

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

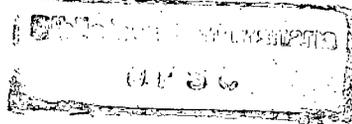
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MEDIDOR DE PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

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

ELIZENA STEIN

FLORIANÓPOLIS, MARÇO DE 1982



MEDIDOR DE PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

ELIZENA STEIN

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA. ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

Carlos Zanchin

Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.
ORIENTADOR

Augusto H. Bruciapaglia

Prof. Augusto H. Bruciapaglia, Dr. Ing.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

Carlos Zanchin

Prof. Carlos Inácio Zanchin, M.Sc.

Márcio Cheren Schneider

Prof. Márcio Cheren Schneider, M.Sc.

Polidoro E. São Tiago

Prof. Polidoro E. São Tiago, Fº, M.Sc.

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

Ao Prof. Carlos Inácio Zanchin, pela orientação prestada neste trabalho.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica, e seus funcionários.

Ao Departamento fotográfico e Egon Seibel, pelas fotografias.

À CNEN, pelo apoio financeiro.

À Nazide Nilma Martins e Iara Torquato Dutra, pela datilografia.

À Noemia Gomes de Mattos de Mesquita, pelo incentivo e apoio prestado.

Em particular à minha mãe, por seu carinho e paciência.

A minha mãe

Aos meus irmãos

R E S U M O

Este trabalho descreve o estudo e a implementação de um medidor de parâmetros de amplificadores operacionais.

Projetou-se e montou-se um protótipo de laboratório de um medidor de parâmetros de amplificadores operacionais, utilizando-se circuitos integrados de fácil aquisição no mercado brasileiro.

O medidor permite efetuar leitura fácil e rápida, através de osciloscópio operando em modo X-Y, dos parâmetros mais importantes dos amplificadores operacionais como corrente de polarização, tensão e corrente de desvio de entrada, ganho de malha aberta e máximos valores de saída.

Expressões matemáticas são apresentadas para o erro das medidas de corrente de polarização, tensão e corrente de desvio de entrada e ganho de malha aberta.

Alguns resultados são apresentados mostrando que o protótipo implementado possui um desempenho satisfatório atendendo à proposição do trabalho.

A B S T R A C T

This work describes the study and implementation of an operational amplifier parameter meter.

A laboratory prototype has been designed and assembled to measure parameters of operational amplifiers using integrated circuits easily available at the Brazilian market.

The meter allows easy and quick readings through an oscilloscope operating in X-Y mode of the most important operational amplifier parameters such as bias current, input offset voltage and current, open loop gain and maximum output ratings.

Equations are established for the measurement errors of bias current, offset voltage and current, as well as open loop gain.

Some measurement results are presented, showing that the implemented prototype has a satisfactory performance according to the objectives of this work.

S U M Á R I O

<u>SIMBOLOGIA</u>	s.1
<u>INTRODUÇÃO</u>	01
<u>CAPÍTULO 1 - AMPLIFICADOR OPERACIONAL: CARACTERIZAÇÃO E</u>	
<u>PARÂMETROS</u>	06
1.1. Introdução	06
1.2. Amplificador operacional ideal	07
1.3. Parâmetros do amplificador operacional real	07
1.3.1. Tensão de alimentação	07
1.3.2. Tensão diferencial de entrada	08
1.3.3. Tensão de entrada de modo comum	08
1.3.4. Máxima tensão diferencial de entrada	
1.3.5. Máxima tensão de entrada de modo co	
mum	08
1.3.6. Faixa de tensão de entrada diferen-	
cial	09
1.3.7. Faixa de tensão de entrada de modo	
comum	09
1.3.8. Impedância de entrada diferencial ..	09
1.3.9. Impedância de entrada de modo comum.	
1.3.10. Tensão de desvio de entrada	09
1.3.11. Deriva de tensão de desvio de entra-	
da	10
1.3.12. Corrente de polarização de entrada .	10
1.3.13. Deriva da corrente de polarização de	
entrada	10
1.3.14. Corrente de desvio de entrada	10

1.3.15. Deriva da corrente de desvio de entrada	11
1.3.16. Ganho de tensão diferencial de malha aberta	11
1.3.17. Ganho de tensão de modo comum de malha aberta	11
1.3.18. Razão de rejeição de modo comum ...	11
1.3.19. Razão de rejeição de tensão de alimentação	12
1.3.20. Faixa passante de ganho unitário ..	12
1.3.21. Faixa passante a - 3db	12
1.3.22. Taxa de rampa máxima	12
1.3.23. Tempo de acomodação	12
1.3.24. Tempo de subida	13
1.3.25. Recuperação de sobrecarga	13
1.3.26. Impedância de saída	13
1.3.27. Máxima tensão de saída	13
1.3.28. Máxima corrente de saída	14
1.3.29. Ruído de corrente de entrada	14
1.3.30. Ruído de tensão de entrada	14

CAPÍTULO 2 - PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

<u>INTEGRADOS: MÉTODOS DE MEDIDA</u>	15
2.1. Introdução	15
2.2. Métodos para a medida da tensão de desvio (V_{os}) e ou corrente de polarização (I_b) e ou corrente de desvio de entrada (I_{os})	15
2.2.1. Método 1	16

2.2.2. Método 2	17
2.2.3. Método 3	17
2.2.4. Método 4	19
2.2.5. Método 5	20
2.2.6. Método 6	21
2.3. Método para a medida do ganho de malha aberta e ou máximos valores de saída	22
2.3.1. Método 7	22
2.3.2. Método 8	23
2.3.3. Método 9	24
2.3.4. Método 10	24
2.3.5. Método 11	25
2.3.6. Método 12	26
2.3.7. Método 13	28
2.4. Discussão dos métodos	29
2.4.1. Métodos de medida de V_{os} , I_b e I_{cs}	29
2.4.2. Métodos de medida do ganho de malha aberta	31
<u>CAPÍTULO 3 - CIRCUITO BASE DE MEDIDA DOS PARÂMETROS</u>	36
3.1. Introdução	36
3.2. Partes constituintes	36
3.2.1. Fontes de alimentação	36
3.2.2. Gerador de funções	38
3.3. Circuito de testes	39
3.3.1. Teste de corrente de polarização ...	41
3.3.2. Teste de tensão e corrente de desvio	

de entrada	47
3.3.3. Teste de função de transferência .	50
3.3.4. Conclusões	55
<u>CAPÍTULO 4 - PROPOSIÇÃO DO TRABALHO</u>	57
4.1. Introdução	57
4.2. Proposição	57
4.2.1. Quantização dos erros	57
4.2.2. Implementação de um gerador de fre quência variável	58
4.2.3. Implementação de um circuito para medida do ganho de malha aberta C.C.	58
<u>CAPÍTULO 5 - ANÁLISE DE ERROS</u>	60
5.1. Introdução	60
5.2. Cálculo dos erros individuais	62
5.2.1. Erro ocasionado pelo desequilíbrio da ponte formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4	62
5.2.2. Erro ocasionado pela razão de re- jeição de modo comum do ampop em teste	64
5.2.3. Erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6	66
5.2.4. Erro ocasionado pelo desequilíbrio das resistências "ON" das chaves S5a e S5b bem como seus valores absolutos diferente de zero	68

5.2.5. Erro ocasionado pelo ganho K_N	71
5.2.6. Erro ocasionado pelo atenuador K_O .	72
5.2.7. Erro ocasionado pelas não idealida- des do A07	74
5.2.8. Erro ocasionado pelo resistor R_9 e pela resistência "ON" da chave S_6 .	77
5.2.9. Erro ocasionado pelo osciloscópio .	80
5.3. Cálculo dos erros nas medidas da corrente de polarização (I_b), da corrente de desvio de entrada (I_{os}), da tensão de desvio de entrada (V_{os}) e do ganho de malha aberta (A)	81
5.3.1. Cálculo do erro na medida da corren <u>te</u> de polarização	81
5.3.2. Cálculo do erro na medida da corren <u>te</u> de desvio de entrada	82
5.3.3. Cálculo do erro na medida da tensão de desvio de entrada	83
5.3.4. Cálculo do erro na medida do ganho de malha aberta	86

CAPÍTULO 6 - MODIFICAÇÕES IMPLEMENTADAS NO CIRCUITO BA

<u>SE DE MEDIDAS</u>	87
6.1. Gerador de frequência variável	87
6.2. Circuito para a medida do ganho de malha aberta C.C.	89
6.3. Fonte de alimentação	91
6.4. Circuito completo do equipamento de teste	91

<u>CAPÍTULO 7 - RESULTADOS</u>	94
<u>CAPÍTULO 8 - DISCUSSÃO E CONCLUSÃO</u>	101
8.1. Discussão	101
8.2. Conclusões	106
<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	111
<u>APÊNDICE 1</u>	114

S I M B O L O G I A

- AMPOP, AO - Amplificador operacional.
- AOT - Amplificador operacional em teste.
- A, A_d - Ganho de malha aberta de um AMPOP.
- $A_{c.c.}$ - Ganho de malha aberta c.c. de um AMPOP.
- A_{cm} - Ganho de modo comum de um AMPOP.
- C - Capacitor.
- c.c., c.a. - Corrente contínua e corrente alternada, respectivamente.
- C.H., C.V. - Canal horizontal e canal vertical do osciloscópio, respectivamente.
- CMRR - Razão de rejeição de modo comum de um AMPOP.
- D - Diodo.
- div - Divisão.
- $E_{V_{os}}$ - Erro na medida da tensão de desvio do AOT.
- E_{I_B} - Erro na medida da corrente de polarização do AOT.
- $E_{I_{os}}$ - Erro na medida da corrente de desvio do AOT.
- E_A - Erro na medida do ganho de malha aberta do AOT.
- f_o - frequência de -3db, do ganho de malha aberta, de um AMPOP com polo dominante.
- F.T. - Função de transferência.
- f_μ - frequência de ganho unitário, do ganho de malha aberta de um AMPOP.
- I_b - Corrente de polarização de um AMPOP.

- I_b^+ - Corrente de polarização da entrada não inversora de um AMPOP.
- I_b^- - Corrente de polarização da entrada inversora de um AMPOP.
- I_{os} - Corrente de desvio de entrada de um AMPOP.
- I_n - Ruído de corrente de entrada de um AMPOP.
- K_0 - Atenuador formado por R_{11} e R_{12} .
- K_N - Ganho de malha fechada do circuito de testes.
- PSRR - Razão de rejeição de alimentação de um AMPOP.
- R - Resistor.
- S - Variável de Laplace.
- S - Chaves.
- S_r - Taxa de Rampa máxima de um AMPOP.
- TF - Transistor de efeito de campo.
- TR - Transistor Bipolar.
- t_r - Tempo de subida de um AMPOP.
- t_s - Tempo de acomodação de um AMPOP.
- V^+ - Tensão de alimentação positiva do AOT.
- V^- - Tensão de alimentação negativa do AOT.
- V_{OQ} - Tensão de saída do gerador de onda quadrada.
- V_{OT} - Tensão de saída do gerador de onda triangular.
- V_p - Tensão de saída do gerador de pulso.
- V_{os} - Tensão de desvio de entrada de um AMPOP.
- V_n - Ruído de tensão de entrada de um AMPOP.

V_{SH}	- Tensão de saída do circuito "Sample-hold".
V_d	- Tensão diferencial de entrada de um AMPOP.
V_S	- Tensão de saída dos circuitos de teste.
V_{cm}	- Tensão de entrada de modo comum de um AMPOP.
Z_{cm}	- Impedância de entrada de modo comum de um AMPOP.
Z_d	- Impedância de entrada diferencial de um AMPOP.
Z_o	- Impedância de saída de um AMPOP.
$\Delta I_b / \Delta T$	- Deriva de corrente de polarização de um AMPOP.
$\Delta I_{os} / \Delta T$	- Deriva de corrente de desvio de entrada de um AMPOP.
$\Delta V_{os} / \Delta T$	- Deriva de tensão de desvio de entrada de um AMPOP.
ψ	- Desvio do atenuador K_o .
Δ	- Desvio do ganho K_N .
$\alpha, \beta, \gamma, \delta$	- Desvio dos resistores R_1, R_2, R_3 e R_4 , respectivamente.
$\epsilon, \zeta, \eta, \lambda$	- Desvio dos resistores R_5, R_6, R_{11} , e R_{12} respectivamente.
η, θ	- Desvio dos resistores equivalente ao paralelo R_a, R_{ONa} e R_a, R_{ONb} , respectivamente.
P	- Potenciômetro

INTRODUÇÃO

O medidor de parâmetros de amplificadores operacionais é um instrumento de laboratório, destinado a medir a tensão de desvio, as correntes de polarização e o ganho entre outros parâmetros que caracterizam o comportamento dos amplificadores operacionais, para sua utilização em ensino, pesquisa e outras aplicações mais gerais. Sua importância advém do fato de poder ser empregado desde em testes simples, como a verificação do funcionamento de uma única unidade, até os testes de aceitação de componentes em fábricas e laboratórios. Permite que o usuário faça amostragem ou por lotes ou individualmente em cada componente, visando enquadramento no gabarito de aceitação, podendo decidir sobre a qualidade entre lotes diversos de um mesmo fornecedor ou entre lotes de fornecedores distintos. Permite também que se seleccione um ou mais parâmetros, em uma aplicação específica, cujos requisitos são mais restritos do que a faixa de valores entre o mínimo e o máximo fornecido pelo fabricante em manuais de especificação.

Os diversos métodos de medida de parâmetros basicamente incluem o amplificador operacional sob teste numa malha de realimentação e utilizam ou não amplificadores operacionais auxiliares, com características conhecidas.

O manancial bibliográfico principal provém das normas técnicas, em especial, a MIL-STD e IEC, apesar de publicações esparsas serem encontradas na bibliografia, abordando isoladamente a medida de um ou outro parâmetro.

Em 1968, a norma americana MIL-STD 883 [14] especificou as condições de medida da tensão de desvio, corrente de desvio e de polarização, onde o amplificador operacional sob teste era usado isoladamente na realimentação (método 4001).

Em 1972, G.B. CLAYTON [2] apresentou um método de medida daqueles parâmetros com a introdução de uma tensão auxiliar na entrada do ampop. A TELEDYNE PHILBRICK [4], em 1976, recomenda a utilização do método para a medida dos parâmetros dos amplificadores operacionais por ela fabricados. O mesmo processo de medida, também é recomendado em livros textos especializados [13, 23]. Métodos simplificados derivados desses também são encontrados na literatura, como o que é apresentado por G.E. TOBEY e outros na referência 23.

A utilização de um amplificador operacional auxiliar, com características conhecidas, tem a sua utilidade reconhecida pela norma IEC [9] que o recomendou em 1978 para a determinação dos parâmetros C.C. do amplificador operacional. É o método preferido nas literaturas especializadas, como pode-se observar pelas recomendadas por D.LEWIS [11], pertencente a FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, D.F. WOJSLAW [25], pertencente a NATIONAL SEMICONDUCTOR, e também recomendado por alguns fabricantes como se observa no trabalho de G.G.MILER [12], pertencente a HARRIS SEMICONDUCTOR.

Já a medida do ganho em aberto do amplificador operacional deixa de encontrar a quase unanimidade observada na medida dos parâmetros já mencionados. A norma MIL-STD 883 [14], já citada, recomenda a medida utilizando somente o amplificador operacional sob teste (método 4004) e o procedimento é seguido pela TELEDYNE PHILBRICK, conforme F.GOODENOUGH [4]. O objetivo é am

plificar a tensão senoidal de entrada obtida no amplificador operacional submetido a uma estrutura de realimentação e ganho global unitário. Já, J.G.GRAEME [6,23] altera o método basicamente pela introdução de excitação retangular C.A./C.C..

G. NORMAND [17], introduz também na medida do ganho um amplificador operacional auxiliar, porém o método proposto é mais adequado para medida do ganho em frequências médias altas. Ainda os métodos que utilizam amplificador operacional pode-se citar o recomendado por G.F. WOJSLAW [25], que elimina o efeito das tensões de desvio, igualmente recomendado por G.G. MILER [12].

A norma IEC [9] recomenda o método que utiliza amplificador operacional auxiliar e que difere dos anteriores por permitir medidas com tensões de modo comum diferentes de zero. Uma boa descrição deste método pode ser encontrada no trabalho de D. LEWIS [11] e no de W.E. SHOEMAKER [20], pertencente a SIGNETICS CORPORATION.

Um processo radicalmente distinto dos anteriores, na medida do ganho em aberto, é apresentado por G.B. CLAYTON [1] onde é possível visualizar a função de transferência V_S versus V_E , na tela do osciloscópio. Este método é também descrito em alguns textos especializados, como J.D. LENK [10], S.D. PRENSKY [18] e outros.

No presente trabalho, portanto, foi feito um estudo dos vários métodos de medida para tensão de desvio, corrente de desvio e de polarização e ganho de malha aberta, que foram parâmetros escolhidos para serem medidos pelo equipamento. Após este estudo foi escolhido e reproduzido um processo de medida procurando compatibilizar tanto o custo do equipamento final quanto a qualidade, flexibilidade e a facilidade de implementação do mes

mo com componentes disponíveis no mercado brasileiro.

Finalmente, de posse do método escolhido, foi feito um estudo para determinar o erro cometido em cada medida realizada. Essa foi a parte mais importante do trabalho, principalmente porque em toda a bibliografia consultada não foi encontrada nada a esse respeito. Além disso foram introduzidas facilidades adicionais para melhorar o desempenho do equipamento já existente, como por exemplo, a introdução de um gerador de frequência variável de tal modo a ser medido o ganho para várias frequências.

O trabalho final possui oito capítulos.

No capítulo 1 apresenta-se o amplificador operacional sob sua forma mais geral, bem como todos os seus parâmetros. No capítulo 2 apresentam-se os vários métodos para a medida dos parâmetros de interesse com suas vantagens e desvantagens, segundo a bibliografia utilizada.

No capítulo 3 apresenta-se detalhadamente o método de medida escolhido.

Tendo em vista algumas limitações do método escolhido, no capítulo 4 é feita uma série de sugestões para modificação e implementação do mesmo.

O capítulo 5 é dedicado especialmente para o cálculo dos erros cometidos na medida de todos os parâmetros de interesse.

As modificações implementadas, como por exemplo, o circuito para a medida do ganho C.C., são mostradas no capítulo 6.

No capítulo 7 são apresentados, através de fotografias, os resultados obtidos com o equipamento.

As discussões a respeito dos resultados obtidos bem como a conclusão do trabalho são apresentadas no capítulo 8.

C A P Í T U L O 1

AMPLIFICADOR OPERACIONAL CARACTERIZAÇÃO E PARÂMETROS

1.1. Introdução

O amplificador operacional (abreviado, AMPOP) é um amplificador de alto ganho, diretamente acoplado, susceptível de trabalhar com uma rede externa de realimentação, linear ou não linear, destinada a fixar o ganho ou a função de transferência desejada. Em geral o amplificador operacional, na sua forma integrada, possui entrada diferencial e saída simples.

O amplificador operacional é capaz de amplificar, controlar, ou gerar formas de onda senoidais ou não senoidais numa faixa de frequência de c.c. até alguns megahertz. Todas as funções clássicas computacionais também são possíveis, como adição, subtração, multiplicação, divisão, integração e diferenciação. Ele é utilizado para inúmeras aplicações em sistemas de controle, sistemas de processamento de sinais, instrumentação e computação analógica.

Os amplificadores operacionais têm larga aceitação devido ao fato de possuírem tamanho reduzido, serem altamente confiáveis, seguros, serem fáceis de manusear e terem um custo reduzido.

Internamente o amplificador operacional é constituído por amplificadores a transistor conectados em série. Externamente é representado pela Fig. 1.1.

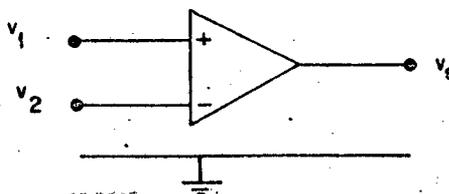


Fig. 1.1. Símbolo do amplificador operacional

1.2. Amplificador operacional ideal

O amplificador operacional ideal é um amplificador que fornece uma tensão de saída proporcional à diferença de tensão existente entre suas duas entradas. A tensão de saída possui o mesmo sinal da diferença entre a tensão da entrada não inversora e a tensão da entrada inversora.

O amplificador operacional ideal possui as seguintes características:

- 1 - Ganho de tensão diferencial: infinito
- 2 - ganho de modo comum : zero
- 3 - impedância de entrada : infinito
- 4 - impedância de saída : zero
- 5 - faixa passante : infinita
- 6 - tensão de saída zero quando a tensão de entrada for zero;
- 7 - deriva térmica : zero
- 8 - ruído de entrada equivalente: zero

1.3. Parâmetros do amplificador operacional real

- 1.3.1. Tensão de alimentação: V_{cc+} , V_{cc-}
(supply voltage)

V_{cc+} é a tensão de alimentação positiva em relação ao terra (comum).

V_{cc-} é a tensão de alimentação negativa em relação ao terra (comum).

1.3.2. Tensão diferencial de entrada: $v_d = v_1 - v_2$

(differential input voltage)

É a diferença de tensão aplicada sobre cada uma das entradas.

1.3.3. Tensão de entrada de modo comum: $v_{cm} = (v_1 + v_2)/2$

(common-mode input voltage)

É a tensão comum aplicada sobre as entradas ou a média aritmética das duas tensões aplicadas nas entradas diferenciais.

1.3.4. Máxima tensão diferencial de entrada

(maximum differential input voltage)

É a máxima diferença de tensão que pode ser aplicada sobre as entradas sem provocar destruição.

1.3.5. Máxima tensão de entrada de modo comum

(maximum common-mode input voltage)

É a tensão de entrada máxima que, aplicada simultaneamente sobre as duas entradas, não provoca perturbações no funcionamento e/ou destruição.

1.3.6. Faixa de tensão de entrada diferencial
(input differential range)

É a faixa de tensão no interior da qual deve ficar a tensão de entrada diferencial para que o funcionamento do circuito permaneça linear.

1.3.7. Faixa de tensão de entrada de modo comum
(input common-mode range)

É a faixa de tensão no interior da qual deve ficar a tensão de entrada de modo comum para que o funcionamento do circuito permaneça linear.

1.3.8. Impedância de entrada diferencial (resistência dinâmica de entrada): Z_d
(differential input impedance or dynamic input resistance)

É a razão entre a variação de tensão diferencial de entrada e a variação de corrente diferencial correspondente.

1.3.9. Impedância de entrada de modo comum: Z_{cm}
(common-mode input impedance)

É a impedância de cada entrada em relação ao terra (comum).

1.3.10. Tensão de desvio de entrada: V_{os}
(offset voltage)

É a tensão diferencial c.c. que deve ser aplicada na entrada para anular a tensão de saída quando a corrente de polarização é zero.

- 1.3.11. Deriva de tensão de desvio de entrada: $\Delta V_{os}/\Delta T$
(input offset voltage drift)

É a razão da variação da tensão de desvio de entrada com a temperatura.

- 1.3.12. Corrente de polarização de entrada: I_b
(input bias current)

É a média das duas correntes de entrada para tensão de saída zero.

- 1.3.13. Deriva da corrente de polarização de entrada: $\Delta I_b/\Delta T$
(input bias current drift)

É a razão da variação da corrente de polarização de entrada com a temperatura.

- 1.3.14. Corrente de desvio de entrada: I_{os}
(input offset current)

É a diferença entre as duas correntes de polarização de entrada para tensão de saída zero.

- 1.3.15. Deriva da corrente de desvio de entrada: $\Delta I_{os}/\Delta T$
(input offset current drift)

É a razão da variação da corrente de desvio de entrada com a temperatura.

- 1.3.16. Ganho de tensão diferencial de malha aberta: A_d ou A
(differential open-loop voltage gain)

É a razão entre a variação de tensão de saída e a variação de tensão diferencial de entrada correspondente quando o amplificador operacional está na sua região de operação linear.

- 1.3.17. Ganho de tensão de modo comum de malha aberta: A_{cm}
(common-mode open-loop voltage gain)

É a razão entre a variação da tensão de saída e a tensão de entrada se ambas as entradas estão conectadas e excitadas simultaneamente.

- 1.3.18. Razão de rejeição de modo comum: CMRR
(common-mode rejection ratio)

É a razão entre a variação de tensão de entrada de modo comum que provoca uma certa variação da tensão de saída e a variação de tensão diferencial de entrada que provoca a mesma variação de tensão de saída, ou é a razão entre o ganho de tensão diferencial de malha aberta e o ganho de modo comum de malha aberta.

1.3.19. Razão de rejeição de tensão de alimentação: PSRR
(Supply-voltage rejection ratio)

É a razão entre a variação da tensão de desvio de entrada e a variação da tensão de alimentação.

1.3.20. Faixa passante de ganho unitário: f_u
(unity-gain bandwidth)

É a frequência na qual o ganho de tensão diferencial de malha aberta é igual à unidade.

1.3.21. Faixa passante a -3db: f_o
(-3db bandwidth)

É a frequência na qual o ganho de tensão diferencial de malha aberta é 3db inferior ao ganho de tensão diferencial de malha aberta para uma frequência nula (c.c.).

1.3.22. Taxa de rampa máxima: S_r
(slew rate)

É a medida da rapidez com que a tensão de saída pode ser variada com relação ao tempo quando se aplica à entrada um degrau de tensão diferencial de grande amplitude que não provoque a saturação do amplificador operacional. Trata-se de um parâmetro que reflete o comportamento não linear do ampop.

1.3.23. Tempo de acomodação: t_s
(settling time)

É o tempo requerido para a tensão de saída atingir um percentual especificado do seu valor final quando é aplicado um degrau de tensão diferencial na entrada.

1.3.24. Tempo de subida: t_r
(rise time)

É o tempo requerido para a tensão de saída ir de 10% a 90% do seu valor final quando é aplicado um degrau de tensão diferencial na entrada do ampop operando na região linear.

