

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**PONTE PARA EXTENSÔMETRO DE
RESISTÊNCIA VARIÁVEL**

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

HANILSON SAVI

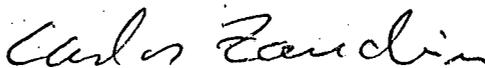
FLORIANÓPOLIS, FEVEREIRO DE 1981

PONTE PARA EXTENSÔMETRO DE RESISTÊNCIA VARIÁVEL

HANILSON SAVI

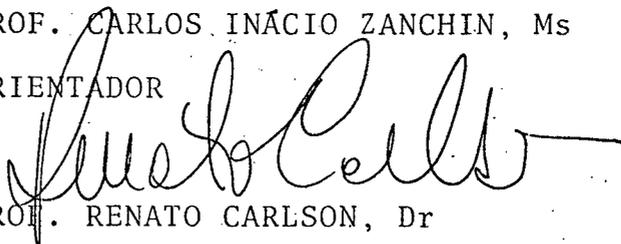
ESTA TESE FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

" MESTRE EM ENGENHARIA "

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA
FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

PROF. CARLOS INÁCIO ZANCHIN, Ms

ORIENTADOR



PROF. RENATO CARLSON, Dr

BANCA EXAMINADORA

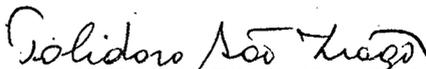


PROF: CARLOS INÁCIO ZANCHIN, Ms

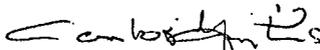
PRESIDENTE



PROF. JOSÉ LORENZO MEDERO, Ms



PROF. POLIDORO ERNANI DE SÃO TIAGO FILHO, Ms



PROF. CARLOS EDUARDO LEITE MARTINS, Ms



PROF. WALTER CELSO DE LIMA, Dr

À Teresinha Cadorin Olivo Savi,
minha esposa.

À Estela Olivo Savi, minha filha.

Aos meus Pais.

A G R A D E C I M E N T O S

À Universidade Federal de Santa Catarina.

À CNEN e à FINEP, pelo apoio financeiro.

A todos que colaboraram, Orientador, Professores e Funcionários,
para a realização deste trabalho.

RESUMO

É construído um protótipo de uma ponte CC dinâmica para medida de deformação mecânica, utilizando extensômetros de resistência variável.

O protótipo destina-se a uso em campo e/ou laboratório, exigindo dessa forma, especificações garantidas com uma dada variação de temperatura.

O projeto baseia-se no uso quase que exclusivo de circuitos integrados, com o objetivo de tornar o equipamento compacto, simples e confiável.

É desenvolvido um circuito especial de auto-zero para corrigir os erros devido ao desequilíbrio inicial da ponte e os erros do amplificador de instrumentação, permitindo além do mais, efetuar medida diferencial de deformação.

A ponte permite efetuar leitura direta através de mostrador numérico e saída analógica para registro ou observação visual.

São incorporados ainda circuitos de indicação de sobrecarga e sinalização de auto-zero.

ABSTRACT

A prototype of a dynamic DC bridge to measure mechanical strain has been built using variable resistance strain gages. The prototype may be used in field and/or laboratory measurements, thus requiring guaranteed specifications within given temperature variations.

The design is based almost exclusively on integrated circuits with the objective of compactness, simplicity and reliability.

A special auto-zeroing circuit has been developed to correct errors due to initial bridge imbalance, as well as errors of the instrumentation amplifier. It also enables to perform differential strain measurements.

The bridge allows both direct readout via numerical display and analog output for recording or visual observation.

In addition there are circuits for overload indication and auto-zero signalling.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	S.1
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2 - DIAGRAMA DE BLOCOS	6
2.1 - Introdução	6
2.2 - Características e especificações da ponte de medida	6
2.3 - Descrição à nível de diagrama de blocos ...	7
2.4 - Amplificador de instrumentação	9
2.5 - Auto-zero	12
2.6 - Dispositivos de Leitura	14
2.7 - Circuitos de sinalização	15
2.8 - Fonte de alimentação	17
CAPÍTULO 3 - PROJETO DOS CIRCUITOS CONSTITUINTES DE CADA BLO- CO	19
3.1 - Introdução	19
3.2 - Projeto do amplificador de instrumentação. 19.	19
3.2.1 - Cálculo do ganho do amplificador de instrumentação	19
3.2.2 - Cálculo do ganho do amplificador para ajuste do fator F	21
3.2.3 - Cálculo da resposta em frequência de plena potência	22
3.2.4 - Cálculo do filtro de RF	23
3.2.5 - Cálculo da deriva do amplificador de instrumentação	25
3.3 - Projeto do circuito de zero automático	26
3.3.1 - Circuito lógico para comando do au- to-zero	26

3.3.2 - Projeto do comparador de zero	30
3.3.3 - Projeto do circuito para conversão digital/analógica	32
3.3.4 - Projeto do relógio	37
3.3.5 - Projeto do circuito de monoestável	40
3.3.6 - Tempo máximo de atuação do circui- to do auto-zero	42
3.4 - Dispositivos de leitura	43
3.4.1 - Leitura direta através de mostra - dor numérico	43
3.4.2 - Saída decimal sete segmentos	47
3.4.3 - Saída analógica	47
3.5 - Projeto dos circuitos de sinalização	48
3.5.1 - Sinalização de saturação do ampli- ficador de instrumentação	48
3.5.2 - Sinalização de auto-zero	53
3.6 - Projeto da fonte de alimentação da ponte de medida	54
3.6.1 - Projeto da fonte para excitação da ponte de Wheatstone	54
3.7 - Deriva da ponte de medida	63
CAPÍTULO 4 - RESULTADOS	66
CAPÍTULO 5 - DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	70
APÊNDICE I - CÁLCULO DA EXPRESSÃO DO GANHO IDEAL DO AMPLIFICA DOR BÁSICO DE INSTRUMENTAÇÃO	87
APÊNDICE II - CÁLCULO TEÓRICO DA DERIVA MÁXIMA DO ZERO DO AM- PLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO	89
APÊNDICE III - EXTENSÔMETRO DE RESISTÊNCIA VARIÁVEL	92

APÊNDICE IV - OBTENÇÃO DA TENSÃO DIFERENCIAL DA PONTE DE WHEASTSTONE	94
APÊNDICE V - CÁLCULO DO GANHO DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO	96
APÊNDICE VI - INFLUÊNCIA DA CAPACITÂNCIA DO FILTRO DE RF NA REJEIÇÃO DE MODO COMUM (CMR) DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO	100
APÊNDICE VII - CÁLCULO DO COEFICIENTE DE TEMPERATURA DA TENSÃO DE SAÍDA DA FONTE DE + 5.000 mV	103
APÊNDICE VIII - CÁLCULO DE DISSIPADOR	105
APÊNDICE IX - PAINEL DA PONTE DE MEDIDA	107
APÊNDICE X - PAINEL DA PONTE DE MEDIDA	108
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109

SIMBOLOGIA

- A₁ - amplificador básico de instrumentação
- A₂ - amplificador inversor com ganho variável para ajuste da sensibilidade dos extensômetros.
- F - sensibilidade à deformação dos extensômetros
- f_C - frequência de corte
- f_p - máxima frequência obtida sem distorção à plena potência
- G_D - ganho diferencial
- G_F - ganho variável para ajuste da sensibilidade F
- I_B - corrente de base
- I_C - corrente de coletor
- I_{FS} - corrente de plena escala do conversor digital/analógico
- I_{REG} - corrente de saída do regulador de tensão (integrado)
- I_S - corrente de saída da fonte de alimentação
- K - ganho global do amplificador de instrumentação
- S - área de dissipação térmica
- S_r - taxa máxima de variação da tensão da saída para um de - grau de tensão aplicado na entrada do amplificador
- T_A - temperatura ambiente
- T_{AZ} - tempo máximo de atuação do auto-zero
- T_J - temperatura da junção
- T_{WAF} - tempo máximo de atuação do ajuste fino
- T_{WAG} - tempo máximo de atuação do ajuste grosso
- T_{W₁} - pulso de zero para zerar os contadores
- T_{W₂} - pulso de zero para dar o início no processo de zero automático
- +V - tensão de excitação da ponte de Wheatstone

V_{BE}	- tensão da junção base-emissor
V_{CE}	- tensão da junção coletor-emissor
V_{cm}	- tensão de modo comum
V_D	- tensão de condução direta dos diodos
V_i	- resolução do comparador
V_o	- tensão de saída do amplificador de instrumentação
V_{OAF}	- faixa de atuação do ajuste fino
V_{OAG}	- faixa de atuação do ajuste grosso
V_p	- tensão diferencial na ponte de Wheatstone
V_p'	- tensão diferencial na ponte de Wheatstone devido ao - desequilíbrio estático dos extensômetros
V_R	- tensão de referência interna da fonte integrada 723
V_{REG}	- tensão regulada
V_Z	- tensão zener
γ	- coeficiente de poisson
$\frac{\Delta \epsilon}{\Delta T}$	- deriva da ponte de medida
$\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T}$	- deriva do desvio de corrente de entrada do amplifica- dor operacional
$\frac{\Delta R/R}{\Delta T}$	- coeficiente de temperatura das resistências
$\frac{\Delta V}{V}$	- variação relativa da tensão de excitação da ponte de Wheatstone.
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	- deriva do amplificador de instrumentação
$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	- variação relativa da tensão de saída do amplificador de instrumentação
$\frac{\Delta V_R/V_R}{\Delta T}$	- coeficiente de temperatura da tensão de referência in- terna do regulador de precisão 723
$\frac{\Delta V_S/V_S}{\Delta T}$	- coeficiente de temperatura da fonte de referência pa- ra excitação da ponte de Wheatstone

- ϵ - deformação $\frac{\Delta L}{L}$
- λ - condutância térmica do dissipador
- ρ - resistividade elétrica
- θ_{CA} - resistência térmica invólucro-ambiente
- θ_{CS} - resistência térmica invólucro-dissipador
- θ_{JA} - resistência térmica junção-ambiente
- θ_{JC} - resistência térmica junção-invólucro
- θ_S - resistência térmica do dissipador

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

No campo da engenharia mecânica o conhecimento das deformações nos materiais tem importância muito grande na análise experimental de tensões.

Para materiais cuja relação tensão-deformação (E) é bem conhecida, tal informação pode ser usada para determinar as tensões superficiais e tal procedimento é largamente empregado em textos que tratam do assunto, dentre os quais são citadas as referências [1], [2], [3]

O método experimental é particularmente importante quando nenhuma solução teórica é possível, como é o caso de uma configuração complexa do material ou uma carga desconhecida.

O conhecimento das deformações que ocorrem num material é utilizado também para determinar outras grandezas tais como, força, deflexão, torque e demais grandezas que possam ser relacionadas com a deformação medida.

Os equipamentos de medição de deformação podem ter sua construção baseada em princípios de operação os mais diversos, alguns dentre eles sendo mecânicos, ópticos mecânicos, óptico e elétricos.

Dentre os equipamentos baseados em princípios elétricos destacam-se os sensores capacitivos, indutivos, piezelétricos, fotelétricos e resistivos.

Uma discussão geral sobre diferentes tipos de sensores pode ser encontrada em muitos textos e manuais de fabricação, dos quais são citadas as referências [4], [5], [6], sendo o tipo mais

usado e versátil o de fio de resistência elétrica variável.

O extensômetro de resistência variável [7], [8], [9], consiste essencialmente de uma grade constituída de um fio muito fino presa a uma ou duas folhas de papel tratado ou qualquer outro material portador conveniente.

Com o extensômetro colado na superfície do material em teste, cargas são aplicadas o que acarreta a sua deformação junto com a superfície onde está montado.

A variação da sua resistência elétrica é uma medida de deformação média do material no local sob o sensor.

Algumas vantagens dos extensômetros de resistência variável podem ser citadas:

- 1 - A massa extremamente pequena e o contato íntimo com a superfície de teste conduz a medições precisas, mesmo para deformações transientes de rápida variação;
- 2 - São baratos;
- 3 - Fáceis de montar;
- 4 - Os impulsos e respostas elétricas fazem com que o sistema de indicação da deformação possa ser instalado longe da peça de teste, além de conduzir a uma grande versatilidade na instrumentação;
- 5 - O uso de extensômetros pequenos torna possível a medição de deformações locais com bastante precisão:

Os extensômetros fazem parte dos braços de uma ponte de Wheatstone e a medida da deformação é efetuada através do desequilíbrio causado pela variação da resistência dos mesmos.

Como a tensão de desequilíbrio da ponte de Wheatstone é muito pequena utiliza-se amplificadores diferenciais para facilit-

tar a leitura possibilitando ainda sofisticar o processo de medi-
da.

As pontes de medida de deformação podem ser classifica-
das em dois grupos quanto à excitação.

1 - Excitação CA

2 - Excitação CC

As pontes com excitação CA necessitam de frequência por-
tadora para excitar a ponte de Wheatstone e a informação da defor-
mação aparece como sinal modulante.

A vantagem evidente nesse processo é que o acoplamento
entre os estágios amplificadores é todo CA, o que elimina os erros
estáticos e dependentes da temperatura do amplificador de instru-
mentação, permitindo ainda que o equipamento seja projetado para
medir deformações em faixas de frequências para aplicações especí-
ficas.

As pontes com excitação CA necessitam de um grande núme-
ro de circuitos, dispensando no entanto o emprego de componentes
de alta precisão no projeto do amplificador de instrumentação e
outros circuitos de relevância.

O desempenho global da ponte em contra partida, fica de-
pendente da estabilidade da frequência portadora, da qualidade dos
filtros, circuitos de modulação do sinal e da locação da frequên-
cia portadora que exigiria linhas de transmissão especiais para
imunidade de ruídos.

As pontes de excitação CC são de construção mais simples
comparadas às de excitação CA e apresentam a desvantagem quanto
aos erros do amplificador de instrumentação e da tensão de excita-
ção da ponte de Wheatstone função da temperatura, exigindo dessa
forma o emprego de componentes de alta precisão no projeto o que

geralmente torna seu custo mais elevado.

As medidas de deformação para este tipo de ponte, situam-se entre estáticas e dinâmicas, dentro de uma faixa de frequências limitada pela resposta do amplificador de instrumentação.

As pontes CA e CC operam com faixas dinâmicas limitadas em função das dificuldades de projeto, atendendo dessa forma a aplicação especiais.

O processo normal para obter o zero em pontes de medida de deformação consiste em introduzir uma tensão no centro da ponte de Wheatstone através de um divisor da tensão de referência da ponte por meio de ajuste grosso e fino (fig. 1) como o objetivo de anular o desequilíbrio causado pela tolerância dos extensômetros e a deriva dos desvios do amplificador de instrumentação, sendo esta operação repetitiva exigindo sensibilidade e demanda de tempo do operador para o ajuste do zero.

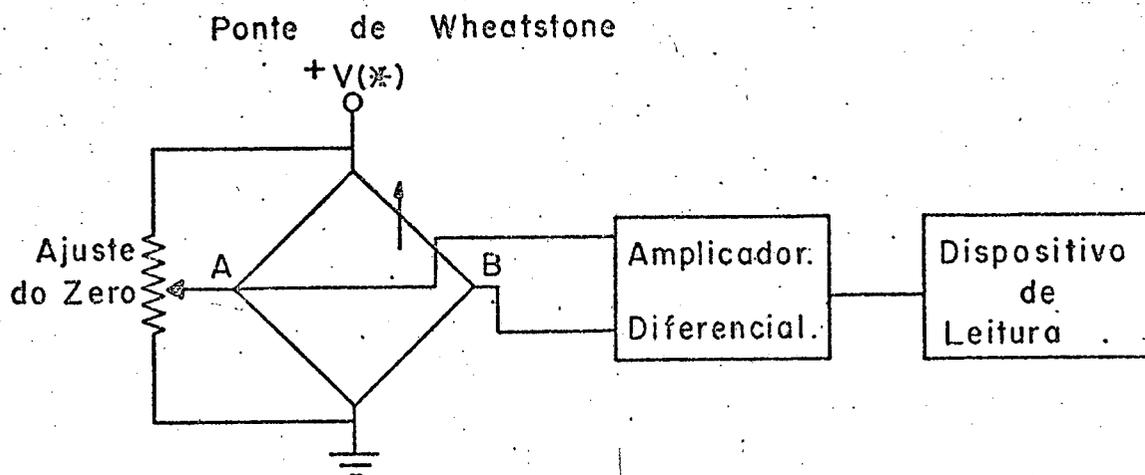


Fig. 1 - Ponte de extensômetro com zero convencional

No presente trabalho de tese se propõe a construir um protótipo de uma ponte CC dinâmica utilizando extensômetro de resistência variável, para uso em laboratório de ensino e/ou campo com possibilidades para conexão de equipamentos auxiliares para medição, registro e controle de deformações na análise experimen-

tal de tensões.

Pretende-se aprimorar as características da ponte tipo excitação CC, desenvolvendo circuito especial de zero-automático para correção de erros devido ao desequilíbrio inicial da ponte, erros dependentes da temperatura e efetuar medida diferencial da deformação.

Pretende-se ainda incluir circuitos especiais de sinalização dando maior confiabilidade nas medidas e tornando o equipamento com um mínimo de ajustes por parte do operador.

Dada a dificuldade de importação de equipamentos de medição, este trabalho contribui para a nacionalização da tecnologia em instrumentação, esperando que trabalhos futuros sejam desenvolvidos nesse sentido.

CAPÍTULO 2

DIAGRAMA DE BLOCOS

2.1. - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são propostas e discutidas à nível de diagrama de blocos as características e especificações do protótipo de uma ponte CC dinâmica utilizando extensômetro de resistência variável.

2.2. - CARACTERÍSTICAS E ESPECIFICAÇÕES DA PONTE DE MEDIDA

O protótipo da ponte destina-se a atender as necessidades básicas para o trabalho de medição de deformações mecânicas ($\epsilon = \frac{\Delta L}{L}$, $1 \mu\epsilon = 10^{-6} \epsilon$) em campo e/ou laboratório de ensino, isto é, possibilidade de operar em ampla faixa de temperaturas, possibilidade de medições de deformações compreendidas dentro de uma faixa de maior ocorrência prática e emprego de extensômetros com valores nominais de resistência e sensibilidade à deformação ($F = \frac{1}{\epsilon} \frac{\Delta R}{R}$) fabricados comercialmente.

As características e especificações do protótipo são apresentadas à seguir em três grupos em função da sua relevância.

1º GRUPO - ESSENCIAIS

- 1 - Faixas de medidas.
 - ± 1 $\mu\epsilon$ a ± 1.999 $\mu\epsilon$
 - ± 10 $\mu\epsilon$ a ± 19.990 $\mu\epsilon$
- 2 - PONTE DO TIPO CC DINÂMICA para extensômetros de resistência variável.
- 3 - Baixo coeficiente de temperatura na faixa

considerada de 0 °C à 50 °C.

2º GRUPO - IMPORTANTES

- 1 - Sensibilidade do Extensômetro (F - 1 a 10)
- 2 - Resistência do Extensômetro (R - 60 Ω a 1000 Ω)

3º GRUPO - DESEJÁVEIS

- 1 - Auto-zero
- 2 - Indicação numérica da deformação
- 3 - Saída analógica para registro
- 4 - Indicação de sobrecarga
- 5 - Verificação da calibração (CHEQUE).
- 6 - Operação com 1/2 e 1/1 ponte ativa.

2.3. - DESCRIÇÃO A NÍVEL DE DIAGRAMA DE BLOCOS

No diagrama de blocos apresentado na fig. 2 é introduzido entre o amplificador diferencial de instrumentação e o dispositivo de leitura, o sistema que efetua automaticamente o zero da ponte de medida quando acionado pelo botão de comando de zero disponível no painel de instrumento.

No sistema de zero-automático foram estudados e experimentadas várias tentativas sem grande sucesso dentre as quais destacam-se as mais importantes.

- 1 - Memória analógica
- 2 - Memória digital
- 3 - Auto-zero utilizando sinal digital do voltímetro digital empregado.

A memória analógica utilizando amplificadores operacionais com entrada FET não retém o sinal por tempo indeterminado devido a fuga nos capacitores empregados e a própria fuga de corrente de entrada do amplificador operacional.

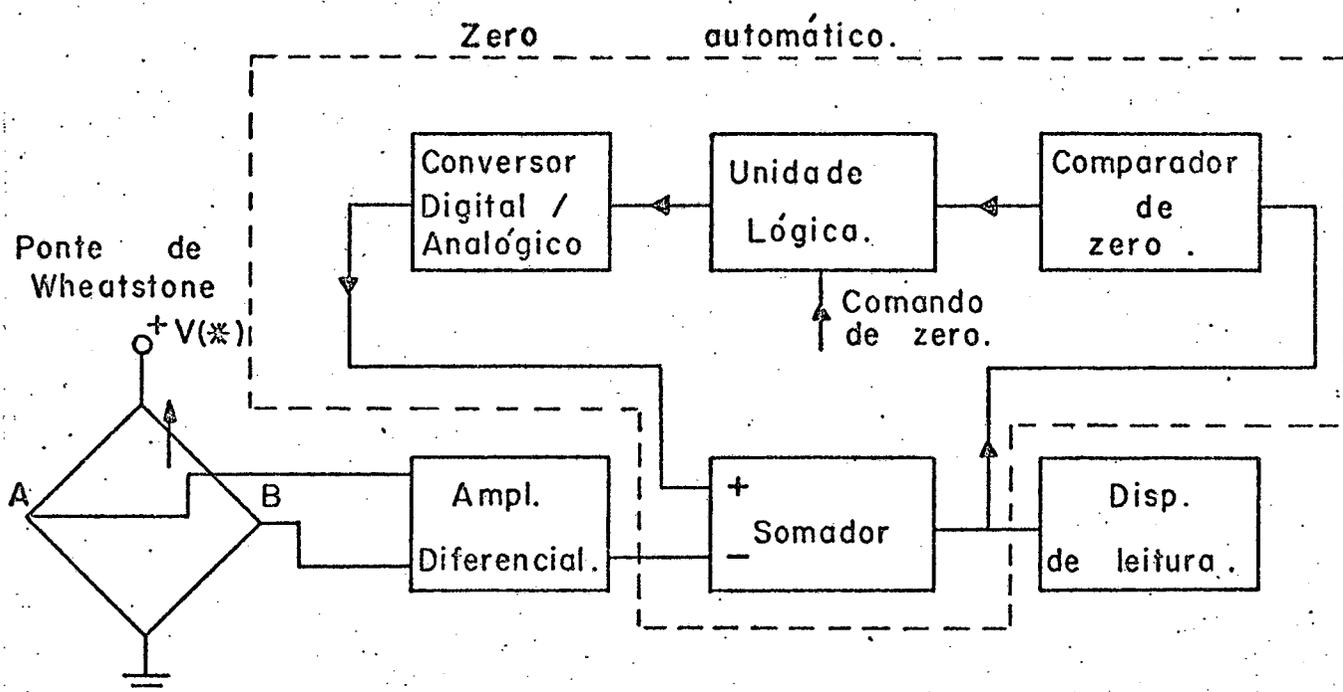


Fig. 2. - Ponte de extensômetro com zero automático

(*) Tensão de excitação da ponte de Wheatstone

A memória digital baseava-se em princípio na utilização de conversor analógico/digital, memória digital, sistema lógico de controle e conversor digital/analógico para a correção da tensão de erro e medida diferencial.

Esta idéia não foi levada à prática devido à enormidade de componentes empregados o que tornariam o projeto inviável em função do custo.

O sistema de zero automático utilizando sinais codificados do conversor analógico digital do voltímetro digital, só foi levado à um estudo prévio das características do voltímetro digital à ser empregado e constatou-se que as saídas acessíveis são codificadas diretamente em decimal sete segmentos, necessitando para isso fazer a conversão para binário e neste processo se soma-

ria as dificuldades já detectadas no sistema de zero automático com memória digital aludido acima.

O sistema de zero automático apresentado reuniu algumas das ideias estudadas acima, isto é, fazer a conversão analógica/digital comandada por uma unidade lógica de controle, memorizar o sinal em código binário e fazer a realimentação do sinal num somador com o sinal primitivo através de um conversor digital/analógico. Tal sistema em síntese faz a função de um "operador eletrônico" que efetua o ajuste grosso e fino do zero da ponte com bastante rapidez.

A inserção do sistema de zero automático entre o amplificador de instrumentação e o dispositivo de leitura ao invés de inseri-lo após a ponte de Wheatstone deve-se à dificuldade de controlar tensões da ordem de microvolts e/ou a indisponibilidade de resistores de precisão da ordem de $\pm 1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ que pudessem ser utilizados em um divisor de tensão, utilizando dessa forma níveis de tensão maiores na saída do circuito de auto-zero.

Na figura 3 é apresentado o diagrama completo da ponte de medida onde se representa o sistema de zero automático em uma forma mais compacta.

2.4. - AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O objetivo do amplificador de instrumentação é amplificar os baixos níveis da tensão diferencial da ponte de Wheatstone facilitando consequentemente a leitura da deformação e possibilitando variar o ganho em função da sensibilidade dos extensômetros (F) empregados.

O amplificador de instrumentação é composto de um amplificador básico de instrumentação analisado no apêndice (I) e um

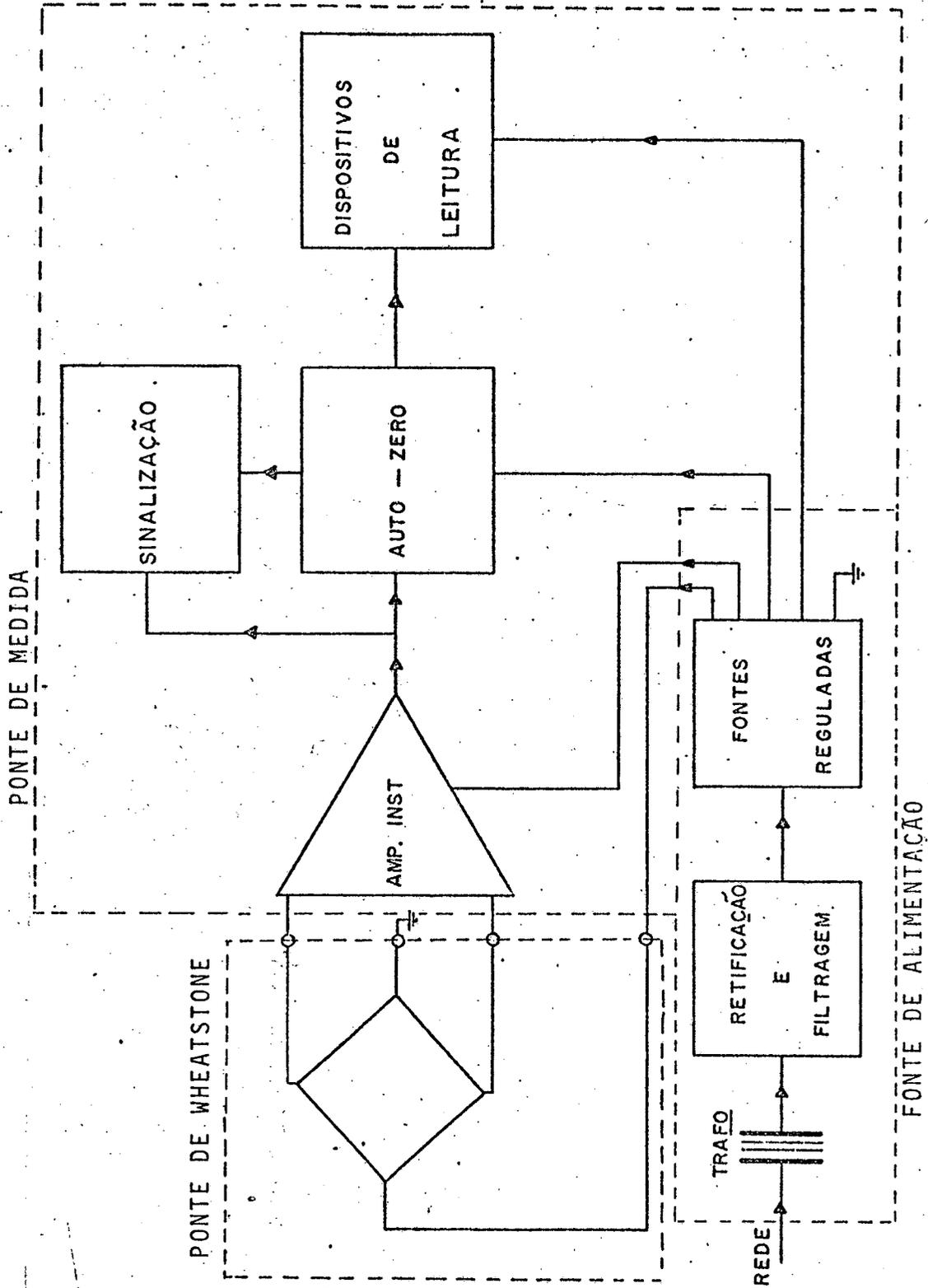


Fig. 3 - Diagrama de Blocos da ponte de medida

amplificador inversor com ganho variável para ajuste da sensibilidade do extensômetro (F), conforme apresentado na figura 4.

onde:

+V - tensão de excitação da ponte de Wheatstone.

V_p - tensão diferencial de desequilíbrio da ponte de Wheatstone.

A_1 - Amplificador básico de instrumentação com ganho constante igual a GA_1 .

A_2 - Amplificador inversor com ganho variável para ajuste da sensibilidade do extensômetro (F) com ganho igual a GA_2 .

