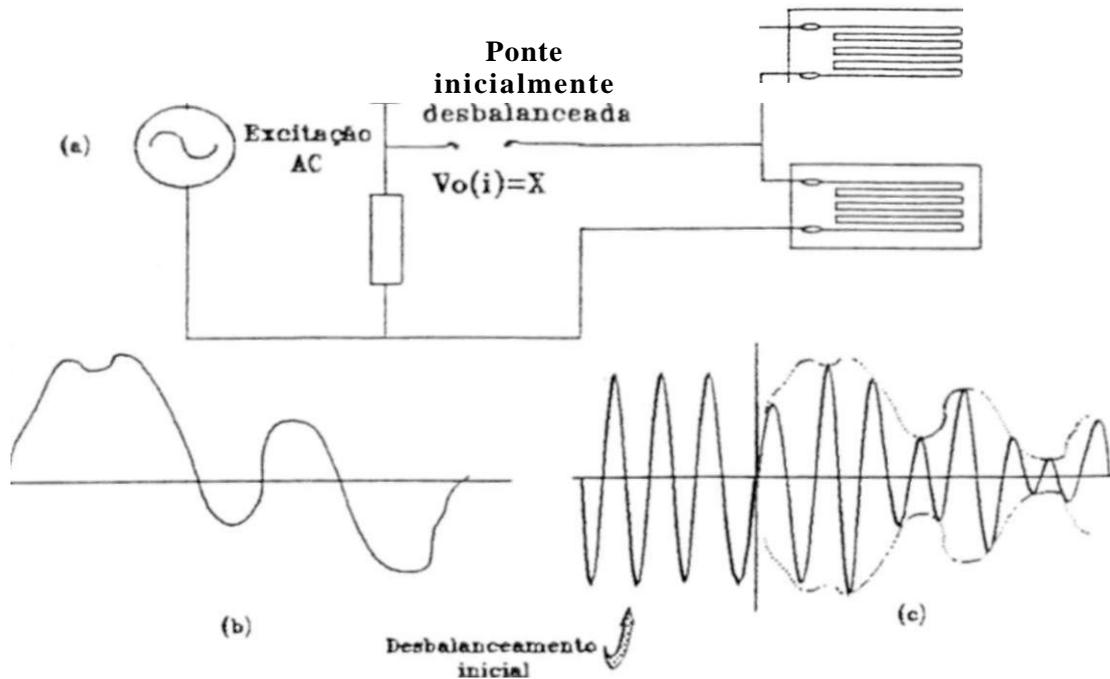


Figura 8.2: Modulação AM, com portadora, sendo produzida por uma ponte inicialmente desbalanceada.

Por isto, foi feita a opção pela utilização de um detetor síncrono (também conhecido como detetor homodino ou detetor coerente), por sua capacidade de demodular adequadamente sinais modulados em amplitude sem portadora (AM-SC), com portadora (AM), ou com portadora sob sobremodulação (AM sob sobremodulação). Vide [29].

8.2 Implementação:

8.2.1 Introdução:

É necessário para o teste e ajuste do demodulador síncrono, um modulador AM. Então, tanto um modulador AM, quanto um demodulador AM síncrono, foram implementados.

O princípio da demodulação síncrona consiste na multiplicação do sinal modulado em amplitude, por um sinal de frequência igual à da portadora que foi utilizada na modulação, e na filtragem adequada do sinal resultante.

Assim, um dos blocos necessários à recuperação do sinal é um multiplicador,

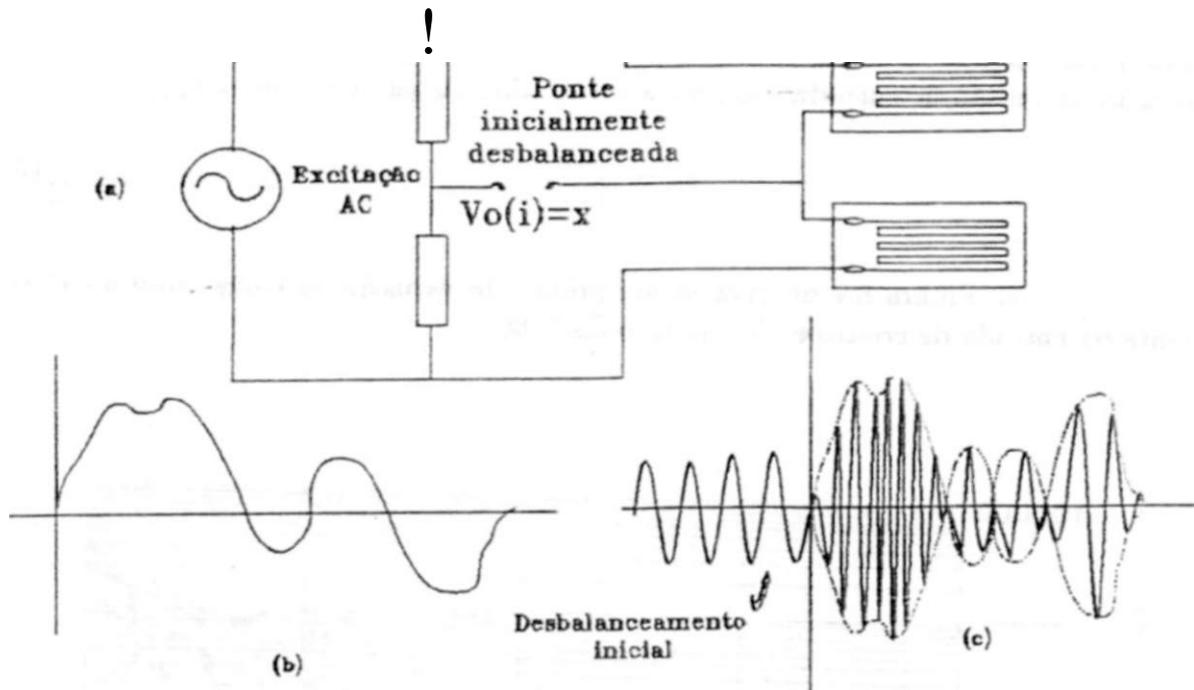


Figura 8.3: Modulação AM, com portadora e sob sobremodulação produzida por uma ponte inicialmente desbalanceada.

o qual, por questões de custo e facilidade de obtenção, foi implementado em torno de um "amplificador operacional de transcondutância", por sua capacidade inerente de realizar operações de multiplicação.

O circuito integrado escolhido, foi o CA3080E (vide [30]), pelas razões citadas.

Apesar de existir uma versão com faixa de temperatura de operação estendida (-55°C a $+125^{\circ}\text{C}$). o "CA3080A". foi utilizado o modelo "standard" (faixa de temperatura de operação de 0°C a 70°C), o "CA3080", pelas mesmas razões citadas no parágrafo anterior.

8.2.2 Estudo do Amplificador Operacional de Transcondutância e do CA3080E:

Num amplificador operacional de transcondutância, além das entradas inversora e não-inversora, usuais, existe uma entrada que permite o controle da transcondutância de saída