1.3.25. Recuperação de sobrecarga
(overload recovery)

É o tempo requerido para o amplificador operacional voltar à operação linear depois de ter sido levado à sobrecarga (saturação).

1.3.26. Impedância de saída (resistência dinâmica de saída): Z_o
(output impedance or dynamic output resistance)

É a razão entre a variação da tensão de saída e a variação de corrente de saída correspondente.

1.3.27. Máxima tensão de saída
(maximum output voltage)

É a tensão máxima que pode ser fornecida pelo amplificador operacional para a máxima corrente de carga.

1.3.28. Máxima corrente de saída

(maximum output current)

É a máxima corrente que pode ser fornecida pelo amplificador operacional para a máxima tensão de saída.

1.3.29. Ruído de corrente de entrada: I_n

(input noise current)

É uma fonte de corrente de ruído equivalente na entrada que produz na saída de um ampop sem ruído o mesmo ruído do ampop em questão.

1.3.30. Ruído de tensão de entrada: V_n

(input noise voltage)

É uma fonte de tensão de ruído equivalente na entrada que produz na saída de um ampop sem ruído o mesmo ruído do ampop em questão.

CAPÍTULO 2

PARÂMETROS DE AMPLIFICADORES OPERACIONAIS INTEGRADOS:

MÉTODOS DE MEDIDA

2.1. Introdução

Neste capítulo serão apresentados, de modo sucinto, vários métodos existentes para a medida de corrente de polarização, tensão de desvio de entrada, corrente de desvio de entrada, ganho de malha aberta e valores máximos de saída. Alguns desses métodos são apropriados como método de laboratório e outros são apropriados para equipamentos de teste automático.

De todos os parâmetros do ampop real, citados no capítulo 1, os anteriormente mencionados foram escolhidos por serem os mais importantes na caracterização de ampops integrados de uso geral dos quais se ocupa este trabalho.

Verificou-se através da bibliografia utilizada que os circuitos que permitem a medição da corrente de polarização, tensão e corrente de desvio de entrada geralmente são os mesmos. Devido a isso agrupar-se-á sempre que possível estes três parâmetros. Da mesma forma será feito em relação aos circuitos que possibilitam as medidas do ganho de malha aberta e máximos valores de saída.

2.2. Métodos para medida da tensão de desvio de entrada (V_{os}) e ou corrente de polarização (I_b) e ou corrente de desvio de entrada (I_{os}).

Na descrição resumida que se segue dos métodos, assu

miu-se que a única não idealidade do ampop sob teste corresponde exatamente ao parâmetro de interesse. Deste modo, as expressões finais obtidas são idealizadas mas servem de comparação entre os diversos métodos. Essas expressões idealizadas foram obtidas supondo-se também certas condições sobre componentes passivos que fazem parte do circuito, o que não invalida os resultados de comparação obtidos entre os métodos.

2.2.1. Método 1 |2,4,13,23|

O circuito de teste é o da Fig. 2.1.

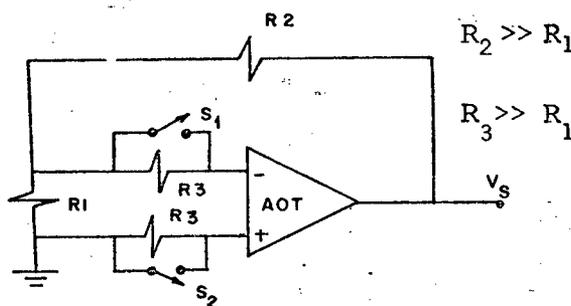


Fig. 2.1. Circuito para medida de V_{os} , I_b , I_{os} .
No método 1.

Para:

S_1 e S_2 fechadas	$V_S = V_{S1}$;
S_1 fechada e S_2 aberta	$V_S = V_{S2}$;
S_1 aberta e S_2 fechada	$V_S = V_{S3}$;
S_1 e S_2 abertas	$V_S = V_{S4}$; tem-se:

$$V_{os} = \frac{V_{S1}}{1 + R_2/R_1} \quad (2.1)$$

$$I_b = \frac{V_{S3} - V_{S2}}{2 R_3 (1 + R_2/R_1)}. \quad (2.2)$$

$$I_{os} = \frac{V_{S4} - V_{S1}}{R_3 (1 + R_2/R_1)} \quad (2.3)$$

Este método é simples e rápido e necessita somente de um voltímetro ou outro instrumento de medida.

2.2.2. Método 2 |11,12,25|

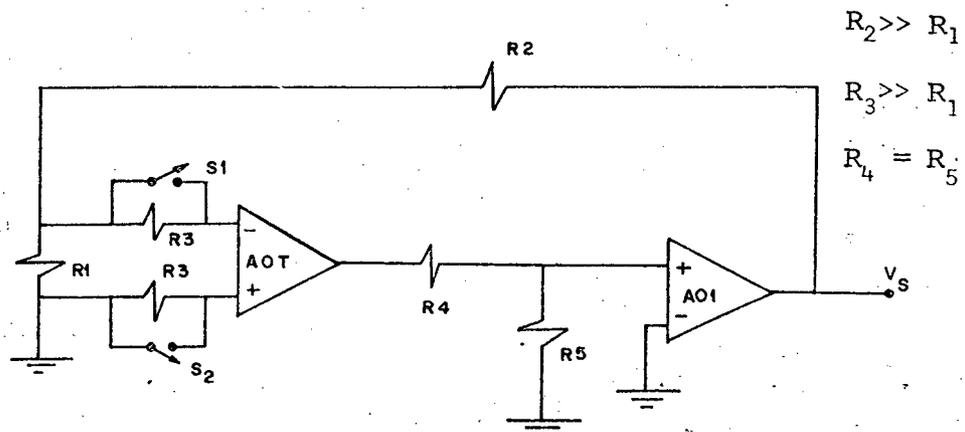


Fig. 2.2. Circuito para medida de V_{os} , I_b , I_{os} no método 2.

Os valores para V_{os} , I_b e I_{os} são os mesmos dados pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3), respectivamente. Este método inclui um amplificador operacional auxiliar AO1 que serve para garantir o ganho de malha fechada dado por $(1 + R_2/R_1)$ quando o amplificador sob teste AOT tiver baixo ganho de malha aberta.

A operação das chaves S_1 e S_2 é idêntica à descrita para o método 1.

2.2.3. Método 3 |25|

O circuito de teste é o da Fig. 2.3.

Neste método é colocado um segundo amplificador operacional auxiliar AO2 que juntamente com o capacitor C e a chave S_3 formam um circuito "Sample-Hold" cujo objetivo é eliminar o efeito da tensão de desvio nas medidas de I_b e I_{os} .

Para:

S_1, S_2 e S_3 fechadas	$V_S = V_{S1}$;
S_1 aberta S_2 e S_3 fechadas	$V_S = V_{S2}$;
S_2 aberta S_1 e S_3 fechadas	$V_S = V_{S3}$;
S_1 e S_2 abertas S_3 aberta	$V_S = V_{S4}$ e $V_{SH} = V_{SH1}$; tem-se:

$$I_b = \frac{V_{S2} - V_{S3}}{2 R_3 (1 + R_2/R_1)} \quad (2.4)$$

$$I_{os} = \frac{V_{S4} - V_{S1}}{R_3(1 + R_2/R_1)} = \frac{V_{SH1}}{R_3(1 + R_2/R_1)} \quad (2.5)$$

V_{os} é dado pela equação (2.1).

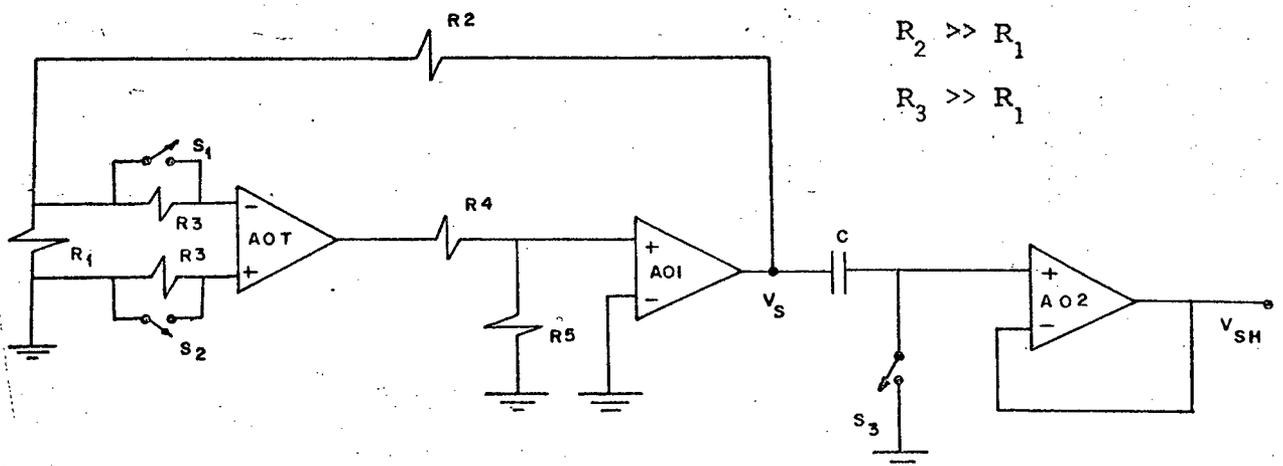


Fig. 2.3. Circuito para a medição de V_{os}, I_b, I_{os} no método 3.

2.2.4. Método 4 | 9,14 |

O circuito de teste é o da Fig. 2.4.

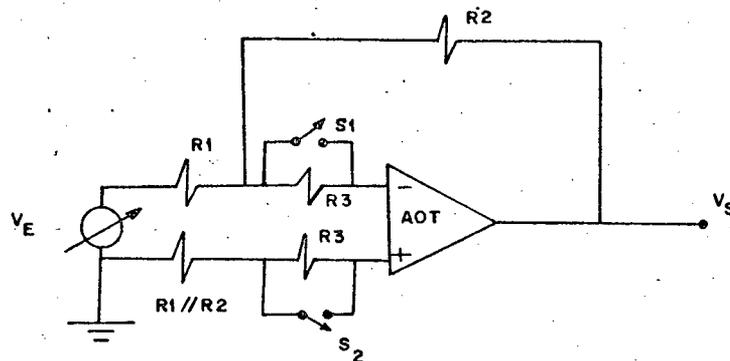


Fig. 2.4. Circuito para medida de V_{os} , I_b , I_{os} no método 4.

Para:

S_1 e S_2 fechadas, $V_E = V_{E1}$ é colocado tal que $V_S = 0$ ou um valor especificado V_{S1} ;

S_1 e S_2 abertas, $V_E = V_{E2}$ é colocado tal que $V_S = 0$ ou um valor especificado V_{S2} ;

S_1 fechada e S_2 aberta, $V_E = V_{E3}$ é colocado tal que $V_S = 0$ ou um valor especificado V_{S3} ;

S_1 aberta e S_2 fechada, $V_E = V_{E4}$ é colocado tal que $V_S = 0$ ou um valor especificado V_{S4} tem-se:

$$V_{os} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{E1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{S1} \quad (2.6)$$

$$V_b = \frac{R_1}{2R_3(R_1 + R_2)} \cdot (V_{S4} - V_{S3}) \quad (2.7)$$

$$I_{os} = \frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} \cdot (V_{S1} - V_{S2}) \quad (2.8)$$

Nesse método além da necessidade de um voltímetro para medida da tensão de saída, como também é necessário nos métodos anteriores, é necessário um gerador de tensão variável, V_E , para proporcionar as tensões de saída desejadas.

2.2.5. Método |5|

O circuito de teste é o da Fig. 2.5.

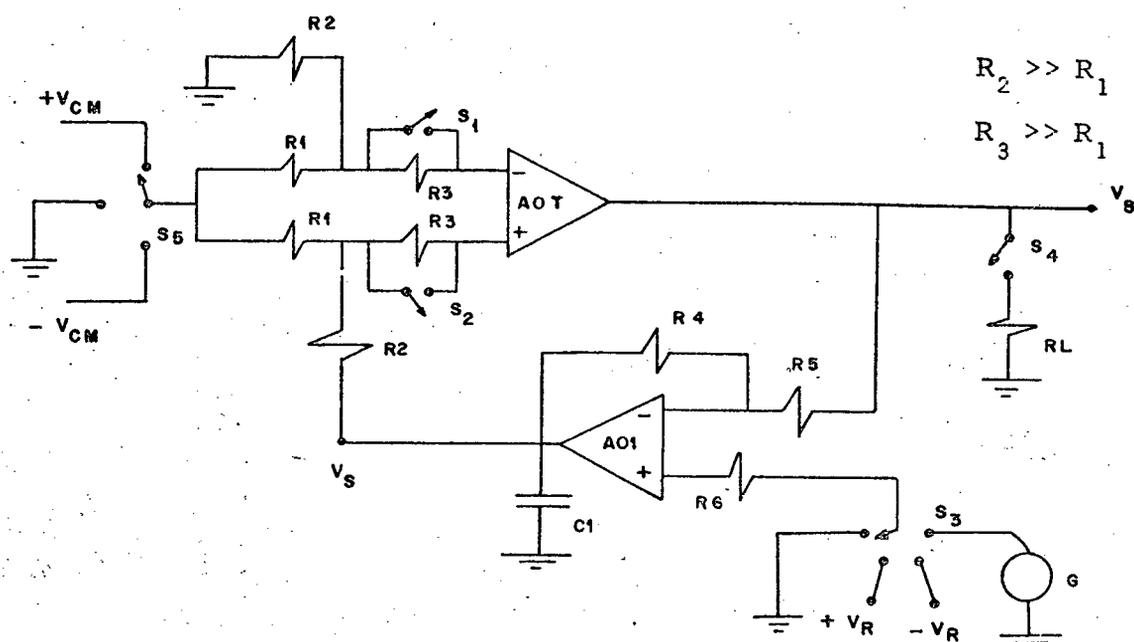


Fig. 2.5. Circuito para medida de V_{os} , I_b e I_{os} no método 5.

Para:

S_1 , S_2 e S_4 fechadas, S_3 e S_5 para o terra $V_S = V_{S1}$;

S_1 e S_2 abertas, S_4 fechada, S_3 e S_5 para o terra $V_S = V_{S2}$;

S_1 e S_4 fechadas, S_2 aberta, S_3 e S_5 para o terra $V_S = V_{S3}$;

S_2 e S_4 fechadas, S_1 aberta, S_3 e S_5 para o terra $V_S = V_{S4}$ tem-se:

$$V_{os} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{S1} \quad (2.9)$$

$$I_b = \frac{R_1}{2R_3(R_1 + R_2)} \cdot (V_{S4} - V_{S3}) \quad (2.10)$$

$$I_{os} = \frac{R_1}{R_3(R_1 + R_2)} \cdot (V_{S2} - V_{S1}) \quad (2.11)$$

As chaves S_3 e S_5 possuem posições que não são utilizadas no teste de V_{os} , I_{os} e I_b mas tais posições serão necessárias para outros testes que serão vistos mais adiante. Deve ainda ser observado que neste método o amplificador operacional é testado sob carga através da chave S_4 .

2.2.6. Método 6 [23]

O circuito de teste é o da Fig. 2.6.

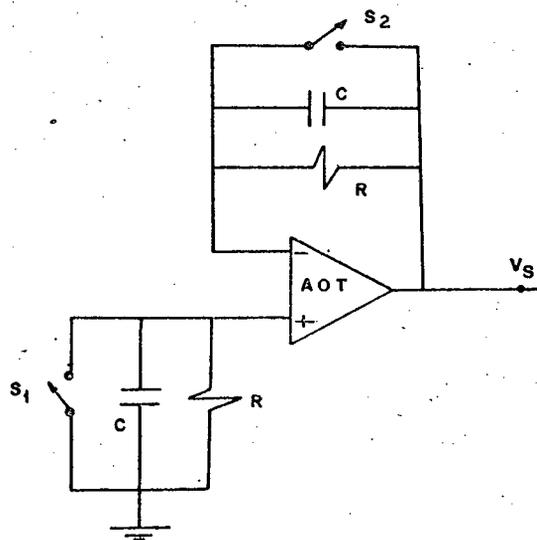


Fig. 2.6. Circuito para medida de I_b , I_{os} no método 6.

Para:

S_1 e S_2 abertas $V_S = V_{S1}$;

S_1 aberta e S_2 fechada $V_S = V_{S2}$;

S_1 fechada e S_2 aberta $V_S = V_{S3}$ tem-se:

$$I_b = \frac{V_{S3} - V_{S2}}{2R} \quad (2.12)$$

$$I_{os} = \frac{V_{S1}}{R} \quad (2.13)$$

2.3. Método para medida do ganho de malha aberta e ou máximos valores de saída.

2.3.1. Método 7 |9,13,23|

O circuito de teste é o da Fig. 2.7.

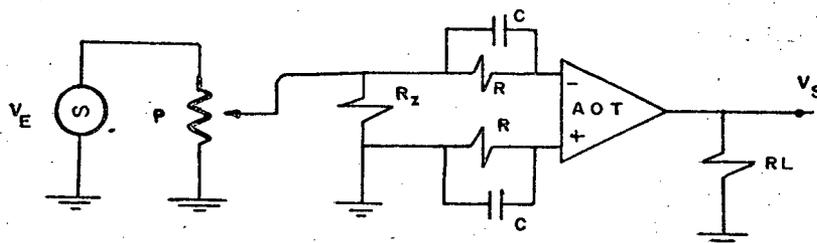


Fig. 2.7. Circuito para medida do ganho no método 7.

Neste método ajusta-se o atenuador P até que a tensão de saída V_S seja igual à tensão de entrada V_E ajustada no gerador. Deste modo o ganho é igual ao inverso do coeficiente de atenuação do atenuador. Neste tipo de medição é necessário fazer a

compensação de tensão de desvio; caso contrário a saída do AOT ficará na saturação. Se faz necessário também que o gerador, V_E , seja de baixa frequência comparada com a frequência do polo dominante do amplificador operacional em teste. O ganho obtido para esse tipo de circuito é chamado de ganho de malha aberta para pequenos sinais.

2.3.2. Método 8 |17|

O circuito de teste é o da Fig. 2.8.

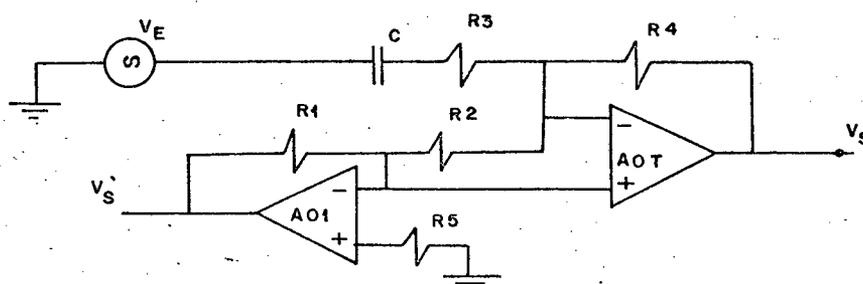


Fig. 2.8. Circuito para medida do ganho no método 8.

O ganho pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$A = \frac{R_1 V_S}{R_2 V'_S} \quad (2.14)$$

O gerador V_E , tal qual no método anterior, deve ser de baixa frequência.

O amplificador operacional AO1 e a rede de realimentação servem para reduzir os efeitos de "offset".

2.3.3. Método 9 |4,14,23|

O circuito de teste é o da Fig. 2.9.

O ganho pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$A = K \cdot \frac{V_S}{V_X} \quad (2.15)$$

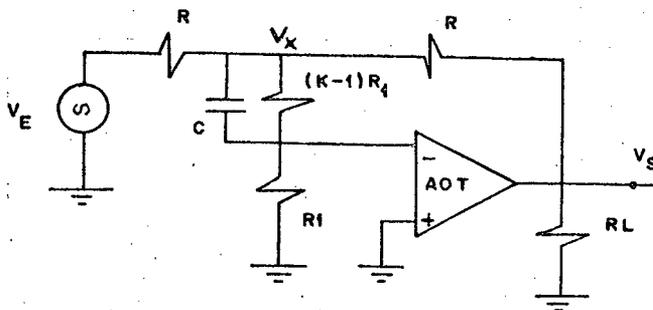


Fig. 2.9. Circuito para a medida do ganho e valores máximos de saída no método 9.

O gerador V_E deve ser de baixa frequência. Nesse circuito a compensação do "offset" é parcialmente suprida pelo circuito de realimentação.

Para a medida dos máximos valores de saída basta aumentar a tensão de entrada até que V_S atinja a saturação positiva e negativa. Isso deve ser feito para valores de R_L especificados.

2.3.4. Método 10 |6,23|

O circuito de teste é o da Fig. 2.10.

O ganho pode ser calculado pela expressão:

$$A = \alpha K |V_O| / V_S \quad (2.16)$$

α ganho do amplificador diferencial

V_O amplitude da onda quadrada.

Este método incorpora um amplificador diferencial auxiliar A02 e chaves eletrônicas de modo a fazer uma demodulação do sinal de onda quadrada obtido do gerador de entrada e apresentar como sinal de saída uma tensão contínua. Incorpora também um segundo amplificador auxiliar A01 que funciona como o gerador de onda quadrada de baixa frequência.

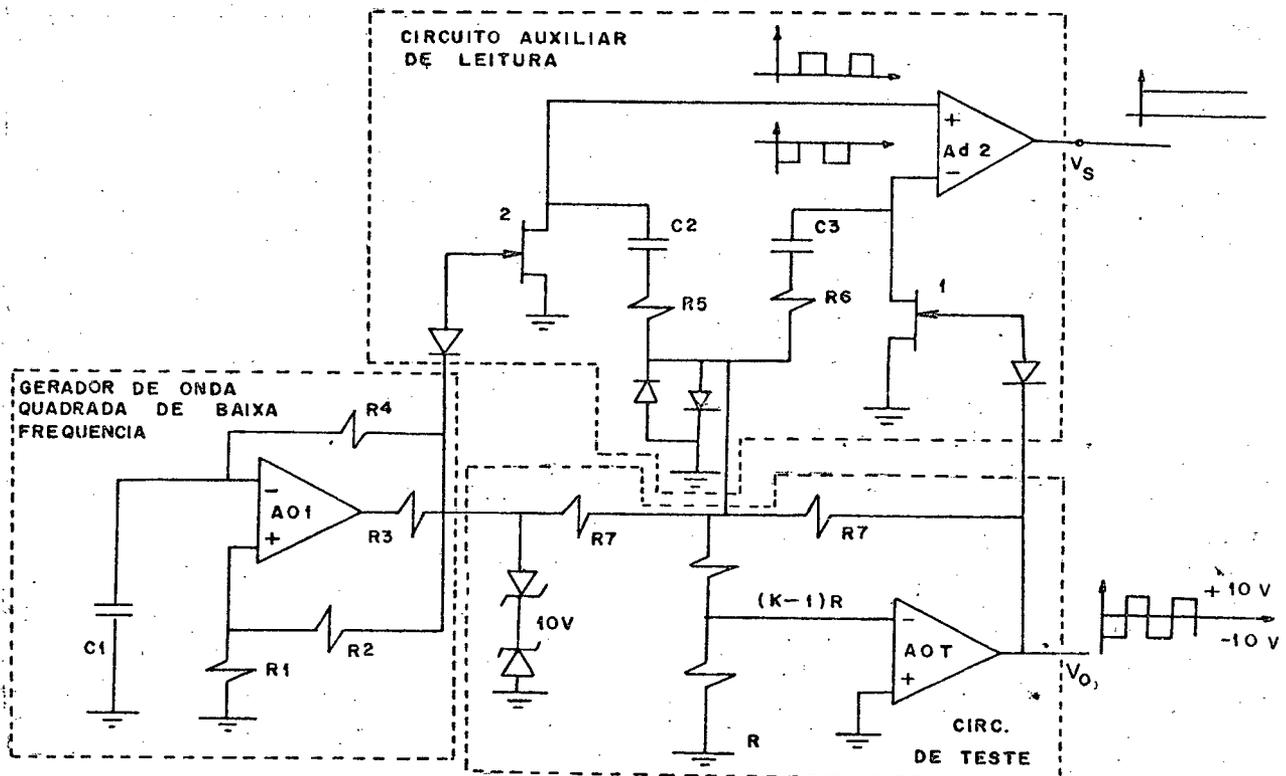


Fig. 2.10. Circuito para medida do ganho no método 10.

2.3.5. Método 11 |12,25|

O circuito de teste é o da Fig. 2.11.

A medida do ganho é obtida seguindo-se três passos:

- 1º) para S fechada coloca-se V_E a zero, a tensão de "offset" é armazenada no capacitor C.
- 2º) Abre-se S e coloca-se $V_E = V_{E1}$ isso força $V_S = -V_{E1}$ e $V_{SH} = V_1$

3º) Coloca-se $V_E = -V_{E1}$ isso força $V_S = V_{E1}$ e $V_{SH} = V_2$

O ganho é dado por:

$$A = \frac{2 \cdot V_{E1} (1 + R_2/R_1)}{V_1 - V_2} \quad (2.17)$$

O ganho determinado através desse método é chamado de ganho c.c..

Para se obter os máximos valores de saída basta conectar uma das cargas, R_{L1} ou R_{L2} , e forçar V_S atingir o máximo através da tensão V_E .