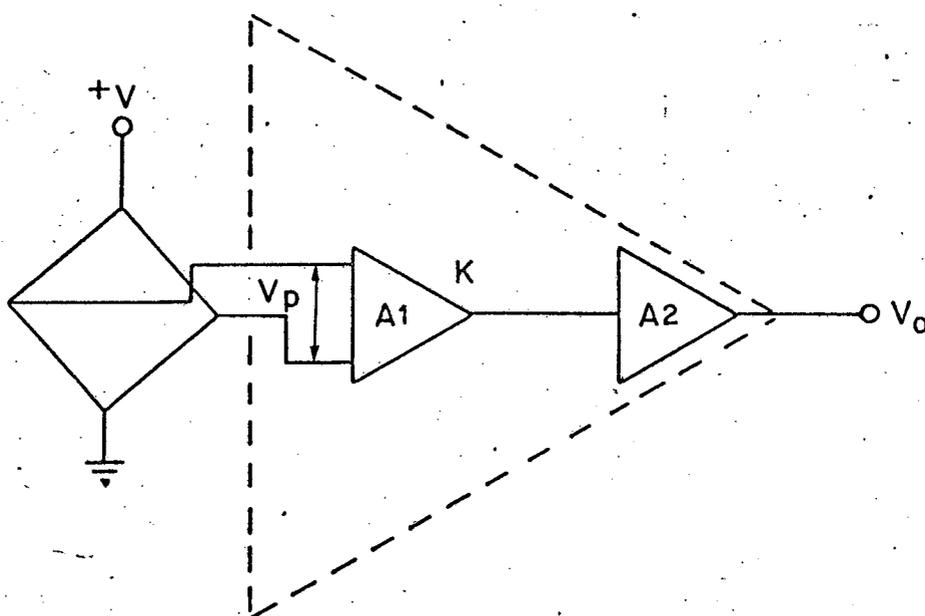


Fig. 4 - Amplificador de Instrumentação

O desmembramento do amplificador de instrumentação em um amplificador básico de instrumentação (amplificador diferencial de instrumentação) e um amplificador para ajuste da sensibilidade dos extensômetros (F), foi devido à impossibilidade de ajustar linearmente o ganho diretamente no amplificador diferencial de instrumentação (ver apêndice 1).

O amplificador de instrumentação é projetado com amplificadores operacionais de precisão, tendo em vista os baixos níveis de tensão diferencial da ponte de Wheatstone e propiciar um ótimo desempenho quanto às variações da temperatura ambiente.

A tensão de saída do amplificador de instrumentação, baseado na figura 4, é dada pela equação (2.1).

$$V_o = K \cdot V_p \quad (2.1)$$

onde

$K = GA_1 \cdot GA_2$ - ganho do amplificador de instrumentação.

O ganho K e a tensão diferencial V_p são analisados nos Apêndices (V) e (IV) respectivamente, com considerações de projeto no capítulo 3.

2.5. - AUTO-ZERO

A opção pelo sistema de zero automático ao invés dos processos convencionais empregando potenciômetros de multivoltas e outros componentes de ajuste manual, está no fato de que este processo é mais rápido e seguro eliminando o tédio da operação de zero.

O circuito do auto-zero visa corrigir os erros estáticos devido ao desequilíbrio inicial da ponte de Wheatstone e os erros na tensão de saída do amplificador de instrumentação, decorrentes da deriva dos desvios de tensão e corrente dos amplificadores operacionais.

O sistema de auto-zero possibilita ainda efetuar o zero da ponte sob carga na pré-extensão dos extensômetros e medida diferencial de deformação até 60% da capacidade máxima da ponte, como se verá adiante.

O diagrama de blocos simplificado do sistema de auto-ze-

ro é apresentado na figura 5.

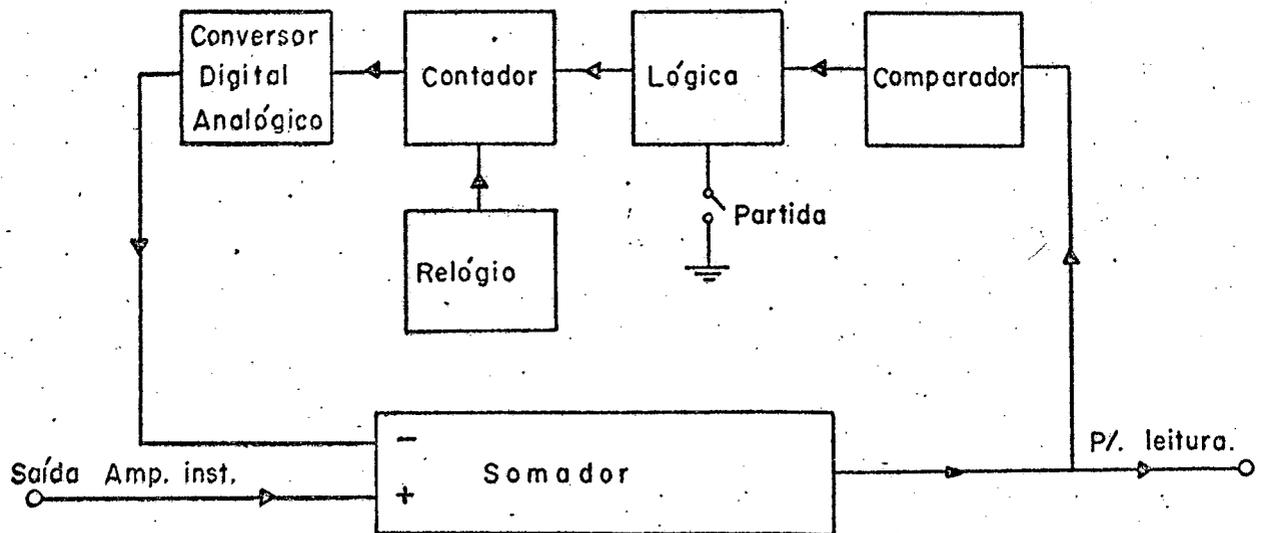


Fig. 5 - Diagrama de Blocos simplificado do sistema de auto-zero

Os blocos constituintes da malha de realimentação produzem uma tensão de sinal contrário à tensão de saída do amplificador de instrumentação, cujos módulos se aproximam gradativamente até que a saída do amplificador se torne zero volts.

O comparador informa ao circuito lógico de comando o início e o final da operação de auto-zero.

O contador de pulsos do relógio incrementa estados lógicos sucessivos na saída que são convertidos em sinal analógico pelo conversor digital analógico, até que a tensão de saída do somador atinja zero volts.

O final do ciclo de auto-zero é detectado pelo comparador e informado ao circuito lógico de comando que inibe o contador memorizando o último estado.

2.6. - DISPOSITIVOS DE LEITURA:

A ponte possui três saídas para que se possa fazer medi-
das diretas ou interligar a mesma a outros equipamentos com fina-
lidades específicas.

- 1 - Saída direta em mostrador numérico;
- 2 - Saída decimal sete segmentos;
- 3 - Saída analógica.

O diagrama de blocos dos dispositivos de leitura ã apre-
sentado na figura 6.

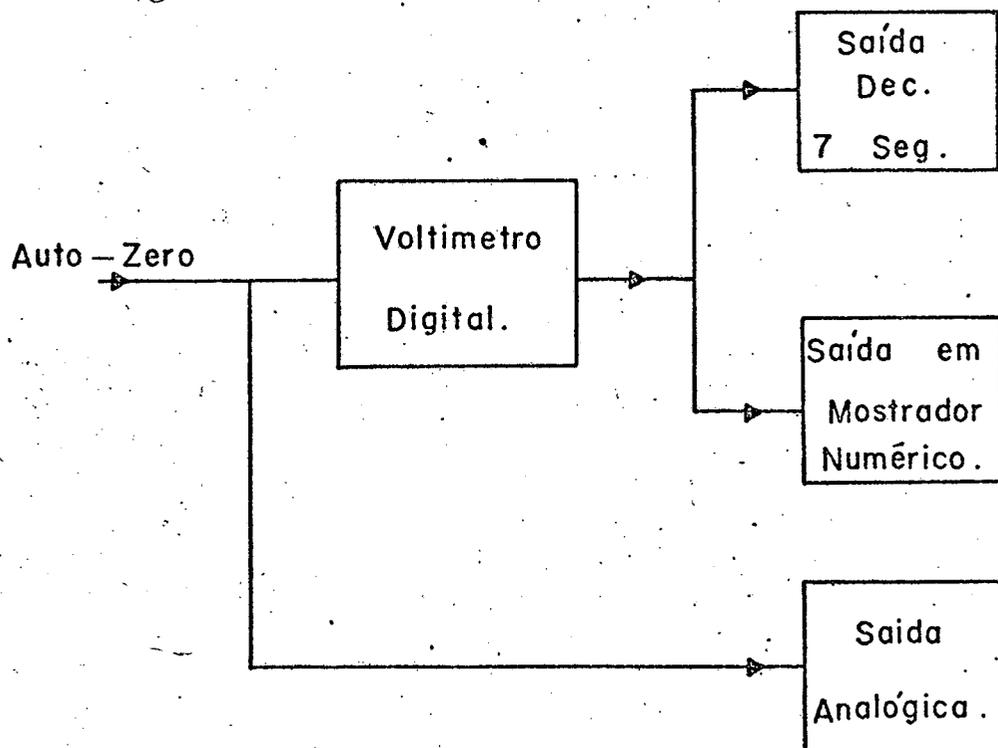


Fig. 6 - Dispositivos de Leitura

1 - A saída em mostrador numérico é obtida de um voltímetro digi-
tal conectado entre o auto-zero e o mostrador.

O voltímetro digital é basicamente um conversor analógico di-
gital de $3^{1/2}$ dígitos na forma integrada.

2 - Saída decimal sete segmentos.

Estas saídas têm importância quando se deseja controlar o processo de medida por meio de linguagem de máquina (minicomputador).

A saída decimal sete segmentos é obtida diretamente do conversor analógico digital do voltímetro.

3 - Saída Analógica.

A saída analógica é necessária quando se deseja fazer uso de equipamentos suplementares que permitam visualizar ou então registrar os níveis de deformação.

Tais equipamentos poderão ser osciloscópio, registradores gráficos, etc.

O circuito consta de um amplificador operacional na configuração seguidor de tensão, conectado na saída do auto-zero

2.7. - CIRCUITOS DE SINALIZAÇÃO:

A ponte possui três sinalizações.

1 - INDICAÇÃO DE AUTO-ZERO

Junto à chave de acionamento do auto-zero está conectado um LED que permanece aceso durante o tempo transcorrido no processo de zero da ponte.

Caso o LED permaneça aceso indefinidamente após o operador ter pressionado a chave de comando de zero é indicação segura de que o auto-zero não está atuando.

2 - INDICAÇÃO DE ERRO DE ESCALA

Toda vez que uma tensão superior a ± 200 mV for aplicada ao voltímetro digital, apagam-se os três dígitos da direita permanecendo aceso somente o 1/2 dígito "1".

Essa sobrecarga ocorre sempre que se está operando numa escala inferior à escala adequada de medida, ou o amplifica-

dor de instrumentação se encontra saturado.

3 - INDICAÇÃO DE SATURAÇÃO DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

A saturação do amplificador de instrumentação poderá ocorrer pelas seguintes razões:

- 1 - deformação superior à capacidade máxima de medida da ponte.
- 2 - má conexão ou desconexão de um ou mais braços da ponte de Wheatstone.
- 3 - defeitos que por ventura venham ocorrer no amplificador de instrumentação e que elevem a tensão de saída.

A sinalização de saturação consiste em acender um LED numa frequência aproximada de 3 Hz.

O diagrama de blocos apresentado na figura 7 consiste basicamente de dois comparadores para tensões positivas e negativas, com as saídas destes conectados a um gerador de onda quadrada com capacidade de corrente para acender o LED.

Quando o amplificador de instrumentação encontra-se saturado, operam simultaneamente a sinalização de saturação e a sinalização de sobrecarga do voltímetro digital, já que este fica submetido a uma tensão superior a ± 200 mV independente da escala de medida.

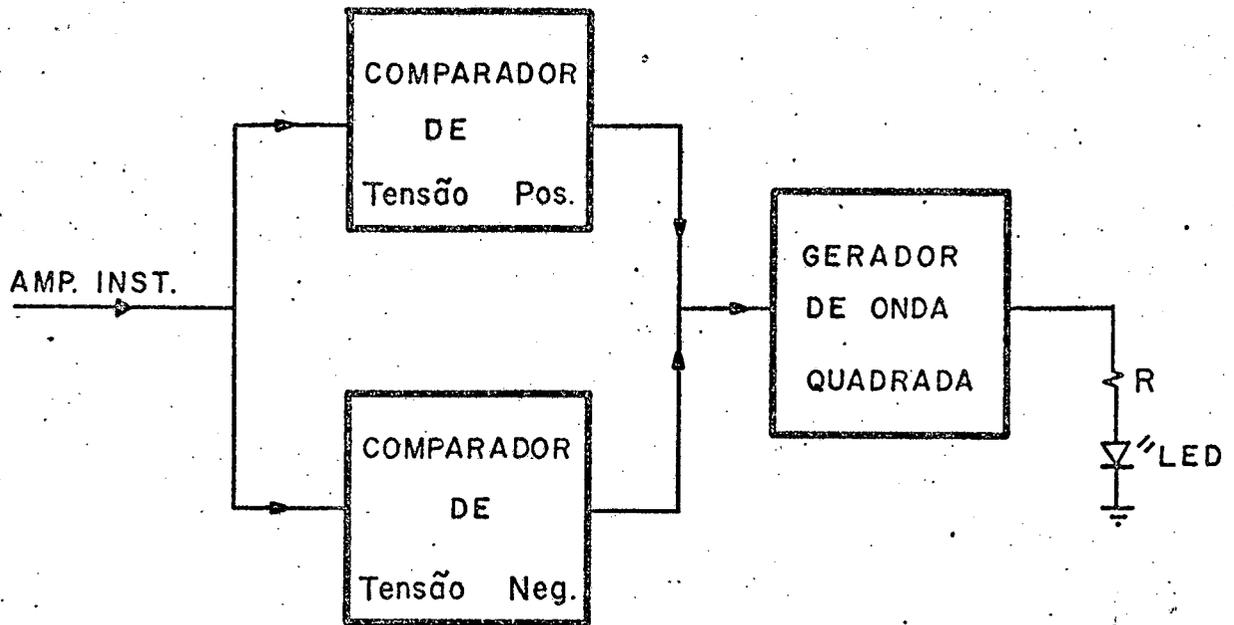


Fig. 7 - Sinalização de Saturação

2.8. - FONTE DE ALIMENTAÇÃO:

O projeto da fonte de alimentação é central, com barramentos distribuídos a todos os circuitos, conforme apresentado no diagrama de blocos da figura 8.

A tensão de excitação da ponte de Wheatstone é a mais precisa dentre as demais tensões geradas, exigindo o emprego de reguladores de tensão de referência dada a dificuldade de compensar nos demais circuitos da ponte de medida os efeitos da variação da temperatura ambiente, variação da carga e variação da tensão de linha.

A alta precisão requerida se deve às dificuldades de compensação de tais variações, causadas principalmente pelas variações de carga e temperatura, o que induz ao emprego de reguladores de tensão de referência na forma integrada.

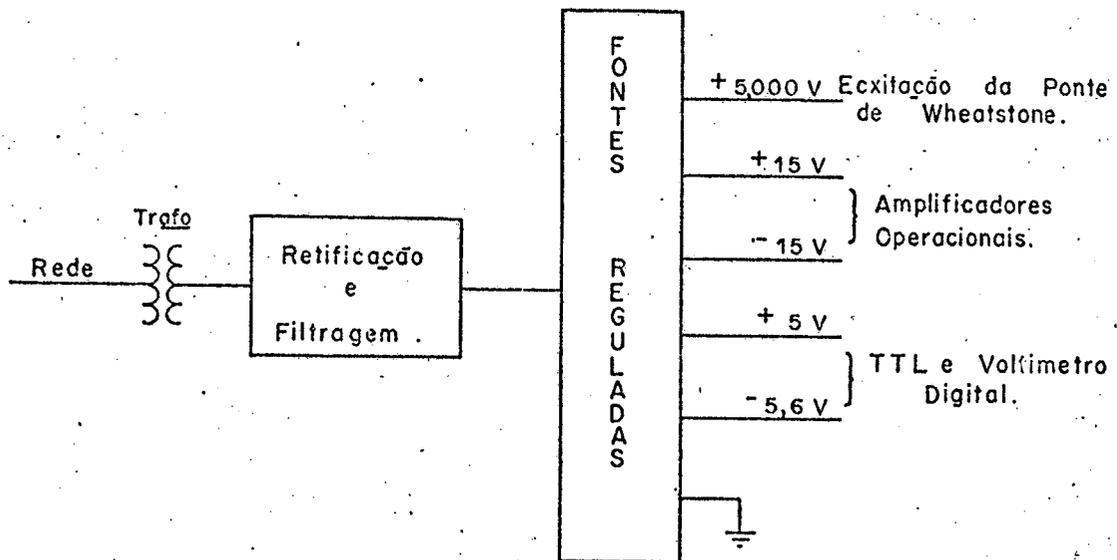


Fig. 8 - Diagrama de Blocos da Fonte de Alimentação

As tensões de alimentação para os amplificadores operacionais não necessitam de especificações tão precisas em virtude de alta rejeição à fonte de alimentação dos amplificadores operacionais empregados, mantendo-se no entanto o suprimento de tensão nominal de alimentação e capacidade de corrente, podendo-se empregar reguladores de tensão integrados de três terminais de alto desempenho.

A alimentação dos circuitos TTL não necessita de especificação muito precisas em virtude das características operacionais dos mesmos, admitindo-se pequenas variações na tensão de alimentação com ressalva ao fornecimento de corrente que é elevado em comparação com as demais fontes de tensão, podendo-se empregar reguladores integrados de três terminais com circuito externo para maior capacidade de corrente.

O voltímetro digital é alimentado com a mesma tensão fornecida aos circuitos TTL e uma fonte adicional de tensão negativa com valores admissíveis situados entre - 5 e - 9 V.

CAPÍTULO 3

PROJETO DOS CIRCUITOS CONSTITUINTES DE CADA BLOCO

3.1. - INTRODUÇÃO

O projeto da ponte para extensômetro foi condicionado ao emprego de componentes disponíveis no mercado brasileiro na época das montagens, procurando atingir as especificações desejadas na construção do protótipo.

Procurou-se empregar ao máximo possível componentes integrados, com o objetivo de tornar o projeto menos crítico quanto a ajustes, obter bom desempenho, baixo custo e espaço reduzido nas montagens.

3.2. - PROJETO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador de instrumentação, por constituir o circuito fundamental da ponte, onde se exige alta sensibilidade e precisão nas medidas, é projetado com amplificadores operacionais e componentes de precisão.

O projeto é baseado nas características e especificações do protótipo da ponte discutidos no capítulo 2 e apêndices.

O amplificador de instrumentação é composto de um amplificador básico de instrumentação de ganho constante com entrada diferencial, apresentando ótimas características para o uso em pontes [10], [11], [12] e um amplificador de ganho variável para ajuste da sensibilidade dos extensômetros (F).

3.2.1. - CÁLCULO DO GANHO DO AMPLIFICADOR BÁSICO DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador básico de instrumentação apre-

sentado na figura 9 é projetado com amplificadores operacionais de precisão do tipo LM 725 [13] e demais componentes de precisão para garantir um bom desempenho dentro das especificações propostas para o protótipo da ponte.

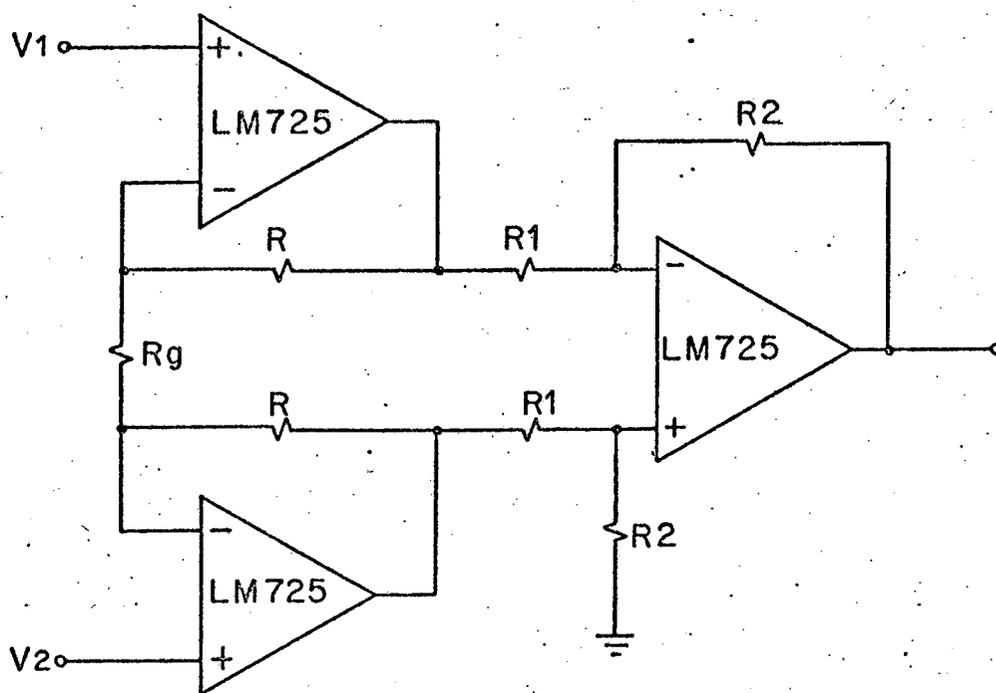


Fig. 9 - Amplificador Básico de Instrumentação

O ganho do amplificador de instrumentação de acordo com o apêndice (V) está delimitado em $8 < K < 80$ onde

$$K = G_D \times G_F \quad (3.1)$$

sendo

G_D - ganho diferencial

G_F - ganho variável para ajuste de F.

Os ganhos G_D e G_F foram determinados no apêndice (V) levando-se em consideração os seguintes parâmetros:

- 1 - linearidade de cada etapa amplificadora.
- 2 - tensão de plena escala do voltímetro digital.

3 - minimização dos erros do amplificador, onde chegou-se aos seguintes resultados.

$$G_D = 36,36$$

$$G_F = 0,22 \text{ à } 2,2$$

Dada a dificuldade de implementação dos ganhos acima devido aos valores comerciais dos resistores de precisão foram estabelecidos os seguintes ganhos:

$$G_D = 32$$

$$G_F = 0,25 \text{ à } 2,5$$

A expressão do ganho diferencial do amplificador básico de instrumentação de acordo com o apêndice (I) e figura 9 é apresentada sob a forma da equação (3.2).

$$G_D = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R}{R_g} \right) \quad (3.2)$$

Os valores comerciais dos resistores de precisão de 1% de acordo com a equação (3.2) que dão o ganho diferencial (G_D) igual à 32 são respectivamente $R_g = 2 \text{ K}\Omega$, $R = 15 \text{ K}\Omega$, $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 20 \text{ K}\Omega$.

3.2.2. - CÁLCULO DO GANHO DO AMPLIFICADOR PARA AJUSTE DO FATOR F.

A necessidade do emprego de estágio amplificador com ganho variável para ajuste da sensibilidade dos extensômetros (F) é devido a impossibilidade de ajustar linearmente o valor de F numa escala atuando diretamente no amplificador diferencial de instrumentação como pode ser observado na equação (3.2).

O amplificador para ajuste de F conforme circuito apresentado na figura 10 é do tipo inversor, projetado com amplificador operacional de precisão do tipo LM 725 [13] cujo ga-

no pode ser calculado através da equação (3.3)

$$G_F = \frac{P}{R} \quad (3.3)$$

Sendo $G_F = 32$ e o valor comercial de $P = 20$ K Ω , tem-se através da equação (3.3) o valor de $R = 8$ K Ω .

O ajuste do ganho do amplificador é efetuado através do potenciômetro de precisão (P) disponível no painel da ponte de medida onde pode ser efetuada a leitura da sensibilidade dos extensômetros (F) empregados através de uma escala mecânica.

A resistência R_p na figura 10 tem o objetivo de minimizar os efeitos das correntes de polarização do amplificador operacional ($R_p = P // R$).

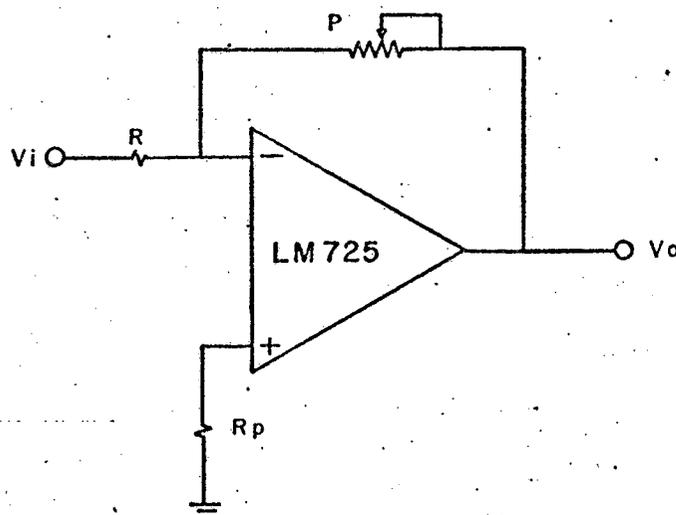


Fig. 10 - Amplificador para ajuste de F

3.2.3. - CÁLCULO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE PLENA POTÊNCIA

A limitação em frequência do amplificador de instrumentação é calculada em função da taxa máxima de variação da tensão de saída para um degrau de tensão aplicado na entrada, dos amplificadores operacionais (S_r).

A equação (3.4) permite calcular a máxima

freqüência de resposta, função do parâmetro S_r .

$$f_p = \frac{S_r}{2\pi E_{pico}} \quad (3.4)$$

f_p - máxima freqüência sem distorção à pleno sinal de saída ($\pm 10V$)

S_r - taxa máxima de variação da tensão de saída (Volts/ μs)

E_{pico} - máxima tensão em cada etapa amplificadora.

A máxima freqüência sem distorção à pleno sinal de saída ($\pm 10V$) calculada através da equação (3.4) com o parâmetro $S_r = 0,005 V/\mu s$ (dado tirado do manual do fabricante) é $f_p = 80 Hz$.

A resposta em freqüência limitada em 80 Hz pode parecer a princípio muito baixa mas no entanto corresponde à processos mecânicos da ordem de 5.000 rpm o que pode ser considerado satisfatório na maioria dos casos à menos daqueles envolvendo vibrações e ruídos.

3.2.4. - CÁLCULO DO FILTRO DE RF

A ponte de Wheatstone contendo os extensômetros, normalmente está distanciada do equipamento que efetua a medida através de uma linha de transmissão e esta atua como antena captando uma gama imensa de ruídos que degeneram o sinal.

Para melhorar a qualidade do sinal, conecta-se um filtro LC para Rádio Freqüências na entrada diferencial do amplificador de instrumentação.

O circuito do filtro é apresentado na figura

11.

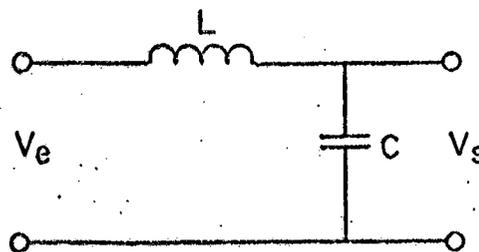


Fig. 11 - Filtro de RF

Referente a figura 11, pode-se tirar a relação.

$$\frac{V_e}{V_s} = \frac{1}{CLS^2 + 1} \quad (3.5)$$

O diagrama assintótico do filtro é apresentado na figura 12.

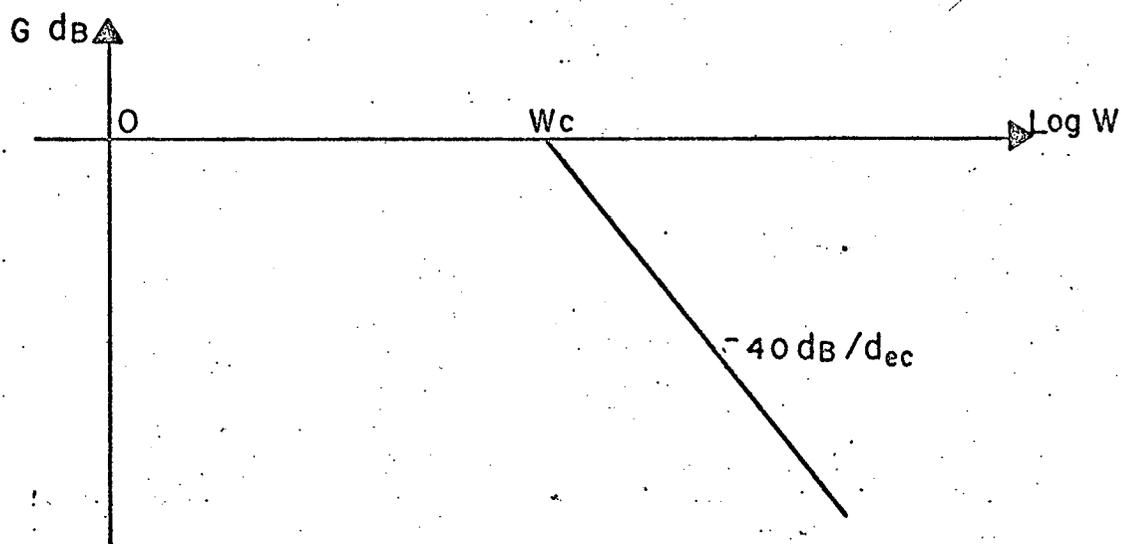


Fig. 12 - Assintótica do Filtro de RF

onde

$$W_c = 2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

A menor frequência de corte (f_c) que não afeta significativamente a razão da rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador de instrumentação conforme determinado no apêndice VI é de 10 KHz.

Na equação (3.6) tomando o valor do indutor igual a 0,47 mH e $f_c = 10 \text{ KHz}$, tem-se $C = 0,57 \mu\text{F}$.

Utilizando o valor nominal mais próximo para o capacitor tem-se $C = 0,47 \mu\text{F}$ e a nova frequência de corte (f_c') será 10,7 KHz.

3.2.5. - CÁLCULO DA DERIVA DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO.

O erro na tensão da saída do amplificador de instrumentação, função da deriva dos desvios de tensão e corrente dos amplificadores operacionais, de acordo com o apêndice II são dados pelas equações (3.7) e (3.8) respectivamente.

$$\frac{\Delta V_{Oos}}{\Delta T} = \pm \left[2 \left[\frac{\Delta V_{Os}}{\Delta T} (1 + G_D) G_F + \frac{\Delta V_{Os}}{\Delta T} (1 + G_F) \right] \right] \quad (3.7)$$

$$\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T} = \pm \left[2 \times \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} (1 + G_D) G_F R_1 + \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} (1 + G_F) R_2 \right] \quad (3.8)$$

onde os dados abaixo são válidos para o amplificador operacional LM 725 operando entre 0 e 70 °C .

$$\frac{\Delta V_{Os}}{\Delta T} = \pm 0,6 \mu V/^\circ C$$

$$\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} = \pm 10 \text{ pA}/^\circ C$$

$$G_D = 32$$

$$G_{Fmax} = 2,5$$

$$R_1 = 10 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 8 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{\Delta V_{Oos}}{\Delta T} = \left[2 \times 0,6 \cdot 10^{-6} \frac{V}{^\circ C} (1 + 32) 2,5 + 0,6 \cdot 10^{-6} \frac{V}{^\circ C} (1 + 2,5) \right]$$

$$\frac{\Delta V_{Oos}}{\Delta T} = \pm 4,17 \cdot 10^{-5} \text{ V}/^\circ C$$

$$\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T} = \pm \left[2 \times 10^{-11} \frac{V}{^\circ C} (1 + 32) 2,5 \times 10^4 \Omega + 10^{-11} (1 + 2,5) 8 \cdot 10^3 \Omega \right]$$

$$\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T} = \pm 6,85 \cdot 10^{-6} \text{ V}/^\circ C$$

A deriva do amplificador de instrumentação ($\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$) devido aos desvios de tensão e corrente de entrada é dada pela soma de $\frac{\Delta V_{Oos}}{\Delta T}$ e $\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T}$ ou seja:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta T} = \pm \left[\left| \frac{\Delta V_{Oos}}{\Delta T} \right| + \left| \frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T} \right| \right] \quad (3.9)$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta T} = 4,17 \cdot 10^{-5} \text{ V}/^\circ C + 6,85 \cdot 10^{-6} \text{ V}/^\circ C$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta T} = \pm 48,5 \mu V/^{\circ}C$$

3.3. - PROJETO DO CIRCUITO DO ZERO AUTOMÁTICO.

O sistema de zero automático é composto de dois circuitos básicos operando sequencialmente para efetuar o ajuste grosso e fino do zero, sendo estes comandados automaticamente por um circuito lógico e comparador de zero.

O emprego de conversor digital/analógico de 8 bits para implementar os ajustes grosso e fino torna a atuação do circuito mais rápido uma vez que o equilíbrio do zero é rapidamente encontrado através do ajuste grosso, podendo-se obter a resolução desejada no equilíbrio final do zero através do ajuste fino.

As medidas diferenciais são facilitadas uma vez que a faixa de tensão que pode ser anulada através do circuito de zero automático é superior à máxima tensão de erro como se verá adiante.

3.3.1. - CIRCUITO LÓGICO PARA COMANDO DO AUTO-ZERO

O circuito lógico do auto-zero realizado basicamente com multivibrador biestável JK 7476 [14] apresentado na figura 13, tem a finalidade de comandar automaticamente os circuitos dos ajustes grosso e fino quando o operador aciona a chave CH localizada no painel da ponte.

O acionamento do circuito do auto-zero através da chave CH coloca a saída $\overline{Q_1}$ do multivibrador biestável 7476-A no estado lógico "0" o que possibilita atuar o circuito do ajuste grosso e a saída da porta "nand" 7400 no estado lógico "1" inibindo temporariamente o circuito do ajuste fino.

O circuito lógico é projetado para operar com a tensão inicial de erro procedente do comparador de zero com o sinal positivo e como a tensão de erro pode assumir qualquer sinal é então

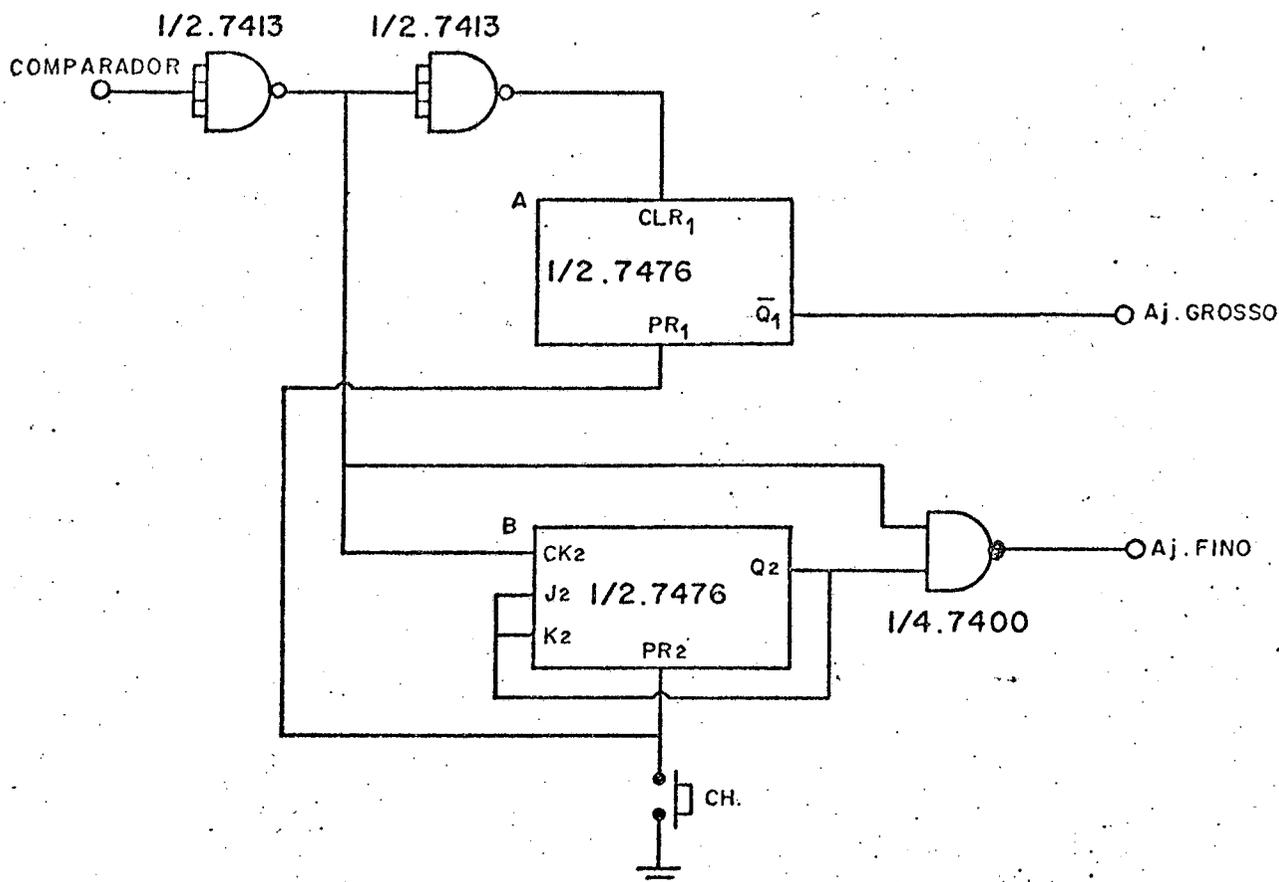


Fig. 13 - Circuito lógico do auto-zero

gerada propositalmente uma tensão de sinal positivo no circuito do ajuste grosso através de contadores programáveis e conversor digital/analógico de 8 bits o que garante o funcionamento do circuito lógico uma vez que a saída do conversor é realimentada no circuito lógico através de um somador de erro e comparador de zero.

A tensão gerada pelo circuito do ajuste grosso no início do processo de zero-automático é decrementada sucessivamente com degraus da tensão correspondente ao passo do ajuste grosso e aplicada na entrada do somador de erro dentro de uma faixa de tensão compreendida entre $V_{m\acute{a}x}$ positivo e $V_{m\acute{a}x}$ negativo que permite anular o pior desequilíbrio da ponte e efetuar medida diferencial.

O circuito do ajuste grosso deixa de atuar quando a ten-

são na saída do somador de erro torna-se negativa de uma fração de $\frac{\Delta V}{256}$, onde ΔV é o passo do ajuste grosso, o que faz comutar a saída do comparador de zero levando a entrada CLR_1 do biestável 7476-A ao estado lógico "0" e complementando a saída \overline{Q}_1 o que inicia o circuito do ajuste grosso e mantém memorizada a tensão gerada através dos contadores programáveis e conversor digital/analógico.

O circuito do ajuste fino é então acionado imediatamente uma vez que a mudança de estado de "0" para "1" na entrada CK_2 não altera a saída Q_2 que estava anteriormente no estado lógico "1" e como a entrada correspondente da porta "nand" 7400 está conectada na entrada CK_2 sua saída vai ao estado lógico "0" o que coloca o circuito do ajuste fino em operação.

A tensão gerada no circuito do ajuste fino cresce sucessivamente a partir de zero volts com degraus de tensão correspondentes ao passo do ajuste fino com o objetivo de encontrar o novo equilíbrio do zero (figura 14) quando então a saída do somador de erro torna-se novamente positiva de uma fração de $\frac{\Delta V'}{256}$, onde $\Delta V'$ é o passo do ajuste fino.

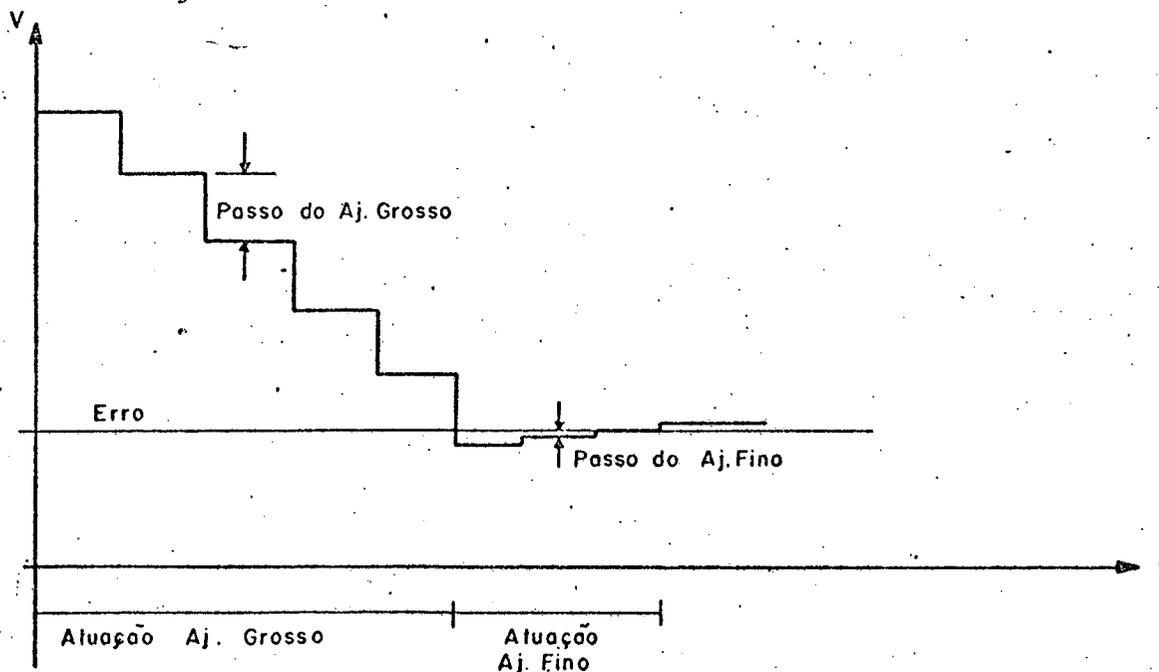


Fig. 14 - Princípio de funcionamento do auto-zero

A mudança de sinal na tensão de saída do somador de erro comuta a saída do comparador de zero e conseqüentemente o estado lógico de "1" para "0" na entrada CK₂ e com a descida do pulso complementa a saída Q₂ o que inibe o circuito do ajuste fino e mantém memorizada a tensão gerada através dos contadores programáveis e conversor digital analógico.

O diagrama lógico do circuito do auto-zero é apresentado na figura 15.

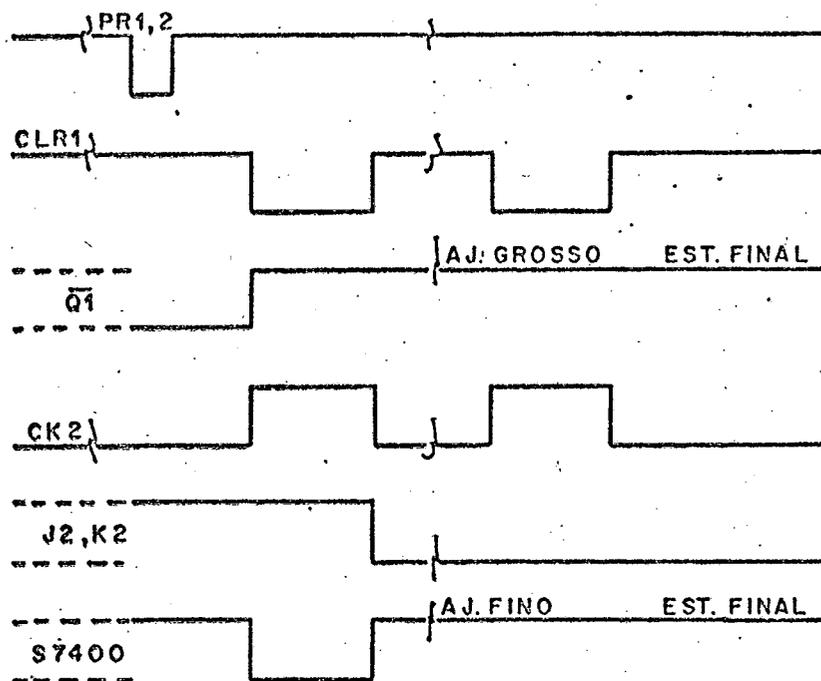


Fig. 15 - Diagrama de tempos do auto-zero

Após ter sido concluído o ciclo de zero automático, as saídas $\overline{Q_1}$ e Q₂ não alteram seus estados lógicos com a mudança de estado do comparador de zero, à menos que o circuito seja acionado novamente pela chave CH reiniciando o processo.

O integrado 7413 é uma porta "nand" com histerese que dispara com uma tensão de 1,7 v e só volta ao estado anterior se a tensão de entrada descer à 0,7 v sendo o seu emprego necessário para garantir que seja mantido o estado lógico na saída do comparador de zero para sinais de comparação muito próximo de zero.

3.3.2. - PROJETO DO COMPARADOR DE ZERO.

O comparador de zero no sistema de zero automático ocupa uma posição muito importante uma vez que a resolução e velocidade de auto-zero dependem do mesmo como será visto adiante.

Os comparadores integrados disponíveis no mercado apesar de serem bastante rápidos não atendem à uma característica importante que é a resolução da comparação do zero desejada, o que implica em usar uma escala menos sensível do dispositivo de leitura e conseqüentemente aumentar o ganho do amplificador de instrumentação o que por sua vez piora a deriva da ponte de medida, ou então, correr o risco de não obter a indicação "zero" na secção de leitura da ponte uma vez que a comparação da tensão pode se dar bem acima ou abaixo do equilíbrio real do zero, e em vista disto optou-se pelo projeto do comparador de zero utilizando o amplificador operacional de precisão LM725 que apresenta baixos níveis de corrente de entrada o que garante uma comparação bastante próxima do zero.

No comparador de zero apresentado na figura 16, o amplificador operacional opera como comparador básico e o diodo zener estabelece a tensão de saída à nível TTL para o circuito lógico.

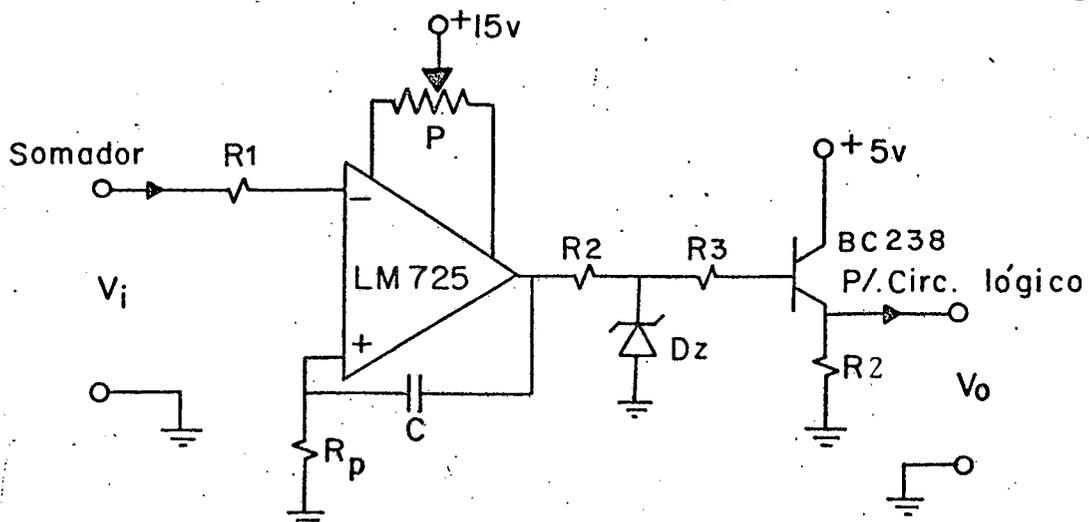


Fig. 16 - Comparador do auto-zero

O amplificador operacional operando em aberto e a realimentação positiva através do capacitor C tem o objetivo de aumentar a velocidade de comutação uma vez que este amplificador é muito lento, o que compensa em parte a desvantagem quanto à velocidade de comutação em relação aos comparadores integrados.

A conexão da resistência R_p e do potenciômetro P tem por finalidade respectivamente, minimizar os efeitos das correntes de polarização ($R_p \approx R_1$) e anular os desvios de tensão de entrada do amplificador operacional, melhorando dessa forma a resolução do comparador de zero.

A resolução do comparador, isto é, a menor tensão de entrada que comuta a saída do amplificador operacional, levando em conta a variação da temperatura ambiente, é calculada através da equação (3.10).

$$V_i = R_1 \left[\left| I_{os} \right| + \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} \right] + \frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} \quad (3.10)$$

onde V_i - resolução do comparador

I_{os} - desvio de corrente de entrada

$\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T}$ - deriva do desvio da corrente de entrada

$\frac{\Delta V_{os}}{\Delta T}$ - deriva do desvio da tensão de entrada

De acordo com a equação (3.10) pode-se melhorar a resolução do comparador, atribuindo valor pequeno para R_1 , contanto que não carregue excessivamente o somador de erro.

A carga do somador de erro é dada pela soma de R_1 com R_p e limitando a corrente máxima de saída do somador em 5 mA com a tensão de saída variando entre ± 10 V, tem-se $R_1 = R_p = 1 \text{ K}\Omega$.

A resolução do comparador calculada através da equação (3.10) para uma variação da temperatura de 50°C e com os parâmetros tirados do manual do fabricante do amplificador operacional

LM725 [13] dados abaixo e substituído na equação (3.10) tem-se:

$$I_{OS} = \pm 35 \text{ nA}$$

$$\frac{\Delta I_{OS}}{\Delta T} = \pm 10 \text{ pA/}^\circ\text{C}$$

$$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} = \pm 0,6 \text{ } \mu\text{V/}^\circ\text{C}$$

$$V_i = \pm 65 \text{ } \mu\text{V}$$

A resistência R_2 da figura 16 limita a corrente de saída do amplificador operacional e polariza o diodo zener, ocorrendo a corrente máxima quando a condução no diodo zener se dá no sentido direto.

Para uma corrente máxima em R_2 (I_{R_2}) igual a 2 mA e a tensão de saturação do amplificador operacional igual a 13,5 V, uma vez que o mesmo opera em aberto, o valor de R_2 pode ser calculado através da equação (3.11).

$$R_2 = \frac{V_{sat} - V_D}{I_{R_2}} \quad (3.11)$$

Sendo $V_D = 0,6 \text{ V}$, tem-se $R_2 = 6,45 \text{ K}\Omega$, ou utilizando o valor comercial mais próximo igual a 6,8 K Ω , tem-se $I_{R_2} = 1,9 \text{ mA}$.

3.3.3. - PROJETO DO CIRCUITO PARA CONVERSÃO DIGITAL/ANALÓGICA.

O circuito de conversão digital/analógica do auto-zero tem a finalidade de gerar uma tensão que somada com a tensão de erro permite obter o "zero" na secção de leitura da ponte de medição.

A geração desta tensão é efetuada através de dois circuitos independentes operando seqüencialmente sendo comandados pela unidade lógica do auto-zero e denominados respectivamente de circuito de ajuste grosso e ajuste fino.

O cálculo da tensão diferencial máxima da ponte de Whea-

tstone foi determinado no apêndice V e apresentado através da equação (3.12).

$$V_d = V_p + V_p' \quad (3.12)$$

onde V_d = tensão diferencial máxima da ponte de Wheatstone.

V_p = tensão diferencial função da deformação máxima assumindo valores iguais a ± 250 mV para $F = 10$ e ± 25 mV para $F = 1$ correspondendo respectivamente a ± 2.000 mV na saída do amplificador de instrumentação.

V_p' = tensão diferencial função do desequilíbrio inicial da ponte de Wheatstone causado pela tolerância máxima de 1% dos extensômetros assumindo valores iguais a ± 25 mV correspondendo a ± 2.000 mV na saída do amplificador de instrumentação com o ganho máximo.

A tensão máxima na saída do amplificador de instrumentação função das tensões diferenciais da ponte de Wheatstone é portanto igual a ± 4.000 mV.

Com base na resolução do comparador de zero determinada em 3.3.2 como sendo igual a ± 65 μ V, estabeleceu-se a resolução do auto-zero em ± 100 μ V que corresponde a uma contagem no visor numérico do voltímetro digital na escala de maior sensibilidade e portanto correspondendo a um passo do ajuste fino.

A faixa de atuação do ajuste fino utilizando conversor digital/analógico de 8 bits pode ser calculada através da equação (3.13).

$$V_0 \text{ AF} = \text{passo do ajuste fino} \times 256 \quad (3.13)$$

Sendo o passo do ajuste fino igual a 100 μ V, 256 o número de passos do conversor e substituindo os valores acima na equação (3.13) tem-se, $V_0 \text{ AF} = 25,6$ mV.

Sendo a faixa máxima de tensão gerada pelo circuito do a

juste fino igual à 25,6 mV, pode-se estabelecer o passo do ajuste grosso em 25 mV o que garante a obtenção do zero da ponte de medida.

Procedendo-se de maneira análoga ao ajuste fino pode-se calcular a faixa de atuação do ajuste grosso através da equação (3.14).

$$V_O \text{ AF} = \text{passo do ajuste grosso} \times 256 \quad (3.14)$$

Sendo o passo do ajuste grosso igual à 25 mV tem-se $V_O \text{ AG} = 6.400 \text{ mV}$. O conversor digital/analógico do ajuste grosso opera com configuração simétrica como será visto adiante, o que permite gerar uma faixa de tensão compreendida entre $V_{\text{máx}}$ positivo e $V_{\text{máx}}$ negativo, sendo o módulo da tensão máxima gerada igual à metade da faixa máxima de atuação do circuito do ajuste grosso, ou seja, $\pm 3.200 \text{ mV}$.

Como a tensão máxima na saída do amplificador de instrumentação correspondente ao desequilíbrio na ponte de Wheatstone função da tolerância dos extensômetros é de $\pm 2.000 \text{ mV}$ e o circuito do auto-zero pode gerar uma faixa de tensão máxima de $\pm 3.200 \text{ mV}$, resta portanto $\pm 1.200 \text{ mV}$ que pode ser utilizado para efetuar medida diferencial até 60% de plena escala da ponte de medida, uma vez que a tensão máxima na saída do amplificador de instrumentação função da medida da deformação é de $\pm 2.000 \text{ mV}$.

O circuito básico de conversão digital/analógica é apresentado na figura 17.

Os contadores programáveis crescente/decrescente do tipo 74191 [14] dos ajustes grosso e fino tem a contagem comandada pelo circuito lógico do auto-zero, mantendo a contagem quando o estado lógico na entrada "ENABLE" é "1" e inibindo a contagem com o estado lógico "0".

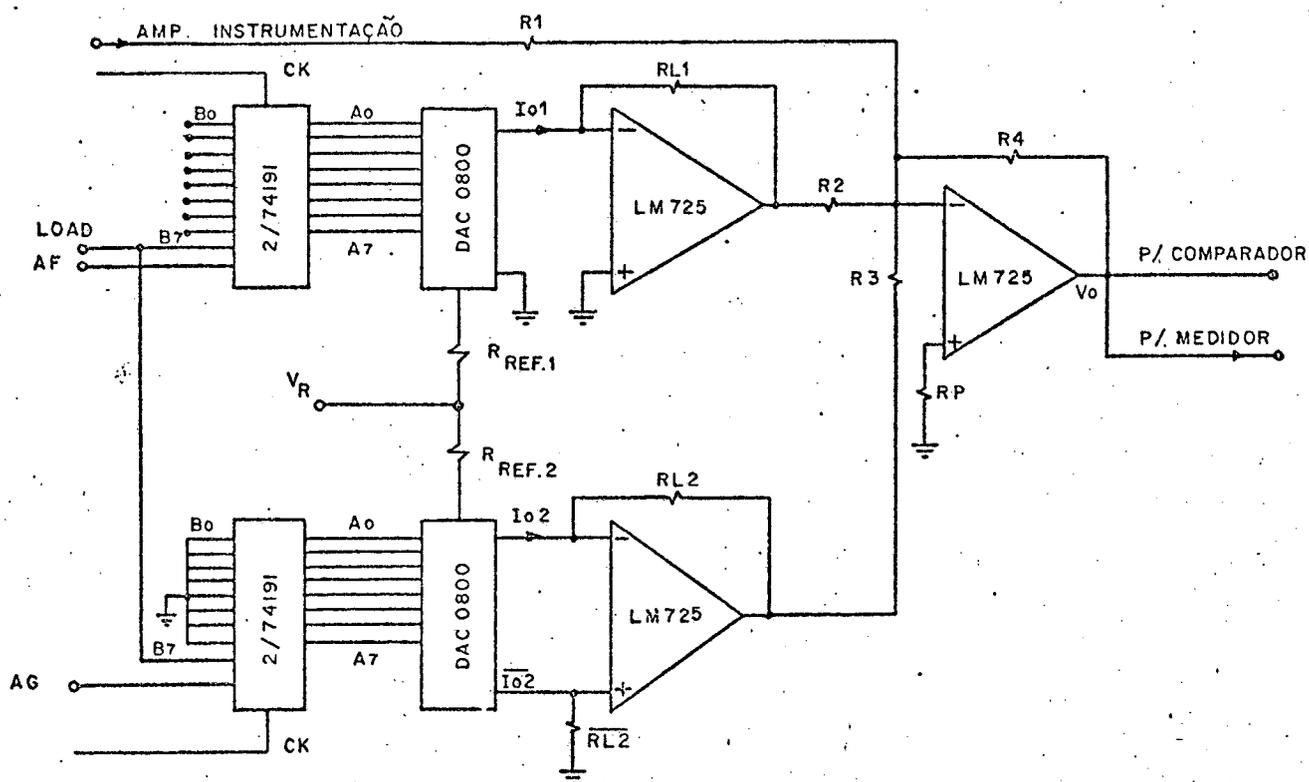


Fig. 17 - Circuito para conversão digital analógica

A contagem é efetuada através de um relógio conectado na entrada "CK" dos contadores.

A aplicação de um pulso de "zero" na entrada "LOAD" no início do ciclo de zero automático estabelece os estados lógicos na saída dos contadores ($A_0 - A_7$) de acordo com a programação efetuada na entrada ($B_0 - B_7$), o que permite obter através do circuito do ajuste grosso a tensão positiva inicial desejada para operar adequadamente o circuito lógico.

O conversor digital/analógico DAC-0800 [15] tem a saída em corrente o que necessita de uma corrente de referência para alimentação e um amplificador operacional conectado na saída para fazer a conversão corrente x tensão.

A corrente de referência é fornecida pela fonte de referência da ponte de Wheatstone o que favorece o desempenho da ponte no que diz respeito à deriva uma vez que a tensão gerada no

circuito do auto-zero sendo de sinal contrário à tensão de saída do amplificador de instrumentação anula em parte as variações da tensão de referência.