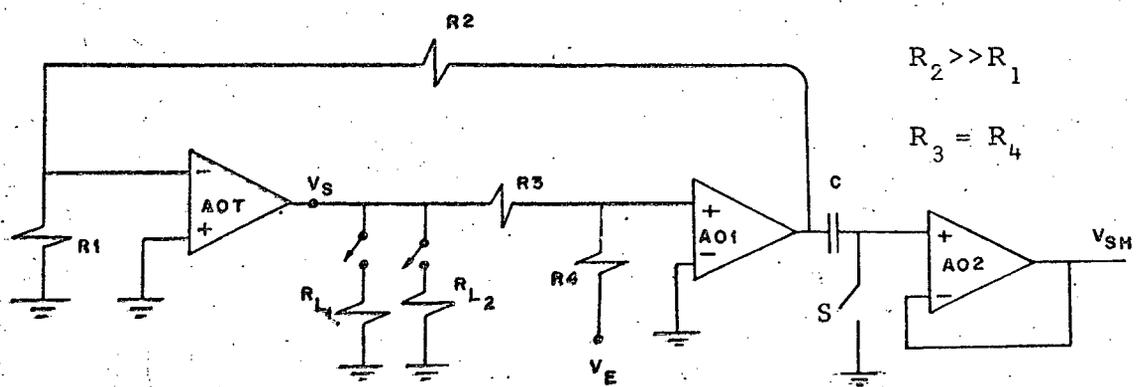


Fig. 2.11. Circuito para medida do ganho e valores máximos de saída no método 11.

2.3.6. Método 12 |9,11,20|

O circuito de teste é o da Fig. 2.12.

A medida do ganho é obtida seguindo-se três passos:

1º) S_1, S_2, S_4 fechadas S_3 é colocada ao terra.

2º) S_3 é colocada a $+V_R$, $V_S = V_{S1}$

3º) S_3 é colocada a $-V_R$, $V_S = V_{S2}$

O ganho é dado por:

$$A = \frac{2V_R}{(V_{S1} - V_{S2}) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)} \quad (2.18)$$

Da mesma forma que o método anterior, este método fornece o ganho c.c..

Para a medida dos valores máximos de saída segue-se os seguintes passos:

1º) S_1, S_2, S_4 fechadas e S_5 para terra

2º) S_3 é colocado para $+V_R$ tal que $V'_S = V'_{S_{\text{máx}1}}$

3º) S_3 é colocado para $-V_R$ tal que $V'_S = V'_{S_{\text{máx}2}}$

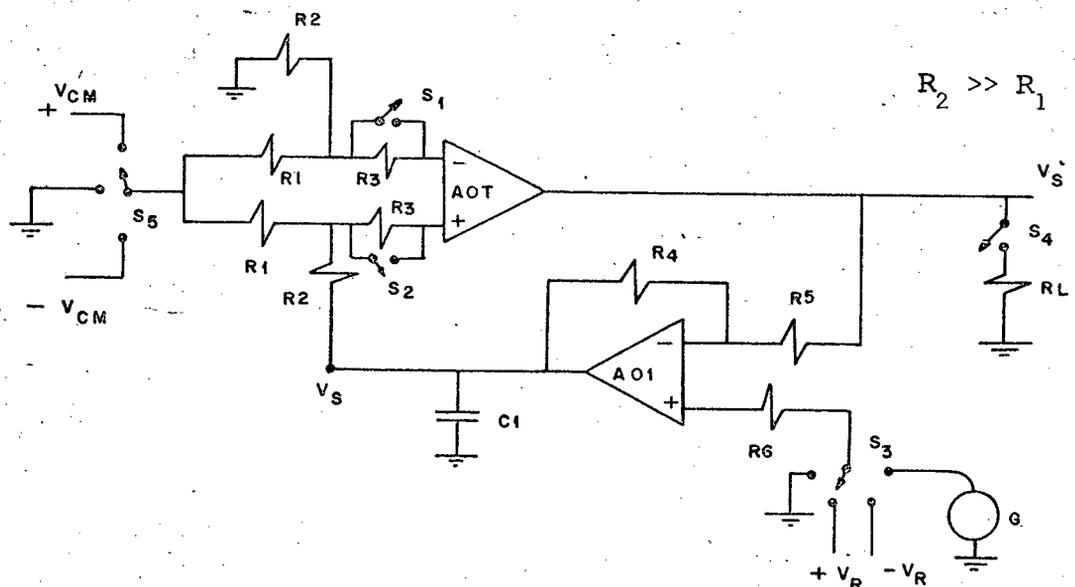


Fig. 2.12. Circuito para a medida do ganho e valores máximos de saída no método 12.

2.3.7. Método 13 |1,12,13|

O circuito de teste é o da Fig. 2.13.

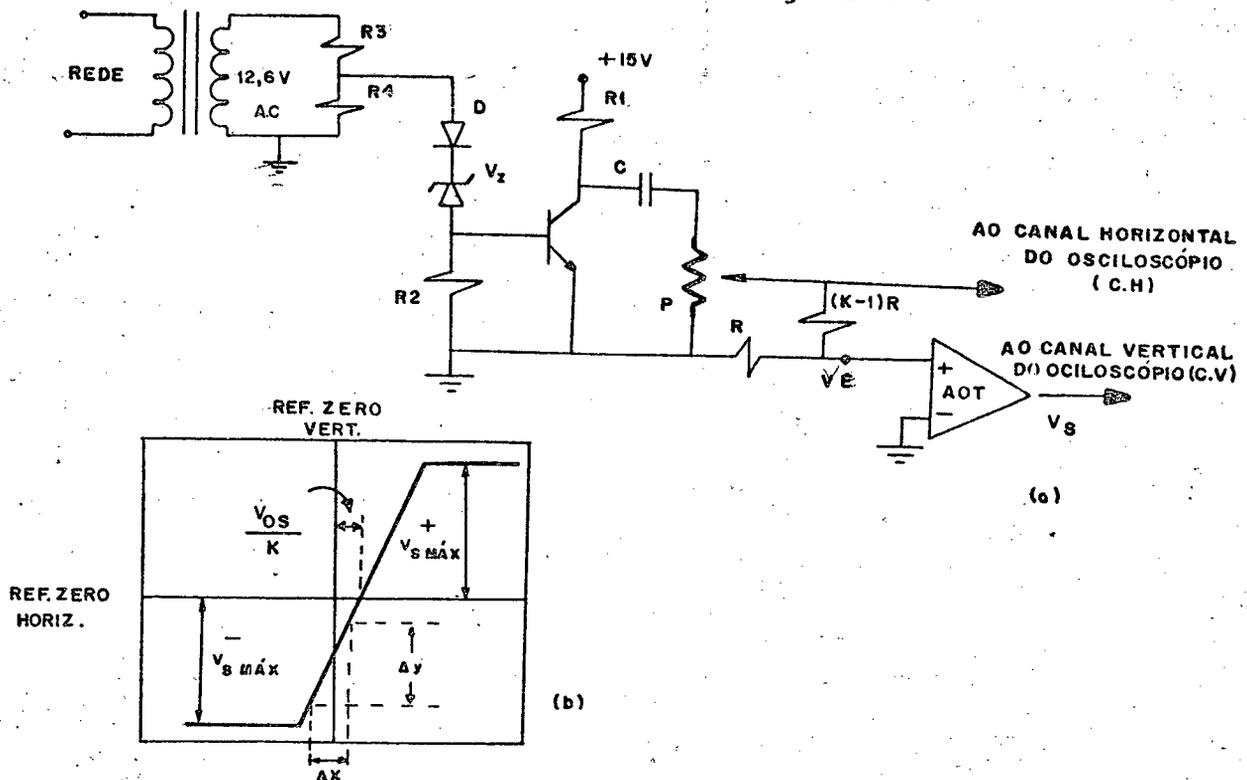


Fig. 2.13. Circuito para medida do ganho e valores máximos de saída (a). Tela do osciloscópio para saída x-y do circuito (b).

Este método é baseado na colocação da função de transferência $V_S \times V_E$ do amplificador operacional em teste na tela do osciloscópio.

Este método oferece uma série de vantagens a começar por proporcionar, além da medida do ganho e valores máximos de saída, informações a respeito da linearidade e tensão de desvio de entrada. Este método é simples e rápido, porém é necessário um osciloscópio que possua entrada x-y calibrada. O ganho é medido pela inclinação da curva mostrada na parte (b) da Fig. 2.13, ou seja:

$$A = \frac{\Delta y}{\Delta x} \cdot K \quad (2.19)$$

Os máximos valores de saída são medidos como a distância vertical entre a referência zero horizontal e os valores máximos de tensão que aparecem na tela do osciloscópio, conforme mostra a parte (b) Fig. 2.13. A medida da tensão de desvio de entrada é medida como a distância horizontal entre a referência zero vertical e o cruzamento da característica x-y com a referência zero horizontal dividida por K.

A linearidade do amplificador operacional em teste pode ser observada pelo comportamento da F.T. entre saturação positiva e negativa da saída. Se for uma linha reta o ampop é linear, se tiver várias inclinações o ampop é não linear pois a cada inclinação corresponde um ganho diferente para a mesma frequência.

Deve-se observar que neste método é difícil compatibilizar a escala para medida simultânea da tensão de desvio de entrada e o ganho. Geralmente a escala que se adapta à medida da tensão de desvio não se adapta à medida do ganho, e vice-versa.

2.4. Discussão dos métodos

2.4.1. Métodos de medida de V_{os} , I_b e I_{os} .

É possível observar que todos os métodos utilizados para a medida de V_{os} , I_b e I_{os} têm como saída uma tensão contínua, de modo que sob este aspecto todos os métodos são equivalentes. No entanto, existem alguns métodos que utilizam um amplificador operacional auxiliar e outros que não utilizam, os quais utilizam somente as propriedades do amplificador operacional sob teste. Considerando que todos os métodos são baseados na manuten

ção de um laço de realimentação com ganho conhecido e que o amplificador operacional sob teste muitas vezes tem características desconhecidas ou então faixa de valores estimados a partir do manual do fabricante, é sempre conveniente manter um amplificador operacional auxiliar com características conhecidas. Essa consideração a respeito do amplificador operacional auxiliar faz com que a escolha dos métodos seja reduzida àqueles que possuem o amplificador operacional auxiliar. Dentre os apresentados tem-se o 2, 3 e 5.

Na maioria dos métodos a medida das correntes de polarização e da tensão de desvio é feita de acordo com a sua definição, isto é, mantendo-se o circuito de entrada tanto quanto possível aterrado. Mesmo que não se tenha interesse em obter valores de V_{os} e I_b para entrada não aterrada é sempre interessante conhecer o comportamento desses parâmetros em função da tensão de modo comum. Essa medida dá idéia da linearidade do par de terminais de entrada do AMPOP em função da tensão de modo comum. Tendo em vista que esse tipo de informação é desejada, pelo menos para verificar a faixa de tensões de modo comum na qual o circuito opera linearmente, conforme é definido pelo fabricante, é desejável se fazer essa medida. Isso implica em que só é possível fazer essa entrada de tensão de modo comum se puder ser aplicada a mesma tensão com condições análogas de impedância nas duas entradas do AMPOP, entrada inversora e não inversora. Portanto o AMPOP sob teste deve ser colocado sob um arranjo numa ponte, cujos braços equilibrados é possível aplicar tensões de modo comum sem desequilibrar a tensão diferencial aplicada. O único método que apresenta esse arranjo, com os dois AMPOPS, é o método 5, onde aparece claramente a existência da ponte formada pe-

los resistores R_1 e R_2 e também conta com o AMPOP auxiliar. A chave S5 permite além da medida de V_{os} , I_{os} e I_b com a entrada aterrada, conforme a definição, a medida de tais parâmetros com tensões de modo comum aplicadas nas entradas do ampop. Assim sendo, esse é o método mais flexível entre os apresentados e o seu custo não chega a ser proibitivo, pois inclui somente um AMPOP a mais e alguns componentes passivos comparado com os métodos mais simples. Portanto será escolhido para a medição de V_{os} , I_{os} e I_b .

2.4.2. Métodos de medida do ganho de malha aberta.

O exame dos métodos de medida de ganho apresentados mostra que, de um modo geral, eles incluem-se nas seguintes categorias:

1. Aqueles com entradas e saídas senoidais onde a medida do ganho baseia-se na definição clássica. Essa medida é feita dividindo-se a medida da saída senoidal pela medida da entrada senoidal e suas correspondentes fases, se for o caso. Exemplos desses métodos são os apresentados na Fig. 2.7, Fig. 2.8 e Fig. 2.9.

2. Aqueles que utilizam uma onda quadrada para a medida direta do ganho como é o caso do método apresentado na Fig. 2.10. Nesse método o sinal alternado de saída, por facilidade de medida, é convertido para uma tensão contínua.

3. Aqueles que procuram medir o ganho por diferença de tensão de saída (ΔV_s) contínua, colocada na saída, contra uma diferença de tensão de entrada (ΔV_E). Esses métodos são apresentados na Fig. 2.11 e Fig. 2.12.

4. Aqueles que procuram obter o ganho através da função de

transferência $V_S \times V_E$, colocado de maneira a eliminar o parâmetro tempo, como é o caso do método apresentado na Fig. 2.13.

Fazendo-se uma análise mais criteriosa desses métodos tira-se uma série de conclusões. O método 7, por exemplo, apresenta uma medida da tensão de saída em função da tensão de entrada e o processo consiste em igualar as duas tensões ajustando o atenuador P. Supondo-se que os valores de ganho são relativamente elevados, da ordem de 10^4 ou mais, e considerando-se que a tensão de saída em geral não ultrapassa valores acima de 10V, observa-se claramente que as tensões senoidais de entrada são muito baixas. Isso implica que o conjunto de atenuador de entrada deva ser de baixíssimo ruído e alta precisão. Além disso as conexões de entrada são extremamente críticas do ponto de vista de introdução de ruído. Apesar disso esses não são os principais defeitos desse método. O principal defeito é que ele não possui um controle sobre o "offset". O offset faz com que exista um desnível de tensão contínua na saída fazendo com que a tensão de saída esteja deslocada da referência zero por valores bastante elevados. Isso reduz a máxima tensão senoidal de saída que pode ser colocada para evitar a saturação do ampop sob teste. Além de provocar essa redução, se a frequência de teste desejada for muito baixa, vai haver praticamente a impossibilidade de se fazer a distinção entre as duas tensões na saída. Além disso, o método baseia-se na medida da amplitude da tensão de saída de modo a igualá-la à tensão senoidal de entrada. Isso só pode ser feito dispondo-se de um equipamento de precisão que poderia ser um voltímetro de precisão, para a frequência de interesse, mas de qualquer maneira para se observar características interessantes como distorção, por exemplo, ter-se-ia que cair na utilização de um osciloscópio. Apesar dos problemas citados, esse método é muito utilizado.

O método 8 mantém problemas similares ao anterior, isto é, tem-se que medir a tensão de saída e a de entrada em função do tempo. Além disso, ele não é apropriado para frequências extremamente baixas devido ao acoplamento capacitivo; portanto, não é apropriado para uma estimativa do ganho C.C.. Apesar disso, é excelente para a medida do ganho em função da frequência; no entanto necessita de um ampop auxiliar de larga faixa passante. Em geral esse ampop auxiliar deve ser dos ampops chamados de vídeo que não são tão simples de serem conseguidos com as características e são caros. Nesse método não há problemas com relação ao offset pois essa compensação é feita pelo ampop AOL. Da mesma forma que no método anterior para melhor caracterização das tensões de entrada e saída é necessário um osciloscópio.

O método 9 baseia-se na ampliação de K vezes a tensão de entrada do ampop e produz uma tensão de saída conhecida e igual a tensão de entrada. Essa ampliação se dá também sobre o "offset", e este também está presente na saída, de modo que a tensão de saída tem os mesmos problemas citados no método 7. Logo, não se pode colocar grandes amplitudes senoidais porque o ampop satura uma vez que ele já está com seu nível zero bastante deslocado. Além disso, é necessário um osciloscópio ou um voltímetro A.C. de precisão para se fazer a medição. Para frequências baixas volta o problema da não possibilidade de distinção da onda senoidal e do offset, e distorção devido ao efeito térmico.

Tendo em vista o exposto anteriormente deve-se descartar esses métodos uma vez que se tem métodos melhores como, por exemplo, o método 10. Esse método apresenta a grande vantagem de fazer a leitura do ganho função de uma tensão contínua. A obtenção da tensão contínua é feita através de um artifício de demodulação do sinal de saída e um arranjo conveniente de um ampop auxi

liar. O problema que se vê é a obtenção de um processo que leve-se a uma demodulação perfeita, para frequência variável, de modo a não introduzir erro na conversão. Esse método é interessante pois não necessita de osciloscópio para medida, sendo suficiente um voltímetro C.C.. No entanto, nenhuma outra indicação é fornecida a respeito do ampop sob teste.

Métodos que procuram cancelar o efeito de "offset" são bem mais interessantes pois estes vão permitir a eliminação desse principal parâmetro que atrapalha a medida do ganho. O método 11 é um desses, no qual tem-se a introdução do ampop auxiliar e um capacitor para fazer uma amostragem do offset. A tensão V_E nesse método pode ser uma tensão contínua ou uma onda quadrada de modo a automatizar a tensão de saída. No mesmo caso está incluído o método 12. Nesses dois métodos continua-se tendo a dificuldade de observar não linearidades mas são bastante bons e fáceis de serem operados.

A grande vantagem aparece no método 13. Esse método pode operar com frequência variável e a colocação da tensão de saída contra a tensão de entrada no osciloscópio possibilita a medida não só do ganho mas também a visualização de eventuais não linearidades e medida das tensões de saturações, máximas e mínimas numa única medida. Dessa forma, esse método parece ser o mais apropriado desde que alguns de seus problemas sejam sanados, como por exemplo o "offset". A existência desse "offset" faz com que a curva V_S versus V_E se desloque demais na tela do osciloscópio e dadas as baixas frequências não é possível operar o canal do osciloscópio com entrada C.A.. Para o zero colocado no centro da tela pode provavelmente essa curva cair fora da tela. Então o processo talvez mais correto seja aquele que coloca essa

curva na tela compensando o "offset". Dessa forma seria medido o ganho, a linearidade e a saturação e a medida do "offset" seria feita por outro processo. Portanto seria interessante uma combinação de métodos de modo a otimizar as medidas dos parâmetros de interesse.

Após as considerações feitas anteriormente para utilização de um método de medida de V_{os} , I_{os} e I_b e um método de medida de ganho que pudessem ser rearranjados de tal forma a reunir as melhores características de cada um, é que a análise da bibliografia indicou o processo de medida proposto pela referência [26] como o mais indicado para ser implementado, por um laboratório, de uma forma mais barata e que permitisse obter as melhores características de todos os métodos estudados. Esse processo é o básico do trabalho e será analisado em detalhes no próximo capítulo.

CAPÍTULO 3

CIRCUITO BASE DE MEDIDA DOS PARÂMETROS

3.1. Introdução

Neste capítulo será apresentado um método para a medida de corrente de polarização (I_b), tensão e corrente de desvio de entrada (V_{os}, I_{os}) e ganho de tensão de malha aberta (A) utilizado no trabalho realizado por M. Yamatake [26], o qual serviu como base para o presente trabalho.

3.2. Partes Constituintes

O trabalho base é constituído de três partes: fontes de alimentação, gerador de funções e circuito de testes.

3.2.1. Fontes de alimentação

Como mostra a Fig. 3.1 tem-se duas fontes de alimentação. Uma fonte fixa de $\pm 20V$ e uma fonte variável de $\pm 5V$, $\pm 10V$, $\pm 15V$ e $\pm 20V$.

A fonte de tensão fixa é obtida através do regulador de tensão, LM 100, cuja entrada é $+ 28V$, fornecido pela fonte de tensão não regulada, e cuja saída é $+20V$. A fonte de $-20V$ é obtida pela inversão da fonte de $+20V$ através de um amplificador inversor de ganho unitário, A01. Esta fonte regulada de $\pm 20V$

é utilizada para alimentar os circuitos no conjunto de testes.

A fonte variável é obtida através de um divisor de tensão variável composto por R_7, R_8, R_9, R_{10} e R_{26} que é comandado pela fonte fixa de +20V. Com esse divisor obtem-se tensões de +2,5V, +5V, +7,5V e +10V que através de um amplificador não inversor de ganho 2 (A02) fornece a fonte de +5V, +10V, +15V e +20V. A fonte de -5V, -10V, -15V e -20V é obtida pela inversão da fonte variável positiva, através de um amplificador inversor de ganho unitário (A03). Esta fonte de tensão variável é utilizada para alimentar o amplificador operacional em teste.

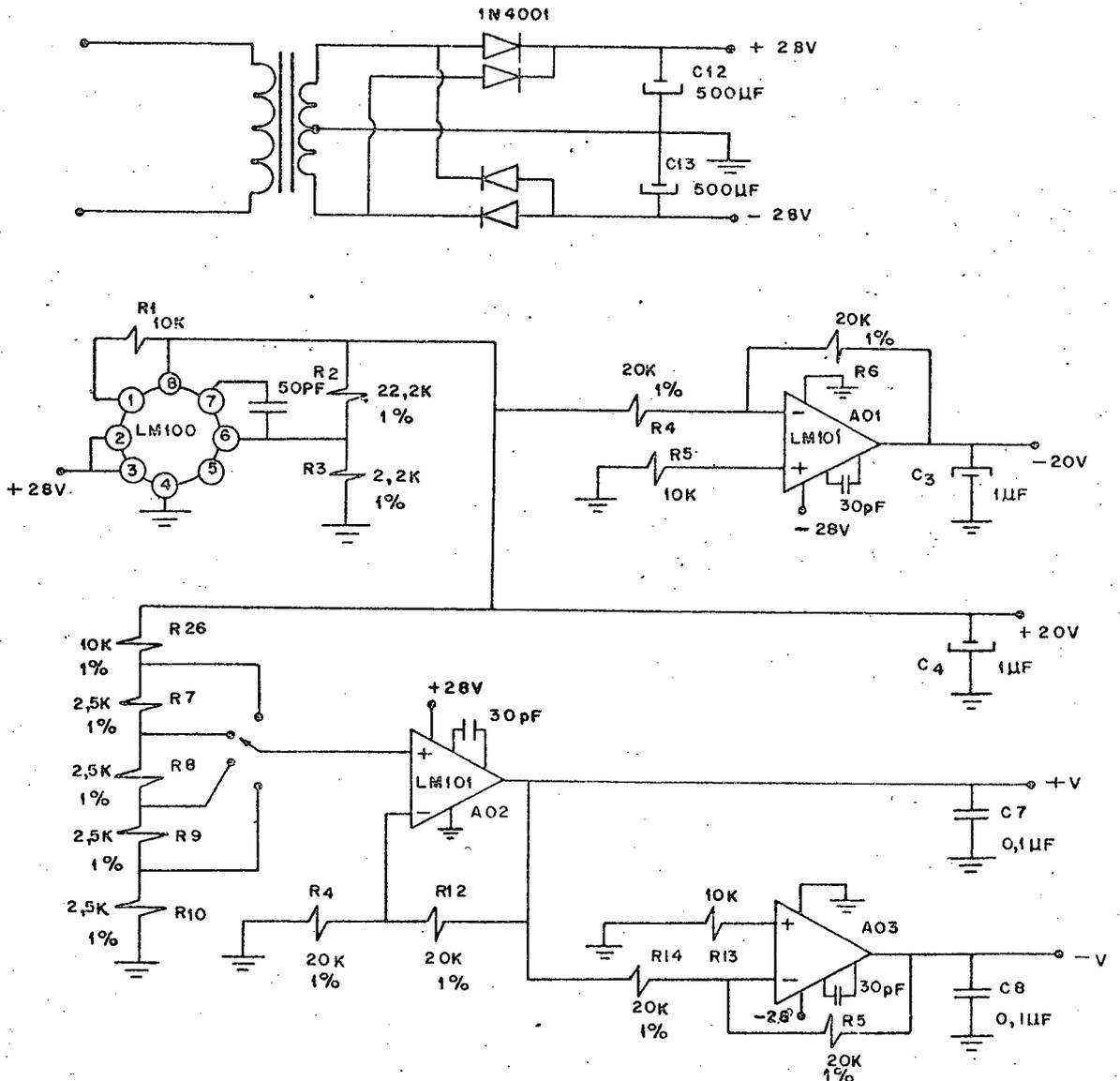


Fig. 3.1. Fontes de tensão.

3.2.2. Gerador de funções

Como mostra a Fig. 3.2 o gerador de funções fornece três saídas: uma onda quadrada, um pulso e uma onda triangular.

O amplificador AO4 é um multivibrador astável que gera uma onda quadrada da saturação positiva à saturação negativa. A amplitude dessa onda quadrada é aproximadamente $\pm 19V$ e a frequência é 16Hz determinada pela razão entre R_{18} e R_{16} e pela constante de tempo $R_{17} \cdot C_9$. O resistor R_{19} limita a saída de sobrecarga e os diodos D_5 e D_6 estabilizam os níveis de saída. Esta onda quadrada é usada para operar as chaves "FET" no conjunto de testes e para gerar o pulso e a forma de onda triangular.

O amplificador AO5 é um multivibrador monoestável comandado pela saída positiva de AO4. Sua saída é um pulso de aproximadamente $-19V$ a $+19V$ com um "Duty cycle" de aproximadamente 1%. A largura do pulso é determinada pela razão entre R_{20} e R_{22} e pela constante de tempo $R_{21} \cdot C_{10}$. Este pulso é usado para estabelecer a referência zero, na tela do osciloscópio, para as medidas do circuito de testes.

O amplificador AO6 é um integrador estabilizado c.c. comandado pela amplitude estabilizada de AO4. Sua saída é uma onda triangular de frequência igual à da onda quadrada e amplitude $\pm 5V$ determinada pela onda quadrada desenvolvida sobre D_5 e D_6 e pela constante de tempo $R_{adj} \cdot C_{14}$. A estabilização C.C. é completada pelo circuito de realimentação formado por R_{24} , R_{25} e C_{15} . A atenuação c.a. deste circuito de realimentação é tal que a ação do integrador na frequência da onda quadrada não é degradada. A onda triangular é invertida em relação à onda quadrada como mostra a Fig. 3.5. Esta onda triangular é usada para excitar o amplificador

operacional em teste e fazer a varredura do canal horizontal do osciloscópio.