O conversor digital/analógico do ajuste grosso possui duas saídas complementares de corrente que são conectadas nas entradas inversora e não inversora do amplificador operacional que faz a conversão corrente x tensão, sendo este conectado por sua vez ao somador de erro através da resistência R_3 conforme é apresentado na figura 17.

A tensão de saída do somador de erro, gerada pelo circuito do ajuste grosso pode ser calculada através da equação (3.15)

$$\left| V_{O \text{ AG}} \right| = I_{FS_2} \times R_{L_2} \times \frac{R_4}{R_3} \quad (3.15)$$

onde $\frac{R_4}{R_3}$ - relação que dá o ganho de tensão no somador de erro

R_{L_2} - resistência de carga do conversor corrente x tensão

I_{FS_2} - corrente de plena escala do conversor digital/analógico.

A corrente I_{FS_2} de acordo com o fabricante do conversor digital/analógico, pode ser calculada através da equação (3.16).

$$I_{FS} = \frac{V_R}{R_{REF}} \times \frac{255}{256} \quad (3.16)$$

Conhecendo-se a tensão de referência como sendo igual a + 5.000 mV (ver apêndice V), o conjunto de valores das resistências de precisão de 1% que satisfaz a equação (3.15) é, $R_{REF} = 4,99 \text{ K}\Omega$, $R_{L_2} = 4 \text{ K}\Omega$, $R_4 = 20 \text{ K}\Omega$, $R_3 = 25 \text{ K}\Omega$, obtendo-se com os valores acima o módulo da tensão máxima gerada igual à 3.194 mV sendo o passo do ajuste grosso igual à 25 mV.

Procedendo-se de maneira análoga, a tensão gerada no circuito do ajuste fino pode ser calculada através da equação (3.17).

$$\left| V_{O \text{ AF}} \right| = I_{FS_1} \times R_{L_1} \times \frac{R_4}{R_3} \quad (3.17)$$

Utilizando a mesma tensão de referência ($V_R = + 5.000.mV$), o conjunto de valores das resistências de precisão de 1% que satisfaz a equação (3.17) é, $R_{REF} = 4 K\Omega$, $R_{L_1} = 2,2 K\Omega$, $R_4 = 20 K\Omega$, $R_2 = 2 M\Omega$, obtendo-se com os valores acima a tensão máxima gerada igual a 27,4 mV, sendo o passo do ajuste fino igual a 107 μV .

O passo do ajuste fino calculado acima em função dos valores comerciais de resistência, como sendo igual a 107 μV não prejudica sensivelmente a resolução do "zero" uma vez que o equilíbrio final do "zero" de dá numa fração da resolução do ajuste fino.

A resistência R_1 conectada na entrada inversora do somador de erro é de valor igual a R_4 ($R_1 = R_4 = 20 K\Omega$), uma vez que o ganho de tensão correspondente a saída do amplificador de instrumentação é unitário o que possibilita conectar o dispositivo de leitura da deformação diretamente na saída do somador de erro.

3.3.4. - PROJETO DO RELÓGIO

A função do relógio no sistema de zero automático é gerar pulsos que serão contados pelos contadores programáveis e convertidos simultaneamente em degraus de tensão crescente e/ou decrescente através dos conversores digital/analógico dos ajustes grosso e fino.

A frequência da base de tempo do relógio é limitada pela velocidade dos amplificadores operacionais que compõe os circuitos do auto-zero, podendo-se definir:

ΔT_1 - tempo de acomodação do conversor digital/analógico.

ΔT_2 - tempo de acomodação do somador de erro.

ΔT_3 - tempo de resposta da comparação.

ΔT - atraso máximo do circuito do auto-zero, sendo igual ao somatório de ΔT_1 , ΔT_2 e ΔT_3 .

A frequência máxima da base de tempo do relógio pode então ser calculada através da equação (3.18) em função do atraso máximo do circuito do auto-zero (ΔT).

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{\Delta T} \quad (3.18)$$

Não existe restrição do ponto de vista de operação quanto à frequência mínima da base de tempo do relógio embora deseje-se operar com a máxima frequência possível para minimizar o tempo necessário para o equilíbrio final do zero.

Como a frequência da base de tempo é única no ciclo de auto-zero, os tempos de acomodação ΔT_1 e ΔT_2 são referenciados ao maior degrau de tensão gerado, ou seja, o passo do ajuste grosso, onde se obtém $\Delta T_1 = \Delta T_2$.

Os tempos de acomodação ΔT_1 e ΔT_2 podem ser calculados através da equação (3.19).

$$\Delta T = \frac{\Delta V \text{ (V)}}{S_R \text{ (V/\mu s)}} \quad (3.19)$$

onde $\Delta V = 25 \text{ mV}$ (passo do ajuste grosso)

$S_R = 0,005 \text{ V/\mu s}$ ("slew rate", dado fornecido pelo fabricante do amplificador operacional LM 725).

Substituindo na equação (3.19) os valores dados acima tem-se, $\Delta T_1 = \Delta T_2 = 5 \text{ }\mu\text{s}$.

O tempo de resposta da comparação (ΔT_3) pode ser calculado utilizando a equação (3.19).

onde $\Delta V = 4,7 \text{ V}$ (tensão de saída do comparador de zero)

$S_R = 0,005 \text{ V/\mu s}$ (dado do amplificador operacional LM 725)

Substituindo os valores acima na equação (3.19), tem-se:

$$\Delta T_3 = 940 \text{ }\mu\text{s}.$$

O atraso máximo do circuito do auto-zero (ΔT) pode ser obtido somando-se os atrasos ΔT_1 , ΔT_2 e ΔT_3 , onde se obtém $\Delta T = 950 \mu s$.

A frequência máxima da base de tempo do relógio calculada através da equação (3.18) substituindo o valor de ΔT é então 1.052 Hz.

A frequência ótima de operação do relógio obtida experimentalmente, visando atender a segurança no equilíbrio final do zero e obter uma atuação rápida do circuito de zero automático foi de 650 Hz.

O projeto do circuito do relógio utiliza um temporizador integrado SN 72555 [16] cujo circuito é apresentado na fig. 18.

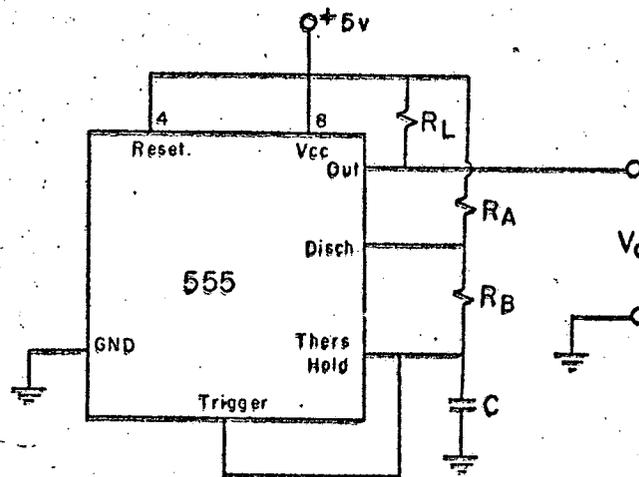


Fig. 18 - Circuito da base de tempo do relógio

O cálculo da frequência da base de tempo do relógio é efetuado através da equação (3.20) que é fornecida pelo fabricante do integrado.

$$f = \frac{1.44}{(R_A + R_B) C} \quad (3.20)$$

Os valores normais dos componentes sugeridos pelo fabricante para a frequência de 650 Hz e que satisfazem a equação (3.20) são $R_A = 6,8 \text{ K}\Omega$, $R_B = 47 \text{ K}\Omega$ e $C = 22 \text{ KpF}$.

3.3.5. - PROJETO DO CIRCUITO DO MONOESTÁVEL

Embora não tenha sido abordado até o presente momento, o circuito do monoestável tem a finalidade de gerar pulsos de zero que serão utilizados no comando do circuito de zero automático sendo o mesmo disparado através da chave de auto-zero localizada no painel da ponte.

São gerados dois pulsos de largura diferente, sendo um utilizado para zerar os contadores programáveis (T_{W_1}) e o outro para inibir o relógio durante o tempo de transição da tensão positiva inicial desde o circuito do ajuste grosso até o circuito lógico e para comandar o circuito lógico dando início no ciclo de zero automático (T_{W_2}).

A largura mínima do pulso de zero T_{W_1} para zerar os contadores programáveis 74 191 e especificada pelo fabricante é de 25 ns [14].

A largura do pulso de zero T_{W_2} depende dos atrasos ΔT_1 , ΔT_2 e ΔT_3 definidos em 3.3.4., podendo ser calculados através da equação (3.21).

$$\Delta T = \frac{\Delta V \text{ (V)}}{S_r \text{ (V/\mu S)}} \quad (3.21)$$

Os atrasos ΔT_1 , ΔT_2 e ΔT_3 são calculados baseando-se na máxima excursão de sinal no circuito do auto-zero, ou seja $\Delta V = \pm 10 \text{ V}$ e $S_r = 0,005 \text{ V/\mu S}$ (dado do amplificador operacional LM 725).

Substituindo os valores acima na equação (3.21), tem-se:

$$\Delta T_1 = \Delta T_2 = \Delta T_3 = 4 \text{ ms.}$$

O atraso total (ΔT) do circuito do auto-zero é dado pela soma de ΔT_1 , ΔT_2 e ΔT_3 , ou seja, $\Delta T = 16 \text{ ms.}$

O circuito do monoestável apresentado na figura 19 consta de dois monoestáveis 74 123 [14] cascateados com a finalidade

de gerar simultaneamente os pulsos de zero T_{W1} e T_{W2} .

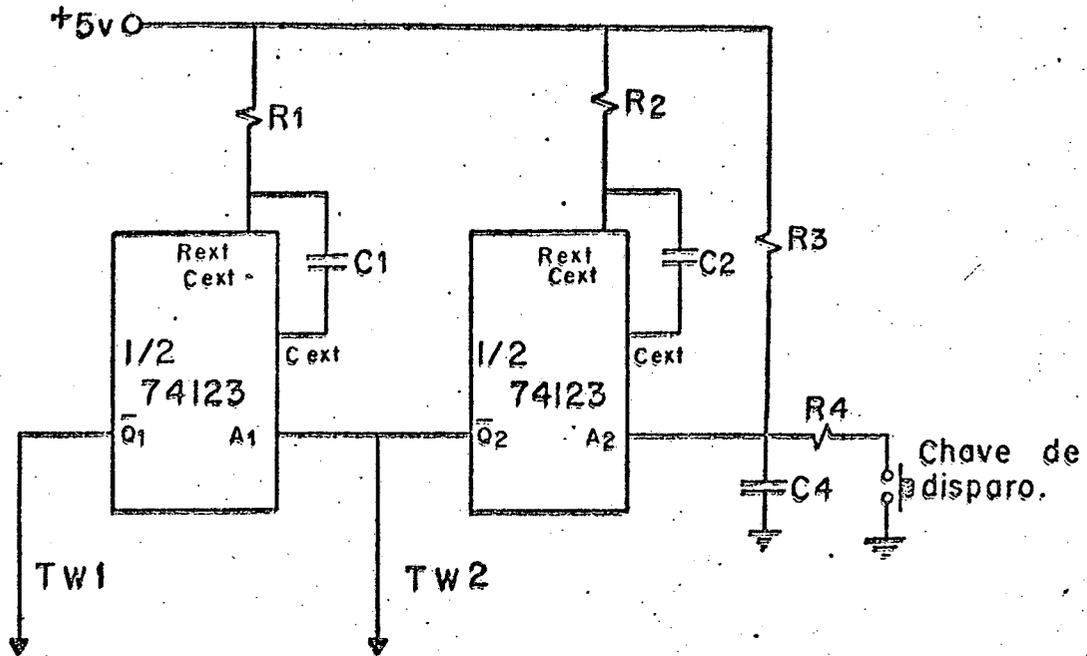


Fig. 19 - Circuito do monoestável

A equação (3.22) fornecida pelo fabricante do monoestável permite calcular a largura do pulso de zero (T_W):

$$T_W = K \times R \times C \left(1 + \frac{0,7}{R}\right) \quad (3.22)$$

onde T_W - largura do pulso em ns

K - 0,28 (p/74 123)

R - resistor externo em $K\Omega$

C - capacitor externo em pF

A largura do pulso T_{W1} foi fixada em 10 μs e o conjunto de valores comerciais dos componentes aceitáveis pelo fabricante e que satisfazem a equação (3.22) é, $R_1 = 33 K\Omega$ e $C_1 = 1 KpF$, obtendo-se $T_{W1} = 9,4 \mu s$.

O valor ótimo obtido experimentalmente para T_{W2} foi 23 ms, o que inclui pequenos atrasos não computados no cálculo de ΔT .

Os valores comerciais dos componentes que satisfazem a equação (3.22) para T_{W2} igual à 23 ms são: $R_2 = 33 K\Omega$ e $C_2 = 2,5 \mu F$, obtendo-se $T_{W2} = 23,6 ms$.

A rede formada por R_3 , R_4 e C_3 da figura 19 tem a finalidade de manter a entrada A_2 em + 5 V, evitando assim disparos acidentais do monoestável devido às flutuações da tensão na entrada da A_2 .

Ao ser pressionada a chave de disparo do monoestável, forma-se um divisor de tensão entre R_3 e R_4 de valor aproximadamente igual à 0,3 v utilizando-se $R_3 = 470\Omega$ e $R_4 = 27\Omega$

3.3.6. - TEMPO MÁXIMO DE ATUAÇÃO DO CIRCUITO DO AUTO-ZERRO

O tempo máximo para o término do ciclo de zero automático (T_{AZ}) é função da largura do pulso de zero gerado pelo circuito do monoestável (T_W) e dos tempos máximos de atuação dos circuitos de ajuste grosso (T_{WAG}) e ajuste fino (T_{WAF}), podendo-se calcular através da equação (3.23).

$$T_{AZ} = T_W + T_{WAG} + T_{WAF} \quad (3.23)$$

Os tempos de atuação dos circuitos dos ajustes grosso e fino dependem da frequência da base de tempo do relógio e esta por sua vez tem uma dependência muito grande com o tempo de resposta do comparador de zero (ΔT_3) como pode ser observado em 3.3.4., podendo ser calculados através da equação (3.24).

$$T_{WAG} = T_{WAF} = \frac{1}{f \text{ relógio}} \times 256 \quad (3.24)$$

onde 256 = número de passos de cada ajuste

$$f \text{ relógio} = 650 \text{ Hz.}$$

Substituindo os valores constantes acima na equação (3.24)

tem-se,

$$T_{WAG} = T_{WAF} = 393,8 \text{ ms.}$$

A largura máxima do pulso de zero do monoestável (T_W) foi

calculada em 3.3.5. como sendo igual a 23.6 ms.

De posse de todos os dados, o tempo de atuação do circuito do auto-zero pode então ser calculado substituindo os valores na equação (3.23) onde se obtém, $T_{AZ} = 0,81$ segundos.

3.4. - DISPOSITIVOS DE LEITURA

A medida da deformação pode ser indicada através da leitura direta em mostrador numérico, saída analógica ou saída B C D sete segmentos, podendo ser efetuada em duas escalas, ou seja, 0 a $\pm 2.000 \mu\epsilon$ e 0 a $\pm 20.000 \mu\epsilon$.

Os dispositivos de leitura são conectados na saída do somador de erro de auto-zero onde se obtém a tensão correspondente à deformação isenta dos desequilíbrios estáticos da ponte de medida.

3.4.1. - LEITURA DIRETA ATRAVÉS DE MOSTRADOR NUMÉRICO

A leitura da deformação através de mostrador numérico é efetuada com o emprego de um voltímetro integrado, ICL 7107 [17], de 3 1/2 dígitos.

A indicação numérica do voltímetro digital é estabelecida pela equação (3.25) fornecida pelo fabricante onde se obtém uma leitura de plena escala de ± 2.000 contagens.

$$\text{contagem} = 1000 \times \frac{V_{ENT}}{V_{REF}} \quad (3.25)$$

onde V_{ENT} - tensão de entrada aplicada no voltímetro

V_{REF} - tensão de referência do voltímetro

Tomando a equação (V.2) que fornece a tensão de saída do amplificador de instrumentação função da deformação medida (V_O) e substituindo em V_{ENT} na equação (3.25) pode ser estabelecida uma relação entre a indicação numérica da deformação e os demais parâ

metros determinados no projeto da ponte.

$$\text{deformação } (\mu\epsilon) = \frac{1000}{V_{REF}} \frac{(VF\epsilon K)}{4} \quad (3.26)$$

A mudança de escala da ponte pode à princípio ser efetuada diretamente no voltímetro digital variando-se a tensão de referência (V_{REF}) ou através de um divisor de tensão conectado na entrada do voltímetro.

Optou-se pelo divisor de tensão na entrada do voltímetro uma vez que para tensões de plena escala de ± 2.000 mV implicaria numa nova configuração do circuito externo do voltímetro.

Na figura 21 é apresentado o diagrama do voltímetro digital na configuração para operar com tensão de plena escala de ± 200 mV, sendo os componentes externos especificados pelo fabricante.

Foi introduzido um circuito para proteção contra sobre-tensão de entrada através de uma rede formada por um resistor de $10 \text{ K}\Omega$ e dois diodos zener de $3,3 \text{ V}$ conectados reversamente o que limita a tensão de entrada em $\pm 4 \text{ V}$ segundo a especificação do fabricante.

O voltímetro digital pode ser conectado diretamente no mostrador numérico da ponte o que causa um aquecimento excessivo no integrado e piora o desempenho do voltímetro uma vez que os gradientes de temperatura elevam o nível de ruído próximo à plena escala (maior dissipação, ocorre quando a indicação numérica é 1.888) e além do mais piora a linearidade.

Para evitar estes problemas e tratando-se de um equipamento de medida de precisão, conectou-se excitadores externos do tipo 7404 entre cada saída decimal sete segmentos e o mostrador numérico o que faz com que o integrado seja mantido com temperatura praticamente constante. Os mostradores numéricos são do tipo

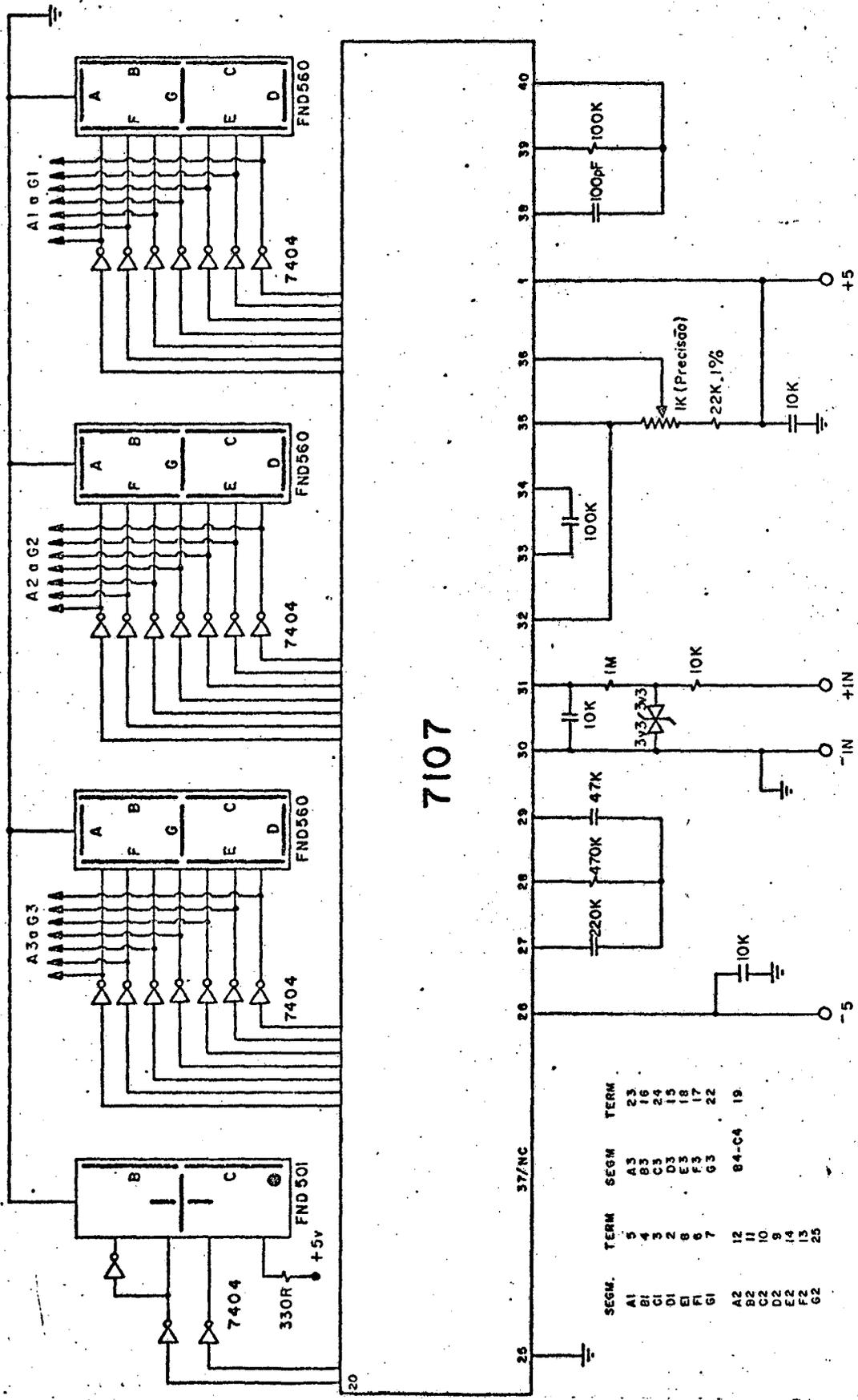


Fig. 21 - Voltímetro digital/mostrador numérico

51

FND 560.

O cálculo da rede divisora de tensão para operar nas duas faixas de medida acima mencionada pode ser auxiliado através da tabela 1 e figura 22.

ESCALAS DE MEDIDA

ESCALA	V_O (mV)	V_{ENT}	Deformação $\mu\epsilon$
1	$\pm 0,1 - \pm 200$	$\pm 0,1 - \pm 200$	$\pm 1 - \pm 2.000$
2	$\pm 1 - \pm 2.000$	$0,1 - \pm 200$	$\pm 10 - \pm 20.000$

Tabela 1

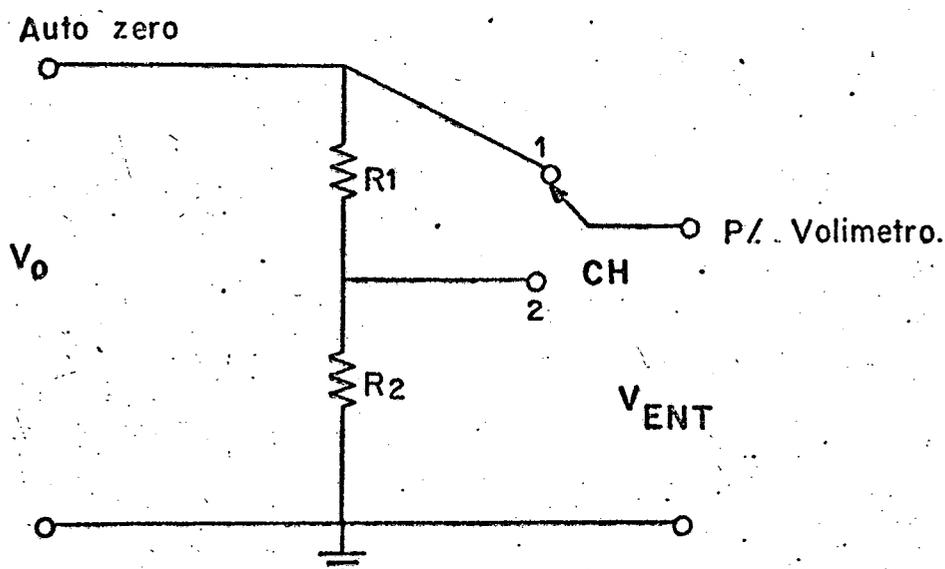


Fig. 22 - Mudança de Escalas

Chave "CH" na posição 1, tem-se

$$V_{ENT} = V_O \quad (3.27)$$

$$R_T = R_1 + R_2 \quad (3.28)$$

Chave "CH" na posição 2, tem-se

$$V_{ENT} = \frac{V_O}{R_T} \times R_2 \quad (3.29)$$

Tomando $R_T = 10 \text{ K}\Omega$ e tendo-se $V_{ENT} = 200 \text{ mV}$, substituindo os valores acima na equação (3.29) tem-se, $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$.

Substituindo os valores de R_2 e R_T na equação (3.28) tem-

se, $R_1 = 9 \text{ K}\Omega$.

A resistência R_1 é constituída de uma resistência de $8 \text{ K}\Omega$ em série com potenciômetro de precisão de $2 \text{ K}\Omega$ para o ajuste de escala.

3.4.2. - SAÍDA DECIMAL SETE SEGMENTOS

As saídas decimal sete segmentos são obtidas diretamente das saídas dos excitadores 7404 que alimentam o mostrador numérico da ponte de medida.

O sinal em decimal sete segmentos pode ser útil quando se deseja fazer aquisição automática de dados.

Não é o objetivo neste trabalho a interface entre a ponte de medida e o equipamento para controle da medida em linguagem de máquina.

3.4.3. - SAÍDA ANALÓGICA

A saída analógica consiste de um amplificador operacional de precisão (LM 725) na configuração não inversora conectado na saída do somador de erro do auto-zero.

O circuito que é apresentado na figura 23 é adaptável à equipamentos de alta impedância de entrada tais como, osciloscópio, registrador gráfico, etc.

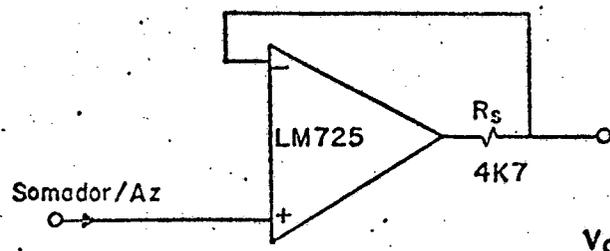


Fig. 23 - Saída Analógica

A resistência R_S tem o objetivo de limitar a corrente de saída do amplificador operacional em aproximadamente 1 mA protegendo o amplificador caso a saída seja colocada em curto.

3.5. - PROJETO DOS CIRCUITOS DE SINALIZAÇÃO

Os circuitos de sinalização tem a finalidade de alertar o usuário quanto ao mau funcionamento da ponte por motivos acidentais no processo de medida ou por defeitos que por ventura venham ocorrer na ponte de medida.

3.5.1. - SINALIZAÇÃO DE SATURAÇÃO DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

A saturação do amplificador de instrumentação pode ocorrer devido à má conexão ou desconexão de um ou mais braços da ponte de Wheatstone ou ainda devido à algum defeito no amplificador de instrumentação que eleva a tensão de saída.

O circuito de sinalização de saturação é constituído de dois comparadores em $\pm 3,4$ V conectados à um gerador de onda quadrada que faz acender um "LED" numa frequência de aproximadamente 3 Hz.

A tensão de comparação em $\pm 3,4$ V corresponde à pior situação em que o primeiro estágio do amplificador de instrumentação se encontra saturado em $\pm 13,5$ V e o estágio amplificado para o ajuste de "F" com o menor ganho corresponde à $F = 10$.

O circuito de indicação de saturação opera de conformidade com a figura 24.

Os comparadores são projetados com amplificador operacional 741 pois não há necessidade de precisão na comparação, sendo o circuito básico apresentado na figura 25.

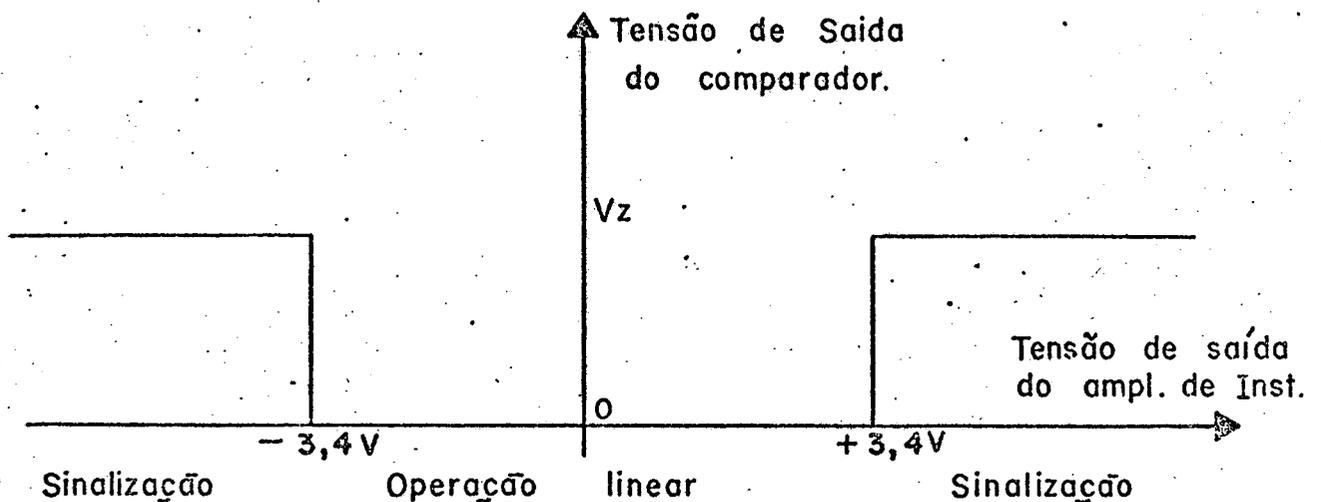


Fig. 24 - Operação do circuito de saturação do amplificador de instrumentação.

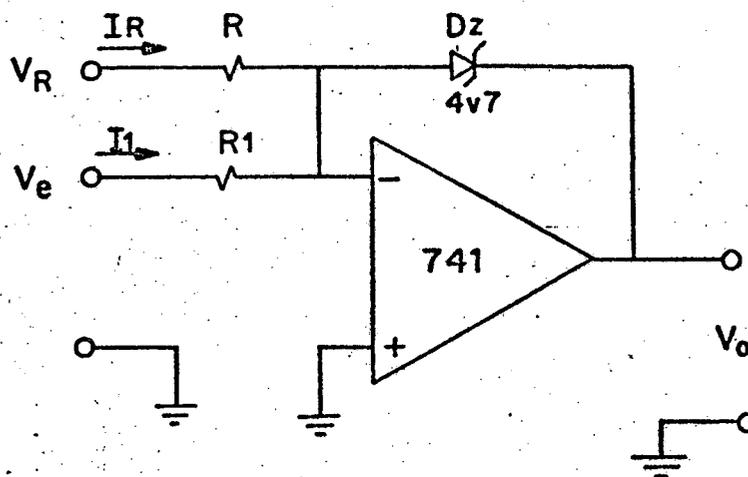


Fig. 25 - Comparador básico

A comutação da tensão de saída do amplificador operacional 741 ocorre quando o somatório das correntes na entrada inversora é zero, ou seja,

$$I_1 + I_R = 0 \quad (3.30)$$

sendo $I_1 = \frac{V_e}{R_1}$ e $I_2 = \frac{V_R}{R}$, tem-se

$$\frac{V_R}{R} = \frac{V_e}{R_1} \quad (3.31)$$

onde V_R - tensão de referência
 V_e - tensão de comparação

A tensão de referência para o comparador de $-3,4\text{ V}$ é tomada da fonte estabilizada de $+15\text{ V}$ utilizada para alimentação dos amplificadores operacionais.

Tomando $R_1 = 15\text{ K}\Omega$ e substituindo V_R e V_e já conhecidos na equação (3.29) tem-se $R = 66,2\text{ K}\Omega$ ou utilizando o valor comercial mais próximo tem-se $R = 68\text{ K}\Omega$.

O diodo zener de $4,7\text{ V}$ conectado entre a saída e o terminal inversor do amplificador operacional tem o objetivo de estabelecer a tensão de saída do comparador à nível TTL.

A tensão de saída função da entrada do comparador de $-3,4\text{ V}$ é apresentada na figura 26.

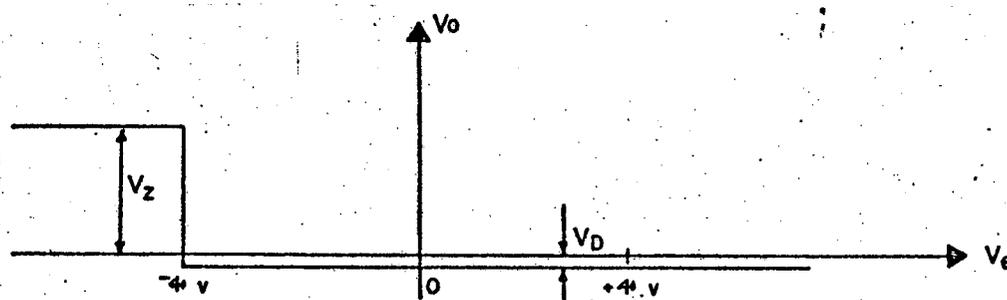


Fig. 26 - Tensão de saída do comparador $-3,4\text{ V}$

A tensão de referência do comparador de $+3,4\text{ V}$ é tomada da fonte estabelecida de -15 V e como os circuitos são simétricos a resistência R é de mesmo valor, ou seja, $68\text{ K}\Omega$.

A tensão de saída função da entrada do comparador de $+3,4\text{ V}$ é apresentada na figura 27.

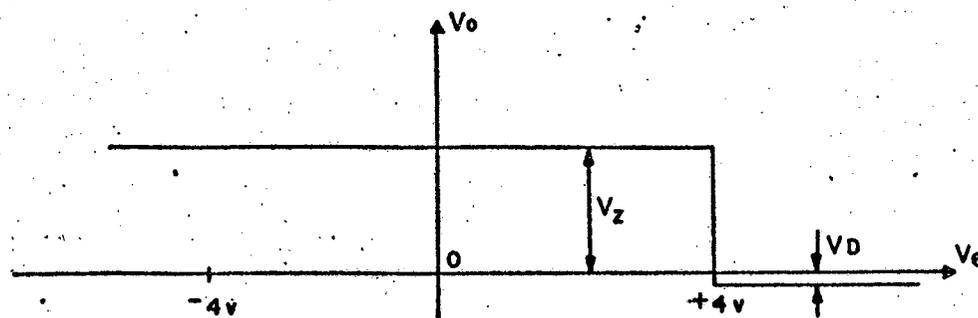


Fig. 27 - Tensão de saída do comparador de $+3,4\text{ V}$

Para que a figura 24 represente a composição das curvas das figuras 26 e 27, torna-se necessário inverter a tensão de saída do comparador de + 3,4 V o que é feito utilizando um inversor constituído de um transistor na configuração emissor comum na saída do comparador.

O gerador de onda quadrada é constituído de um temporizador 555 cujo circuito é apresentado na figura 28.

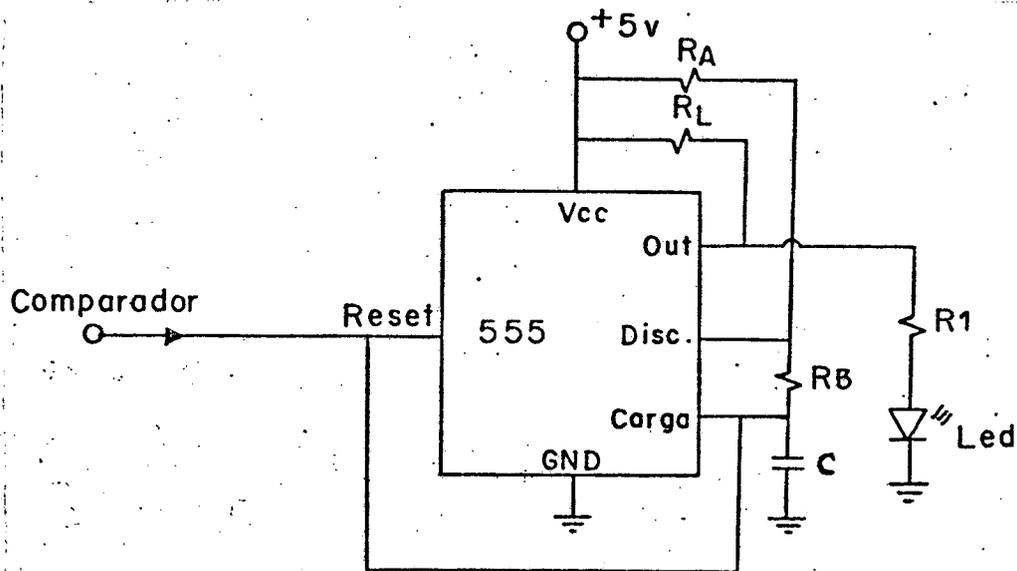


Fig. 28 - Gerador de onda quadrada

A geração da onda quadrada é controlada na entrada "reset"; estando a tensão na entrada com nível TTL alto a saída é uma onda quadrada que faz acender e apagar o "LED" numa frequência pré-estabelecida e com nível TTL baixo na entrada a tensão na saída é zero o que mantém o "LED" apagado.

A frequência da onda quadrada pode ser calculada através da equação (3.32) que foi fornecida pelo fabricante.

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2 R_{13})} \quad (3.32)$$

Para a frequência desejada de 3 Hz, os valores comerciais dos componentes que satisfazem a equação (3.32) podem ser:

$R_A = 390 \text{ K}\Omega$, $R_B = 330 \text{ K}\Omega$ e $C = 470 \text{ nF}$.

A resistência R_L recomendada pelo fabricante é de $1 \text{ K}\Omega$ e a resistência R_1 foi fixada em 250Ω para limitar a corrente do "LED" em aproximadamente 20 mA .

O circuito final de sinalização de saturação do amplificador de instrumentação é apresentado na figura 29.

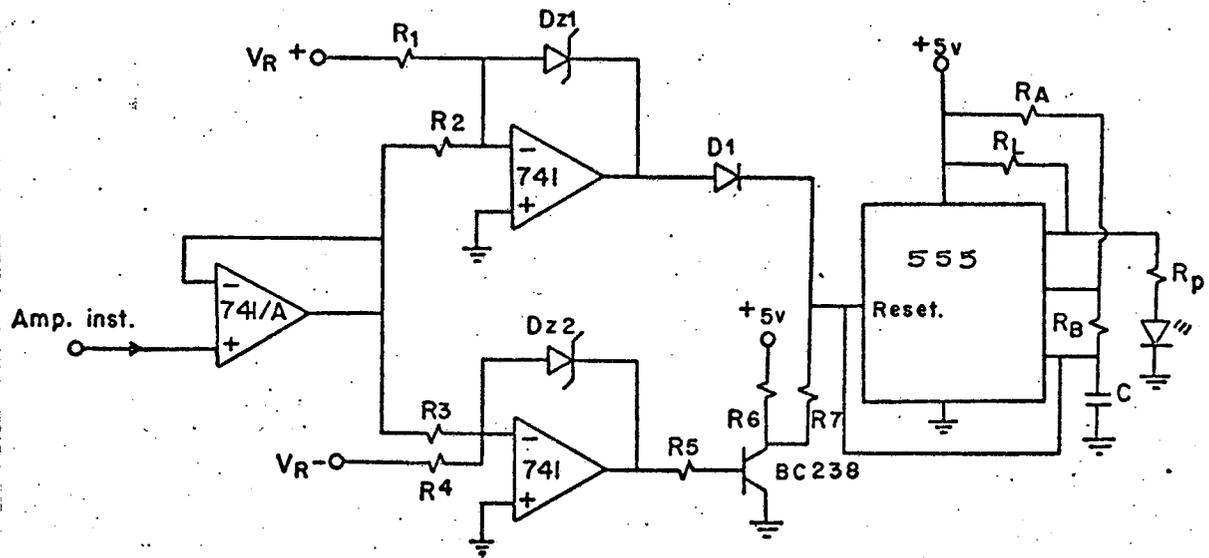


Fig. 29 - Circuito de sinalização de saturação do amplificador de instrumentação.

O amplificador operacional 741 na configuração não inversora na entrada do circuito tem o objetivo de não carregar o amplificador de instrumentação ao se aplicar a tensão nos comparadores.

O diodo D_1 serve de isolamento entre o comparador de $-3,4 \text{ V}$ e o gerador de onda quadrada.

O transistor BC 238 tem o objetivo de inverter a tensão de saída do comparador de $+3,4 \text{ V}$ e serve também de isolamento entre o comparador e o gerador de onda quadrada.

3.5.2. - SINALIZAÇÃO DE AUTO-ZERO

A sinalização de auto-zero consiste em acender um "LED" durante o tempo transcorrido no processo de zero da ponte.

O circuito de sinalização é apresentado na figura 30.

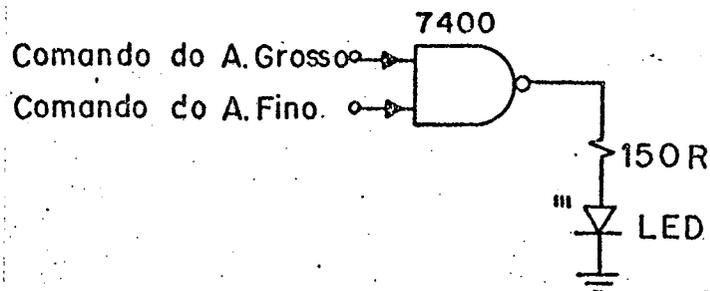


Fig. 30 - Sinalização de auto-zero

Nas saídas lógicas de comando dos ajustes grosso e fino, são conectadas às entradas da porta NAND 7400 com capacidade de corrente para acender o "LED".

A mudança dos níveis lógicos desde o instante de acionamento do auto-zero é apresentado na tabela 2.

TAB. 2 CICLO DE AUTO-ZERO

AG	AF	SITUAÇÃO	LED
1	1	ANTES DO ACIONAMENTO	APAGADO
0	1	ATUAÇÃO DO AJUSTE GROSSO	ACESO
1	0	ATUAÇÃO DO AJUSTE FINO	ACESO
1	1	FINAL DO AUTO-ZERO	APAGADO

A porta NAND mantém a saída no estado lógico "1" acendendo o "LED" quando as entradas são complementadas e de acordo com a tabela acima isto ocorre durante o tempo transcorrido no processo de obtenção do zero.

Caso o "LED" permaneça aceso indefinidamente é indicação

segura de que o ciclo de auto-zero não foi completado indicando dessa forma, que o circuito apresenta defeito.

3.6. - PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO DA PONTE DE MEDIDA

A fonte de alimentação da ponte de medida é subdividida em três fontes básicas de tensão de alimentação à saber:

- tensão de alimentação de ± 15 V para amplificadores operacionais;
- tensão de alimentação de + 5 V para circuitos TTL;
- tensão de excitação da ponte de Wheatstone de +5.000 mV.

Com exceção da fonte de tensão para excitação da ponte de Wheatstone que requer um projeto mais elaborado, as demais fontes de tensão são uso comum não necessitando considerações especiais e portanto são apresentadas no apêndice (IX).

3.6.1. - PROJETO DA FONTE PARA EXCITAÇÃO DA PONTE DE WHEATSTONE

A fonte de excitação da ponte de Wheatstone constitui a referência de tensão da ponte de medida uma vez que qualquer variação do seu valor afeta diretamente a leitura de deformação como pode ser observado na equação (3.26).

A variação da tensão de excitação da ponte de Wheatstone pode se dar pelas seguintes razões:

- variação da temperatura;
- variação da carga;
- variação da tensão não regulada de entrada da fonte.

O efeito das variações da tensão de excitação da ponte de Wheatstone pode ser avaliado através do cálculo da sensibilidade.

A sensibilidade da tensão de saída do amplificador de

instrumentação com relação a variação da tensão de excitação da ponte de Wheatstone pode ser calculada através da equação (3.33).

$$S_V^{V_0} = \frac{\Delta V_0 / V_0}{\Delta V / V} \quad (3.33)$$

onde

V_0 - tensão de saída do amplificador de instrumentação.

V - tensão de excitação da ponte de Wheatstone.

A tensão de saída do amplificador de instrumentação (V_0) expressa em função da tensão diferencial da ponte de Wheatstone é dada pela equação (2.1).

$$V_0 = K \cdot V_p \quad (2.1)$$

onde

K - ganho do amplificador de instrumentação

V_p - tensão diferencial da ponte de Wheatstone.

A tensão diferencial da ponte de Wheatstone de acordo com o apêndice IV é dada pela equação (3.34).

$$V_p = \frac{V F \epsilon}{4 + 2 F \epsilon} \quad (3.34)$$

Substituindo a equação (3.34) na equação (2.1) e aplicando a equação da sensibilidade, tem-se:

$$V_0 = K \cdot \frac{V F \epsilon}{4 + 2 F \epsilon} \quad (3.35)$$

$$S_V^{V_0} = \frac{d V_0 / V_0}{d V / V} = \frac{d V_0}{d V} \cdot \frac{V}{V_0} \quad (3.36)$$

onde $\frac{d V_0}{d V} = \frac{K \cdot F \epsilon}{4 + 2 F \epsilon}$ e $\frac{V}{V_0} = \frac{4 + 2 F \epsilon}{K F \epsilon}$

Substituído $\frac{d V_0}{d V}$ e $\frac{V}{V_0}$ determinados acima, na equação (3.36), tem-se:

$$S_V^{V_0} = \frac{K \cdot F \epsilon}{4 + 2 F \epsilon} \cdot \frac{4 + 2 F \epsilon}{K F \epsilon} = 1$$

Do resultado acima pode-se concluir que a variação da tensão de saída do amplificador de instrumentação é igual a variação

da tensão de excitação da ponte de Wheatstone, valor este dado em ppm, o que exige o emprego de regulador de alto desempenho no projeto da fonte.

O projeto da ponte de medida e no presente caso referente à fonte de excitação da ponte de Wheatstone se baseia numa premissa assumida no início do trabalho no que diz respeito ao emprego de componentes existentes presentemente no mercado brasileiro.

Com relação ao projeto da fonte de excitação da ponte de Wheatstone, seria desejável utilizar componentes especiais tais como, fontes integradas de referência ou diodos zeners especiais compensados em temperatura [18], cujo inconveniente reside na inexistência destes componentes devido às restrições quanto à importação de material eletrônico o que dificulta o trabalho de manutenção quando ocorrer falha no equipamento.

Em vista disto, utilizou-se no projeto o regulador integrado de precisão do tipo LM 723 [13] compensado em temperatura, facilmente disponível no mercado brasileiro e que atende satisfatoriamente as exigências do projeto.

Procurou-se melhorar o desempenho da fonte utilizando tensão regulada de + 15 V na entrada da fonte, o que permitiu obter regulação de linha praticamente igual à 0%.

Foram tomadas medidas no sentido de escolher dentro de um lote de reguladores integrados de precisão LM 723, o que apresentasse o coeficiente de temperatura de valor típico ou abaixo deste, visando minimizar a variação da tensão de saída com a temperatura.

A corrente de carga da fonte de excitação da ponte, com a tensão de saída de + 5.000 mV e com extensômetros cuja resistência pode assumir valores entre 60 Ω e 1000 Ω , fica limitada entre

5 mA e 83 mA.

De acordo com os dados do fabricante do regulador de precisão LM 723 [13], para uma tensão diferencial entre entrada e saída de 10 V e temperatura ambiente máxima de 70 °C, a corrente de carga do regulador fica limitada em aproximadamente 40 mA o que exige a conexão de um transistor série de passagem para aumentar a capacidade de corrente, uma vez que o consumo máximo da fonte como foi visto acima é de 83 mA.

O circuito da fonte de excitação da ponte de Wheatstone é apresentado na figura 31.

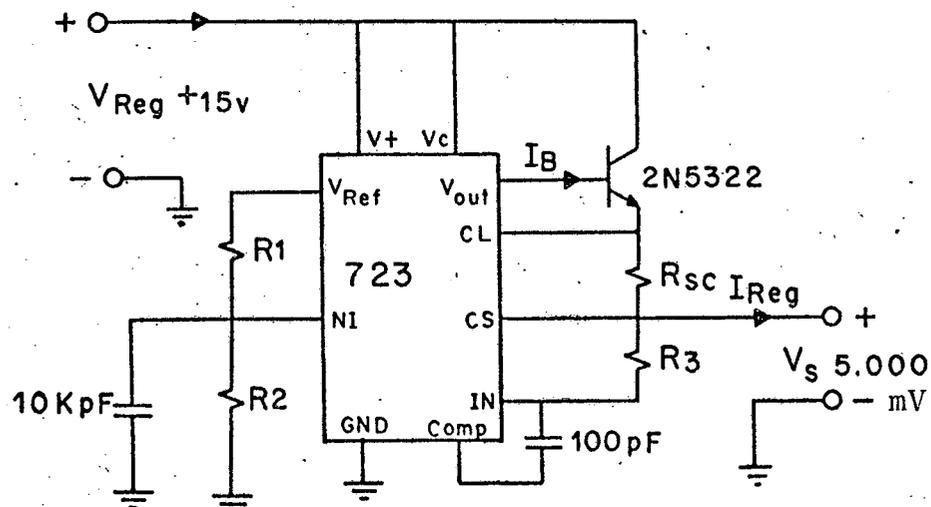


Fig. 31 - Fonte de excitação da Ponte de Wheatstone

O regulador integrado de precisão é constituído basicamente de um amplificador da tensão de referência compensada em temperatura, amplificador de erro, transistor série de passagem para aumentar a capacidade de corrente de saída e um circuito limitador de corrente.

A equação (3.37) fornecida pelo fabricante do regulador, permite calcular a tensão regulada na saída.

$$V_S = V_R \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.37)$$

onde

$$V_S = + 5.000 \text{ mV}$$

V_R - tensão interna de referência.

As resistências R_1 e R_2 estabelecem a tensão de referência na entrada não inversora do amplificador de erro e que corresponde a tensão regulada na saída.

A necessidade de ajustar precisamente a tensão regulada na saída e a fonte em + 5.000 mV exige a conexão de um potenciômetro de precisão entre as resistências R_1 e R_2 e o terminal não inversor do regulador LM 723.

Os valores aproximados dos componentes que o fabricante recomenda para obtenção da tensão de saída de + 5.000 mV são respectivamente $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 2,5 \text{ K}\Omega$ e $P = 500 \Omega$.

A tensão interna de referência (V_R) pode assumir os seguintes valores:

	TIP	+ 7,15 V
V_R	MAX	+ 7,50 V
	MIN	+ 6,80 V

Os valores possíveis de serem assumidos para a tensão de saída da fonte conhecendo-se R_1 , R_2 , P e V_R , calculados através da equação (3.37) são apresentados na tabela 3.

TAB. 3 VALORES POSSÍVEIS DA TENSÃO DE EXCITAÇÃO

V_R (V)	$R_2 + P$ (K Ω)	$R + P$ (K Ω)	V_S (V)
7.15	1 + 0	2,5 + 0,5	5,36
	1 + 0,5	2,5 + 0	4,47
6.8°	1 + 0	2,5 + 0,5	5,10
	1 + 0,5	2,5 + 0	4,25
7.5	1 + 0,5	2,5 + 0	4,69
	1 + 0	2,5 + 0,5	5,69

A resistência R_3 da figura 31 conectada no laço de realimentação do amplificador de erro tem o objetivo de minimizar os

efeitos das correntes de polarização do amplificador.

O cálculo de R_3 é efetuado através da equação (3.38).

$$R_3 = \frac{R_2 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.38)$$

Substituindo os valores já conhecidos de R_1 e R_2 , tem-se:

$$R_3 = 700 \, \Omega.$$

A resistência R_{SC} protege a fonte contra curto circuito e seu valor pode ser calculado através da equação (3.39) fornecida pelo fabricante.

$$R_{SC} = \frac{0,65}{\text{limite de corrente}} \quad (3.39)$$

O transistor de passagem para aumentar a capacidade de corrente do regulador integrado é do tipo 2N5322 [19] podendo fornecer uma corrente máxima de 1 A com dissipador adequado.

O limite de corrente estabelecido no circuito para proteção contra curto circuito é de 350 mA.

Substituindo o valor do limite de corrente acima na equação (3.39), tem-se o valor de R_{SC} como sendo igual a $1,8 \, \Omega$.

A potência máxima do transistor 2N5322 pode ser calculada através da equação (3.40).

$$P_{\max} = V_{CE} \times I_C(\max) \quad (3.40)$$

onde

$$V_{CE} = 10 \, V$$

$$I_C(\max) \approx 0,1 \, A$$

Substituindo os valores acima tem-se $P_{\max} = 1 \, W$.

A potência máxima dissipada pelo regulador integrado LM 723 pode ser calculada através da equação (3.41).

$$P_{\max} = (V_{ENT} - V_S) I_S \quad (3.41)$$

onde

$(V_{ENT} - V_S)$ - tensão diferencial entre a entrada e a saída

da do regulador (=10 V).

I_S - corrente de saída do regulador ($I_S = I_{Cm\acute{a}x} / \beta_{CC}(2N5322)$).

onde

$$I_C \approx 0,1 \text{ A}$$

$$\beta_{DC}(2N5322) = 30$$

Substituindo os valores acima na equação (3.41), tem-se:

$$P_{max} = 33 \text{ mW.}$$

Os dados para o cálculo do dissipador para o transistor 2N5322 são apresentados abaixo.

$$T_{j\ max} = 200 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_A = 70 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$\theta_{JC} = 17 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$P_{max} = 1 \text{ W}$$

A resistência térmica global (θ_{JA}) conforme apêndice VIII é calculado através da equação (3.42).

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{T_{J\ max} - T_{A\ m\acute{a}x}}{\theta_{JA}} \quad (3.42)$$

Substituindo os valores apresentados acima, tem-se: $\theta_{JA} = 130 \text{ }^\circ\text{C/W}$.

A resistência térmica do dissipador (θ_S) conforme apêndice VIII pode ser calculada através da equação (3.43).

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA} // (\theta_S + \theta_{CS}) \quad (3.43)$$

Tomando $\theta_{CA} = \infty$ (dado não fornecido pelo fabricante, $\theta_{CS} = 0,4 \text{ C/W}$ (utilizando mica + pasta térmica) e substituindo os valores conhecidos na equação (3.43), tem-se:

$$\theta_S = 112,6 \text{ C/W.}$$

A área irradiante do dissipador (S) conforme apêndice VIII é calculada através da equação (3.44).

$$\theta_S = \frac{32,6 \sqrt[4]{K}}{\sqrt{\lambda \epsilon}} + \frac{650 \text{ K}}{S} \quad (3.44)$$

onde

$$\lambda = 203 \text{ (para o alumínio)}$$

$$\epsilon = 2 \text{ mm (espessura da chapa)}$$

$$K = 0,85 \text{ (placa vertical e brilhante)}$$

$$\theta_S = 112,6 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Substituindo os valores acima conhecidos na equação (3.44), tem-se, $S = 4,93 \text{ cm}^2$.

A área do dissipador é portanto $S/2$, ou seja, $\approx 2,5 \text{ cm}^2$.

Os dados para o cálculo do dissipador para o regulador integrado LM 723 são apresentados abaixo:

$$\theta_{J \text{ máx}} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$T_{A \text{ máx}} = 70 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$\theta_{JC} - \text{(não fornecido pelo fabricante)}$$

$$\theta_{JA \text{ máx}} = 190 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$P_{\text{máx}} = 0,033 \text{ W}$$

O cálculo da temperatura máxima da junção ($T_{J \text{ máx}}$) será efetuado através da equação (3.45) com os dados fornecidos acima, com o objetivo de verificar se há necessidade de calcular a área do dissipador devido a baixa potência dissipada pelo regulador integrado.

$$\theta_{JA} = \frac{T_{J \text{ máx}} - T_{A \text{ máx}}}{P_{\text{máx}}} \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.45)$$

Substituindo os dados acima na equação (3.45), obtém-se o valor da temperatura máxima da junção ($T_{J \text{ máx}}$) como sendo igual a $76,27 \text{ }^\circ\text{C}$, o que dispensa o emprego de dissipador.

A deriva da fonte de excitação da ponte de Wheatstone estudada no apêndice VII, pode ser calculada através da equação (3.46).

$$\frac{\Delta V_S}{V_S} \cdot \frac{1}{\Delta T} (\text{m\`ax}) = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{\Delta T} + \frac{\Delta V_R}{R} \cdot \frac{1}{\Delta T} \quad (3.46)$$

onde

$$\frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C} (\text{m\`ax})$$

$\frac{\Delta V_R}{R} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \pm 30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ (TIP) conforme considerações feitas anteriormente.

Substituindo os valores acima na equação (3.46), tem-se:

$$\frac{\Delta V_S}{V_S} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \pm 80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}.$$

3.7. - DERIVA DA PONTE DE MEDIDA:

A deriva da ponte de medida pode ser calculada em função das derivas parciais à saber:

- 1 - Deriva do amplificador de instrumentação;
- 2 - Deriva da fonte de tensão de excitação da ponte de Wheatstone;
- 3 - Deriva do conversor digital/analógico;
- 4 - Deriva do voltímetro digital.

A deriva do amplificador de instrumentação foi estudada no apêndice II e seu valor calculado no item 3.25 como sendo igual a $\pm 49 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

A deriva da fonte de excitação da ponte de Wheatstone foi estudada no apêndice VII e determinada no item 3.61 como sendo igual a $\pm 80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Para referenciar a deriva da fonte de excitação da ponte de Wheatstone em $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ na saída do amplificador de instrumentação, utilizou-se do cálculo da sensibilidade da tensão na saída do amplificador de instrumentação com relação a variação, da ponte de Wheatstone que como foi visto em 3.61 é unitária e portanto corresponde à mesma variação em $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ sobre a tensão máxima na saída do amplificador.

Sendo a tensão máxima na saída do amplificador de instrumentação devido à deformação medida igual a $\pm 2.000.000 \mu\text{V}$, a deriva correspondente da fonte de excitação da ponte de Wheatstone na saída do amplificador de instrumentação é então $2 (\pm 80 \mu\text{V}/^\circ\text{C})$, ou seja, $\pm 160 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

A deriva máxima do conversor digital/analógico conforme dados do fabricante [15] é de $\pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ e sendo a tensão máxima gerada pelo circuito do conversor digital/analógico igual a $\pm 3,2$

volts ($\pm 3.200.000 \mu\text{V}$), a deriva máxima correspondente é portanto $3,2 \times 80 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, ou seja $160 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

O fabricante do voltímetro digital ICC 7107 [17] especifica a deriva do zero na entrada do multímetro como sendo igual a $\pm 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ e portanto desprezível face as derivas dos demais circuito da ponte como foi visto anteriormente.

O coeficiente de temperatura do terminal analógico comum com relação ao terminal positivo especificado em $\pm 80 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ só é válido quando utilizada a referência interna do voltímetro.