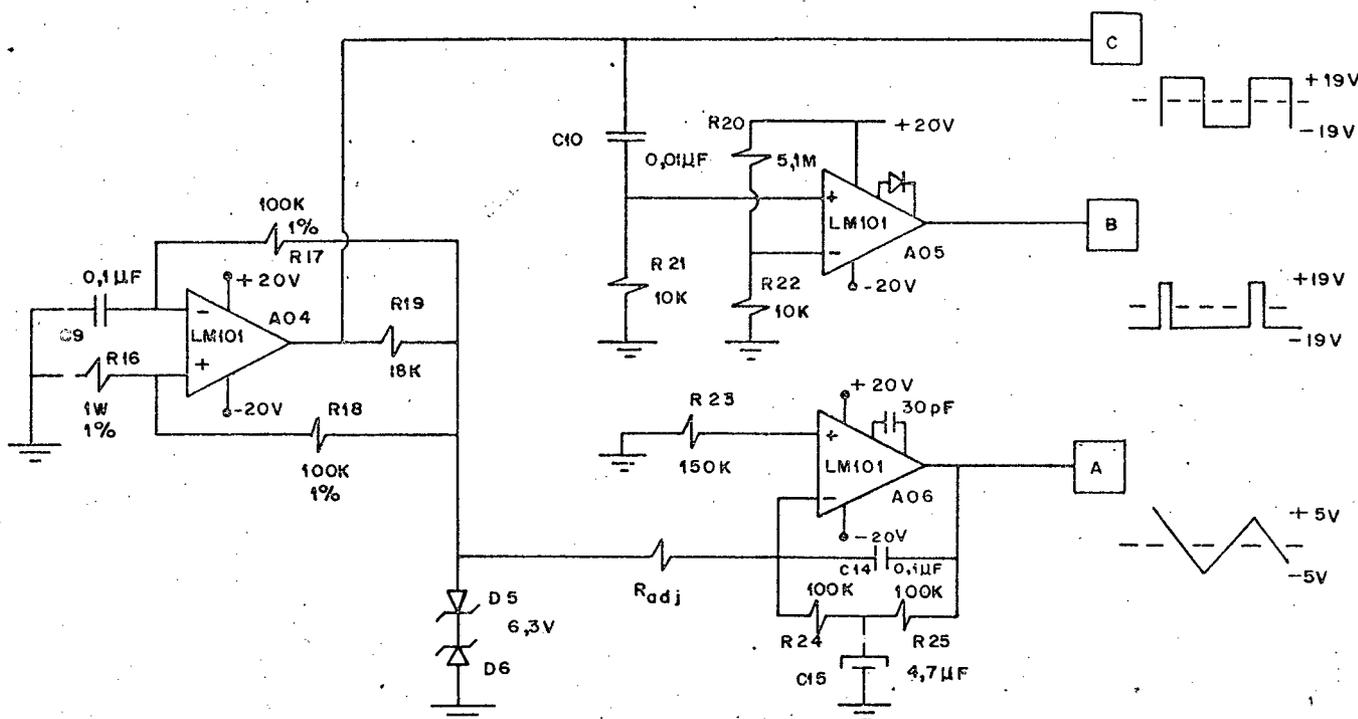


Fig. 3.2. Gerador de funções .

3.3. Circuito de testes

O circuito de testes completo é mostrado na Fig.3.3. Este circuito é alimentado pelas fontes de tensão de alimentação e gerador de funções e proporciona saídas horizontal e vertical para um osciloscópio de modo x-y que é utilizado como sistema de medição. Os elementos principais deste circuito são o integrador formado pelo amplificador operacional 7 (A07) e seu circuito de realimentação R_{31} , R_{32} , C_{16} e C_{17} e o amplificador operacional em teste (A0T) e seu circuito de realimentação R_{40} , R_{43} , R_{44} e R_{52} . O restante do circuito de testes proporciona condições apropriadas para o amplificador operacional em teste e escala para o osciloscópio no qual são mostrados os resultados dos testes.

O circuito de testes opera em um dos três modos básicos: teste de corrente de polarização, teste de tensão e corrente de desvio de entrada e teste de função de transferência.

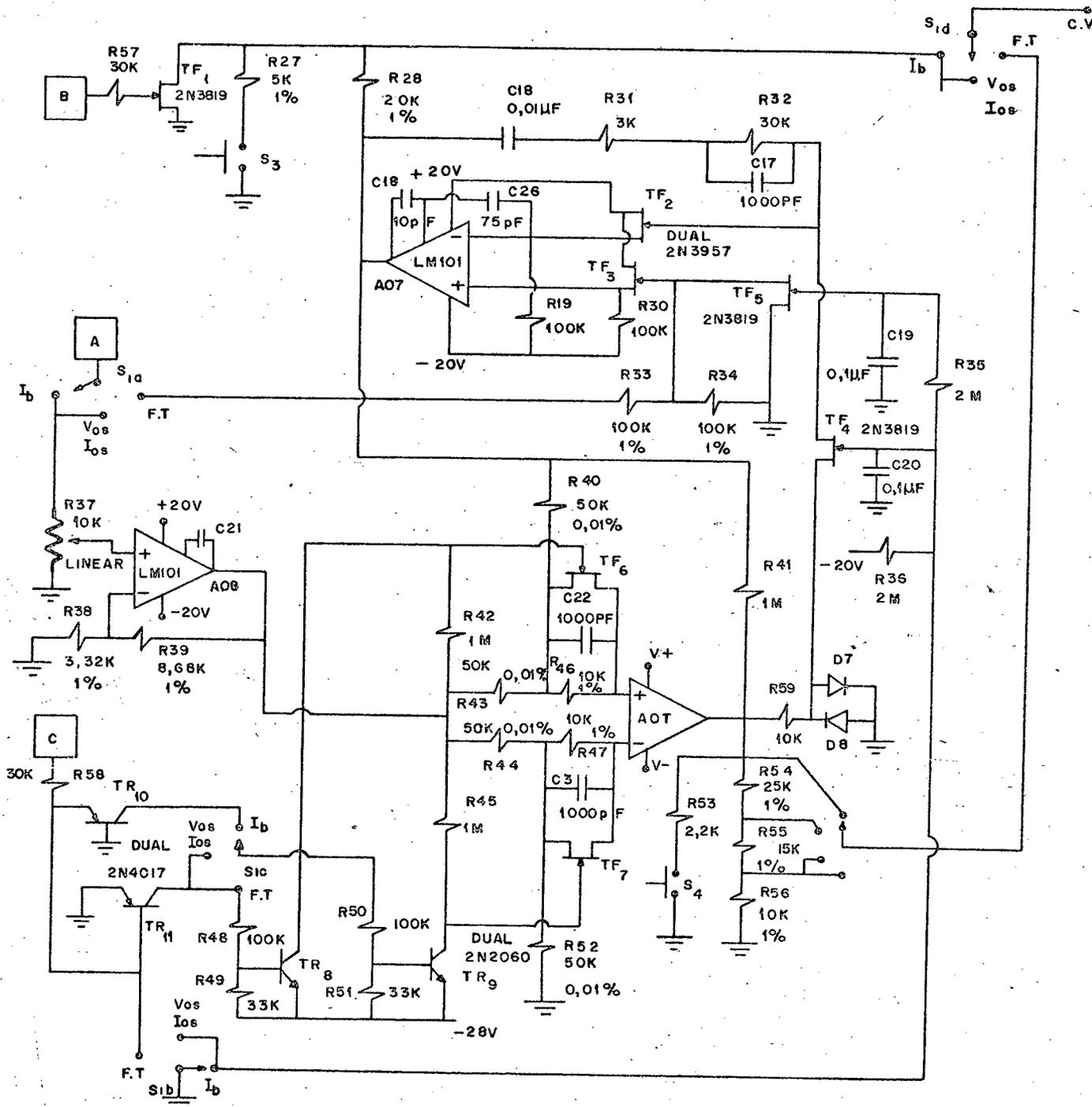


Fig. 3.3. Circuito de testes.

3.3.1. Teste de corrente de polarização, I_b .

O circuito simplificado para o teste de corrente de polarização é mostrado na Fig. 3.4. A saída do gerador de onda triangular e a saída do circuito de teste comandam o canal horizontal e vertical do osciloscópio, respectivamente.

No teste de corrente de polarização as chaves S_{5a} e S_{5b} abrem e fecham em alternância através do comando feito pela subida e descida da forma de onda triangular conforme mostra a Fig. 3.5.

Na Fig. 3.6 é mostrado o modelo do amplificador operacional que será utilizado na análise do circuito para a medida da corrente de polarização.

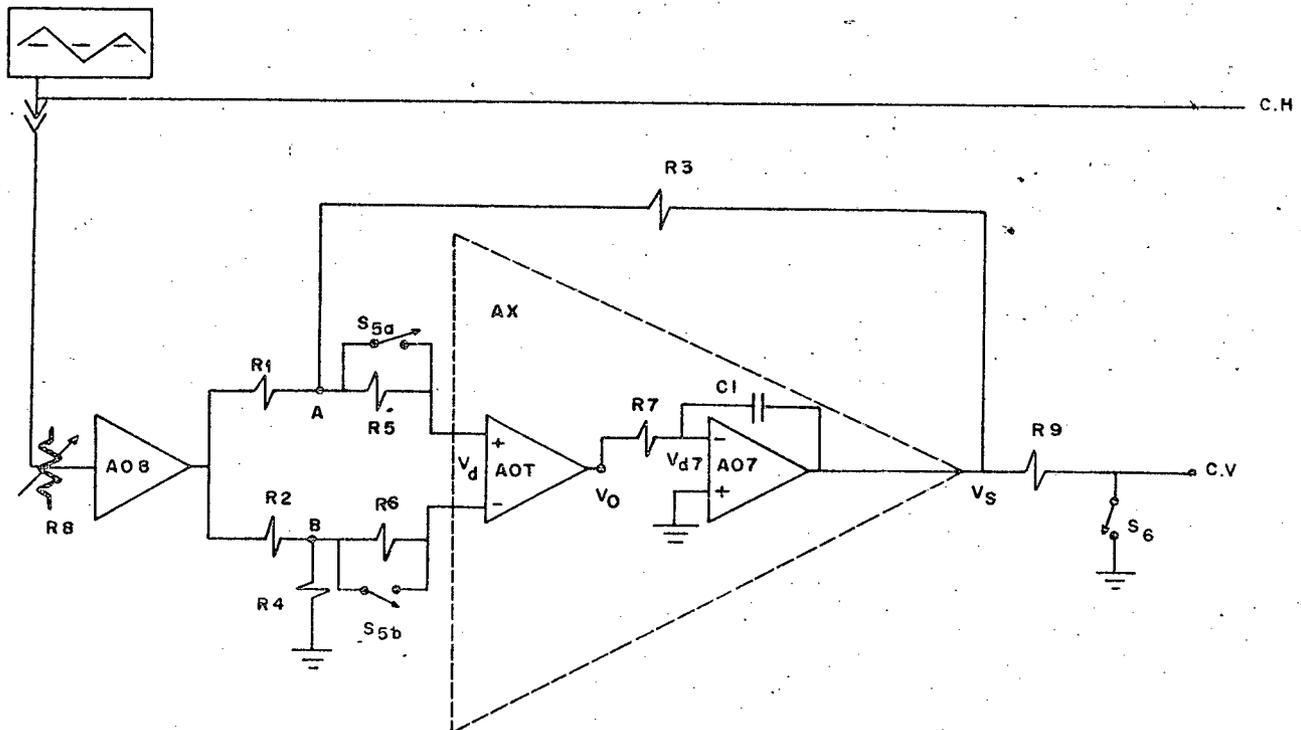


Fig. 3.4. Circuito simplificado para medida de I_b , I_{os} e V_{os} .

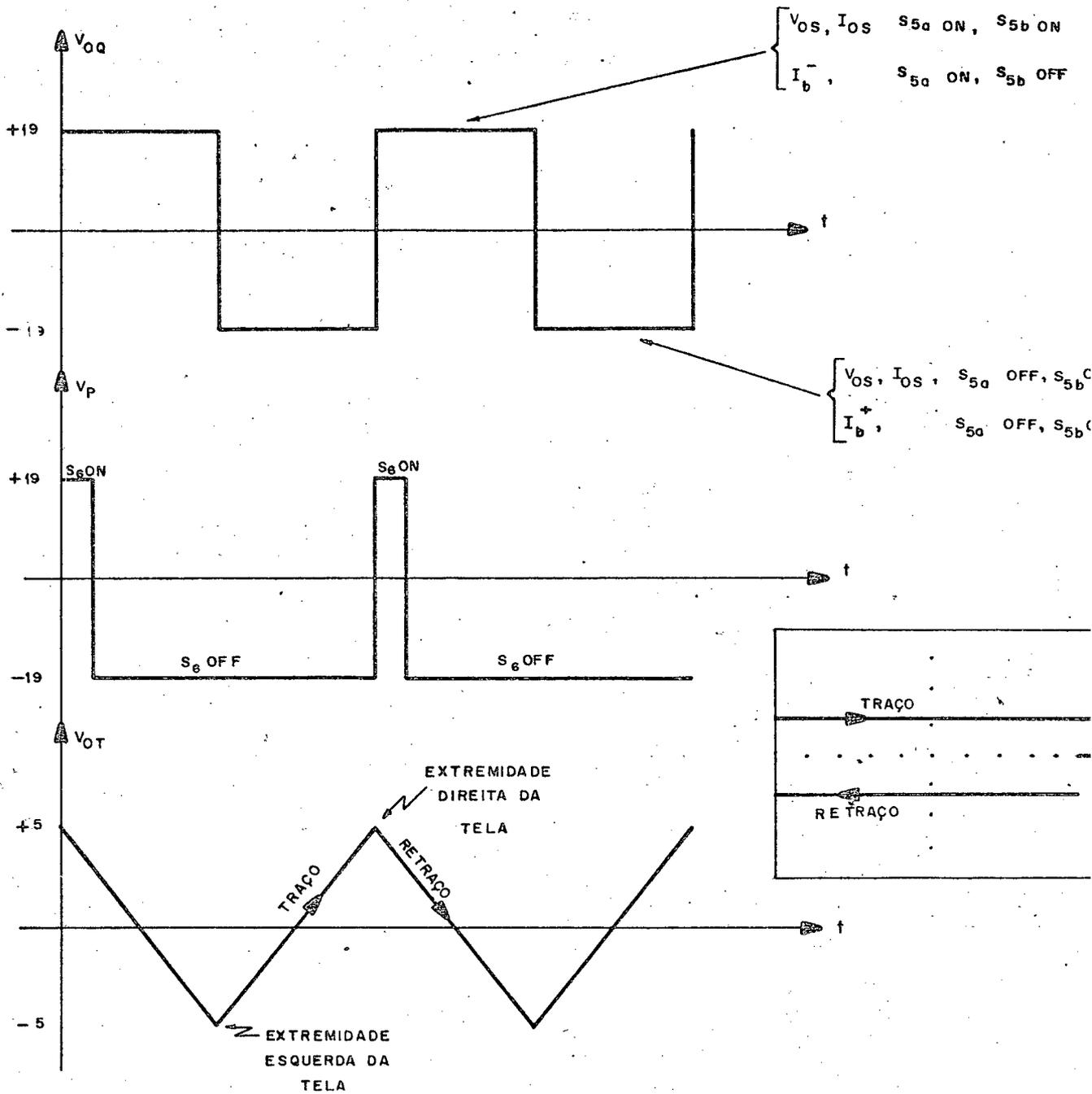


Fig. 3.5. Formas de onda que comandam as chaves do circuito de testes e canal horizontal do osciloscópio.

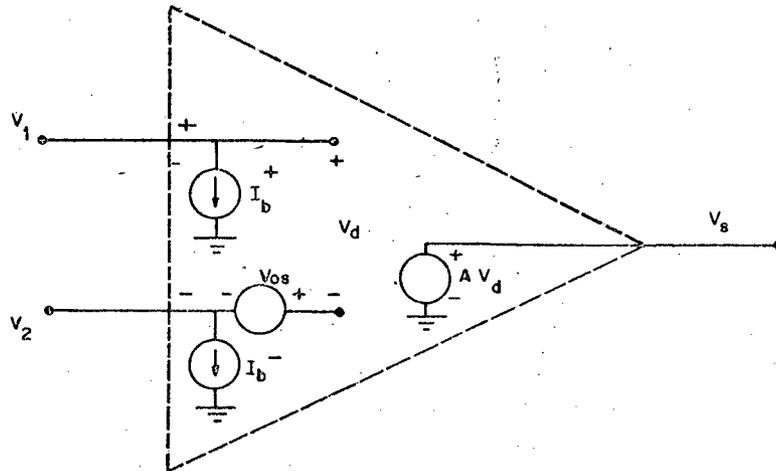


Fig. 3.6. Modelo do amplificador operacional.

Da Fig. 3.4 e Fig. 3.6 pode-se escrever as seguintes expressões:

$$A_x = \frac{v_S}{v_d} \quad (3.1)$$

$$-A_7 = \frac{v_S}{v_{d7}} \quad (3.2)$$

$$A = \frac{v_0}{v_d} \quad (3.3)$$

$$v_{d7} = \frac{v_0 + R_7 C_1 S v_S}{1 + R_7 C_1 S} \quad (3.4)$$

Substituindo a equação (3.4) na equação (3.2) tem-se:

$$\frac{v_S}{v_0} = - \frac{1}{R_7 C_1 S + (1 + R_7 C_1 S)/A_7} \quad (3.5)$$

Substituindo a equação (3.5) na equação (3.3) tem-se:

$$\frac{v_S}{v_d} = - \frac{A}{R_7 C_1 S + (1 + R_7 C_1 S)/A_7} \quad (3.6)$$

Substituindo-se a equação (3.6) na equação (3.1)

tem-se:

$$A_x = - \frac{A}{R_7 C_1 S + (1 + R_7 C_1 S)/A_7} \quad (3.7)$$

Para $S = 0$

$$A_x = - A.A_7 \quad (3.8)$$

O equivalente Thevenin entre os pontos A e B da Fig. 3.4 é mostrado na Fig. 3.7.

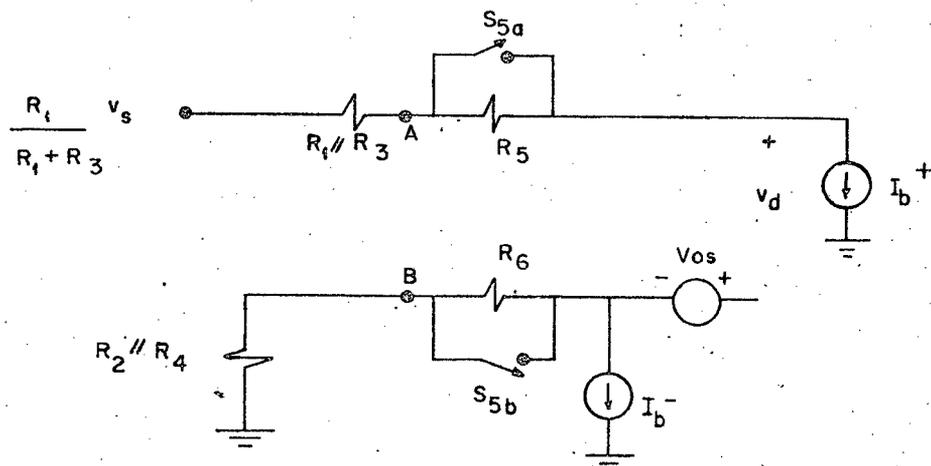


Fig. 3.7. Equivalente Thevenin entre A e B da Fig. 3.4.

Para a chave S_{5b} fechada e S_{5a} aberta na Fig. 3.7

tem-se:

$$v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_3} v_s - (R_1 // R_3 + R_5) I_b^+ + R_2 // R_4 \cdot I_b^- - V_{os} \quad (3.9)$$

Substituindo a equação (3.1) na equação (3.9) tem-se:

$$v_s = \frac{-(R_1 // R_3 + R_5) I_b^+ + (R_2 // R_4) I_b^- - V_{os}}{1/A_x - R_1 / (R_1 + R_3)} \quad (3.10)$$

como $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, A_x muito grande e $I_b^+ - I_b^- = I_{os}$

$$v_s = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[v_{os} + R_5 I_b^+ + R_1 // R_3 I_{os} \right] \quad (3.11)$$

A tensão v_s da equação (3.11) chamada de V_S^+ logo:

$$V_S^+ = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[v_{os} + R_5 I_b^+ + R_1 // R_3 I_{os} \right] \quad (3.12)$$

Para a chave S_{5b} aberta e S_{5a} fechada na Fig. 3.7 tem-se:

$$v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_3} v_s - R_1 // R_3 I_b^+ + (R_2 // R_4 + R_6) I_b^- - v_{os} \quad (3.13)$$

Substituindo a equação (3.1) na equação (3.13) tem-se:

$$v_s = \frac{- R_1 // R_3 I_b^+ + (R_2 // R_4 + R_6) I_b^- - v_{os}}{1/A_x - R_1 / (R_1 + R_3)} \quad (3.14)$$

Como $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, A_x muito grande e $I_b^+ - I_b^- = I_{os}$

$$V_S = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[v_{os} - R_6 I_b^- + R_1 // R_3 I_{os} \right] \quad (3.15)$$

A tensão v_s da equação (3.15) será chamada de V_S^- logo

$$V_S^- = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[v_{os} - R_6 I_b^- + R_1 // R_3 I_{os} \right] \quad (3.16)$$

Subtraindo a equação (3.16) da equação (3.12) e como $R_5 = R_6$ tem-se:

$$V_S = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \left[R_5 (I_b^+ + I_b^-) \right] \quad (3.17)$$

$$\text{como } I_b = (I_b^+ + I_b^-) / 2$$

$$I_b = \frac{R_1}{2R_5(R_1 + R_3)} \cdot V_S \quad (3.18)$$

A tensão V_S^+ da equação (3.12) e a tensão V_S^- da equação (3.16) que são as tensões de saída do amplificador operacional 7 (AO7) aparecem na entrada vertical do osciloscópio e representam as correntes de entrada do amplificador operacional em teste (AOT), Fig. 3.8. A diferença na posição vertical desses dois traços é proporcional à corrente de polarização (I_b) do amplificador operacional em teste como mostra a equação (3.18).

Como $R_1 = 50\Omega$, $R_3 = 50K\Omega$ e $R_5 = 10K\Omega$ a equação (3.18) fica

$$I_b = 0,5 \cdot 10^{-7} V_S \quad (3.19)$$

Logo se a escala vertical do osciloscópio estiver na posição 1V/div teremos para a corrente de polarização 50nA/div.

Uma das vantagens desse método para a medida da corrente de polarização é que o amplificador operacional em teste pode ficar sujeito a toda sua faixa de tensão de modo comum. Isso é proporcionado pela saída do amplificador operacional 8 (AO8) que fornece tensões de $\pm 0V$ a $\pm 18V$. Dessa forma é fácil detectar se as correntes do amplificador operacional em teste são dependentes

da tensão de modo comum bastando para isso observar se cada ou ambos os traços superior e inferior, para o teste de corrente de polarização, exibem curvatura perto dos extremos do traço horizontal na face do osciloscópio.

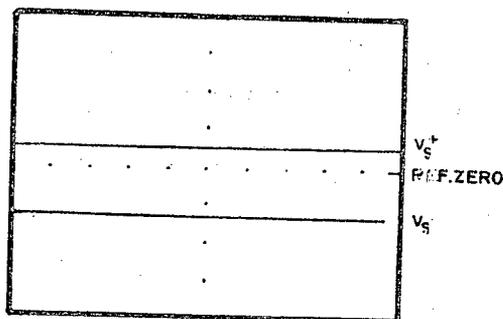


Fig. 3.8. Tela do osciloscópio para teste de I_b .

3.3.2. Teste de tensão e corrente de desvio de entrada: V_{os}, I_{os} .

O circuito simplificado para o teste de tensão e corrente de desvio de entrada é o mesmo utilizado para o teste de corrente de polarização, mostrado na Fig. 3.4. A saída do gerador de onda triangular e a saída do circuito de teste comandam o canal horizontal e o canal vertical do osciloscópio, respectivamente.

No teste de tensão e corrente de desvio de entrada as chaves S_{5a} e S_{5b} abrem e fecham simultaneamente. O comando dessas chaves é feito através da subida e descida da forma de onda triangular conforme a Fig. 3.5.

Para as chaves S_{5a} e S_{5b} abertas, na Fig. 3.7, tem-se:

$$V_d = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot V_S - (R_1 // R_3 + R_5) I_b^+ + (R_2 // R_4 + R_6) I_b^- - V_{os} \quad (3.20)$$

Substituindo a equação (3.1) na equação (3.20) tem-se:

$$v_S = \frac{-(R_1//R_3 + R_5) I_b^+ + (R_2//R_4 + R_6) I_b^- - V_{os}}{1/A_x - R_1/(R_1 + R_3)} \quad (3.21)$$

Como $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$, A_x muito grande e $I_b^+ - I_b^- = I_{os}$

$$v_S = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[V_{os} + (R_1//R_3 + R_5) I_{os} \right] \quad (3.22)$$

A tensão v_S da equação (3.22) será chamada de v_S^+

logo

$$v_S^+ = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[V_{os} + (R_1//R_3 + R_5) I_{os} \right] \quad (3.23)$$

Para as chaves S_{5a} e S_{5b} fechadas, na Fig. 3.7, tem-se:

$$v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_3} v_S - R_1//R_3 I_b^+ + R_2//R_4 I_b^- - V_{os} \quad (3.24)$$

Substituindo a equação (3.1) na equação (3.24) tem-se:

$$v_S = \frac{-R_1//R_3 I_b^+ + R_2//R_4 I_b^- - V_{os}}{1/A_x - R_1/(R_1 + R_3)} \quad (3.25)$$

Como $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, A_x muito grande e $I_b^+ + I_b^- = I_{os}$

$$v_S = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[V_{os} + R_1//R_3 I_{os} \right] \quad (3.26)$$

A tensão v_s da equação (3.26) será chamada de V_S^-

logo

$$V_S^- = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \left[V_{os} + R_1 // R_3 I_{os} \right] \quad (3.27)$$

Subtraindo a equação (3.27) da equação (3.23) tem-se:

$$I_{os} = \frac{R_1}{R_5 (R_1 + R_3)} \cdot V_S \quad (3.28)$$

Como mostra a equação 3.28 para se obter a corrente de desvio de entrada basta medir o espaçamento vertical dos dois traços horizontais que aparece na tela do osciloscópio, Fig. 3.9.

Para $R_1 = 50\Omega$, $R_3 = 50K\Omega$ e $R_5 = 10K\Omega$ a equação (3.28) fica:

$$I_{os} = 10^{-7} V_S \quad (3.29)$$

Logo se a escala vertical do osciloscópio estiver na posição 1V/div tem-se para a corrente de desvio de entrada 100nA/div.

Para os valores de R_1, R_3 e R_5 citados acima tem-se:

$$V_S^+ = 1000 \left[V_{os} + 10 \cdot 10^3 I_{os} \right] \quad (3.30)$$

e

$$V_S^- = 1000 \left[V_{os} + 50 I_{os} \right] \quad (3.31)$$

A tensão de desvio de entrada é medida como o espaçamento vertical entre o traço correspondente a um dos dois valores de resistência de fonte $10K\Omega$ ou 50Ω dados pelas equações (3.30) e (3.31), respectivamente e a referência zero. Essa referência zero é proporcionada pela abertura e fechamento da chave S_6 que é comandada pelo pulso de saída do gerador de funções.

Se a escala vertical do osciloscópio estiver na posição $1V/div$ tem-se para a tensão de desvio de entrada $1mV/div$.

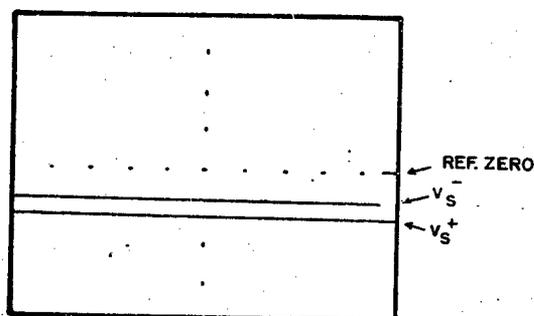


Fig. 3.9. Tela do osciloscópio para teste de V_{os} e I_{os} .

3.3.3. Teste de função de transferência (F.T.)

O circuito simplificado para o teste de função de transferência é mostrado na Fig. 3.10. A saída do gerador de onda triangular e a saída do circuito de teste comandam o canal horizontal e vertical, respectivamente.

O amplificador operacional 7 (A07) desempenha duas funções neste teste. Quando a chave S_7 está fechada, durante o teste de corrente de polarização, é armazenada uma tensão no capacitor C_1 igual à tensão de desvio de entrada total do circuito multiplicada pelo ganho de malha fechada, Fig. 3.11. Quando a chave S_7 está aberta no teste de função de transferência a carga arma

zenada no capacitor C_1 proporciona a correção de tensão de desvio de entrada; dessa forma a função de transferência é mostrada no centro da tela do osciloscópio como mostra a Fig. 3.12.

O teste de função de transferência fornece informações sobre três parâmetros do amplificador operacional em teste: ganho de tensão de malha aberta (A), linearidade do ganho e verificação dos valores máximos de saída para carga de $10K\Omega$ e $20K\Omega$.

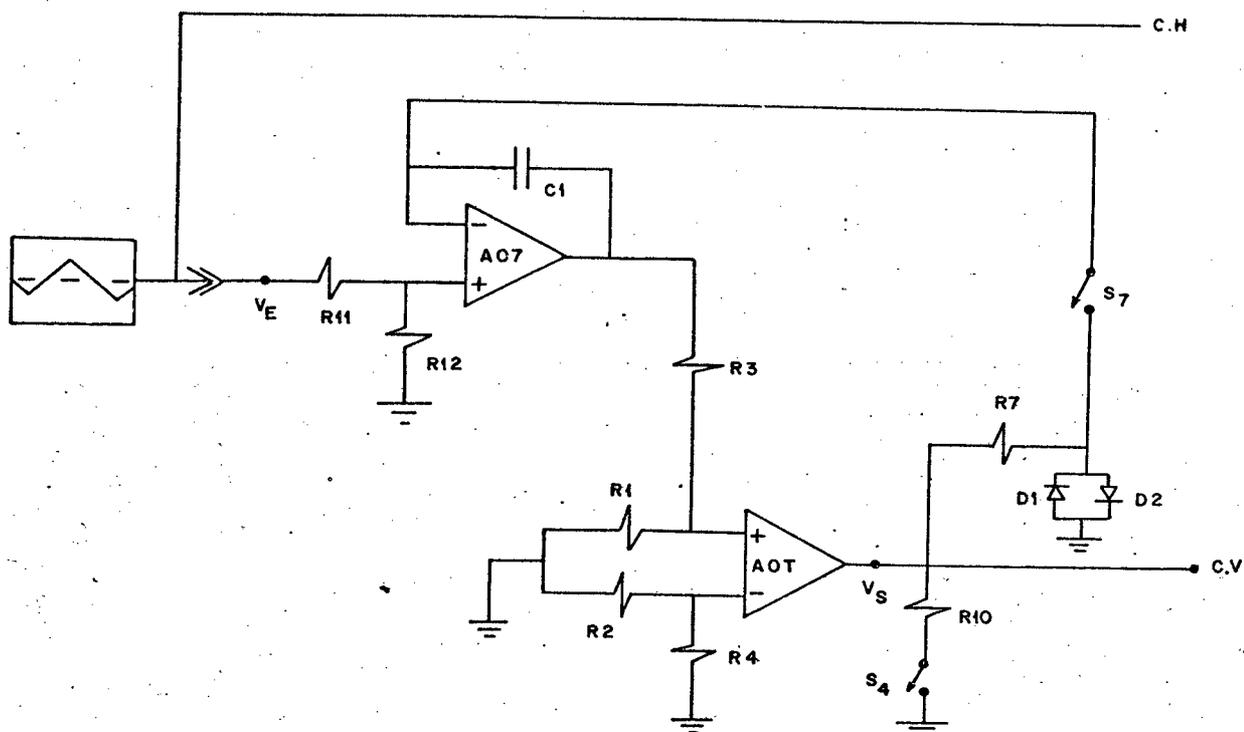


Fig. 3.10. Circuito simplificado para o teste de F.T..

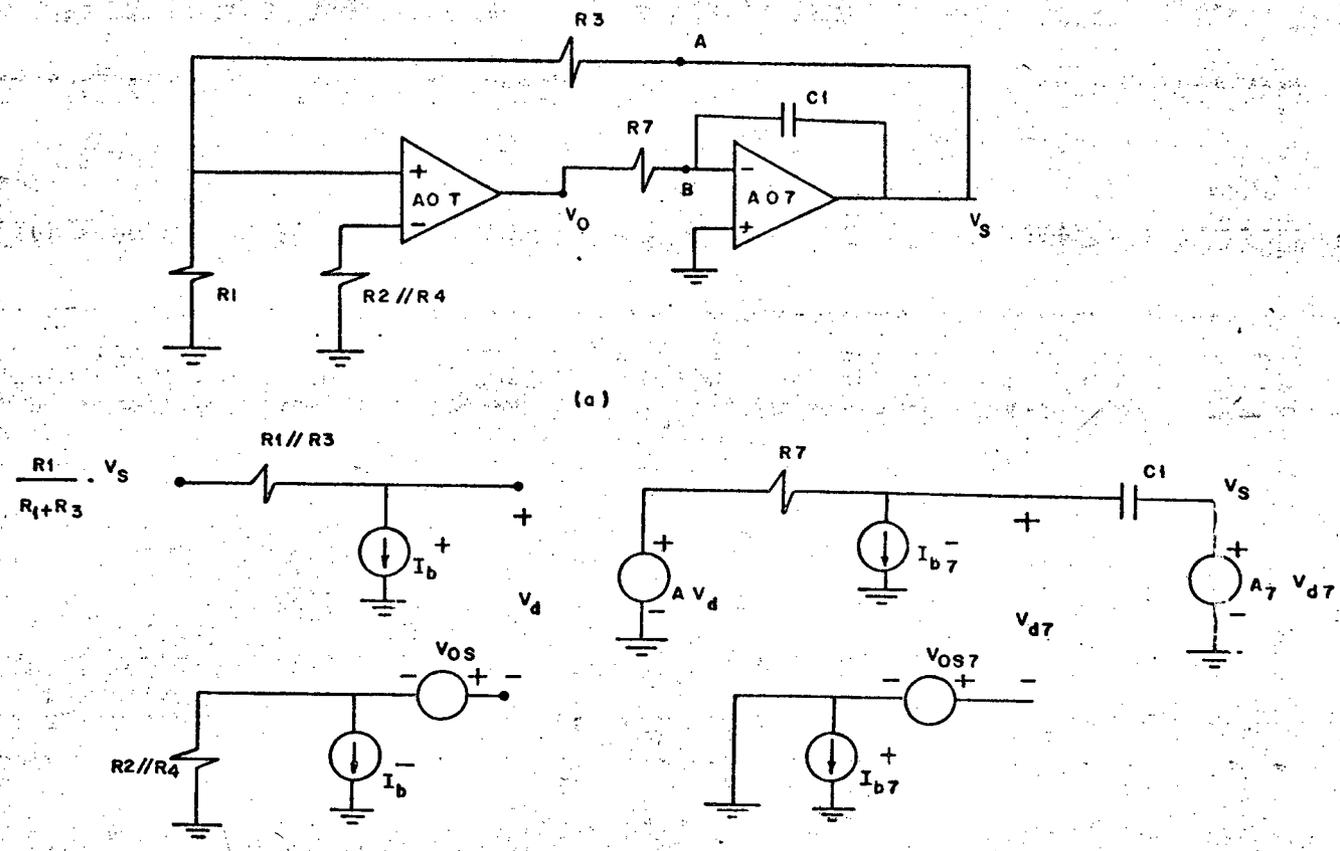


Fig. 3.11. Circuito para armazenamento da tensão de desvio de entrada total (a), e equivalente Thevenin entre A e B incluindo modelo do ampop (b).

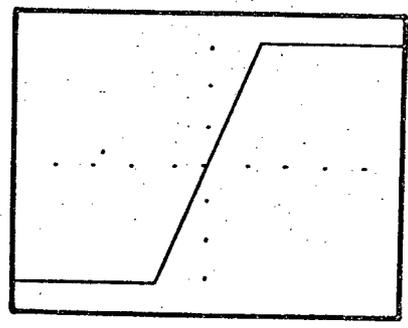


Fig. 3.12. Tela do osciloscópio para o teste de F.T..

Da Fig. 3.11 tem-se:

$$v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot v_s - (R_1 // R_3) I_b^+ + (R_2 // R_4) I_b^- - V_{os} \quad (3.32)$$

$$v_{d7} = \frac{A v_d + R_7 I_{b7}^- - V_{os7} - R_7 C_1 S \cdot V_{os7}}{1 + R_7 C_1 S + A_7} \quad (3.33)$$

Substituindo as equações (3.32), (3.2) e (3.3) na equação (3.33) tem-se:

$$v_s = \frac{V_{os7} (1 + R_7 C_1 S) + R_7 I_{b7}^- + A(R_1 // R_3) I_b^+ - A(R_2 // R_4) I_b^- + AV_{os}}{1/A_7 + R_7 C_1 S/A_7 + R_7 C_1 S + AR_1/(R_1 + R_3)} \quad (3.34)$$

Como $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, A e A_7 muito grandes e $I_b^+ - I_b^- =$

I_{os}

$$v_s = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[V_{os} + (R_1 // R_3) I_{os} \right] \quad (3.35)$$

A tensão v_s da equação (3.35) é a tensão armazenada no capacitor C_1 e é chamada $V(o)$. Assim

$$V(o) = \frac{R_1 + R_3}{R_1} \cdot \left[V_{os} + (R_1 // R_3) I_{os} \right] \quad (3.36)$$

Da Fig. 3.10 tem-se:

$$v_d = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot V(o) - V_{os} - (R_1 // R_3) I_b^+ + (R_2 // R_4) I_b^- + \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \cdot v_s \quad (3.37)$$

Substituindo a equação (3.3) e a equação (3.36) na equação (3.37) e considerando $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ e $I_b^+ - I_b^- = I_{os}$ tem-se:

$$\frac{v_s}{v_E} = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \cdot A \quad (3.38)$$

A Fig. 3.12 é a função de transferência na tela do osciloscópio e é proporcionada através de v_S versus v_E .

Como $R_1 = 50\Omega$, $R_3 = 50K$ e $R_{11} = R_{12} = 100K\Omega$ a equação (3.38) fica:

$$A = \frac{v_S}{0,5 \cdot 10^{-3} v_E} \quad (3.39)$$

A medida do ganho de tensão de malha aberta conforme mostra a equação (3.38) é feita pela medida da inclinação $\Delta v_S / \Delta v_E$ da função de transferência obtida na tela do osciloscópio. Se a escala horizontal do osciloscópio estiver na posição 1V/div tem-se para v_E 0,5mV/div, e se a escala vertical do osciloscópio estiver na posição 1V/div tem-se para v_S 5V/div, 5V/div, 2V/div e 1V/div se a alimentação do amplificador operacional em teste for $\pm 20V$, $\pm 15V$, $\pm 10V$ e $\pm 5V$, respectivamente. Essa variação da escala dependendo da tensão de alimentação é proporcionada pelos resistores R_{54} , R_{55} e R_{56} conforme a Fig. 3.3. Com o teste de função de transferência também é possível verificar os limites máximos de saída do amplificador operacional em teste, ou seja, ver se o amplificador operacional em teste fornece tensões iguais ou superiores à tensão especificada pelo fabricante para uma carga considerada, geralmente 10K Ω e 2K Ω . Essa verificação é feita observando na tela do osciloscópio a tensão de saturação positiva e negativa do amplificador operacional em teste. O circuito normal possui uma carga de 10K Ω conectada na saída do amplificador operacional em teste. Para fazer a verificação para a carga de 2K Ω basta pressionar a chave S_4 .

3.3.4. Conclusões

Com base na exposição feita anteriormente pode-se concluir que se tem uma série de vantagens e desvantagens no método aplicado.

No teste de corrente de polarização, corrente e tensão de desvio de entrada tem-se a vantagem de observar o comportamento do amplificador operacional em teste sobre toda a sua faixa de tensão de modo comum.

A necessidade de um osciloscópio pode ser uma desvantagem em alguns casos, sendo importante observar ainda a necessidade de um osciloscópio que possua entrada x-y calibrada.

Esse método possui a vantagem de utilizar um ampop auxiliar na medida de V_{os} , I_b e I_{os} e o mesmo elimina os efeitos de "off set" na medida do ganho de malha aberta.

Na medida do ganho de tensão de malha aberta tem-se como vantagem a facilidade e a rapidez com que essa medida pode ser feita. A desvantagem que esse método apresenta é que para essa medida é utilizada uma frequência fixa, 16Hz. Isso é uma limitação tendo em vista que se fica sem saber em que posição essa frequência está em relação à frequência do polo dominante do amplificador operacional em teste (f_0). Dessa forma não temos idéia da fase correspondente a esse ganho na característica ganho versus frequência e fase versus frequência. Assim sendo, dependendo do amplificador operacional em teste, pode-se estar bem abaixo da frequência do polo dominante o que não teria maiores problemas ou então pode-se estar numa frequência bem acima da frequência do polo dominante, na região decrescente de ganho, e seria importante saber-se a fase correspondente.

Em todos os testes tem-se a vantagem de observar o comportamento do amplificador operacional em teste para diferentes tensões de alimentação.

CAPÍTULO 4

PROPOSIÇÃO DO TRABALHO

4.1. Introdução

No capítulo 3 foi apresentado, com detalhes, o método sobre o qual está baseado o presente trabalho. Como foi comentado, este método possui uma série de vantagens e algumas limitações. Tendo em vista tal fato, serão aqui apresentadas proposições para sanar estas limitações e proposições para complementação do método de medidas.

4.2. Proposições

4.2.1. Quantização dos erros

Será feita a quantização dos erros nas medidas da corrente de polarização, tensão de desvio de entrada, corrente de desvio de entrada e ganho de malha aberta, o que não é feito no trabalho base.

A quantização do erro dará ao usuário importantes informações adicionais sobre a validade e a segurança da medida efetuada.

4.2.2. Implementação de um gerador de frequência variável.

O gerador apresentado no trabalho base proporciona uma onda quadrada, uma onda triangular e um pulso com frequência fixa de 16 H_z . Como foi mencionado no capítulo 3 essa frequência fixa é uma limitação do método na medida do ganho de malha aberta. Dessa forma será implementado um gerador de frequência variável, na faixa de 1 H_z a 100 H_z aproximadamente, eliminando assim essa limitação e, conseqüentemente, proporcionando melhores condições de medida para amplificadores operacionais de alto ganho.

4.2.3. Implementação de um circuito para medida do ganho de malha aberta C.C..

É importante salientar que na medida do ganho de malha aberta, tanto para frequência fixa de 16 H_z , conforme o trabalho base, como também para frequências inferiores e superiores a essa, conforme a proposição anterior, não se obtém uma informação importante que é o ganho de malha aberta de C.C.. Aparentemente o gerador de frequência variável parece solucionar esse problema, pois bastaria diminuir a frequência para um valor tal que essa medida pudesse ser realizada. Na verdade quando tenta-se proceder desta forma ocorrem dois problemas:

1. Para frequências muito baixas ter-se-ia um ponto se deslocando na tela do osciloscópio o que dificultaria a medida da inclinação da curva que esse ponto descreve. Isso poderia ser solucionado com um osciloscópio de memória ou um registrador gráfico mas sofisticaria muito o processo de medida o que não é o objetivo deste trabalho.

2. Mesmo que pudesse ser solucionado facilmente o problema anterior, o traçado para a maioria dos amplificadores operacionais não seria bom porque este traçado para o ganho de malha aberta C.C. dependeria basicamente do ganho devido à realimentação térmica e não do ganho eletrônico. Isso faz com que este traçado fuja totalmente do padrão dependendo do tipo de acoplamento térmico existente dentro da pastilha | 8 |. Assim sendo, é justificada a implementação de um circuito adicional para a medida do ganho de malha aberta c.c..

CAPÍTULO 5

ANÁLISE DE ERROS

5.1. Introdução

Como mencionado no 4º capítulo uma das proposições do trabalho é a quantização dos erros nas medidas da corrente de polarização (I_b), da corrente de desvio de entrada (I_{os}) da tensão de desvio de entrada (V_{os}) e do ganho de malha aberta (A).

Para o cálculo dos erros de todas as medidas citadas anteriormente é utilizada a seguinte metodologia: primeiramente são calculados os erros individuais ocasionados por todos os elementos do circuito e posteriormente, para cada medida de interesse, é feito um somatório dos erros que incidem sobre esta medida.

Na Fig. 5.1. é mostrado o circuito simplificado para a medida da corrente de polarização (I_b), da corrente de desvio de entrada (I_{os}) e da tensão de desvio de entrada (V_{os}). Na Fig. 5.2 é mostrado o circuito simplificado para a medida do ganho de malha aberta (A). Essas figuras são utilizadas para o cálculo dos erros individuais de cada elemento constituinte do circuito bem como para o cálculo do erro total de cada medida em particular.

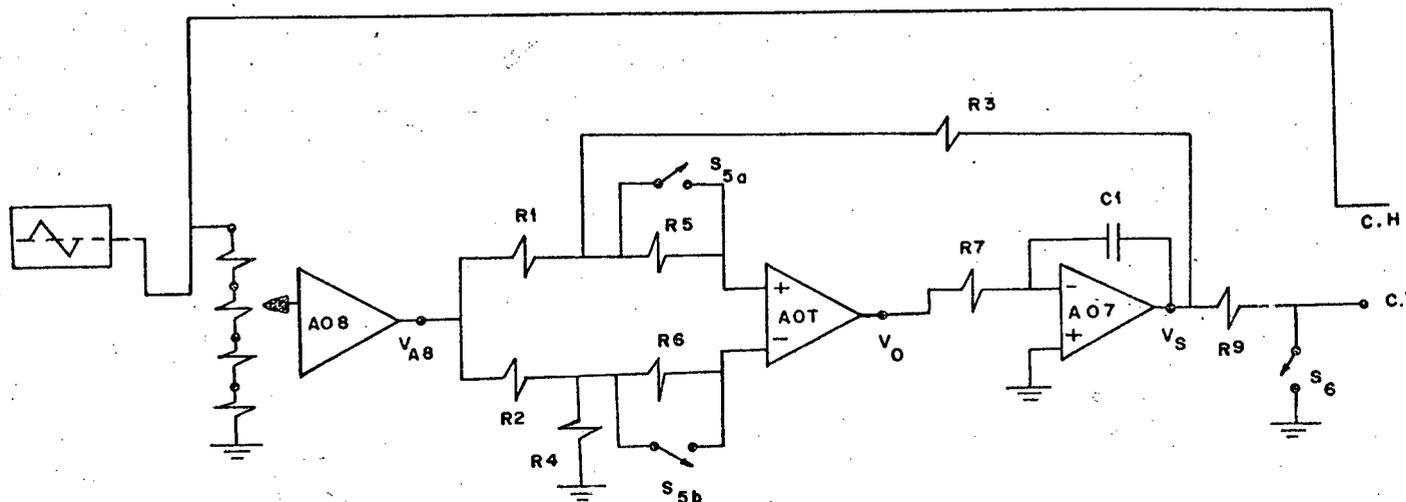


Fig. 5.1. Circuito simplificado para medida de corrente de polarização total, corrente e tensão de desvio de entrada.

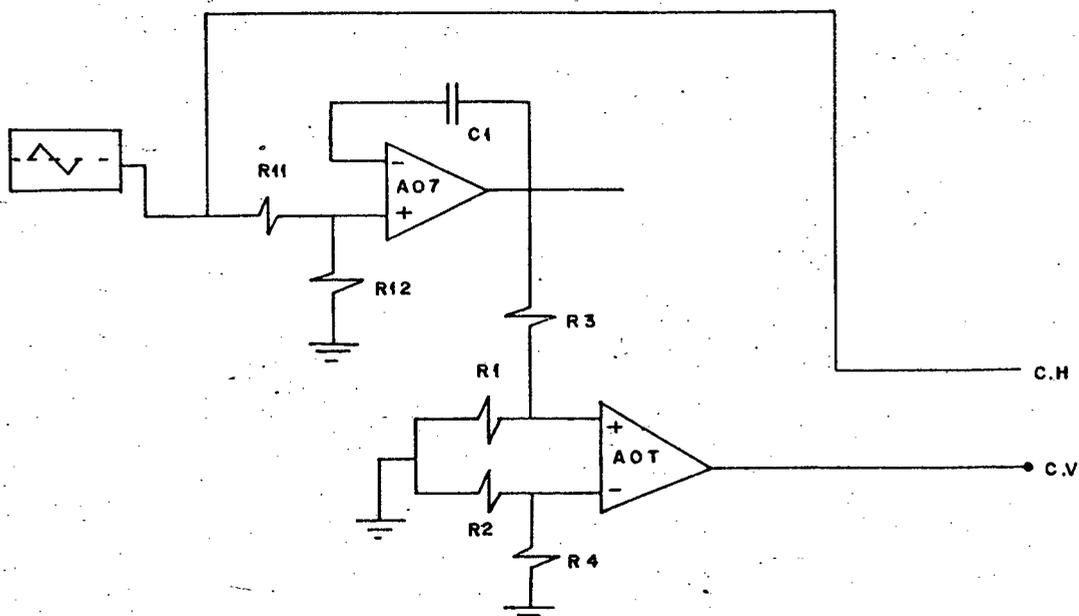


Fig. 5.2. Circuito simplificado para medida da função de transferência.

5.2. Cálculo dos erros individuais

5.2.1. Erro ocasionado pelo desequilíbrio da ponte formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 .

No cálculo do erro ocasionado pelo desequilíbrio da ponte formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 tem-se como objetivo calcular a tensão de saída do amplificador operacional 7. Para isso é levado em consideração que:

- Todos os amplificadores operacionais são ideais;
- a saída do amplificador operacional 8 está no máximo;
- $R_1 = R(1 + \alpha)$;
- $R_2 = R(1 + \beta)$;
- $R_3 = KR(1 + \gamma)$;
- $R_4 = KR(1 + \delta)$.

Onde α , β , γ , δ são os desvios dos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 respectivamente, para a temperatura de 25°C ; R é valor nominal dos resistores R_1 e R_2 e KR o valor nominal dos resistores R_3 e R_4 .

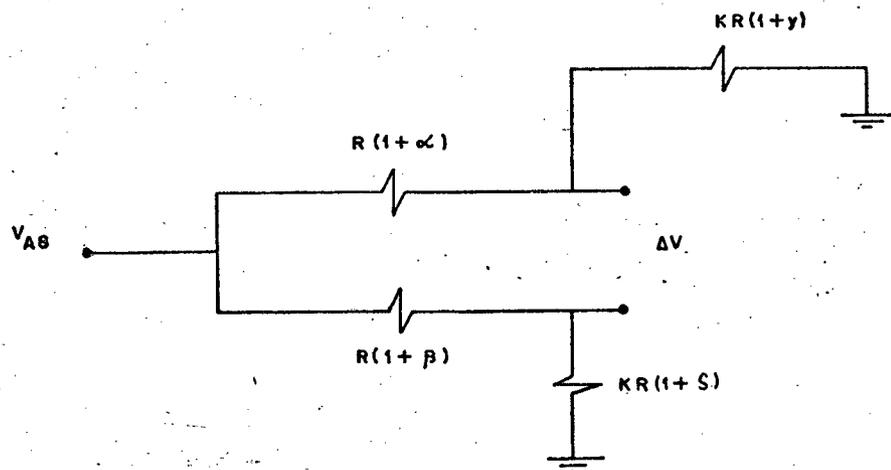


Fig. 5.3. Ponte formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 e seus respectivos desvios.