No projeto da ponte utilizou-se conforme recomendação do fabricante a referência externa implementada com diodo zener e conectou-se um diodo comum em série com polarização contrária ao zener para minimizar a deriva térmica o que de acordo com experiências realizadas o conjunto apresentou uma deriva da ordem de $\pm 15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

A contagem no mostrador numérico do voltímetro, como já foi visto pode ser determinada através da equação (3.25)

$$\text{CONT} = 1.000 \times \frac{V_{\text{ENT}}}{V_{\text{REF}}} \quad (3.25)$$

Sendo $V_{\text{ENT}} \times 1000 = K$, para o cálculo da deriva, tem-se:

$$\text{CONT} = \frac{K}{V_{\text{REF}}} \quad (3.47)$$

A deriva térmica do voltímetro digital $\frac{\Delta \text{CONT}}{\text{CONT}} \cdot \frac{1}{\Delta T}$ de acordo com a equação (3.46) assume o valor de $\pm 15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ e calculada sobre o valor máximo de ± 2.000 contagens tem-se, a deriva térmica como sendo igual a $\pm 0,03 \text{ CONT}/^\circ\text{C}$ ou de acordo com a leitura efetuada em $\mu\epsilon$, $\pm 0,03 \mu\epsilon/^\circ\text{C}$.

Fazendo o cálculo da deriva máxima da ponte de medida expressa em $\frac{\Delta \epsilon}{\Delta T}$, referenciada na seção de leitura da ponte para os quatro itens discutidos acima e lembrando que uma contagem na se-

ção de leitura corresponde a $100 \mu\text{V}$ na entrada do voltímetro digital, tem-então:

1 - amplificador de instrumentação.

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = \pm 49 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

2 - tensão de excitação, da ponte de Wheatstone.

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = \pm 160 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

3 - conversor digital/analógico.

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = \pm 160 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

4 - voltímetro digital

$$\pm 0,03 \mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$$

Somando os valores dos itens 1, 2 e 3 que são expressos em uma mesma grandeza, tem-se:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} (\text{máx}) = 49 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C} + 160 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C} + 160 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} (\text{máx}) = \pm 370 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

Expressando diretamente em unidade de deformação, tem-se:

$$\frac{\Delta \epsilon}{\Delta T} (\text{máx}) = 3,7 \mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$$

Como pode ser observado o voltímetro digital não contribui significativamente na deriva da ponte de medida uma vez que o valor determinado foi de $\pm 0,03 \mu\epsilon/^{\circ}\text{C}$.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS

Neste capítulo será apresentado o desempenho global da ponte como um instrumento de medida.

Para tal construiu-se uma ponte de Wheatstone resistiva com quatro resistores de precisão de filme metálico de valor nominal de 499Ω e tolerância de 1%.

Esta ponte resistiva foi conectada ao equipamento de medida em lugar dos extensômetros, sendo portanto excitada pela tensão de referência do instrumento e sua deformação sendo lida pela ponte de medida.

A simulação de deformação dos extensômetros, foi efetuada paralelando-se à um dos braços da ponte, resistores de precisão de filme metálico de valores perfeitamente conhecidos e aferidos, obtendo-se o que se chama de deformação equivalente de compressão lida no visor numérico do instrumento.

Este processo é descrito em [20], [7] e a deformação equivalente pode ser calculada através da equação (4.1).

$$\epsilon_e = \frac{\Delta R}{R + R_p} \cdot \frac{1}{F} \quad (4.1)$$

onde ϵ_e - deformação equivalente de Compressão.

R - resistências constituintes da ponte de Wheatstone.

R_p - resistência conectada em paralelo em um dos braços da ponte de Wheatstone.

ΔR - Variação da resistência R cansada por R_p .

F - Sensibilidade dos extensômetros.

A deformação equivalente de compressão (ϵ_e) da equação (4.1) corresponde a deformação exata em função de ΔR , sem a sim-

plificação devido a não linearidade da ponte Wheatstone conforme efetuada na equação (V.3) para o cálculo do ganho do amplificador de instrumentação.

Inicialmente colocando-se o instrumento em ambiente de temperatura controlada e ajustada para 20 °C, com $F = 1$ correspondente ao ganho máximo do amplificador, procedeu-se a calibração da ponte colocando-se o modo de operação em "calibração" e ajustando a tensão de referência através do potenciômetro respectivo no painel de modo a obter-se a indicação 1.000 no mostrador numérico. Este processo garante a calibração do instrumento.

A seguir passando o modo de operação da ponte para "ponte completa" conectou-se a ponte de Wheatstone realizada com resistores de precisão de 499Ω na entrada.

Em seguida, após a conexão da ponte de Wheatstone foi pressionado o botão de auto-zero para garantir a anulação dos desvios internos e do próprio desequilíbrio devido à tolerância dos resistores de precisão de 1% constituintes da ponte de Wheatstone.

Com isto, após esta operação, tem-se a ponte calibrada e com o zero ajustado. Imediatamente passou-se a efetuar uma simulação da compressão utilizando resistores paralelos de valores conhecidos em um dos braços da ponte conforme pode-se observar da tabela 4.

A seguir procedeu-se a simulação de compressão a 45 °C fixando-se esta temperatura através de uma estufa onde foi introduzido o instrumento.

A calibração e o ajuste do zero à 45 °C foram os mesmos efetuados previamente à 20 °C e este processo é necessário para que se possa medir a deriva do zero da ponte de medida ao se pas-

sar da temperatura de 20 °C para 45 °C.

Os resistores de precisão de 499Ω constituintes da ponte de Wheatstone e os resistores paralelos (R_p) foram conectados fora da estufa e na temperatura de 20 °C para que fosse possível avaliar o desempenho somente do instrumento de medida.

Os novos valores de deformação equivalente de compressão para a temperatura de 45 °C são apresentados na tabela 6.

Na tabela 4 é apresentado também a deformação equivalente de compressão calculada através da equação (4.2) que corresponde a deformação que deverá ser lida no visor numérico da ponte de medida em função da tensão diferencial real da ponte de Wheatstone devido a conexão de R_p e do ganho linearizado do amplificador de instrumentação (K) ao se desprezar o termo $2F\epsilon$ da equação (V.2) do apêndice V, e do voltímetro digital.

$$\epsilon_e = K \cdot V \left(\frac{1}{2} - \frac{R_p}{R + 2R_p} \right) 10^4 \quad (4.2)$$

onde

V - tensão de excitação da ponte de Wheatstone.

R - resistência de 499Ω 1%.

10^4 - constante que depende do voltímetro digital.

Os gráficos apresentados nas figuras 32, 33 e 34 foram obtidos a partir da tabela 4 e serão analisados no Capítulo 5 onde se fará uma avaliação global do desempenho da ponte de medida.

TABELA 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

F = 1

DEFORMAÇÃO EQUIVALENTE DE COMPRESSÃO EM ($\mu\epsilon$)

R_p	VALOR TEÓRICO		MEDIDA EXPERIMENTALMENTE	
	EXATO	COM (K) LINEARIZADO	$\tilde{\alpha}$ 20 °C	$\tilde{\alpha}$ 45 °C
10 M Ω	50	50	50	78
5 M Ω	100	100	100	128
2,21 M Ω	226	226	226	255
1 M Ω	499	499	499	528
499 K Ω	999	1000	1000	1029
249,5 K Ω	1996	1998	2000	2030
221 K Ω	2253	2255	2260	2290
100 K Ω	4965	4977	4990	5020
50 K Ω	9881	9930	9940	9990
26,8 K Ω	18279	18448	18460	18530

CAPÍTULO 5

DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

Neste capítulo será feita uma discussão geral de todas as soluções encontradas e apresentadas ao longo do trabalho nos seus diversos pontos bem como uma discussão dos resultados que se obteve simulando um processo de medida à 20 e à 45 °C.

O diagrama em blocos do instrumento caracterizado por um amplificador de instrumentação, um medidor do tipo numérico, um sistema de zero e controle da sensibilidade do extensômetro, é um diagrama em blocos razoavelmente convencional encontrado nas diversas pontes comercialmente disponíveis.

No entanto, as soluções apresentadas no que diz respeito ao projeto do amplificador e em especial utilizando a tecnologia de circuitos integrados e no circuito de zero que faz com que o processo seja automático, rápido e confiável é que estão as principais distinções com relação aos projetos já disponíveis.

Fazendo-se um paralelo entre o desempenho de um amplificador integrado e um discreto conforme apresentado em [10], [21], pode-se verificar que à nível de desvios, o amplificador integrado leva uma nítida desvantagem com relação ao amplificador discreto onde um casamento mais perfeito dos transístores pode ser feito utilizando-se traçadores de curvas o que leva sempre a um circuito com características estáticas mais apuradas. No entanto, dada a dificuldade de se conseguir um perfeito casamento térmico entre os amplificadores discretos, a característica dinâmica importante que é a deriva dos desvios é sensivelmente melhor no amplificador integrado.

Como os erros estáticos podem ser corrigidos através do

circuito de auto-zero, por exemplo, torna-se portanto significativa a melhora empregando-se circuitos integrados onde a uniformização da temperatura garante um melhor desempenho com relação as derivas dos desvios.

Uma característica importante dos amplificadores integrados no que diz respeito ao desempenho, está situada na razão de rejeição de modo comum, que para baixas frequências e de regime estático são bastante significativas apesar de que a rejeição de modo comum não é um fator importante para o presente caso dado que os extensômetros sendo iguais, tem-se sempre uma mesma tensão nas entradas do amplificador que corresponde à aproximadamente metade da tensão de excitação da ponte de Wheatstone qualquer que seja o valor dos extensômetros.

Outro ponto importante é no que diz respeito às correntes da polarização que podem ser bem menores no caso de amplificadores integrados do que nos amplificadores discretos, sendo difícil de se conseguir um par casado de alto β para se obter correntes baixas de entrada, o que faz com que o comportamento da ponte independa do valor ôhmico do extensômetro, seja de 60 ou de 1000 Ω .

Pode-se citar ainda as vantagens próprias de um circuito integrado, como a confiabilidade de "n" componentes reduzida à confiabilidade de um único componente que é o componente integrado, com garantia de reposição pois se está usando um componente disponível no mercado não sendo nenhum componente especial.

A resposta em frequência do amplificador de instrumentação baseada no "slewrate" do amplificador operacional LM 725 [13] e calculada em 3.2.3 como sendo 80 Hz, corresponde à processos mecânicos da ordem de 5.000 rpm que são considerados bastante rápidos e portanto esta ponte de medida sem grandes modifica -

ções se aplica a grande maioria destes processos à menos daqueles envolvendo vibrações e ruídos, podendo-se no entanto aumentar a velocidade do amplificador de instrumentação fazendo-se um compromisso entre a qualidade estática e a qualidade dinâmica utilizando-se amplificadores operacionais mais rápidos.

O amplificador de instrumentação é caracterizado por um amplificador básico de instrumentação com entrada diferencial para ser conectado na ponte de Wheatstone e um amplificador inversor de ganho variável onde pode ser ajustada a sensibilidade dos extensômetros através de um potenciômetro de multivoltas de painel acoplado à uma escala mecânica.

Os extensômetros de resistência metálica são fabricados com sensibilidade à deformação que podem assumir valores situados entre 1 e 10 de acordo com o tipo de material empregado na fabricação.

A leitura de "F" efetuada através de uma escala mecânica pode acarretar erros bastante pronunciados, principalmente no início da escala e como "F" multiplica linearmente a tensão de referência da ponte de Wheatstone, o erro provocado pela tensão de referência da ponte de Wheatstone aparece, portanto, diretamente na leitura da ponte de medida, conforme pode ser observado através da equação (3.26). Como o ajuste de "F" é efetuado linearmente, fica como sugestão para ser incluído num trabalho futuro, um circuito extra para efetuar a leitura de "F" diretamente na seção de leitura da ponte de medida, evitando dessa forma o erro cometido com a leitura sobre uma escala mecânica.

O sistema de zero nas pontes de medida de deformação é um dispositivo necessário que permite anular o pior desequilíbrio causado pela tolerância dos extensômetros e a deriva dos desvios

do amplificador de instrumentação, sendo esta operação repetitiva e efetuada manualmente através de ajuste grosso e fino exigindo do operador sensibilidade e demanda de tempo para o ajuste de zero.

O sistema de zero automático apresentado gera internamente uma tensão com módulo igual ao módulo da tensão de erro, porém com sinal contrário, a qual se soma com a tensão de erro onde se obtém zero volts, sendo memorizada esta tensão em código binário numa operação automática, rápida e segura do equilíbrio final de zero.

O circuito de zero automático apresentado, contendo conversores digital/analógico de 8 bits para implementar o ajuste grosso e fino, foi projetado para anular a maior faixa de tensão possível com o objetivo de zerar a tensão máxima de erro causada pela tolerância dos extensômetros de 1% e a deriva dos desvios do amplificador de instrumentação e efetuar medida diferencial mantendo a resolução requerida do sistema.

Os cálculos efetuados no capítulo 3 mostraram que é possível efetuar medida diferencial até 60% da medida de plena escala da ponte com a resolução do sistema fixada em 100 μ V que corresponde à uma contagem no indicador numérico da ponte de medida.

Foi incorporado no circuito de zero uma unidade lógica de controle em conjunto com um comparador de zero que comanda automaticamente os ajustes grosso e fino e o início e final da operação de zero.

Os contadores programáveis 74191 [14] utilizados no circuito de conversão digital/analógico tornam o processo seguro tendo em vista que permite memorizar o último estado lógico correspondente a tensão final de equilíbrio do zero gerada internamente

através do circuito de ajuste grosso e fino.

O comparador de zero foi projetado com amplificador operacional de precisão LM 725 [10], [12], dado que a resolução dos comparadores integrados disponíveis no mercado é inferior à requerida no sistema.

Uma vantagem inerente com o emprego do amplificador operacional de precisão LM 725 está na estabilidade da comparação do zero com a temperatura, obtendo-se uma resolução de 65 μV para variação de temperatura de uma faixa de 50 $^{\circ}\text{C}$.

A desvantagem com relação aos comparadores integrados está na velocidade da comparação, sendo nestes muito superior a obtida com o emprego do amplificador operacional LM 725 uma vez que este amplificador é muito lento. O tempo necessário para se estabelecer o zero na ponte de medida é função de todos os atrasos da malha de realimentação do sistema de zero e, como se viu em 3.36, a velocidade do comparador sendo muito baixa tem uma contribuição muito significativa no atraso total computado.

A velocidade de operação do auto-zero é fixada através da base de tempo do relógio que alimenta os contadores programáveis 74191 [14] obtendo-se experimentalmente um tempo mínimo de 0,8 segundos para anular uma faixa de tensão de $\pm 3,2\text{ V}$ o que para a grande maioria das medições é considerado um resultado bom.

Maior rapidez na atuação do auto-zero poderá ser conseguida utilizando comparadores mais rápidos, sejam eles integrados ou discretos, em prejuízo da resolução do zero da ponte de medi-da.

A sinalização de auto-zero obtida com a conexão de uma porta "NAND" entre os comandos de ajuste grosso e fino informa ao operador através de um "LED" o início e o final da operação de ze-ro e por conseguinte o funcionamento normal ou anormal do circui-

to de auto-zero.

Os monoestáveis conectados entre a chave externa de acionamento do auto-zero e a unidade lógica de controle evitam acionar o circuito de auto-zero com um trem de pulsos que normalmente se obtém através de uma chave manual o que seria inconveniente para o perfeito funcionamento do auto-zero.

Com o propósito de minimizar a deriva da ponte de medida utilizou-se a mesma tensão de referência da ponte de Wheatstone para alimentar os conversores digital/analógico dos ajustes grosso e fino, dado que a tensão de saída do amplificador de instrumentação e a tensão gerada internamente no circuito de zero-automático são de sinais contrários e conectados a um somador e, portanto, as variações de tensão causadas pela variação da temperatura tendem a se anular.

A presença de ruído durante a operação de auto-zero poderá causar o aparecimento de um valor diferente de zero no indicador numérico da ponte de medida tendo em vista que o circuito do ajuste fino poderá encontrar o equilíbrio do zero no instante em que a tensão de erro encontra-se sobreposta com um nível de tensão de ruído superior à $100 \mu\text{V}$ que corresponde à uma contagem no indicador numérico da ponte de medida.

A necessidade de prever múltiplos barramentos de terra atendendo à diferentes circuitos, evita o aparecimento de diferença de potencial entre diferentes pontos de terra devido a circulação de corrente, que poderiam ocasionar mau funcionamento de determinados circuitos tal como o comparador de zero onde a referência zero é tomada no terminal de terra.

Com relação à conexão do circuito do auto-zero entre a saída do amplificador de instrumentação e os dispositivos de lei-

tura justifica-se pelas seguintes razões:

- 1 - Dado que o circuito de zero é automático e que a tensão de erro a ser anulada é a soma de erro devido à tolerância dos extensômetros e da deriva dos desvios do amplificador de instrumentação, o circuito de zero deve em princípio atuar na saída do amplificador de instrumentação pois só dessa forma o circuito pode estabelecer o equilíbrio real do zero.
- 2 - Os resistores utilizados para equilibrar o centro da ponte de Wheatstone para constituir um divisor da tensão de referência da ponte, devem ser da ordem de 1 ppm/°C ($\epsilon = \frac{1}{F} \cdot \frac{\Delta R}{R}$) e portando difíceis de serem encontrados comercialmente o que dificulta a conexão do circuito de zero na ponte de Wheatstone.

Um circuito de amostragem e memória utilizando dois conversores digital/analógico de 8 bits e unidade lógica desenvolvido [22] utiliza uma técnica semelhante à adotada no projeto do circuito de zero automático apresentado neste trabalho. O circuito apresenta uma atuação muito rápida devido a frequência de amostragem elevada, empregando para isto componentes mais rápidos como amplificadores operacionais e comparador de zero.

O sistema de leitura da ponte é um sistema bastante convencional e constituído simplesmente de um voltímetro digital na forma integrada [17] com a tensão de plena escala fixada em ± 200 mV que corresponde a escala de maior sensibilidade, possibilitando dessa forma estabelecer o menor ganho possível do amplificador de instrumentação e reduzir dessa forma a deriva do zero do amplificador e conseqüentemente da ponte de medida.

A excitação para o mostrador digital foi introduzida no

circuito de leitura numérica visando minimizar a deriva do zero do voltímetro embora o fabricante já o tenha incluído internamente na pastilha mas em se tratando de um equipamento de laboratório torna-se necessário minimizar a deriva global da ponte de medida.

A leitura através do mostrador numérico é efetuada em duas escalas através de um divisor de tensão obtendo-se medidas nas faixas de $0 \text{ a } \pm 2.000 \text{ } \mu\text{e}$ e $0 \text{ a } \pm 20.000 \text{ } \mu\text{e}$.

Poderá ser introduzido futuramente um circuito interface lógico para conversão das saídas BCD sete segmentos para binário, para que esta ponte possa ser usada em sistemas automáticos de aquisição de dados e fazer leituras automáticas.

O equipamento dispõe ainda de uma saída analógica para visualização ou registro dos níveis de deformação medidas.

Com relação à fonte de excitação da ponte de Wheatstone projetada com reguladores de precisão do tipo LM 723 [13] ao invés de utilizar componentes discretos, pode-se justificar o seu emprego aqui pelas mesmas razões já citadas quanto ao amplificador de instrumentação integrado, ou seja, menor sensibilidade com a temperatura, confiabilidade de "n" componentes reduzida à confiabilidade de um único componente que é o componente integrado, menor custo e "lay-out" mais compacto do equipamento.

A característica importante do regulador integrado de precisão LM 723 é o coeficiente de temperatura que o fabricante especificou em $150 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ máximo e $30 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ típico o que para a aplicação nesta ponte de medida já é satisfatório.

No entanto, o projeto de fontes estabilizadas de referência utilizando amplificadores operacionais, resistores de baixo coeficiente de temperatura e diodos zeners especiais compensados

em temperatura [18] para obtenção da referência de tensão, apresenta um desempenho muito bom podendo-se atingir derivas da ordem de 5 ppm/°C.

Várias técnicas de estabilização de fontes de referência utilizando os componentes especiais mencionados acima são analisadas na referência [18].

Dada a indisponibilidade desses componentes especiais no mercado brasileiro além do custo que é bastante elevado comparado com os reguladores integrados de precisão disponíveis, é que optou-se pelo emprego do regulador de precisão LM 723 além das razões já expostas acima, sendo escolhido dentro de um lote a unidade que apresentasse o coeficiente de temperatura de valor típico (± 30 ppm/°C).

No capítulo 4 foram apresentados os resultados de um processo de simulação de deformação equivalente de compressão [20] à 20 °C e à 45 °C onde se paralelou resistências de valores precisamente conhecidas e aferidas em um dos braços da ponte de Wheatstone que foi realizada com resistores de 499 Ω e de precisão de 1%.

A simulação de deformação foi efetuada com a sensibilidade dos extensômetros igual a $\frac{1}{100}$ o que corresponde ao ganho máximo do amplificador de instrumentação e portanto sob as piores condições de deriva.

No mesmo sentido foram efetuadas simulações de deformação ao longo de toda a escala o que permitiu avaliar os efeitos de linearidade no processo de simulação da medida e a deriva da ponte de medida.

A deformação equivalente de compressão apresentada na coluna 2 da tabela 4 corresponde ao valor teórico exato da deformação causada por R_p e que é calculada através da equação 4.1, onde

o processo de simulação [20] é descrito.

Na coluna 3 da mesma tabela 4 é apresentada a deformação equivalente de compressão onde se despreza o termo " $2 F \epsilon$ " do denominador da equação V. 2 obtendo-se com isto uma relação linear entre tensão e deformação o que permite variar linearmente o ganho do amplificador de instrumentação função da sensibilidade dos extensômetros.

As medidas obtidas do processo de simulação de deformação de compressão à 20 °C e à 45 °C apresentadas nas colunas 3 e 4 da tabela 4 foram efetuadas com a ponte calibrada e com o zero ajustado na temperatura de 20 °C.

A curva apresentada na figura 32 corresponde ao erro absoluto ($\Delta \epsilon_p$) cometido no projeto da ponte de medida, ou seja, a diferença obtida entre a deformação teórica exata conforme processo descrito em [20] e a deformação teórica linearizada onde se despreza o termo " $2 F \epsilon$ " da equação (V.2) o que mantém o ganho do amplificador linear com a deformação para um dado valor de F.

O erro de linearidade da ponte eleva-se para medidas de deformações elevadas e/ou sensibilidade dos extensômetros (F) de valores elevados como pode ser verificado através das equações (V.2), (V.3).

A calibração da ponte de medida efetuada com uma deformação equivalente de compressão de 1000 $\mu\epsilon$ e o ganho do amplificador ajustado para sensibilidade (F) igual a $\frac{1}{1000}$ conforme apresentado nas colunas 2 e 3 da tabela 4 tem uma discrepância de 1 $\mu\epsilon$ em 1000 $\mu\epsilon$, ou seja, um erro de linearidade correspondente de 0,1%.

O processo de calibração de pontes de medida de deformação descrito em [20] permite minimizar o erro absoluto de linearidade causado pela ponte de Wheatstone nos seus vários modos de

operação fazendo-se a calibração da ponte nas faixas de deformação de maior interesse pois o erro de linearidade cresce com a deformação e com a sensibilidade (F).

As curvas apresentadas na figura 33 correspondem ao erro absoluto cometido no processo de simulação da medida ($\Delta\epsilon_M$) à 20°C e a 45 °C, ou seja, a diferença obtida entre a deformação experimental e a deformação teórica exata.

A curva de erro à 20 °C apresentada na figura (33) inclui o erro da linearidade no processo de medida devido à simplificação do termo " $2F\epsilon$ " da equação (V.2) e o erro da linearidade da ponte de medida devido ao amplificador de instrumentação e do voltímetro digital.

Como pode ser observado nas colunas 2 e 3 da tabela 4 existe uma diferença de aproximadamente uma contagem, ou seja, 10 $\mu\epsilon$ entre a deformação teórica linearizada e a deformação medida à 20 °C nas medidas de final de escala, causada presumivelmente pelo voltímetro digital e a 1/2 passo do ajuste fino na direção do zero, uma vez que o amplificador de instrumentação opera com tensão máxima bem abaixo da tensão de saturação dos amplificadores operacionais.

A curva de erro à 45 °C apresentada na figura 33 corresponde ao erro de linearidade mencionado acima somado com a deriva da ponte de medida.

A curva apresentada na figura 34 corresponde à deriva da ponte de medida ($\Delta\epsilon_D$), ou seja, a diferença entre a medida de deformação equivalente de compressão à 45 °C e à 20 °C.

A deriva total da ponte de medida calculada em (3.7) como sendo 3,7 $\mu\epsilon/^\circ\text{C}$ depende dos seguintes fatores:

- Coeficiente de temperatura da tensão de referência da

ponte de Wheatstone e conversor digital analógico.

- Coeficiente de temperatura do conversor digital analógico.
- Voltímetro digital (desprezável)
- Coeficiente de temperatura do amplificador de instrumentação.

Os efeitos do coeficiente de temperatura da tensão de referência da ponte de Wheatstone sobre a tensão diferencial de erro da ponte de Wheatstone devido a tolerância de 2% dos extensômetros foram anulados utilizando a mesma tensão para alimentar os conversores digital/analógico do auto-zero pois as tensões de saída do amplificador de instrumentação e do auto-zero são de sinais contrários na entrada do somador de erro.

Outra medida tomada visando minimizar a deriva da ponte de medida consiste em utilizar no projeto e protótipo regulador integrado 723 da tensão de referência escolhido dentro de um lote que apresentasse o coeficiente de temperatura com valor típico.

A deriva máxima da ponte de medida no processo de simulação à 20 °C e à 45 °C, de acordo com as colunas 4 e 5 da tabela 4 e figura 34 é de 2,8 $\mu\epsilon/^\circ\text{C}$ correspondente à deformação máxima simulada de 18.448 $\mu\epsilon$.

A deriva da ponte de medida obtida experimentalmente aumenta com o nível de deformação medida como pode ser observado na figura 34 devido ao coeficiente de temperatura da tensão de referência da ponte de Wheatstone cujo erro torna-se significativo com o aumento da tensão diferencial da ponte de Wheatstone.

Observando os valores medidos da deformação apresentados na tabela 4 e a deriva da ponte de medida originada da tabela 4 e apresentada na figura 34 como sendo igual à 2,8 $\mu\epsilon/^\circ\text{C}$ e comparan-

do o valor teórico determinado em 3.7 como sendo igual à $3,7 \mu\epsilon/^\circ\text{C}$ calculado criteriosamente nos diversos circuitos da ponte de medida em função das características elétricas dos componentes empregados à menos do regulador de tensão de referência da ponte de Wheatstone que foi escolhido com o valor típico de deriva, pode-se verificar de acordo com os resultados acima apresentados que o valor da deriva máxima da ponte de medida obtida experimentalmente não ultrapassou o valor máximo previsto teoricamente, o que constitui portanto um resultado bastante positivo.

A ponte de medida de deformação com sistema de zero automático apresentada neste trabalho comparada com pontes excitadas com tensão contínua é bastante vantajosa no que diz respeito a facilidade de uso, eliminado o tédio da operação de zero que torna-se necessária antes de ser efetuada qualquer medida.

O dispositivo de indicação de saturação incorporado na ponte presta também um grande auxílio ao usuário uma vez que acidentes cometidos no carregamento da ponte ou defeitos que porventura venham ocorrer no amplificador de instrumentação podem ser facilmente identificados.

A sinalização de auto-zero por sua vez informa ao operador o término da operação de auto-zero e também anormalidades no funcionamento do circuito de auto-zero.

O projeto do equipamento baseado no uso quase que exclusivo de circuitos integrados possibilitou construir um protótipo de dimensões reduzidas obtendo-se ainda garantia de reposição uma vez que são componentes facilmente encontrados no mercado.

A utilização da ponte de ponte multicanal sem equipamento auxiliar fica impossibilitada em virtude do auto-zero atuar como memória da tensão de desequilíbrio da ponte para apenas um ca-

nal.

A modificação necessária para operar com a ponte em multicanal consiste em programar os contadores dos ajustes grosso e fino através de uma chave de painel para que a tensão gerada internamente pelo circuito de auto-zero seja igual a zero e então o equilíbrio dos braços das pontes possa ser efetuado externamente com equipamento auxiliar.

Os processos de medida de deformação normalmente exigem a conexão dos extensômetros à distâncias consideráveis dos terminais acessíveis da ponte de medida.

As diferentes situações a que os usuários da ponte de medida estarão sujeitos no que diz respeito ao número de extensômetros utilizados (modo de operação) e as distâncias particulares dos condutores para cada medida, entre os extensômetros e o equipamento não justificam considerações isoladas e particulares neste trabalho dada a multiplicidade de situações reais nos processos de medida. Num manual de utilização do equipamento, quando fabricado comercialmente, tais considerações poderão ser abordadas visando eliminar possíveis erros nas medidas causados pela conexão dos condutores entre os extensômetros e o equipamento.

No entanto pode ser salientado de antemão que os condutores que fazem a conexão dos extensômetros devem ter comprimentos compensados e mesmo coeficiente de temperatura para não causar deformações aparentes com a variação da temperatura.

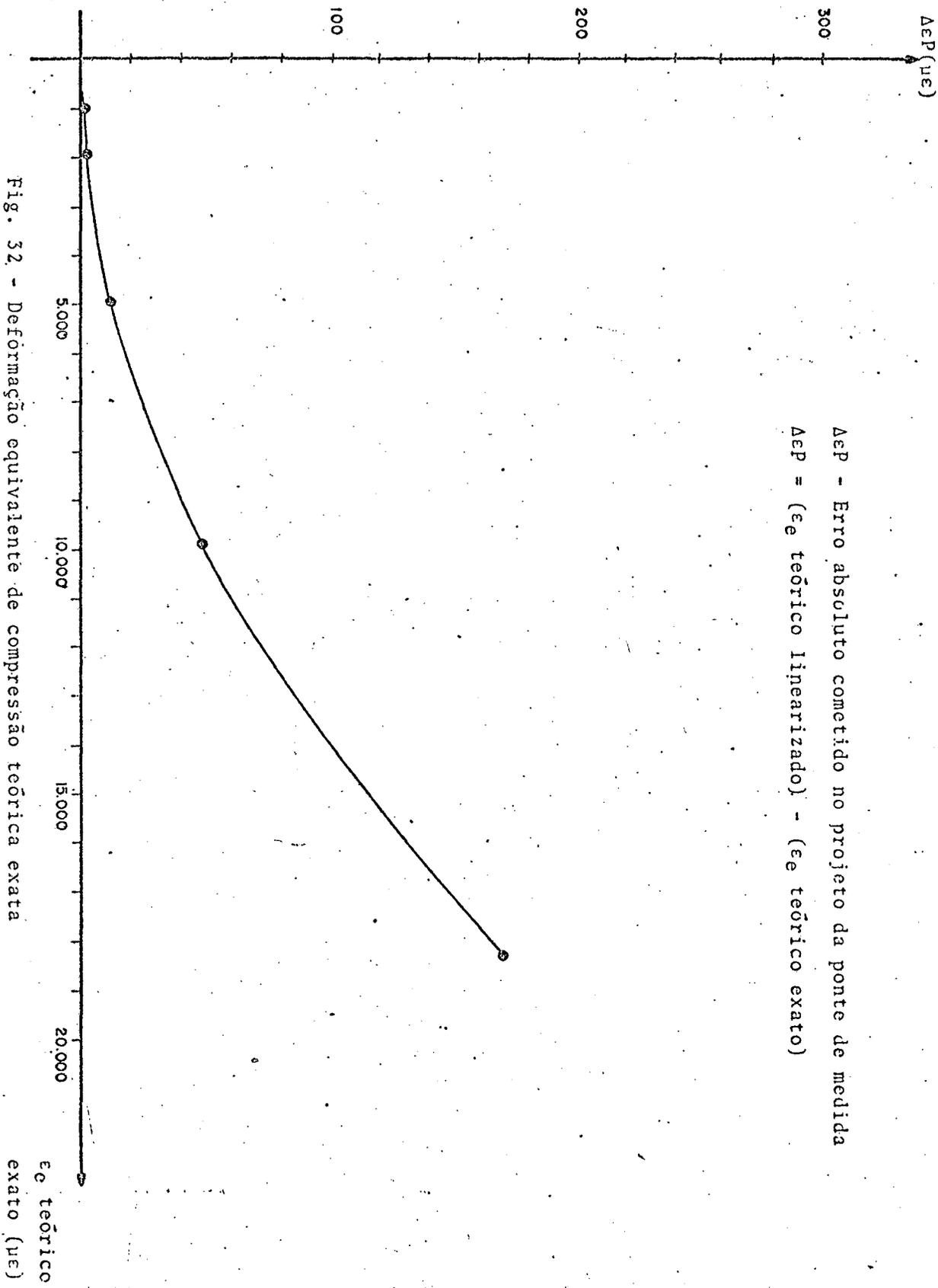
Os testes realizados num laboratório com ambiente isento de ruídos industriais não deve comprometer o desempenho caso o equipamento seja utilizado em ambiente industrial uma vez que foram tomadas medidas para atenuar a presença de ruídos à saber:

- utilização de amplificadores operacionais de alta re-

jeição de modo comum (CMRR (725) = 120 dB) no projeto do amplificador de instrumentação.

- utilização de filtro de RF com frequência de corte de 10 KHz na entrada diferencial do amplificador de instrumentação.
- desacoplamento capacitivo no primário do transformador da fonte de alimentação.
- desacoplamento capacitivo nos terminais de alimentação de todos os componentes integrados (analógicos e digitais).
- blindagem da carcaça do equipamento e transformador da fonte de alimentação com a conexão ao terra da rede.
- utilização da referência zero do equipamento com terra flutuante.

Com as medidas acima tomadas e com a substituição eventual dos circuitos da família TTL por circuitos "MOS" que são menos susceptíveis à ruídos industriais, acredita-se que o equipamento desenvolvido e testado, em laboratório não comprometerá o desempenho em ambiente industrial.

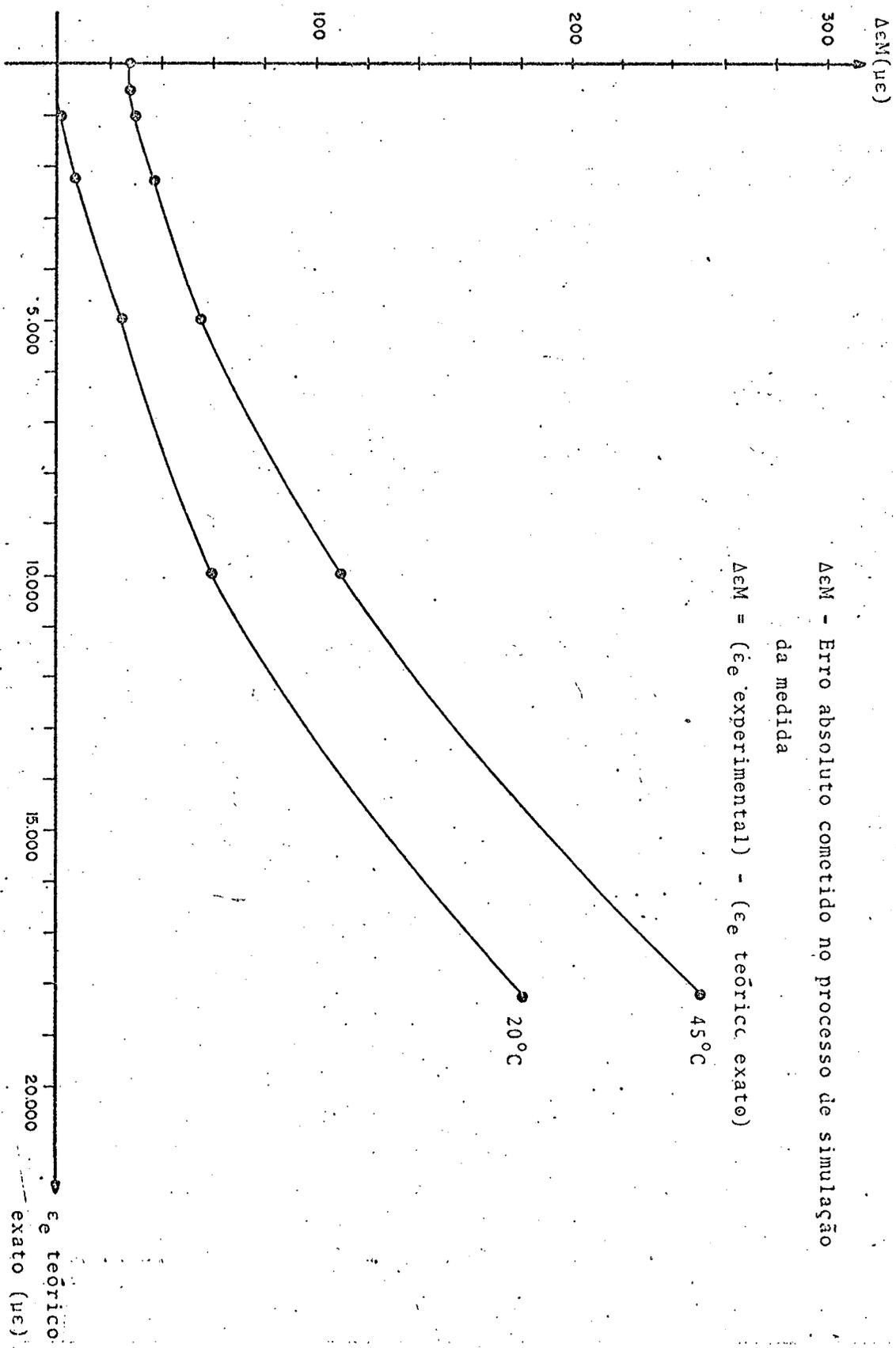


ΔeP - Erro absoluto cometido no projeto da ponte de medida
 $\Delta eP = (e_e \text{ teórico linearizado}) - (e_e \text{ teórico exato})$

Fig. 32 - Deformação equivalente de compressão teórica exata

Erro absoluto cometido no processo de medida

X



Δe_M - Erro absoluto cometido no processo de simulação da medida
 $\Delta e_M = (e_{\epsilon} \text{ experimental}) - (e_{\epsilon} \text{ teórico exato})$

Fig. 53 - Deformação equivalente de compressão (teórica exata)

Erro absoluto cometido no processo de simulação da medida

X

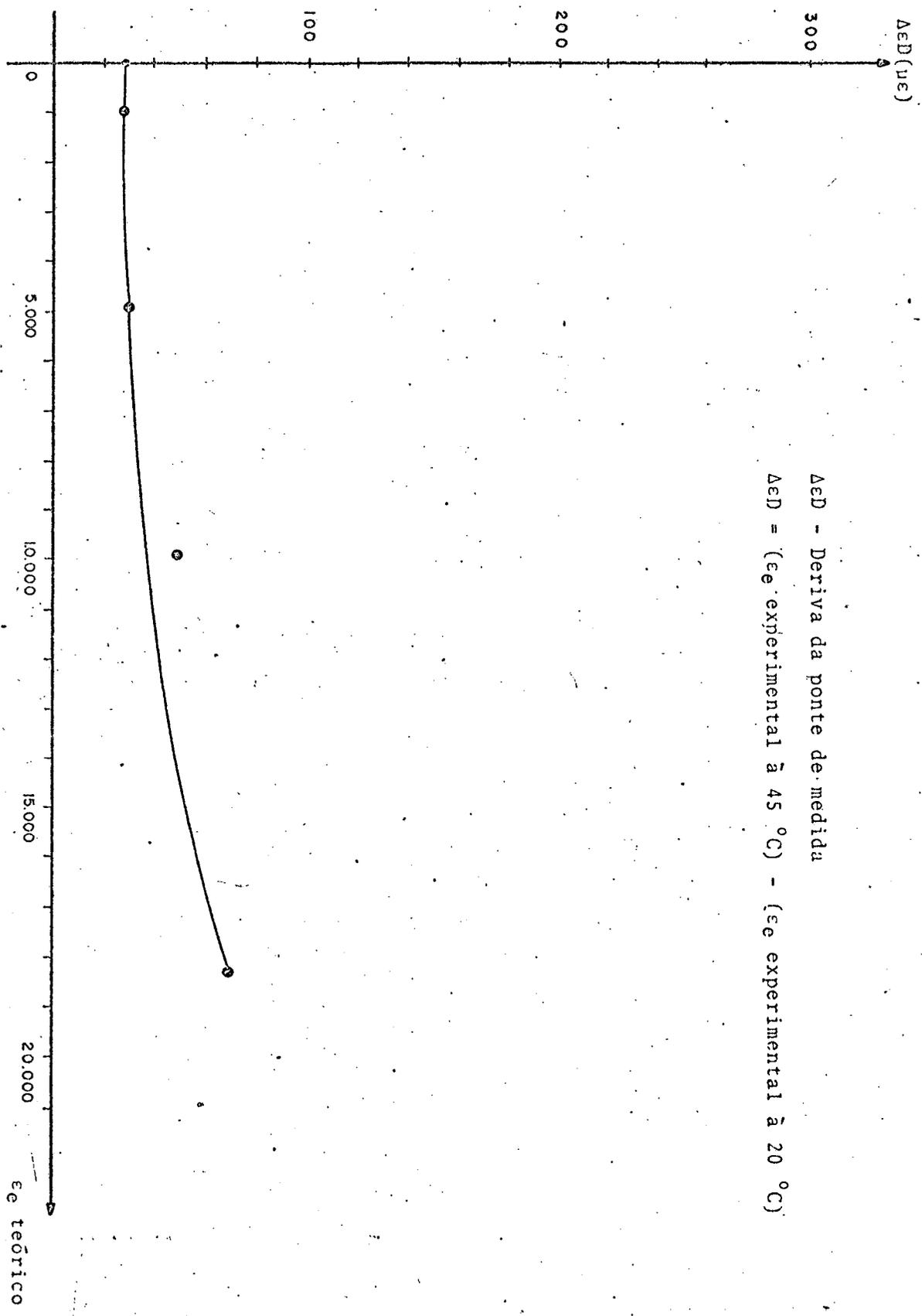


Fig. 34 - Deformação equivalente de compressão teórica exata

Deriva da ponte de medida

X

APÊNDICE I

CÁLCULO DA EXPRESSÃO DO GANHO IDEAL DO
AMPLIFICADOR BÁSICO DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador básico de instrumentação apresentado na figura 35 é essencialmente um amplificador diferencial com amplificadores não inversores conectados em cada entrada.

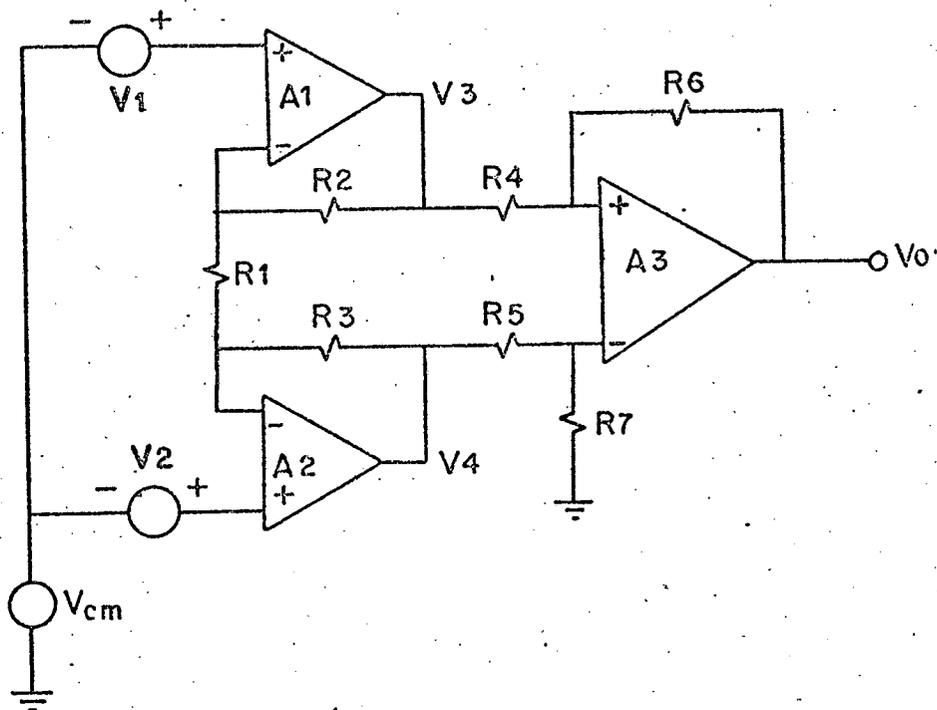


FIG. 35- AMPLIFICADOR BÁSICO DE INSTRUMENTAÇÃO

As tensões de saída dos estágios A_1 e A_2 são:

$$V_3 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2 + V_{cm} \quad (\text{I.1})$$

$$V_4 = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) V_2 - \frac{R_3}{R_1} V_1 + V_{cm} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{onde } V_{cm} \text{ é a tensão de modo comum } (V_{cm} = \frac{V_1 + V_2}{2}) \quad (\text{I.3})$$

Se o estágio amplificador A_3 for perfeitamente balanceado, isto é, $\frac{R_6}{R_4} = \frac{R_7}{R_5}$ a tensão na saída do amplificador de instrumentação é dada pela equação (I.4).

$$V_0 = \frac{R_6}{R_4} (V_4 - V_3) = \frac{R_6}{R_4} \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1} \cdot \frac{1}{V_2 - V_1} \quad (I.4)$$

fazendo $R_2 = R_3 = R$, tem-se:

$$V = \frac{R_6}{R_4} \frac{(2R + R_1)}{R_1} \cdot \frac{1}{V_2 - V_1} \quad (I.5)$$

O ganho diferencial é dado pela equação (I.6).

$$GD = \frac{V_0}{V_2 - V_1} = \frac{R_6}{R_4} \frac{1 + 2R}{R_1} \quad (I.6)$$

APÊNDICE II

CÁLCULO TEÓRICO DA DERIVA MÁXIMA DO ZERO

DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

II. 1 - DERIVA CAUSADA PELO DESVIO DE TENSÃO DE ENTRADA DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.

A deriva do zero de uma etapa amplificadora devido à deriva do desvio de tensão de entrada dos amplificadores operacionais, pode ser calculada através da equação (II.1).

$$\frac{\Delta V_{oos}}{\Delta T} = \pm \frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} (1 + \text{GANHO}) \quad (\text{II.1})$$

onde

$\frac{\Delta V_{oos}}{\Delta T}$ - deriva do zero do estágio amplificador devido à deriva do desvio de tensão de entrada dos amplificadores operacionais.

$\frac{\Delta V_{os}}{\Delta T}$ - deriva do desvio de tensão de entrada do amplificador operacional.

O cálculo da deriva do zero do amplificador de instrumentação apresentado na figura 36, de acordo com a mesma figura pode ser efetuado através da equação (II.2) onde considerou-se as derivas dos desvios de tensão nas entradas do amplificador de ganho diferencial com sinal contrário (pior caso).

$$\frac{\Delta V_{oos}}{\Delta T} = \pm \left[2 \frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} (1 + G_D) G_F + \frac{\Delta V_{os}}{\Delta T} (1 + G_F) \right] \quad (\text{II.2})$$

onde

G_D - ganho diferencial do amplificador básico de instrumentação.

G_F - ganho do amplificador inversor para ajuste da sensibilidade dos extensômetros (F).

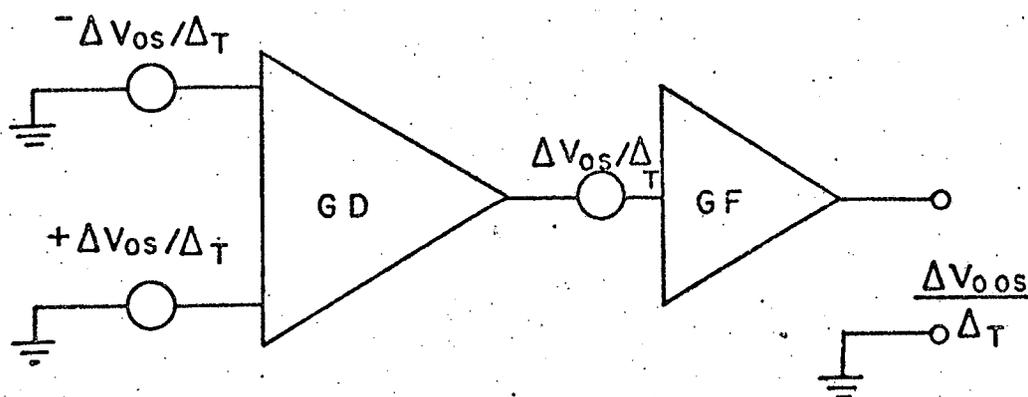


Fig. 36 Deriva do desvio de tensão

II. 2 - DERIVA CAUSADA PELO DESVIO DE CORRENTE DE ENTRADA DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.

A deriva do zero de uma etapa amplificadora devido a deriva de desvio de corrente de entrada dos amplificadores operacionais, pode ser calculada através da equação (II.3).

$$\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T} = \pm \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} \cdot R (1 + \text{GANHO}) \quad (\text{II.3})$$

onde

$\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T}$ - Deriva do zero do estágio amplificador devido à deriva do desvio de corrente de entrada dos amplificadores operacionais.

$\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T}$ - deriva da corrente de entrada do amplificador operacional.

A deriva do zero do amplificador de instrumentação de acordo com a figura 37 pode ser calculada através da equação (II.4) onde considerou-se a deriva dos desvios de corrente de entrada no amplificador diferencial com sinal contrário (pior caso)

$$\frac{\Delta V_{ios}}{\Delta T} = \pm \left[2 \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} (1 + G_D) G_F \cdot R_1 + \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} (1 + G_F) R_2 \right] \quad (\text{II.4})$$

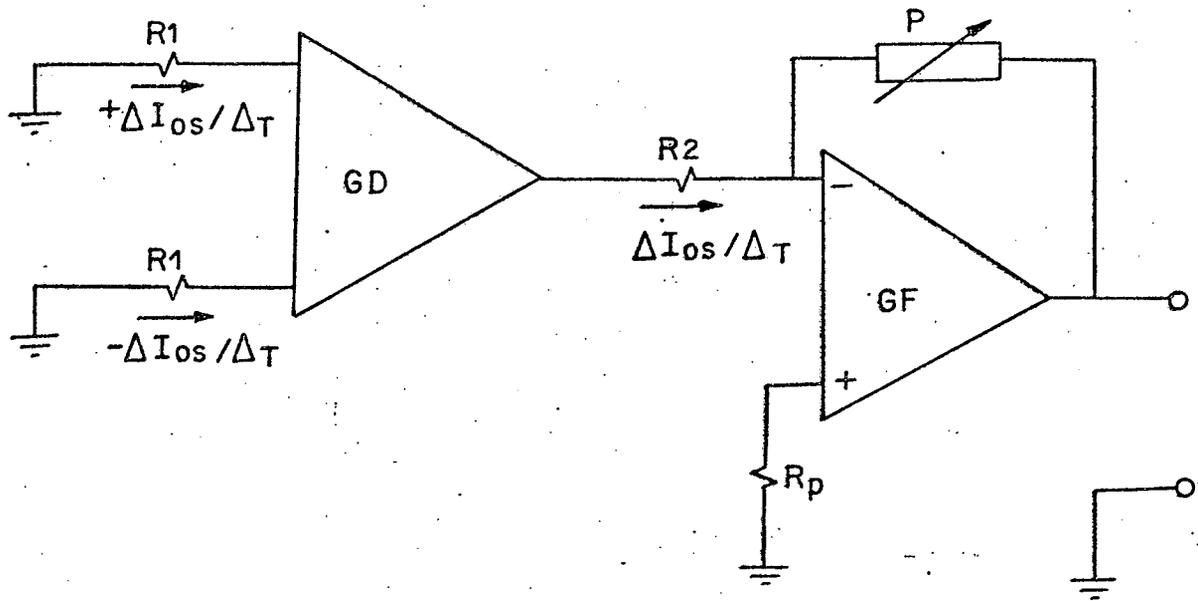


Fig. 37 - Deriva do desvio de corrente de entrada

APÊNDICE III

EXTENSÔMETRO DE RESISTÊNCIA VARIÁVEL

O Extensômetro é um transdutor passivo que converte uma deformação (alongamento) numa variação de resistência.

$$\text{Deformação } = (\epsilon) = \frac{\Delta L}{L} \quad (\text{III.1})$$

A característica do extensômetro é descrita em termos de sua sensibilidade (F).

$$F = \frac{\text{VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO EXTENSÔMETRO } (\Delta R/R)}{\text{VARIAÇÃO DO COMPRIMENTO DO EXTENSÔMETRO } (\Delta L/L)} \quad (\text{III.2})$$

- RESISTÊNCIA METÁLICA

Assume-se um condutor elétrico de comprimento "L" tendo uma área seccional CD^2 (secção não necessariamente circular).

onde

C - Constante (1, $\pi/4$, etc)

D - Dimensão da Secção.

Se o condutor é deformado axialmente por uma tensão, tem-se um acréscimo no comprimento (ΔL) e a dimensão lateral deverá reduzir-se função da razão de Poisson.

$$R = \frac{\rho L}{S} = \frac{\rho L}{CD^2} \quad (\text{III.3})$$

Para uma deformação dR no condutor, tem-se

$$dR = \frac{CD^2 (Ld\rho + \rho dL) - 2 C\rho DL dD}{(CD^2)^2}$$

$$dR = \frac{1}{CD^2} \left[(L d\rho + \rho dL) - 2 \rho L \frac{dD}{D} \right] \quad (\text{III.4})$$

dividindo a equação (III.4) pela equação (III.3), tem-se:

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} - 2 \frac{dD}{D} + \frac{d\rho}{\rho} \quad (\text{III.5})$$

ou seja

$$\frac{dR/R}{dL/L} = 1 - 2 \frac{dD/D}{dL/L} + \frac{d\rho/\rho}{dL/L} \quad (\text{III.6})$$

$$F \triangleq \frac{dR/R}{dL/L} \quad (\text{III.2})$$

$$\frac{dL}{L} = \epsilon a \quad (\text{deformação axial}) \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{dD}{D} = \epsilon L \quad (\text{deformação lateral}) \quad (\text{III.8})$$

$$- \frac{dD/D}{dL/L} = \gamma \quad (\text{coeficiente de Poisson}) \quad (\text{III.9})$$

$$F = \frac{dR/R}{dL/L} = \frac{dR/R}{\epsilon a} = 1 + 2\gamma + \frac{d\rho/\rho}{dL/L} \quad (\text{III.10})$$

Assumindo que ρ se mantém constante quando o extensômetro sofre uma deformação axial, então a sensibilidade ("F") fica função apenas do coeficiente de Poisson.

$$F = 1 + 2\gamma \quad (\text{III.11})$$

de acordo com a equação (III.10), tem-se

$$F = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{\epsilon} \quad (\text{III.12})$$

ou

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{F} \cdot \frac{\Delta R}{R} \quad (\text{III.13})$$

APÊNDICE IV

OBTENÇÃO DA TENSÃO DIFERENCIAL DA PONTE DE WHEATSTONE FUNÇÃO DA DE
FORMAÇÃO.

A medida de deformação é efetuada com auxílio de uma ponte de Wheatstone conforme apresentado na figura 38.

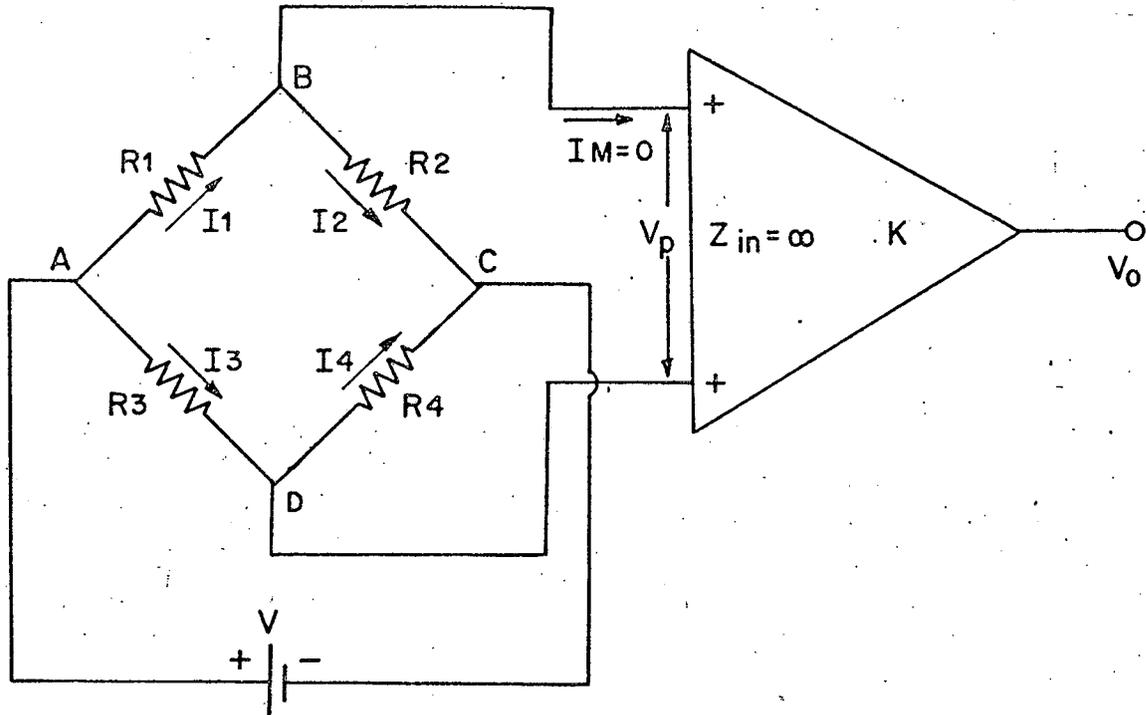


FIG. 38 OBTENÇÃO DA TENSÃO DIFERENCIAL DA PONTE

O amplificador de ganho K é de alta impedância de entrada o que torna $I_M = 0$.

V = tensão de excitação da ponte.

V_p = tensão diferencial da ponte.

Do circuito da ponte pode-se obter:

$$V_p = V \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (\text{IV.1})$$

$$V_p = V \cdot \left(\frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_4)(R_3 + R_4)} \right) \quad (\text{IV.2})$$

considerando uma variação em R_1 da quantidade ΔR_1 , tem-se:

$$\frac{V_p + \Delta V_p}{V} = \left[\frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \right] \quad (\text{IV.3})$$

Assumindo inicialmente a ponte equilibrada ($V_p = 0$) e $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, tem-se:

$$\frac{\Delta V_p}{V} = \frac{\Delta R/R}{4 + 2 \cdot (\Delta R/R)} \quad (\text{IV.4})$$

do Apêndice III equação (III.12), tem-se $F = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{1}{\epsilon}$ explicitando $\frac{\Delta R}{R}$, tem-se

$$\frac{\Delta R}{R} = F \cdot \epsilon \quad (\text{IV.5})$$

Substituindo a equação (IV.5) na equação (IV.4), tem-se:

$$\frac{\Delta V_p}{V} = \frac{F \cdot \epsilon}{4 + 2 F \epsilon} \quad (\text{IV.6})$$

fazendo $\Delta V_p = V_p$, tem-se

$$V_p = \frac{V F \epsilon}{4 + 2 F \epsilon} \quad (\text{IV.7})$$

onde

V_p - é a tensão diferencial da ponte para um braço ativo (extensômetro).