Com a Fig.5.3 e as considerações feitas acima tem-se:

$$\frac{\Delta V}{V_{A8}} = \frac{KR(1+\gamma)}{KR(1+\gamma) + R(1+\alpha)} - \frac{KR(1+\delta)}{KR(1+\delta) + R(1+\beta)} \quad (5.1)$$

$$\frac{\Delta V}{V_{A8}} = \frac{K(-\alpha - \delta + \beta + \gamma + \beta\gamma - \alpha\delta)}{K^2(1+\gamma)(1+\delta) + K[(1+\beta)(1+\gamma) + (1+\alpha)(1+\delta)] + (1+\alpha)(1+\beta)} \quad (5.2)$$

para $\frac{\Delta V}{V_{A8}}$ máximo — γ e δ sinais contrários
 α e β sinais contrários

$$\frac{\Delta V}{V_{A8}} = \frac{2K(\gamma + \beta + \gamma\beta)}{K^2(1-\gamma^2) + 2K(1+\gamma\beta) + (1-\beta^2)} \quad (5.3)$$

como $\gamma = \beta$

$$\frac{\Delta V}{V_{A8}} = \frac{2K(2\gamma + \gamma^2)}{K^2(1-\gamma^2) + 2K(1+\gamma^2) + (1-\gamma^2)} \quad (5.4)$$

ou

$$\frac{\Delta V}{V_{A8}} \approx \frac{4\gamma}{K} \quad (5.5)$$

sendo

$$K = 1000$$

$$\gamma = \pm 1\% = 0,01$$

$$V_{A8_{pp}} = 10 \text{ V}$$

$$|\Delta V|_{\text{máx}} = 0,401 \text{ mV} \quad (5.6)$$

ou

$$|\Delta V|_{\text{m\acute{a}x}} \approx 0,4 \text{ mV}$$

(5.7)

causa do erro	erro de tensao	erro fracional	valor exato
$R_1, R_2, R_3, R_4.$	$4V_{A8}/K$	-	0

Tabela 1 - Erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_1, R_2 e R_3, R_4 .

5.2.2. Erro ocasionado pela razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador operacional em teste (AOT).

No cálculo do erro ocasionado pela razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador operacional em teste (AOT) tem-se como objetivo calcular a tensão de saída do amplificador operacional 7. Para isso é levado em consideração que:

- a ponte formada pelos resistores R_1, R_2, R_3 e R_4 é ideal;
- a saída do amplificador operacional 8 está no máximo;
- não é ideal só a razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador operacional em teste (AOT).

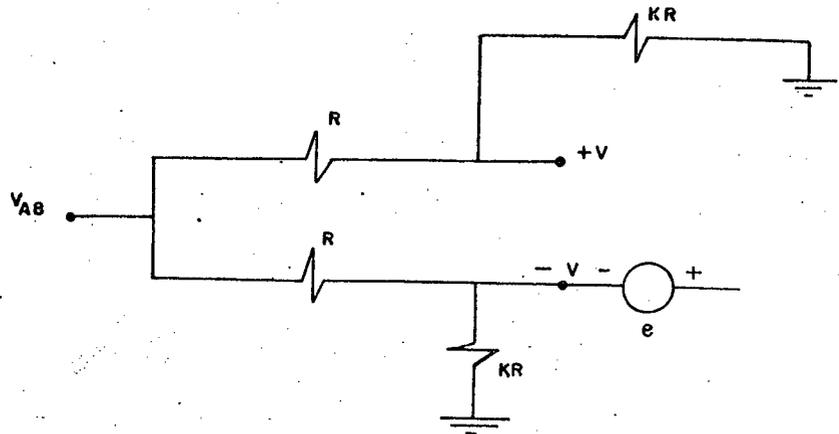


Fig. 5.4. Circuito utilizado para cálculo da tensão e provocada pelo CMRR do AOT.

Da Fig. 5.4 e das considerações anteriores tem-se:

$$V_+ = V_- = V_{cm} = \frac{KR}{KR + R} \cdot V_{A8} \quad (5.8)$$

$$e = \frac{V_{cm}}{CMRR} \quad (5.9)$$

Substituindo-se a equação (5.8) na equação (5.9)

tem-se:

$$e = \frac{K}{K+1} \cdot \frac{V_{A8}}{CMRR} \quad (5.10)$$

ou

$$e \approx \frac{V_{A8}}{CMRR} \quad (5.11)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
CMRR	$V_{A8}/CMRR$	-	0

Tabela 2 - Erro ocasionado pelo CMRR do amplificador operacional em teste.

5.2.3. Erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 .

Para o cálculo do erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 é levado em consideração que:

- a ponte formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 é ideal;
- os amplificadores operacionais são ideais; exceto pela corrente de polarização;
- a saída do amplificador operacional 8 está em zero;
- as chaves FET S5a e S5b são ideais;
- $R_5 = R_a (1 + \epsilon)$;
- $R_6 = R_a (1 + \zeta)$.

Onde ϵ e ζ são os desvios dos resistores R_5 e R_6 respectivamente, para a temperatura de 25°C e R_a é o valor nominal dos resistores R_5 e R_6 .

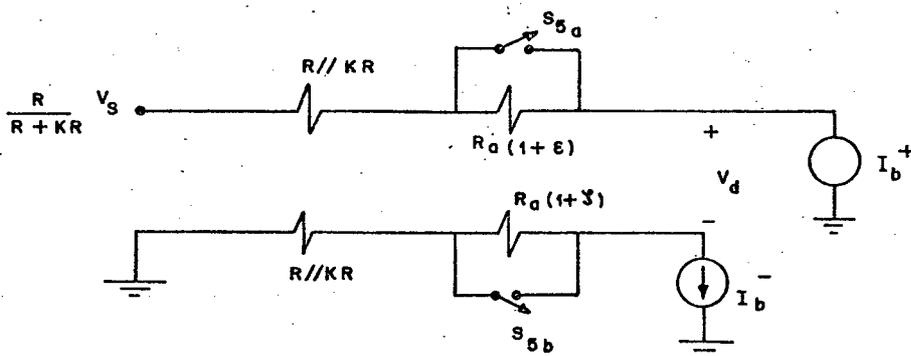


Fig. 5.5. Equivalente Thevenin da Fig.5.1 visto das entradas do AOT considerando o desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 .

No cálculo do erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 tem-se dois casos de interesse.

1º caso: as chaves $S5_a$ e $S5_b$ abrem e fecham em alternância:

$$V_S^+ = (K+1) \left\{ [R//KR + R_a(1+\epsilon)] I_b^+ - R//KRI_b^- \right\} \quad (5.12)$$

$$V_S^- = (K+1) \left\{ R//KRI_b^+ - [R//KR + R_a(1+\zeta)] I_b^- \right\} \quad (5.13)$$

Subtraindo a equação 5.13 da equação 5.12 obtém-se:

$$\Delta V_S = (K+1) [R_a(I_b^+ + I_b^-) + R_a(\epsilon I_b^+ + \zeta I_b^-)] \quad (5.14)$$

$$I_b = (I_b^+ + I_b^-) / 2 \quad (5.15)$$

Como $\epsilon = \zeta$ e substituindo a equação 5.15 na equação 5.14 obtém-se:

$$\Delta V_S = 2(K+1) R_a I_b + 2(K+1) R_a \epsilon I_b \quad (5.16)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
R_5, R_6	$2R_a \epsilon I_b (K+1)$	ϵ	$2R_a I_b (K+1)$

Tabela 3 - Erro ocasionado pelos resistores R_5, R_6 na medida de I_b .

2º caso: as chaves $S5_a$ e $S5_b$ abrem e fecham simultaneamente.

$$V_S^+ = (K+1) (R // KR I_b^+ - R // KR I_b^-) \quad (5.17)$$

$$V_S^- = (K+1) \left\{ [R // KR + R_a (1+\epsilon)] I_b^+ - [R // KR + R_a (1+\zeta)] I_b^- \right\} \quad (5.18)$$

Subtraindo a equação 5.18 da equação 5.17 obtêm-se:

$$\Delta V_S = (K+1) [R_a (I_b^- - I_b^+) + R_a (\zeta I_b^- - \epsilon I_b^+)] \quad (5.19)$$

$$I_{os} = I_b^- - I_b^+ \quad (5.20)$$

Como $\epsilon = \zeta$ e substituindo a equação 5.20 na equação 5.19 obtêm-se:

$$\Delta V_S = (K+1) R_a I_{os} + (K+1) R_a \epsilon I_{os} \quad (5.21)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
R_5, R_6	$R_a \epsilon I_{os} (K+1)$	ϵ	$R_a I_{os} (K+1)$

Tabela 4 - Erro ocasionado pelos resistores R_5, R_6 na medida de I_{os} .

5.2.4. Erro ocasionado pelo desequilíbrio das resistências "ON" das chaves FET e S5a e S5b bem como seus valores absolutos diferentes de zero.

Para o cálculo do erro ocasionado pelas não idealidades das chaves FET S5a e S5b é levado em consideração que:

- a ponte formada pelos resistores R_1, R_2, R_3 e R_4 é ideal;
- Os amplificadores operacionais são ideais; exceto pelas correntes de polarização;
- a saída do amplificador operacional 8 é zero;
- os resistores R_5 e R_6 são ideais;
- $R_a // R_{ONa} = R_b (1 + \eta)$;
- $R_a // R_{ONa} = R_b (1 + \theta)$.

Onde η, θ são os desvios do resistor equivalente do paralelo de R_a, R_{ONa} e R_a, R_{ONb} respectivamente, para a temperatura de 25°C .

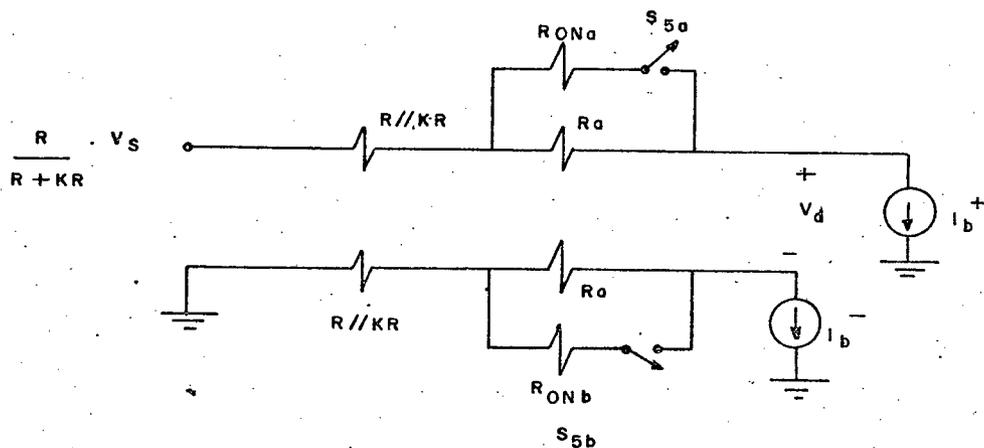


Fig.5.6. Equivalente Thevenin da Fig.5.1 visto das entradas ao AOT considerando as não idealidades das chaves FET S5a e S5b.

No cálculo do erro ocasionado pelas não idealidades das chaves FET S5a e S5b tem-se dois casos de interesse.

1º Caso: as chaves S5a e S5b abrem e fecham em alternância.

$$V_S^+ = (K+1) \left\{ (R//KR + R_a) I_b^+ - [(R//KR + R_b(1+\theta))] I_b^- \right\} \quad (5.22)$$

$$V_S^- = (K+1) \left\{ [(R//KR + R_b(1+\eta))] I_b^+ - (R//KR + R_a) I_b^- \right\} \quad (5.23)$$

Subtraindo a equação 5.23 da equação 5.22 obtêm-se:

$$\Delta V_S = (K+1) [R_a (I_b^+ + I_b^-) - R_b (I_b^+ + I_b^-) - R_b (\eta I_b^+ + \theta I_b^-)] \quad (5.24)$$

Como $\eta = \theta$ e substituindo a equação 5.15 na equação 5.24 obtêm-se:

$$\Delta V_S = 2(K+1) \cdot R_a I_b + 2(K+1) \cdot R_b (1+\eta) I_b \quad (5.25)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
R_{ONa}, R_{ONb}	$2R_b(1+\eta)I_b(K+1)$	$R_b(1+\eta)/R_a$	$2R_a I_b(K+1)$

Tabela 5 - Erro ocasionado pelas chaves "FET" S5a e S5b na medida de I_b .

2º caso: as chaves S5a e S5b abrem e fecham simultâneamente.

$$V_S^+ = (K+1) \left\{ [R//KR + R_b(1+\eta)] I_b^+ - [(R//KR + R_b(1+\theta))] I_b^- \right\} \quad (5.26)$$

$$V_S^- = (K+1) [(R//KR + R_a) I_b^+ - (R//KR + R_a) I_b^-] \quad (5.27)$$

Subtraindo a equação 5.27 da equação 5.26 obtêm-se:

$$\Delta V_S = (K+1) [R_a (I_b^- - I_b^+) - R_b (I_b^- - I_b^+) - R_b (\theta I_b^- - \eta I_b^+)] \quad (5.28)$$

Como $\eta = 0$ e substituindo a equação 5.20 na equação 5.28 obtêm-se:

$$\Delta V_S = (K+1)R_a I_{os} - (K+1)R_b (1+\eta) I_{os} \quad (5.29)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
R_{ONa}, R_{ONb}	$-R_b (1+\eta) I_{os} (K+1)$	$-R_b (1+\eta) / R_a$	$R_a I_{os} (K+1)$

Tabela 6 - Erro ocasionado pelas chaves "FET" S5a e S5b na medida de I_{os} .

5.2.5. Erro ocasionado pelo ganho K_N

No cálculo do erro ocasionado pelo ganho K_N é considerado que:

$$- R_1 = R(1+\alpha) ;$$

$$- R_3 = KR(1+\gamma) .$$

Onde α e γ são os desvios dos resistores R_1 e R_3 respectivamente, para a temperatura de 25°C , R e KR são os valores nominais dos resistores R_1 e R_3 respectivamente.

O ganho K_N é dado por :

$$K_N = \frac{R_3 + R_1}{R_1} \quad (5.30)$$

$$K_N = K_{N_{NOM}} (1+\Delta) \quad (5.31)$$

Onde $K_{N\text{NOM}}$ é o valor nominal do ganho K_N e Δ é o desvio do mesmo.

Utilizando as equações 5.30 e 5.31 e as condições anteriores tem-se:

$$K_{N\text{NOM}} = K + 1 \quad (5.32)$$

$$\Delta K_{N\text{NOM}} = \frac{K(\gamma - \alpha)}{1 + \alpha} \quad (5.33)$$

Para $\Delta K_{N\text{NOM}}$ máximo γ e α sinais contrários

$$\Delta K_{N\text{NOM}} = \frac{K \ 2\gamma}{1 - \gamma} \quad (5.34)$$

ou

$$\Delta K_{N\text{NOM}} \approx K 2\gamma \quad (5.35)$$

Substituindo as equações 5.32 e 5.34 na equação 5.31 obtém-se:

$$K_N = K + 1 + \frac{2 \ K\gamma}{1 - \gamma} \quad (5.36)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
R_1, R_3	-	$2K\gamma / (K+1)(1-\gamma)$	$K+1$

Tabela 7 - Erro ocasionado pelo ganho K_N .

5.2.6. Erro ocasionado pelo atenuador K_0

No cálculo do erro ocasionado pelo atenuador K_0 é considerado que:

$$- R_{11} = R_N(1+\iota);$$

$$- R_{12} = R_N(1+\lambda).$$

Onde ι e λ são os desvios dos resistores R_{11} e R_{12} respectivamente, na temperatura de 25°C e R_N é o valor nominal dos resistores R_{11} e R_{12} .

O atenuador K_0 é dado por

$$K_0 = \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{12}} \quad (5.37)$$

$$K_0 = K_{\text{ONOM}}(1+\psi) \quad (5.38)$$

onde K_{ONOM} é o valor nominal do atenuador K_0 e ψ é o desvio do mesmo.

Utilizando as equações 5.37 e 5.38 e as considerações anteriores tem-se:

$$K_{\text{ONOM}} = 2 \quad (5.39)$$

$$\psi K_{\text{ONOM}} = \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \quad (5.40)$$

Para ψK_{ONOM} máximo ι e λ sinais contrários

$$\psi K_{\text{ONOM}} = \frac{2\lambda}{1-\lambda} \quad (5.41)$$

ou

$$\psi K_{\text{ONOM}} = 2\lambda \quad (5.42)$$

Substituindo as equações 5.39 e 5.41 na equação 5.38 obtêm-se :

$$K_0 = 2 + \frac{2\lambda}{1-\lambda} \quad (5.43)$$

causa do erro	erro em tensão	erro fracional	valor exato
R_{11}, R_{12}	-	$\lambda/(1-\lambda)$	2

Tabela 8 - Erro ocasionado pelos resistores R_{11} e R_{12} na medida do ganho de malha aberta.

5.2.7. Erro ocasionado pelas não idealidades do amplificador operacional 7.

Para o cálculo do erro ocasionado pelas não idealidades do amplificador operacional 7 é considerado que:

- a ponte formada pelos resistores R_1, R_2, R_3 e R_4 é ideal;
- a saída do amplificador operacional 8 está em zero;
- os resistores R_5, R_6 , e R_7 são ideais;
- o capacitor C_1 é ideal;
- as chaves FET S5a e S5b são ideais.

Da Fig. 7 tem-se:

$$V_o = Av_d \quad (5.44)$$

$$V_d = \frac{R}{R+KR} V_S + R//KR(I_b^- - I_b^+) + R_a I_b^- - R_a I_b^+ - V_{os} \quad (5.45)$$

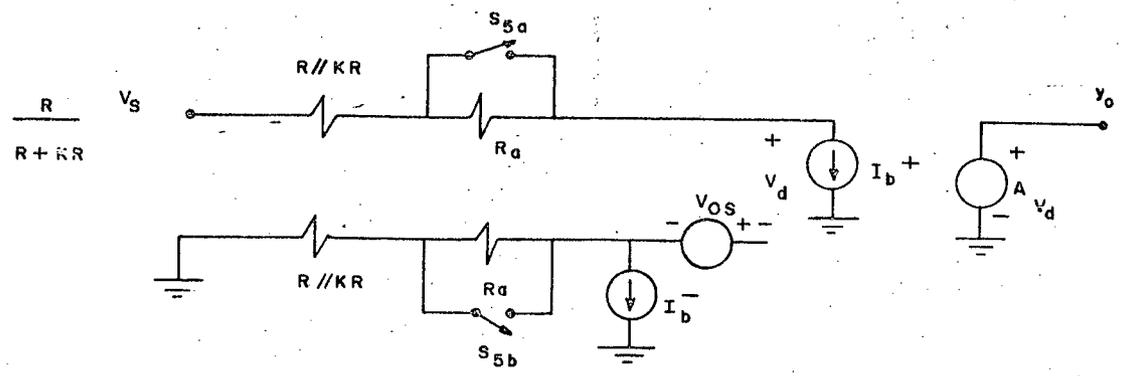


Fig.5.7. Equivalente Thevenin da Fig.5.1 visto das en tradas do AOT e modelo do AOT

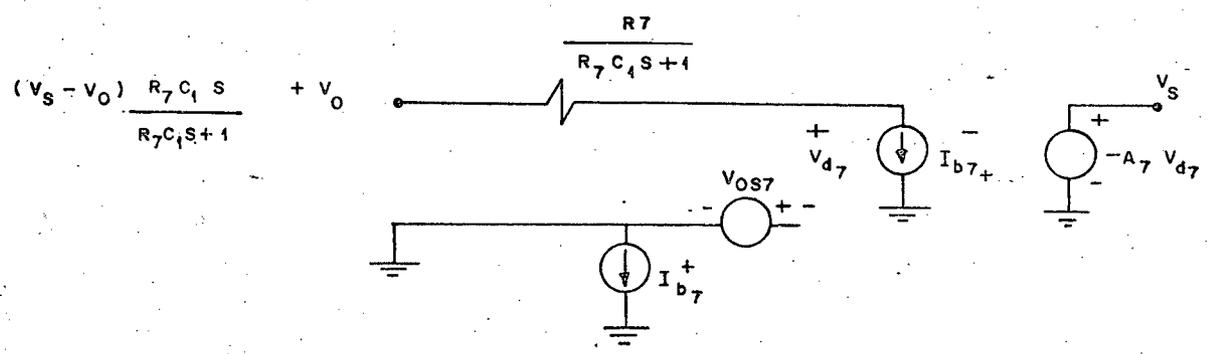


Fig.5.8. Equivalente Thevenin da Fig.5.1 visto das en tradas do AO7 e modelo do AO7

Da Fig. 8 tem-se:

$$V_S = - A_7 v_{d7} \tag{5.46}$$

$$v_{d7} = - V_{os7} + (V_S - V_0) \frac{R_7 C_1 S}{R_7 C_1 S + 1} + V_0 - \frac{R_7}{R_7 C_1 S + 1} I_{b7}^- \tag{5.47}$$

Substituindo a equação 5.44 na equação 5.45 obtém-se:

$$V_o = A \left[\frac{R}{R+KR} V_s + R // KR (I_b^- - I_b^+) + R_a I_b^- - R_a I_b^+ - V_{os} \right] \quad (5.48)$$

Substituindo a equação 5.46 e 5.48 na equação 5.47 obtém-se:

$$V_s = \frac{R // KR (I_b^+ - I_b^-) + R_a I_b^+ - R_a I_b^- + V_{os} + \frac{R_7 I_{b7}^- + (R_7 C_1 S + 1) V_{os7}}{A}}{\frac{(R_7 C_1 S + 1) / A_7 + R_7 C_1 S}{A} + \frac{R}{R + KR}} \quad (5.49)$$

Considerando que o ganho de malha aberta do amplificador operacional 7 (A_7) é muito grande, ou seja da ordem de e que para a faixa de frequência de operação $R_7 C_1 S \approx 0$ a equação 5.49 fica

$$V_s = (K+1) \left[R // KR (I_b^+ - I_b^-) + R_a I_b^+ - R_a I_b^- + V_{os} + \frac{R_7 I_{b7}^- + V_{os7}}{A} \right] \quad (5.50)$$

A equação 5.50 mostra que as não idealidades do amplificador 7 (AO7) ficam divididas pelo ganho de malha aberta do amplificador operacional em teste (AOT). Para amplificadores operacionais com ganho muito baixo, por exemplo 10000, o termo $(R_7 I_{B7}^- + V_{os7}) / A$ poderia preocupar pois para a faixa de frequência de operação poder-se-ia estar uma década acima da frequência para a qual ocorre o polo dominante do amplificador operacional (f_o), isso significa que o ganho caiu $20d_B$, ou seja, ao invés de 10000 o ganho é 1000. De qualquer forma para esse caso as não idealidades do amplificador operacional 7 ficam divididas por 1000. Logo o erro ocasionado pelas não idealidades do amplificador operacional 7 é perfeitamente desprezível.

5.2.8. Erro ocasionado pelo resistor R_9 e pela resistância "ON" da chave FET S6.

No cálculo do erro ocasionado pelo resistor R_9 e pela resistância "ON" da chave FET S6 tem-se como objetivo ver a influência dessas resistências na colocação da saída do amplificador operacional 7 (V_S) no osciloscópio e no estabelecimento da referência zero na Tela. Para isso é levado em consideração que:

- a impedância de entrada do osciloscópio (R_o) é $1M\Omega$;
- $R_9 = R_d(1+\mu)$;
- $R_o // R_{ON6} = R_e(1+u)$.

Onde μ é o desvio do resistor R_9 e u é o desvio do resistor equivalente do paralelo de R_o , R_{ON6} , para a temperatura de $25^\circ C$; R_d é o valor nominal do resistor R_9 e R_e é o valor nominal do resistor equivalente do paralelo de R_o , R_{ON6} .

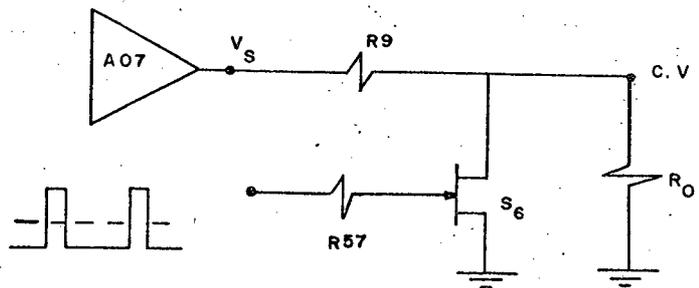


Fig.5.9. Circuito que estabelece a referência zero na tela e coloca a saída do A07 no osciloscópio.

No cálculo do erro ocasionado pelo resistor R_9 e pela resistância "ON" da chave FET S6 tem-se dois casos de interesse.