V - tensão de excitação da ponte de Wheatstone

F - sensibilidade do extensômetro (F)

ϵ - deformação do extensômetro

APÊNDICE V

CÁLCULO DO GANHO DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

A Determinação dos ganhos do amplificador básico de instrumentação e do amplificador para ajuste da sensibilidade dos extensômetros (F) é função dos seguintes parâmetros:

V_p - tensão diferencial na ponte de Wheatstone função da deformação máxima estabelecida.

V_p' - tensão diferencial devido ao desequilíbrio inicial máximo da ponte de Wheatstone função da tolerância do valor nominal dos extensômetros (pior caso).

Os parâmetros acima mencionados estão representados na figura 39.

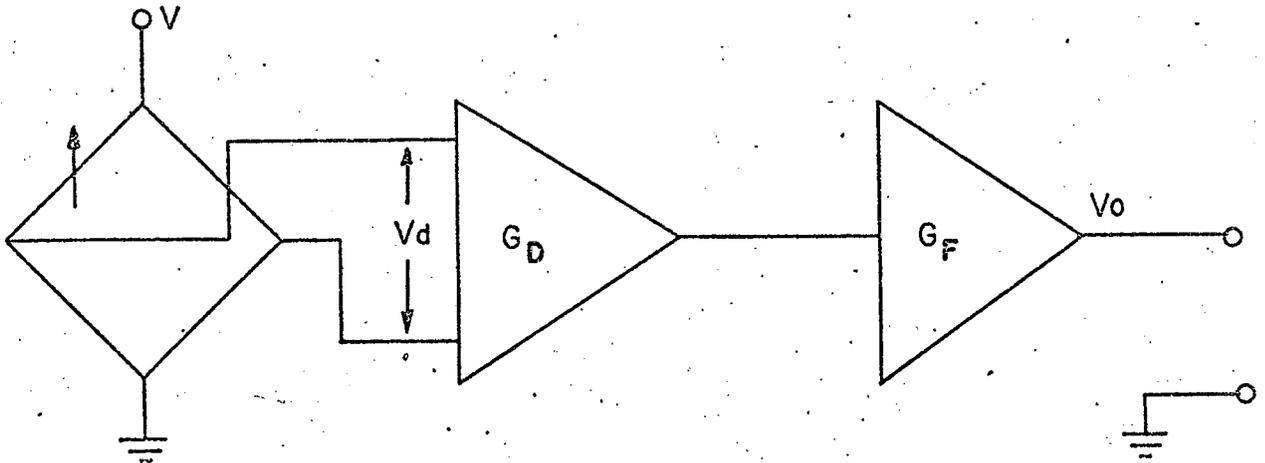


Fig. 39 - Estágios do amplificador de instrumentação onde

$$V_{o_s} = (V_p + V_p') G_D \cdot G_F + \Delta V_o \quad (V.1)$$

ΔV_o - tensão na saída do amplificador de instrumentação função dos desvios máximos de corrente e tensão de entrada dos amplificadores operacionais.

V - tensão de excitação da ponte de Wheatstone.

F - sensibilidade dos extensômetros.

A tensão diferencial causada pela deformação em um dos braços da ponte de Wheatstone conforme a equação (7) do apêndice IV é dada abaixo:

$$V_p = \frac{V F \epsilon}{4 + 2 F \epsilon} \quad (V.2)$$

A equação (V.2) assume a forma da equação (V.3) ao se desprezar o termo "2 F ϵ " em presença de "4" válido para ϵ pequeno e/ou F em torno de "2" que é o valor mais usual.

$$V_p \approx \frac{V F \epsilon}{4} \quad (V.3)$$

O erro percentual de " V_p " em função do termo "2 F ϵ " é apresentado na tabela abaixo.

TAB. 5

Erro % de V_p	F = 1	F = 2	F = 10
$\epsilon = 1.000 \mu\epsilon$	0,05	0,10	0,50
$\epsilon = 20.000 \mu\epsilon$	1,00	2,00	10,00

A tensão de excitação da ponte de Wheatstone "V" foi estabelecida em + 5.000 mV em função da dissipação nos extensômetros.

A tensão diferencial (V_p) função da deformação de plena escala ($\pm 20.000 \mu\epsilon$) foi determinada no apêndice V como sendo igual a 25 mV e 250 mV para F = 1 e 10 respectivamente.

O erro estático função da tolerância do valor nominal dos extensômetros, situados entre $\pm 0,1\%$ e $\pm 1\%$ é no pior caso para dois braços ativos da ponte de Wheatstone $\pm 2\%$, ou seja $\frac{\Delta R}{R} (\text{máx}) = \pm 0,02$.

Utilizando a equação (5) do apêndice IV e substituindo na equação (V.3), tem-se:

$$V_p' = \frac{V}{4} \frac{\Delta R}{R} \quad (V.4)$$

A tensão diferencial correspondente a $\frac{\Delta R}{R}$ (máx) calculada através da equação (V.4) é $V_p' = 25$ mV.

Fazendo $V_d = V_p + V_p'$, tem-se:

$$V_d = 250 \text{ mV} + 25 \text{ mV}, \text{ ou seja, } V_d = 275 \text{ mV}.$$

A deriva do zero do amplificador de instrumentação, função da deriva dos desvios de tensão e corrente de entrada dos amplificadores operacionais pode ser minimizada fazendo-se G_D máx e G_F mínimo como pode ser observado pelas equações (2) e (4) do apêndice II e em consequência o ganho do amplificador básico de instrumentação operando na região linear pode ser determinado através da equação (V.5).

$$G_D(\text{máx}) = \frac{10 \text{ V}}{V_d \text{ máx}} \quad (V.5)$$

substituindo o valor de V_d (máx), tem-se

$$G_D(\text{máx}) = 36,36$$

Utilizando a escala de ± 200 mV do voltímetro digital, pode-se estabelecer duas faixas de medida a saber:

$$0 - \tilde{a} \pm 200 \text{ mV correspondendo a } 0 - \pm 2.000 \mu\epsilon$$

$$0 - \tilde{a} \pm 2.000 \text{ mV correspondendo a } 0 - \pm 20.000 \mu\epsilon$$

O ganho do amplificador de instrumentação função da medida de deformação de plena escala da ponte ($\pm 20.000 \mu\epsilon$) que corresponde a ± 2.000 mV na saída do amplificador de instrumentação, com "F" assumindo valores entre 1 e 10 pode ser calculado através da equação (V.6).

$$K = \frac{4 V_o}{V F \epsilon} \quad (V.6)$$

onde

V_o - tensão de saída do amplificador de instrumentação.

$$K = G_D \times G_F \quad (V.7)$$

Substituindo os valores correspondentes acima na equação (V.6), tem-se $8 \leq K \leq 80$.

Substituindo o valor de G_D na equação (V.7), tem-se $0,22 \leq G_F \leq 2,2$.

APÊNDICE VI

INFLUÊNCIA DA CAPACITÂNCIA DO FILTRO DE RF NO REJEIÇÃO DE MODO COMUM (CMR) DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

A rejeição de modo comum é afetada pela capacitância parasita das entradas do amplificador e capacitâncias espúrias tais como as formadas pelos cabos blindados de sinal. Estes efeitos são modelados na figura 40.

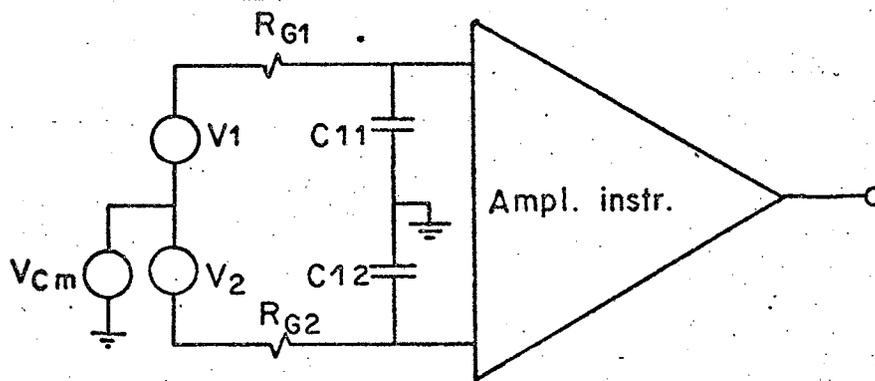


FIG. 40 REPRESENTAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS ESPÚRIAS E PARASITAS NO CMR DO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO.

onde

C_{11} , C_{12} representam as capacitâncias parasitas e espúrias na entrada diferencial do amplificador de instrumentação.

R_{G1} , R_{G2} representam a resistência Thevenin dos terminais da entrada diferencial do amplificador de instrumentação.

Se as constantes de tempo $R_{G1} \cdot C_{11}$ e $R_{G2} \cdot C_{12}$, não forem exatamente iguais, a atenuação da tensão de modo comum " V_{cm} " será desigual na entrada diferencial do amplificador de instrumentação causando um erro na tensão de saída.

Na rede do filtro de R_f apresentado na figura 41, o capacitor " C " já inclui as capacitâncias espúrias e parasitas, representadas pelo parâmetro " δ ".

A análise da influência desta rede no CMR do amplificador é feita em termos da frequência de corte do filtro e da faixa dinâmica de medição do sinal da deformação.

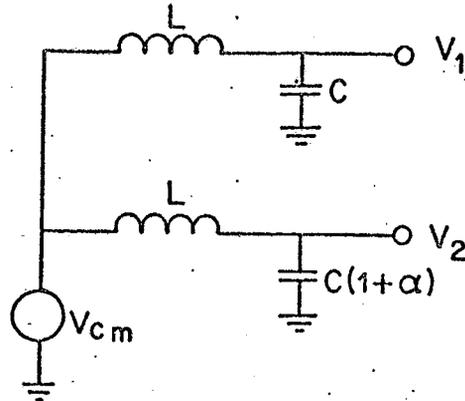


FIG. 41 FILTRO DO RF

onde V_1 e V_2 são as tensões de entrada diferencial

V_{cm} - tensão de modo comum

$$V_1 = V_{cm} \frac{1/SC}{1/SC + LS} \quad (\text{VI.1})$$

$$V_2 = V_{cm} \frac{1/SC(1 + \delta)}{1/SC(1 + \delta) + LS} \quad (\text{VI.2})$$

$$\frac{\Delta V}{V_{cm}} = \frac{V_1 - V_2}{V} = \frac{1}{1 + S^2LC} - \frac{1}{1 + S^2LC(1 + \delta)} \quad (\text{VI.3})$$

$$\frac{\Delta V}{V_{cm}} = \frac{1 + S^2LC(1 + \delta) - (1 + S^2LC)}{(1 + S^2LC)(1 + S^2LC(1 + \delta))}$$

como $\delta \ll 1$

$$\frac{\Delta V}{V_{cm}} \approx \frac{S^2LC \delta}{(1 + S^2LC)^2} \quad (\text{VI.4})$$

como $\tau = \sqrt{LC}$ e $\omega_0 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$$\frac{\Delta V}{V_{cm}} \approx \frac{(j\omega)^2/\omega_0 \cdot \delta}{(1 + (j\omega)^2/\omega_0^2)^2} \quad (\text{VI.5})$$

como $\omega \ll \omega_0$

$$1 \gg \frac{\omega^2}{\omega_0^2}$$

$$\left| \frac{\Delta V}{V_{cm}} \right| \approx \frac{\omega^2 \delta}{\omega_0^2} \quad (\text{VI.6})$$

$$\omega_0 = 10.7 \text{ KHz}$$

$$\omega = 50 \text{ Hz}$$

$$\delta = 0,05$$

$$\left| \frac{\Delta V}{V_{cm}} \right| = \frac{((50)^2 \times 2\pi)^2 \cdot 0.05}{(10.7 \cdot 10^3 \times 2\pi)^2} = \frac{(50)^2 \times 0,05}{(1.1 \cdot 10^4)^2}$$

$$\left| \frac{\Delta V}{V_{cm}} \right| = 1 \text{ ppm}$$

O CMRR do amplificador operacional LM 725 empregado no projeto é de 120 dB, ou seja, 1 ppm e pelos cálculos acima ve-se que a rede não prejudica o CMR do amplificador de instrumentação.

APÊNDICE VII

CÁLCULO DO COEFICIENTE DE TEMPERATURA DA TENSÃO DA SAÍDA DA FONTE
+ 5.000 mV

A tensão de excitação da fonte de Wheatstone é dada pela equação (VII.1).

$$V_S = V_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{VII.1})$$

$$V_S = V_R \frac{R_2}{R_1 + R_2} = V_R \cdot \frac{1}{1 + R_1/R_2} = \frac{V_R}{1 + K} \quad (\text{VII.2})$$

$$\frac{\partial V_S}{\partial T} = V_R \frac{\partial}{\partial T} \frac{1}{1 + K} + \frac{1}{1 + K} \frac{\partial V_R}{\partial T} \quad (\text{VII.3})$$

$$\frac{\partial V_S}{\partial T} = V_R \frac{-\frac{\partial K}{\partial T}}{(1 + K)^2} + \frac{1}{1 + K} \frac{\partial V_R}{\partial T}$$

$$\frac{\partial V_S}{\partial T} = \frac{1}{1 + K} \left[-V_S + \frac{\partial K}{\partial T} + \frac{\partial V_R}{\partial T} \right] \quad (\text{VII.4})$$

$$\frac{\partial K}{\partial T} = R_1 \frac{-\partial R_2 / \partial T}{R_2^2} + \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_1}{\partial T} \quad (\text{VII.5})$$

para $\frac{\partial K}{\partial T}$ máx $\rightarrow \frac{\partial R_1}{\partial T}$ e $\frac{\partial R_2}{\partial T}$ mesmo sinal.

$$\frac{\partial K}{\partial T} = \frac{R_1}{R_2^2} \frac{\partial R_2}{\partial T} + \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_1}{\partial T}$$

multiplicando e dividindo o 2º termo por R_2

$$\frac{\partial K}{\partial T} = \frac{R_1}{R_2^2} \frac{\partial R_2}{\partial T} + \frac{R_2}{R_2^2} \frac{\partial R_1}{\partial T}, \text{ fazendo } \frac{\partial R_1}{\partial T} = \frac{\partial R_2}{\partial T} = \frac{\partial R}{\partial T}$$

$$\frac{\partial K}{\partial T} = \left(\frac{R_1}{R_2^2} + \frac{R_2}{R_2^2} \right) \frac{\partial R}{\partial T} \frac{R_1}{R_2} = K$$

$$\frac{\partial K}{\partial T} = \frac{R_1 + R_2}{R_2^2} \frac{\partial R}{\partial T}$$

$$\frac{\partial K}{\partial T} = \frac{1}{R_2} (K + 1) \frac{\partial R}{\partial T} \quad (\text{VII.6})$$

substituindo a equação (VII.6) na equação (VII.4), tem-se

$$\frac{\partial V_S}{\partial T} = \frac{1}{1 + K} \left[-V_S \frac{1}{R_2} (K + 1) \frac{\partial R}{\partial T} + \frac{\partial V_R}{\partial T} \right]$$

$$\frac{\partial V_S}{\partial T} = \left[-\frac{V_S}{R_2} \frac{\partial R}{\partial T} + \frac{1}{1 + K} \frac{\partial V_R}{\partial T} \right] \quad (\text{VII.7})$$

$$\left| \frac{\partial VS}{\partial T} \right| \leq \frac{VS}{R_2} \frac{\partial R}{\partial T} + \frac{1}{1+K} \frac{\partial VR}{\partial T} \quad (\text{VII.8})$$

dividindo toda a expressão por VS e multiplicando e dividindo o último termo da direita por VR,

$$\left| \frac{\partial VS}{VS} \cdot \frac{1}{\partial T} \right| \leq \frac{1}{R_2} \frac{\partial R}{\partial T} + \left(\frac{1}{1+K} \right) \frac{\partial VR}{\partial R} \cdot \frac{1}{\partial T} \frac{VR}{VS}$$

onde

$$\frac{VR}{VS} = \frac{1}{1+K}$$

$$\left| \frac{\partial VS}{VS} \cdot \frac{1}{\partial T} \right| \leq \frac{\partial R}{R_2} \cdot \frac{1}{\partial T} + \frac{\partial VR}{VR} \cdot \frac{1}{\partial T} \quad (\text{VII.9})$$

APÊNDICE VIIICÁLCULO DE DISSIPADOR

O circuito térmico com dissipador é apresentado na figura 42.

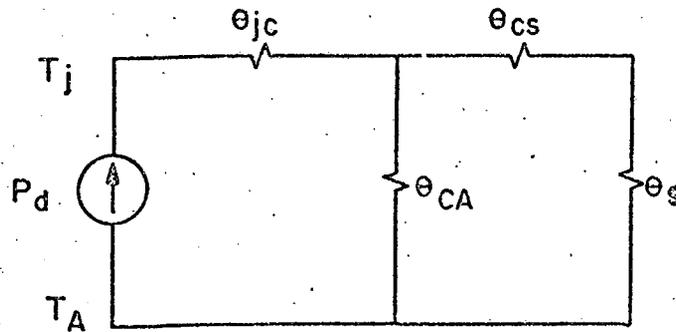


FIG. 42 CIRCUITO TÉRMICO PARA CÁLCULO DO DISSIPADOR

T_J - temperatura da junção.

T_A - temperatura ambiente.

P_d - potência dissipada.

θ_{JC} - resistência térmica junção invólucro.

θ_{CA} - resistência térmica invólucro ambiente.

θ_{CS} - resistência térmica entre invólucro e dissipador

θ_S - resistência térmica dissipador.

$$P_d \text{ máx} = \frac{T_J \text{ máx} - T_A \text{ máx}}{\theta_S} \quad (\text{VIII.1})$$

θ_{JA} - resistência térmica global.

$$\theta_G = \theta_{JC} + \theta_{CA} // (\theta_S + \theta_{CS}) \quad (\text{VIII.2})$$

$$\theta_{CA} = \theta_{JA} - \theta_{JC} \quad (\text{VIII.3})$$

DADOS NORMALMENTE FORNECIDOS PELO FABRICANTE

$T_J \text{ máx}$

θ_{JC}

T_{JA}DADOS PROJETOT_A máxP_d máx

OBS: A favor da segurança $\theta_{CA} = \infty$ quando o fabricante omite dados que permitem calcular θ_{CA} .

A área de dissipação pode ser determinada por ábacos ou a fórmula empírica abaixo quando θ_{dis} for conhecida.

$$\theta_{S...} = \frac{32,6 \sqrt[4]{K}}{\sqrt{\lambda \epsilon}} + \frac{650 K}{S} \quad \text{(VIII.4)}$$

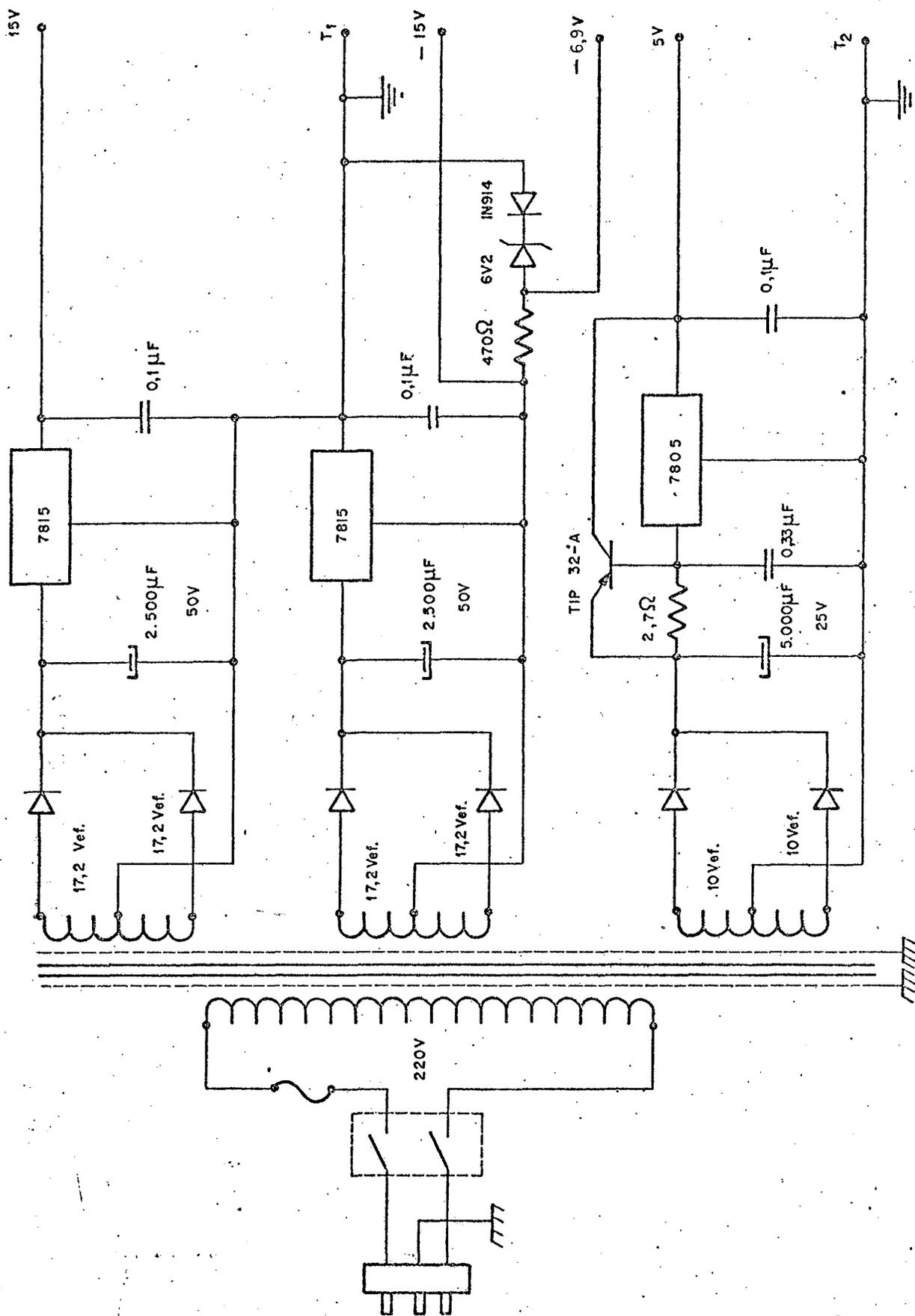
onde

S - área de dissipação (cm²)

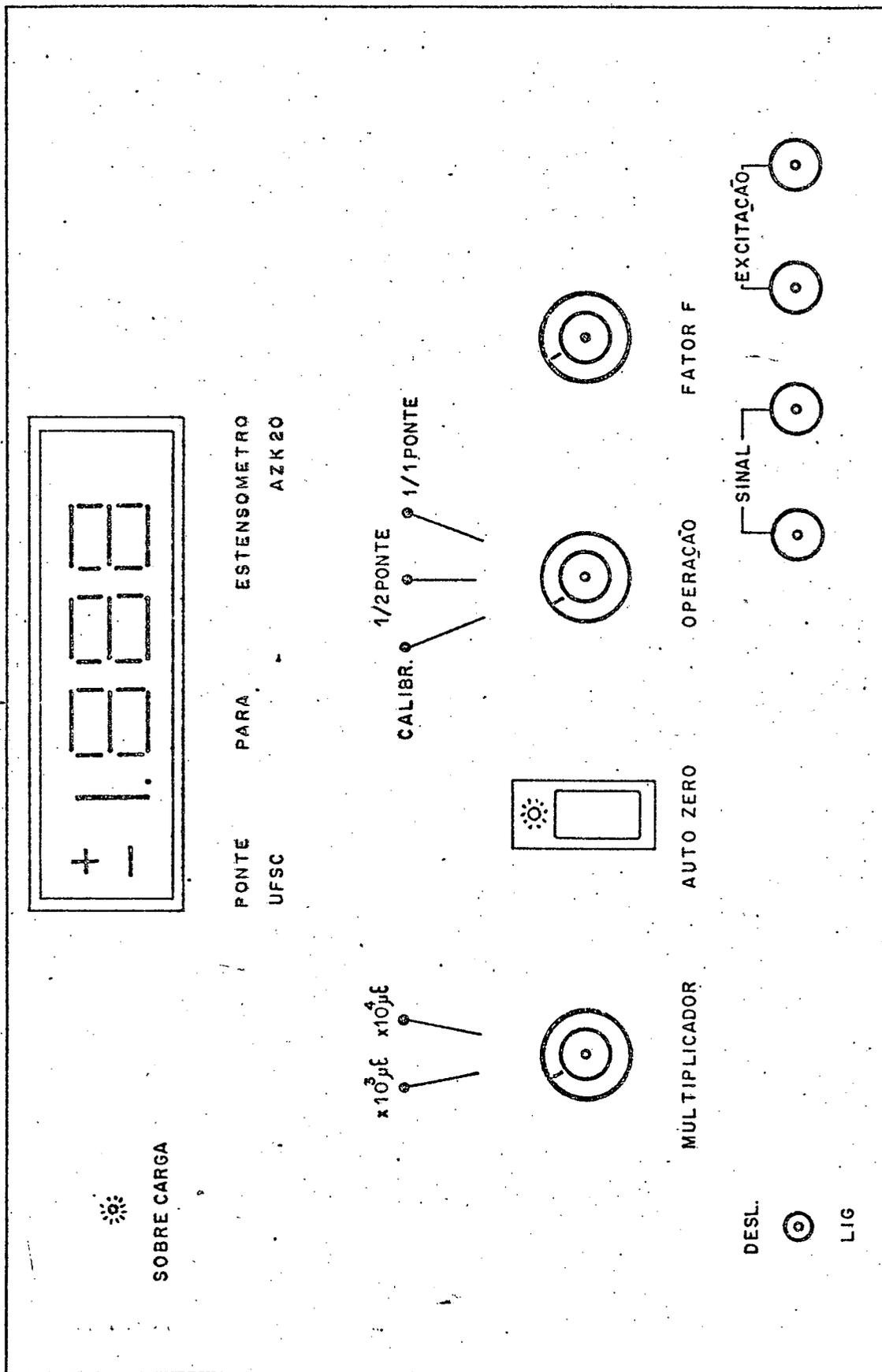
K - coeficiente que reúne os fenômenos de convecção e radiação
(tabelado)

λ - condutância térmica (tabelado)

ε - espessura da chapa (mm)



APÊNDICE IX - Fonte de alimentação



APÊNDICE X - Painel da ponte de medida

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1 - BISPLINGHOFF, R. L. et al. Statics of deformable solids.
Reading-Mass., Addison-Wesley, 1965
- 2 - TIMOSHENKO, S. P. Resistência dos Materiais. Rio de Janeiro,
Ao Livro Técnico, 1960
- 3 - VOLTRA, E. & GAIMES, J. H. Advanced strength of materials.
Englewood N. J., Prentice-Hall, 1971
- 4 - DOVE, R. & ADAMS, P. H. Experimental stress analysis and
circuits, techniques, & E. Merriell Books, 1964
- 5 - POTMA, T. Strain Ganges: Theory and applications. Netherlands,
N. V. Philips, 1967
- 6 - DALLY, J. W. & RILEY, W. F. Experimental stress analysis,
New York, McGraw-Hill, 1965
- 7 - PERRY C. C. & LISSNER H. R. The strain gage primer, New York,
McGraw-Hill, 1962
- 8 - SOISSON H. E. Instrumentation in Industry, New York, John
Wiley & Sons, 1975
- 9 - BECKWITH, T. E. & BUCK, N. C. Mechanical measurements,
Reading, Addison, Wesley, 1961
- 10 - TOBEY G. E. et al. Operational Amplifiers - Design and
Applications, Tohyo, McGraw-Hill, 1971
- 11 - WAIT J. V. et al. Introduction to operational amplifier theory
and applications, Tokyo, McGraw-Hill, 1975

- 12 - STOUT D. F. & KAUFMAN M. Handbook of operational amplifier-circuits design, New York, McGraw-Hill, 1976
- 13 - NATIONAL, Linear Integrated circuits, USA, National Semiconductors Corporation, 1975
- 14 - TEXAS INSTRUMENTS, TTL data book, USA, Texas Instruments Incorporated, 1977
- 15 - NATIONAL, Advanced Information, California, National Semiconductors Corporation, abril 1977
- 16 - TEXAS INSTRUMENTS, The linear and interface circuits data book, USA, Texas Instruments, Incorporated, 1977
- 17 - INTERSIL, Aplications Notes, USA, Intersil Incorporated, 1979
- 18 - WALTER G. JUNG, Voltage references determine accuracy, 16(2): 84-7, Aug. 1977
- 19 - FAIR CHILD, Power Data Book, California, Editele, 1977
- 20 - ROBERT W. TROKE, Improving Strain - Measurement Accuracy When Using Shunt Calibrations, Experimental Mechanics, pp 397-400, October 1976
- 21 - ROBERGE J. K., Operational Amplifiers, USA, John Wiley C. Sons, 1976
- 22 - MALLINSON M., Electronic Design, 26 (20): December 1979