1º caso: a chave FET S_6 está fechada ("ON")

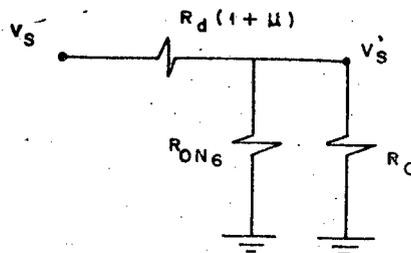


Fig.5.10. Circuito para estabelecer a referência zero.

$$V'_S = \frac{R_{ON6} // R_O}{R_{ON6} // R_O + R_d} \cdot V_S \quad (5.51)$$

Substituindo na equação 5.51 as considerações anteriores tem-se:

$$V'_S = \frac{R_e(1+v)}{R_e(1+v) + R_d(1+\mu)} \cdot V_S \quad (5.52)$$

A situação desejada nesse caso é $V'_S = 0$ logo o pior caso é $v > 0$ e $\mu < 0$. Como $R_d = 20K\Omega$, $R_e = 174,96\Omega$, $\mu = 0,01$ e $v = 1,86$

$$V'_S \approx 0,025 V_S \quad (5.53)$$

2º caso: a chave FET S_6 está aberta ("OFF")

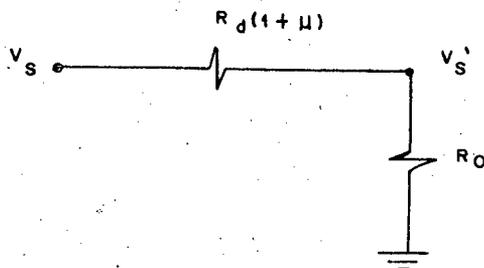


Fig.5.11. Circuito para colocar a saída do AO7 no osciloscópio.

$$V_S' = \frac{R_o}{R_o + R_d(1 + \mu)} \cdot V_S \quad (5.54)$$

A situação desejada nesse caso é $V_S' = V_S$ logo o pior caso é $\mu > 0$.
Como $\mu = 0,01$

$$V_S' \approx 0,980 V_S \quad (5.55)$$

Subtraindo a equação 5.53 da equação 5.55 tem-se:

$$\Delta V_S' = 0,955 \Delta V_S \quad (5.56)$$

Da equação 5.56 conclui-se que para as medidas feitas em relação à referência zero tem-se um erro de 4,5%. Esse valor é relativamente grande. Pode-se diminuí-lo medindo o valor da resistência "ON" da chave FET S_6 e usando esse valor como absoluto. Assim o desvio v passa a ser zero. No protótipo foi tomada essa providência e para o valor da resistência "ON" da chave FET S_6 , $R_{ON6} = 270\Omega$ a equação 5.53 fica

$$V_S' = 0,013 V_S \quad (5.57)$$

e conseqüentemente a equação 5.56 fica

$$\Delta V_S' = 0,967 \Delta V_S \quad (5.58)$$

Da equação 5.58 conclui-se que o erro caiu para 3,3%.

2.5.9. Erro ocasionado pelo osciloscópio

O estudo do erro ocasionado pelo osciloscópio será dividido em duas partes.

1º Erro de leitura na tela

Em geral os osciloscópios possuem 8 divisões na escala vertical e 10 divisões na escala horizontal. Cada uma dessas divisões possui 5 subdivisões. Desse forma, a escala vertical e a escala horizontal possuem 40 e 50 subdivisões, respectivamente. Considerando esses dados e ainda que o erro de leitura na tela é geralmente 1 subdivisão ou 1/2 subdivisão tem-se para a escala vertical um erro de 2,5% e 1,25%, respectivamente e para a escala horizontal um erro de 2% e 1%, respectivamente.

2º Erro de medida na escala escolhida

Nos manuais dos osciloscópios não é fornecido esse dado diretamente. É fornecido um erro total onde está incluído o erro eletrônico total, devido às não idealidades dos componentes utilizados na confecção dos circuitos que compõem o osciloscópio, e o erro de leitura em qualquer escala. Esse erro varia de osciloscópio para osciloscópio na faixa de $\pm 3\%$ a $\pm 5\%$.

Para se obter somente o erro eletrônico pode-se subtrair do erro total fornecido pelos fabricantes o erro de leitura.

ra a plena tela. Considerando um valor médio de $\pm 4\%$ para o erro total obtém-se para a escala vertical um erro eletrônico de $\pm 1,5\%$ e $\pm 2,75\%$ e para a escala horizontal $\pm 2\%$ e $\pm 3\%$ se for considerado 1 subdivisão ou $1/2$ subdivisão, respectivamente.

A tabela 8 mostra o resumo do exposto acima.

	Nº de Divisões	Nº de subdivisões	erro leitura % 1 subd/plena tela	erro leitura % $1/2$ subd/plena tela	erro eletrônico %	erro eletrônico %
Escala vertical	8	40	2,5	1,25	1,5	2,75
Escala horizontal	10	50	2	1	2	3

Tabela 8 - Divisões, subdivisões e erros percentuais para escala vertical e horizontal.

5.3. Cálculo dos erros nas medidas da corrente de polarização (I_b), da corrente de desvio de entrada (I_{os}), da tensão de desvio de entrada (V_{os}) e do ganho de malha aberta (A).

5.3.1. Cálculo do erro na medida da corrente de polarização (I_b).

Na medida da corrente de polarização (I_b) incidem os seguintes erros:

- Erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 ;
- Erro ocasionado pelo desequilíbrio das resistências "ON" das chaves FET S5a e S5b bem como seus valores

absolutos diferentes de zero;

- erro ocasionado pelo ganho K_N ;
- erro ocasionado pelo osciloscópio.

Utilizando as equações 3.17, 5.16, 5.25 e 5.36 ob-
têm-se:

$$V_S = 2(K+1) \cdot R_a I_b + 2 \left\{ (K+1) [R_a \varepsilon - R_b (1+\eta)] + \frac{2\gamma K}{1-\gamma} [R_a (1+\varepsilon) - R_b (1+\eta)] \right\} I_b \quad (5.59)$$

Como $K = 1000$, $R_a = 10K\Omega$, $R_b = 269\Omega$, $|\varepsilon| = 0,01$, $|\gamma| = 0,01$ e $|\eta| = 0,012$ a equação 5.59 fica

$$V_S = 2002 \cdot 10^4 I_b - 256100,56 I_b \quad (5.60)$$

O primeiro termo do segundo membro da equação 5.60 é o valor desejado e o segundo termo é o erro total ocasionado pelos três primeiros erros relacionados acima. Assim sendo tem-se:

$$E_{I_b} \approx 1,78\% \quad (5.61)$$

Ao erro da equação 5.61 deve ainda ser adicionado o erro ocasionado pelo osciloscópio.

5.3.2. Cálculo do erro na medida da corrente de desvio de entrada (I_{os})

Na medida da corrente de desvio de entrada (I_{os}) incidem os seguintes erros:

- erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 ;

- erro ocasionado pelo desequilíbrio das resistências "ON" das chaves FET S5a e S5b bem como seus valores absolutos diferentes de zero;
- erro ocasionado pelo ganho K_N ;
- erro ocasionado pelo osciloscópio.

Utilizando as equações 3.28, 5.21, 5.29 e 5.36 obtém-se:

$$V_S = (K+1)R_a I_{os} + \left\{ (K+1) [R_a \varepsilon - R_b (1+\eta)] + \frac{2\gamma K}{1-\gamma} [R_a (1+\varepsilon) - R_b (1+\eta)] \right\} I_{os} \quad (5.62)$$

Como $K = 1000$, $R_a = 10K\Omega$, $R_b = 269\Omega$, $|\varepsilon| = 0,01$, $|\gamma| = 0,01$ e $|\eta| = 0,012$ a equação 5.62 fica

$$V_S = 1001.10^4 I_{os} - 178099,78 I_{os} \quad (5.63)$$

O primeiro termo do segundo membro da equação 5.63 é o valor desejado e o segundo termo é o erro total ocasionado pelos três primeiros erros relacionados acima. Assim sendo tem-se:

$$E_{I_{os}} \approx 1,78\% \quad (5.64)$$

Ao erro da equação 5.64 deve ainda ser adicionado o erro ocasionado pelo osciloscópio.

5.3.3. Cálculo do erro na medida da tensão de desvio de entrada (V_{os})

Na medida da tensão de desvio de entrada (V_{os}) inci

dem os seguintes erros:

- erro ocasionado pelo desequilíbrio da ponte formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 e R_4 ;
- erro ocasionado pela razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador operacional em teste (AOT);
- erro ocasionado pelo desequilíbrio dos resistores R_5 e R_6 ;
- erro ocasionado pelo desequilíbrio das resistências "ON" das chaves FET S5a e S5b bem como seus valores absolutos diferentes de zero;
- erro ocasionado pelo ganho K_N ;
- erro ocasionado pelo resistor R_9 e pela resistência "ON" da chave FET S6;
- erro ocasionado pelo osciloscópio.

Utilizando as equações 3.23, 3.27, 5.5, 5.11, 5.18, 5.26, 5.36 e 5.58 obtém-se:

$$V_S^+ = (K+1) \left(V_{os} + \frac{KR}{K+1} I_{os} \right) + \frac{2KY}{1-\gamma} \left(V_{os} + \frac{KR}{K+1} I_{os} \right) + \left(K+1 + \frac{2KY}{1-\gamma} \right) \left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + \frac{2\gamma V_{A8}}{K} + R_b (1+\eta) I_{os} \right) \quad (5.65)$$

e

$$V_S^- = (K+1) \left(V_{os} + R_a I_{os} \right) + \frac{2KY}{1-\gamma} \left(V_{os} + R_a I_{os} \right) + \left(K+1 + \frac{2KY}{1-\gamma} \right) \left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + \frac{2\gamma}{K} V_{A8} + \left(\frac{KR}{K+1} + \epsilon R_a \right) I_{os} \right) \quad (5.66)$$

Como $K = 1000$, $R = 50\Omega$, $R_a = 10K\Omega$, $R_b = 269\Omega$,

$|\gamma| = 0,01$, $|\eta| = 0,012$, $|\epsilon| = 0,01$ as equações 5.65 e 5.66 ficam

$$V_S^+ = 1001(V_{os} + 49,95 I_{os}) + 20,2(V_{os} + 49,95 I_{os}) + \\ + 1021,2\left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + 2 \cdot 10^{-5} V_{A8} + 272,2 I_{os}\right) \quad (5.67)$$

e

$$V_S^- = 1001(V_{os} + 10 \cdot 10^3 I_{os}) + 20,2(V_{os} + 10 \cdot 10^3 I_{os}) + \\ + 1021,2\left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + 2 \cdot 10^{-5} V_{A8} + 149,95 I_{os}\right) \quad (5.68)$$

O primeiro termo do segundo membro das equações 5.67 e 5.58 são os valores desejados na medida de V_{os} para 50Ω e $10k\Omega$, respectivamente e o restante do segundo membro é o erro total ocasionado pelos seis primeiros erros relacionados acima. Assim sendo tem-se:

$$E_{V_{os}} = 20,2(V_{os} + 49,95 I_{os}) + 1021,2\left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + 2 \cdot 10^{-5} V_{A8} + 272,2 I_{os}\right) \quad (5.69)$$

e

$$E_{V_{os}} = 20,2(V_{os} + 10 \cdot 10^3 I_{os}) + 1021,2\left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + 2 \cdot 10^{-5} V_{A8} + 149,95 I_{os}\right) \quad (5.70)$$

As equações 5.69 e 5.70 fornecem o erro em tensão cometido na medida de V_{os} para 50Ω e $10k\Omega$ respectivamente. Nessas duas equações não estão computados o erro ocasionado pelo osciloscópio e o erro de 3,3% obtidos na equação 5.58.

5.3.4. Cálculo do erro na medida do ganho de malha aberta (A)

Na medida do ganho de malha aberta (A) incidem os seguintes erros:

- erro ocasionado pelo ganho K_N ;
- erro ocasionado pelo atenuador K_0 ;
- erro ocasionado pelo osciloscópio.

Utilizando as equações 3.38, 5.36 e 5.43 obtém-se:

$$A = 2(K+1) \frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} + \left[\frac{\lambda}{1-\lambda} 2(K+1) + \frac{4K\gamma}{1-\gamma} \left(1 + \frac{\lambda}{1-\lambda} \right) \right] \frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} \quad (5.71)$$

Como $K = 1000$, $|\lambda| = 0,01$, $|\gamma| = 0,01$ a equação 5.61 fica

$$A = 2002 \frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} + 61,03 \frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} \quad (5.72)$$

O primeiro termo do segundo membro da equação 5.62 é o valor desejado na medida do ganho de malha aberta é o segundo termo é o erro total ocasionado pelos dois primeiros erros relacionados acima. Assim tem-se:

$$E_A = 3\% \quad (5.73)$$

Ao erro da equação 5.73 deve ainda ser adicionado o erro ocasionado pelo osciloscópio.

C A P I T U L O 6

MODIFICAÇÕES IMPLEMENTADAS NO
CIRCUITO BASE DE MEDIDAS6.1. Gerador de frequência variável

O gerador de frequência variável foi implementado conforme a Fig. 6.1. São produzidas três formas de onda: quadrada, triangular e pulso com frequência na faixa de 1 Hz a 100 Hz aproximadamente.

A onda quadrada tem amplitude de $\pm 10V$ e é gerada por um circuito biestável.

A onda triangular possui $\pm 5V$ de amplitude e é produzida pelo integrador inversor comandado pela onda quadrada.

O pulso possui amplitude de $\pm 15V$ e é produzido por um circuito monoestável.

✓ A amplitude da onda quadrada é dada pelas seguintes expressões:

$$V_Q^+ = V_{cc}^+ \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (6.1)$$

$$V_Q^- = V_{cc}^- \cdot \frac{R_2}{R_4} \quad (6.2)$$

✗ A amplitude da onda triangular é dada pelas seguintes expressões:

$$V_T^+ = |V_Q^-| \cdot \frac{R_6}{R_7} \quad (6.3)$$

$$V_T^- = V_Q^+ \cdot \frac{R_6}{R_7} \quad (6.4)$$

O período das três formas de onda é dado por:

$$T = 4 \cdot \frac{V_T}{V_Q} \cdot RC \quad (6.5)$$

O "duty cycle" do pulso é dado pela seguinte expressão:

$$D.C. = \frac{T_o}{T} \quad (6.6)$$

Onde T é dado pela equação (6.5) e $T_o = C_1 \cdot R_{10} \cdot \ln(1 + 2 \cdot \frac{R_8}{R_9})$

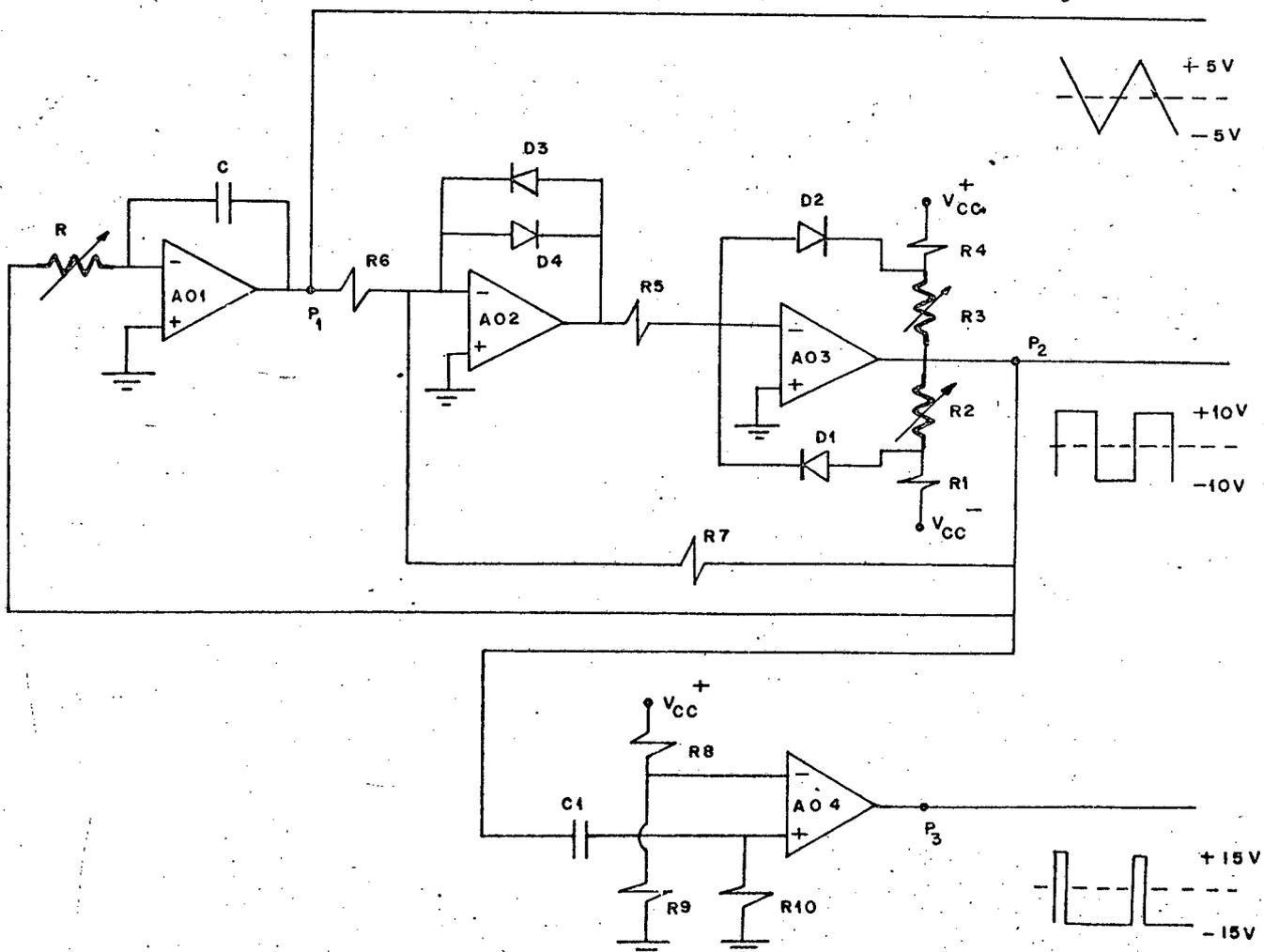


Fig. 6.1. Gerador de funções de frequência variável

Este método de geração das formas de onda foi escolhido tendo em vista suas vantagens. A geração da onda quadrada e triangular é simultânea evitando dessa forma problemas de estabilidade e obtenção de pureza na onda triangular. Pode-se variar a frequência através da variação apenas do resistor R , conseguindo-se tranquilamente uma variação em duas décadas, 1 Hz a 100 Hz aproximadamente, como é o caso em questão.

A amplitude da onda quadrada não é afetada pela variação da frequência pois é definida pelo divisor formado por R_4 , R_3 , R_2 e R_1 . Da mesma forma a amplitude da triangular não é afetada pois esta depende basicamente da relação entre R_6 e R_7 para amplitude constante da onda quadrada.

6.2. Circuito para a medida do ganho de malha aberta C.C..

Conforme comentado no capítulo 4, esse circuito é necessário tendo em vista a medida do ganho de malha aberta praticamente em frequência zero (C.C.) ou em muito baixa frequência. Essa medida não seria possível através do método de medida base.

O circuito para a medida do ganho de malha aberta C.C. foi implementado conforme a Fig. 6.2.

Neste teste a onda triangular e a saída do amplificador operacional 2 (AO2) comandam o canal horizontal e vertical do osciloscópio, respectivamente.

O amplificador operacional 2 tem duas funções neste teste. Quando a chave S_8 está fechada no teste de corrente de

polarização é armazenado no capacitor C_2 a tensão de desvio de entrada multiplicada por 1000. No teste do ganho C.C., para a chave S_8 aberta, a tensão de desvio armazenada no capacitor C_2 proporciona a correção de desvio.

A onda quadrada de amplitude $\pm 10V$ aplicada no resistor R_{13} para a chave S_9 fechada força a saída do amplificador operacional em teste ficar a $\pm 10V$ através do laço de realimentação. Desta forma o ganho C.C. do amplificador operacional em teste é dado por:

$$A_{c.c} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_s} \cdot 1000 \quad (6.7)$$

Como $\Delta V_o = +10 - (-10) = 20$ tem-se:

$$A_{c.c} = \frac{20000}{\Delta V_s} \quad (6.8)$$

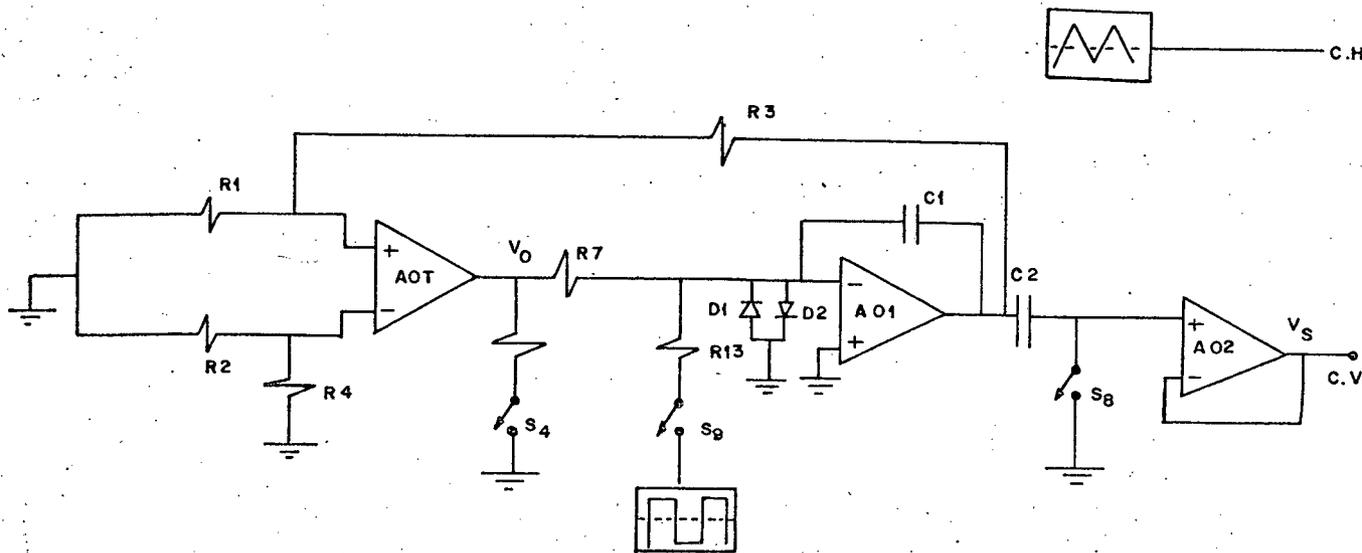


Fig. 6.2. Circuito simplificado para medida do ganho C.C..

Na medida do ganho C.C. o gerador de funções é colocado na sua frequência mais baixa, aproximadamente 1 Hz. Isso faz com que apareça um ponto se deslocando, no sentido horizontal, na tela do osciloscópio. Esse ponto descreve dois percursos paralelos conforme mostra a Fig. 6.3. Para a medida do ganho C.C. se o canal vertical estiver na posição 1V/div basta dividir 20000 pela distância vertical (ΔV_s) existente entre os dois percursos citado anteriormente.

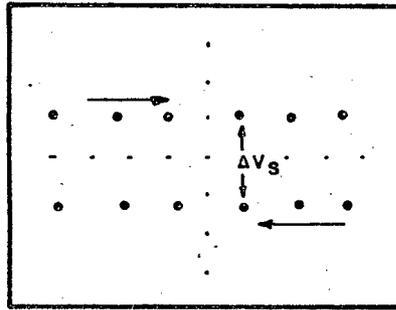


Fig. 6.3. Tela do osciloscópio para teste do ganho C.C..

6.3. Fonte de alimentação

A fonte de alimentação implementada é de $\pm 18V$ tendo em vista que a maioria dos amplificadores operacionais encontrados no mercado brasileiro, comumente chamados de tipo comercial, são tais que sua especificação é para temperatura de $0^{\circ}C$ a $70^{\circ}C$ e alimentação máxima de $\pm 18V$.

6.4. Circuito completo do equipamento de teste

Tendo em vista as modificações implementadas, o

circuito completo do equipamento de teste passou a ser o da Fig. 6.4, com os circuitos simplificados para medida de: V_{os} , I_b e I_{os} ; F.T. e ganho C.C. dados pelas figuras (3.4), (3.10) e (6.2) respectivamente.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o protótipo de laboratório do medidor de parâmetros de amplificadores operacionais.

A fotografia 1 mostra as formas de onda obtidas com o gerador de funções e as demais, mostram a saída do medidor para os testes de corrente de polarização, tensão e corrente de desvio de entrada e ganho de malha aberta.

A Fig. 7.1 mostra a saída do medidor para o teste de ganho C.C..

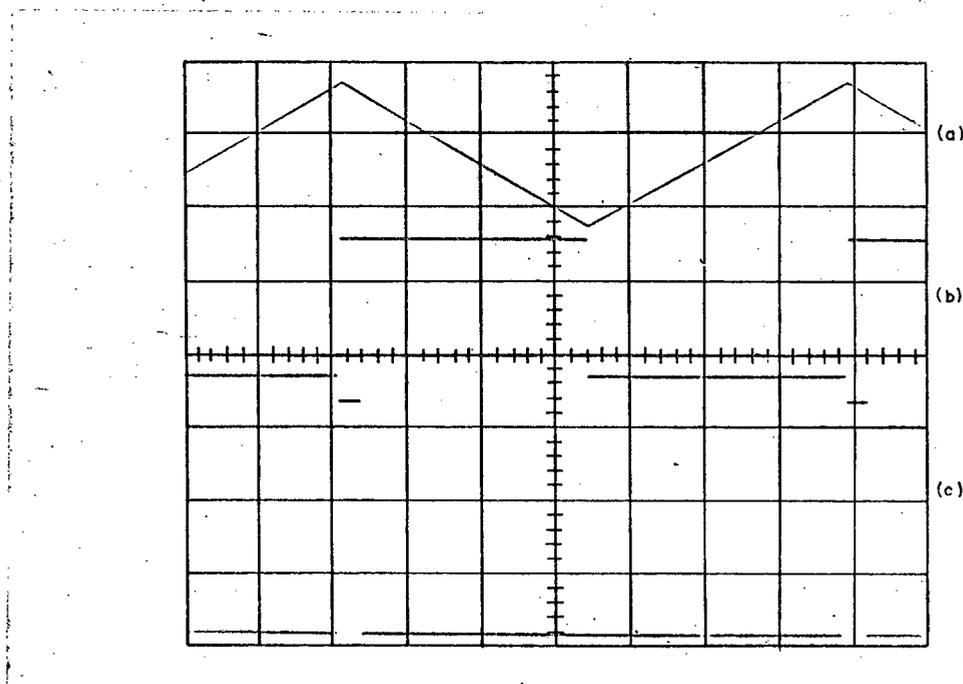


Foto 1 - Sinal de saída do gerador de funções.

Fig.6.1(a) Ponto P₁, (b) Ponto P₂, (c) Ponto P₃.

Escala Horizontal: 2ms/div

Escala Vertical (b) e (c): 10v/div

Escala Vertical (a): 5v/div

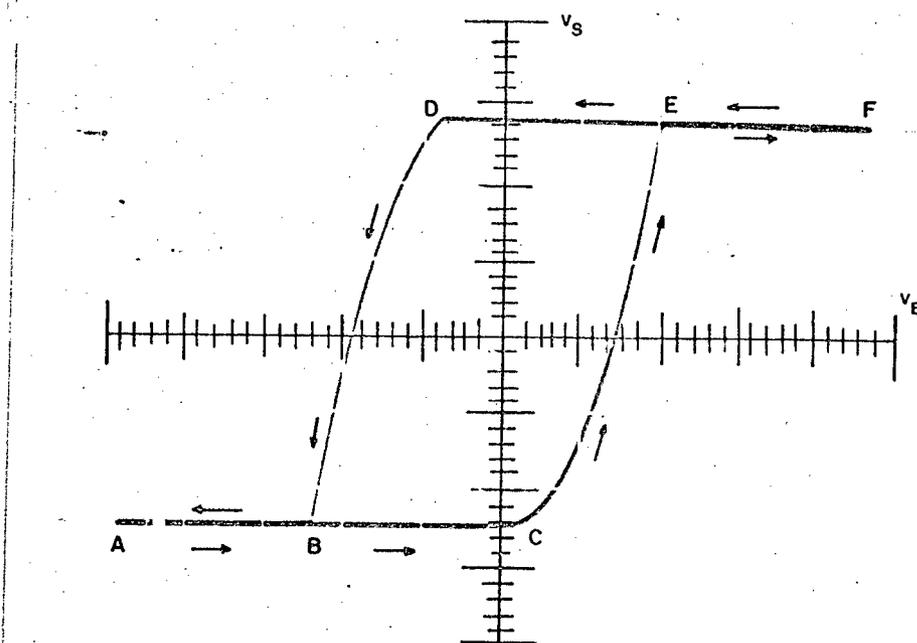


Foto 2 - Teste de função de transferência para o LM 741.
 Condições: Frequência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 5V/div

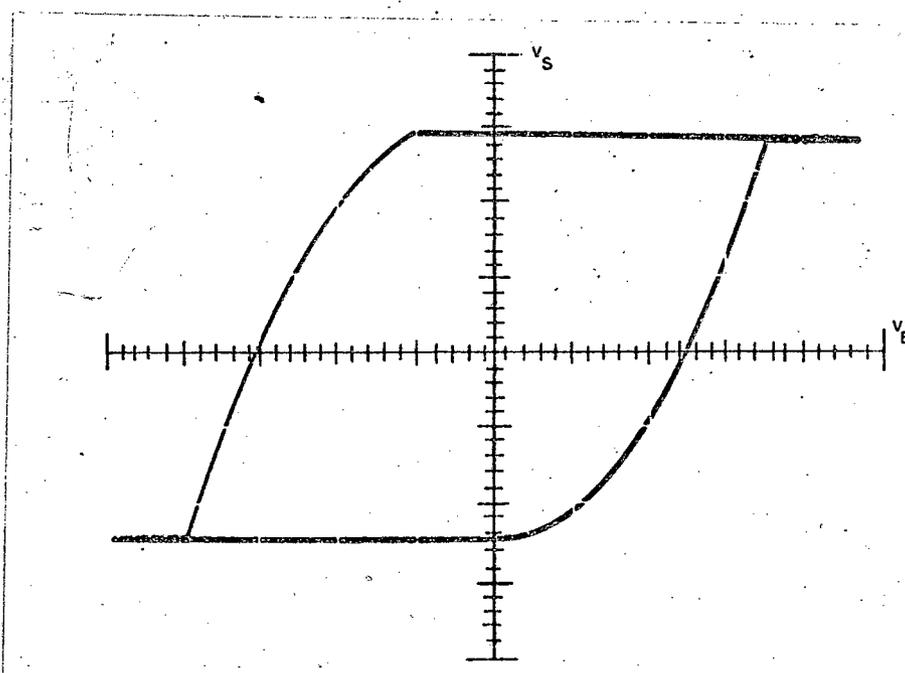


Foto 3 - Teste de função de transferência para o LM 741.
 Condições: Frequência igual a 100Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 5V/div

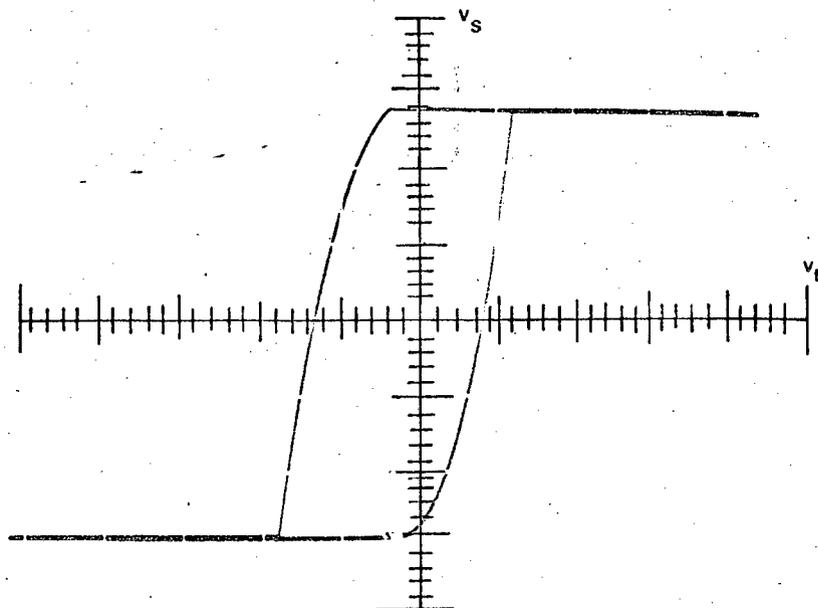


Foto 4 - Teste de função de transferência para o LM 301.
 Condições: Freqüência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, compensação para ganho 1.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 5V/div

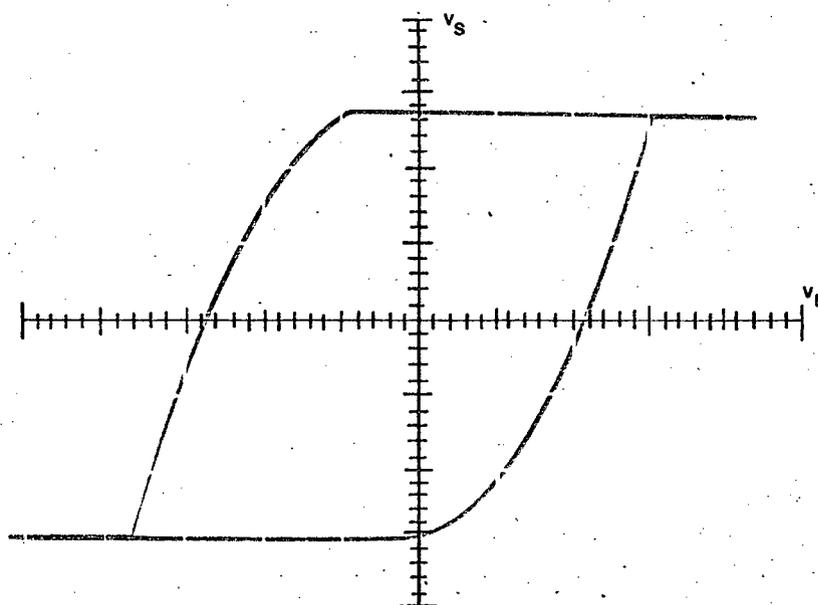


Foto 5 - Teste de função de transferência para o LM 301.
 Condições: Freqüência igual a 100Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, compensação para ganho 1.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 5V/div

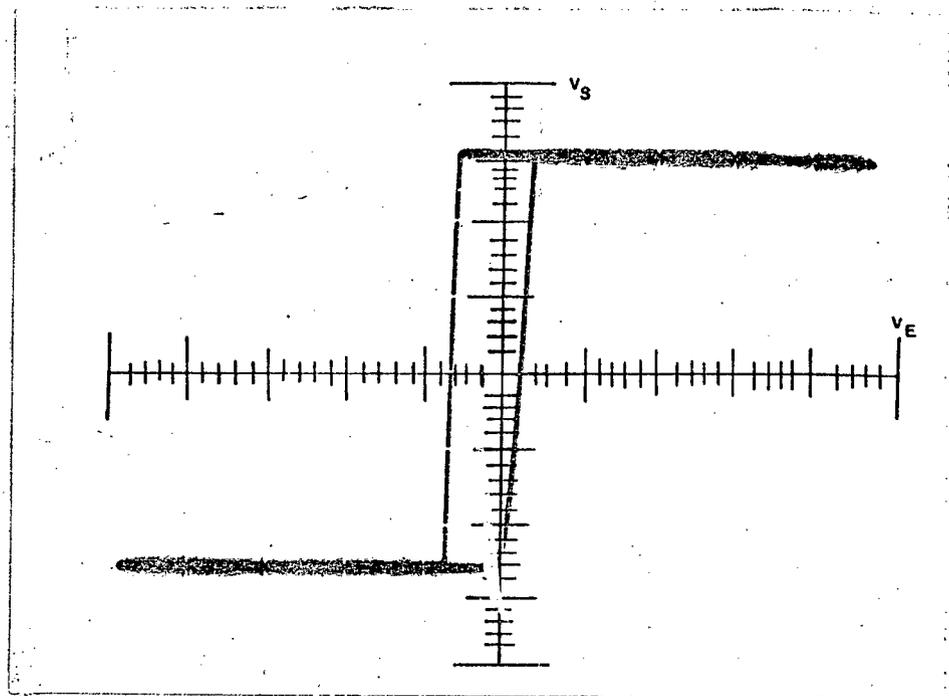


Foto 6 - Teste de função de transferência para o LM 725.
 Condições: frequência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, compensação para ganho 100.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 5V/div

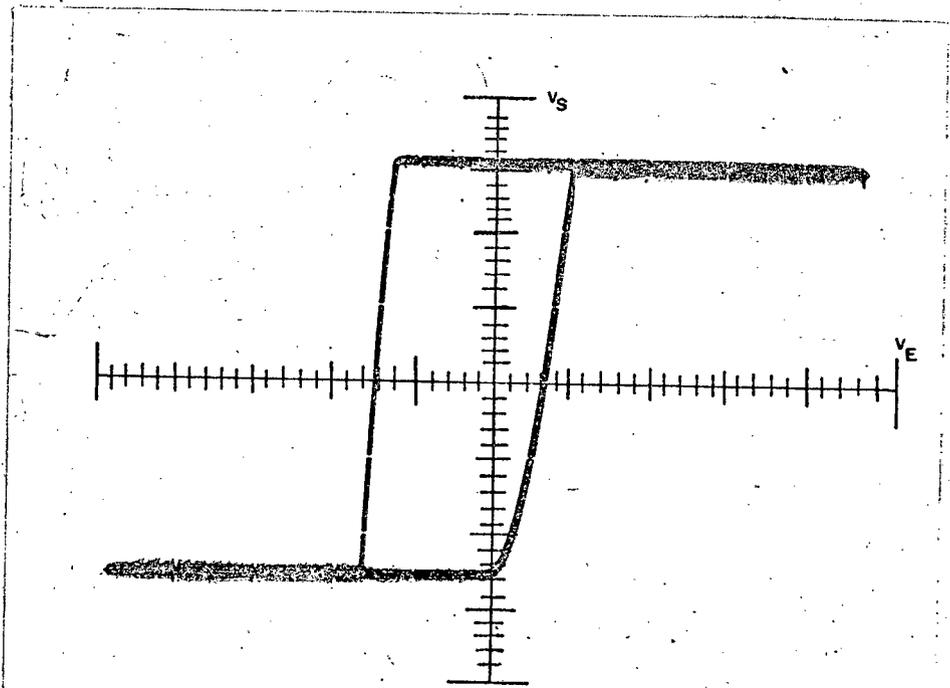


Foto 7 - Teste de função de transferência para o LM 725.
 Condições: Frequência igual a 100Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, compensação para ganho 100.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 5V/div

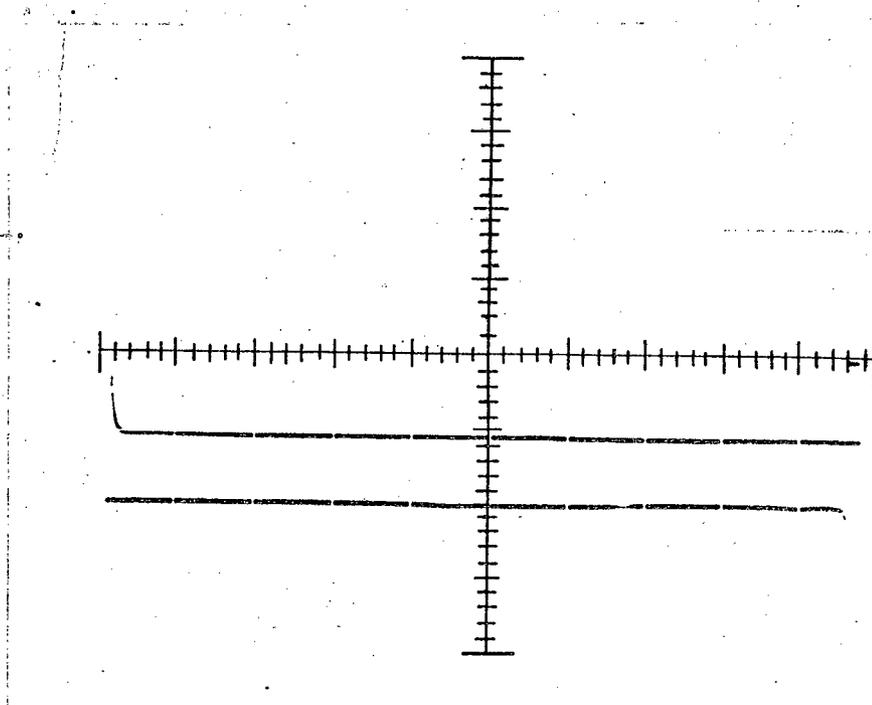


Foto 8 - Teste de corrente de polarização para o LM 725.
 Condições: Frequência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, tensão de modo comum 0V, compensação para ganho 100.
 Escala Horizontal: 0V/div
 Escala Vertical: 50nA/div

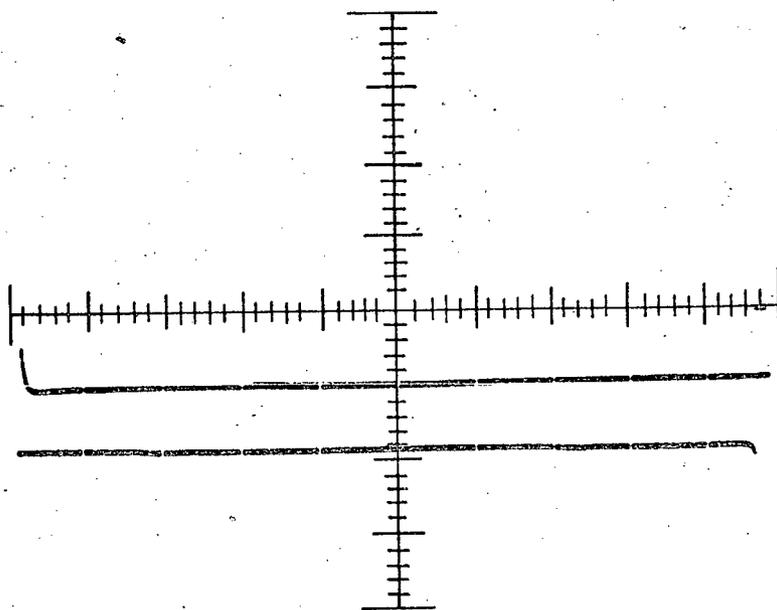


Foto 9 - Teste de corrente de polarização para o LM 725.
 Condições: Frequência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, tensão de modo comum 5V, compensação para ganho 100.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 50nA/div

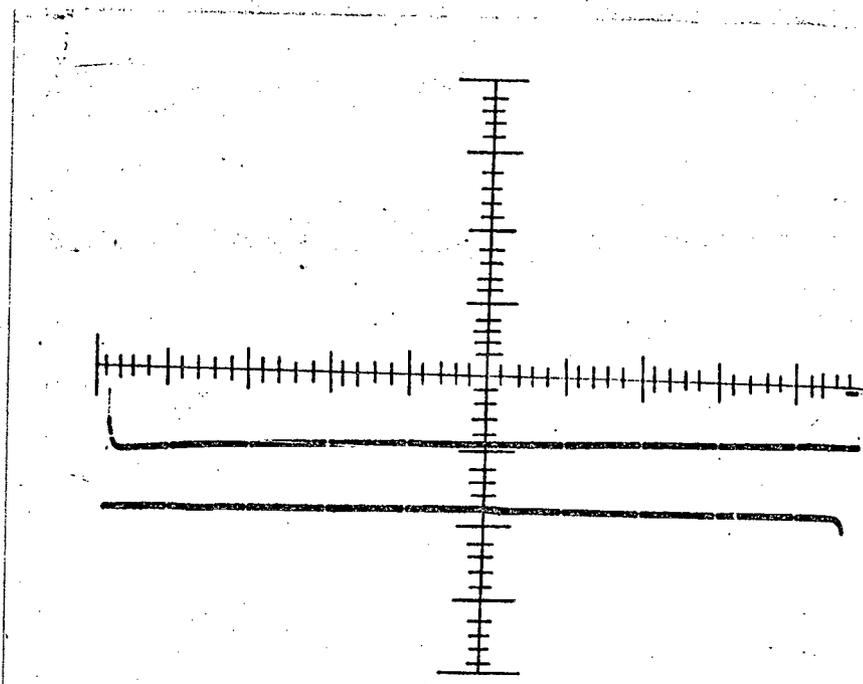


Foto 10 - Teste de corrente de polarização para o LM 725.
 Condições: Freqüência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, tensão de modo comum 10V, compensação para ganho 100.
 Escala Horizontal: 0,5mV/div
 Escala Vertical: 50nA/div

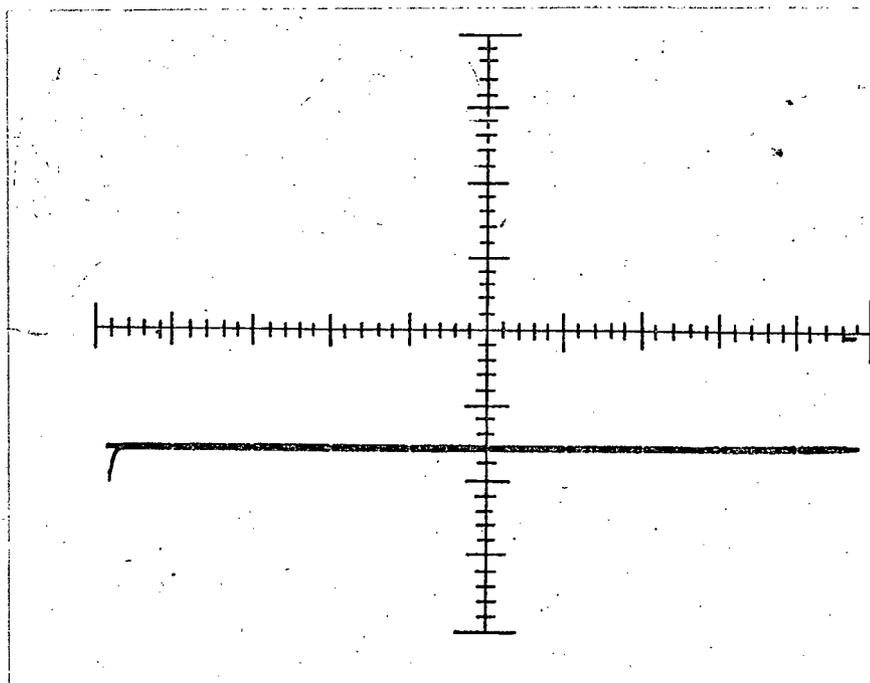


Foto 11 - Teste de tensão e corrente de desvio para o LM 725.
 Condições: Freqüência igual a 16Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$, tensão de modo comum 0V, compensação para ganho 100.
 Escala Horizontal: 0V/div
 Escala Vertical: 100nA/div para I_{os}
 1mV/div para V_{os}

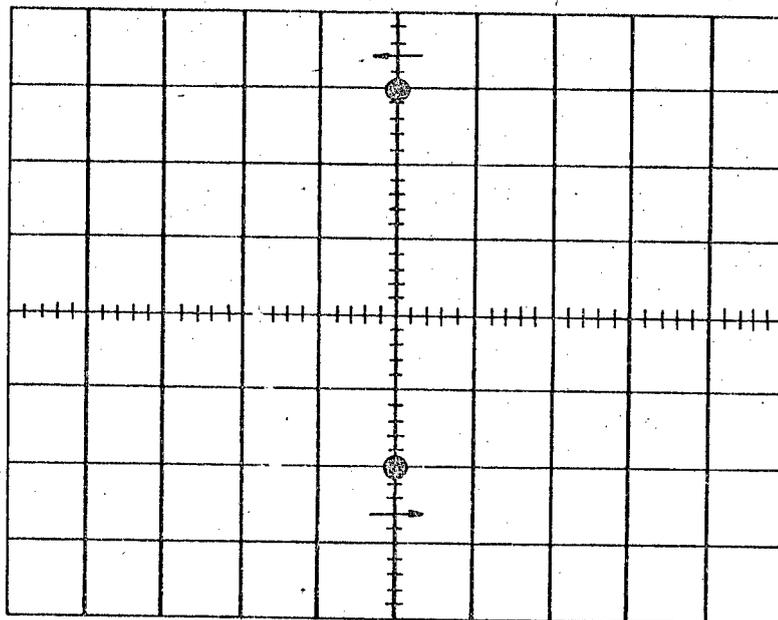


Fig. 7.1 - Teste de ganho C.C. para o LM 741.

Condições: Frequência igual a 1Hz, tensão de alimentação $\pm 15V$.

Escala Horizontal: 0,5mV/div

Escala Vertical: 2,5. μV /div

C A P Í T U L O 8

DISCUSSÃO E CONCLUSÕES

8.1. Discussão

A fotografia 1 mostra a saída do gerador de funções de frequência variável conforme a proposição feita no capítulo 4. Pode-se ver que a amplitude da onda quadrada é de $\pm 10V$ e a da triangular de $\pm 5V$. Essa foto proporciona a visualização da situação de uma forma de onda em relação a outra, por exemplo, a onda triangular é invertida em relação à onda quadrada. A comparação das formas de onda dessa foto e as da Fig. 3.5 mostra a coincidência das mesmas. Tais formas de onda foram utilizadas em todos os testes.

É importante frisar, mais uma vez, que o pico negativo da onda triangular corresponde à extremidade esquerda da tela e o pico positivo da mesma corresponde à extremidade direita da tela. Dessa forma, o traçado do pico negativo ao pico positivo é o traço e o traçado do pico positivo ao pico negativo é o retraço ou seja, ponto andando da esquerda para a direita e ponto andando da direita para a esquerda, respectivamente.

A fotografia 2 proporciona uma série de informações. Primeiramente esta foto mostra a curva obtida para o teste de F.T. para um ampop LM 741 sob condições de testes já mencionadas. Como pode ser notado, essa curva difere daquela que era esperada, conforme mostra a Fig. 3.12, apresentando um laço de histerese. Essa

histerese ocorre em consequência da demora do ampop a sair da saturação e, provavelmente, devido à diferença de fase entre os sinais de entrada e saída. Assim, essa abertura é semelhante àquela obtida quando se coloca duas formas de onda senoidais nos eixos X e Y do osciloscópio, obtendo-se uma elipse. A partir dessa foto, pode-se obter os valores das tensões de saturação positiva e negativa as quais são dadas pelos trechos DF e AC respectivamente. Os valores para essas tensões são 14V e 12V.

O ganho pode ser medido utilizando-se tanto o trecho DE quanto o BD. Nesse sentido tem-se uma informação adicional pois o ganho pode ser medido da saturação positiva para a negativa e também da saturação negativa para a positiva. É importante salientar que essa medida deve ser efetuada por acréscimos, tanto quanto possível, em torno do zero porque é essa a região mais linear do ampop. Assim, para esse ampop o ganho de malha aberta para $f = 16 \text{ Hz}$ é aproximadamente 39.000 (92 db).

A linearidade é mostrada observando-se a mudança de inclinação ao longo dos trechos CE e BD. No caso, nota-se que o comportamento desse ampop não é linear e isso é mais evidente quando o ampop está saindo da região de saturação do que quando está entrando na mesma.

Este teste foi realizado para cargas de $10\text{K}\Omega$ e $2\text{K}\Omega$ não apresentando nenhuma modificação nos máximos valores de saída.

Nessa foto ainda é mostrado o sentido da curva conforme mostram as setas. Esse sentido é válido para qualquer ampop sob este teste.

As fotografias 4 e 6 mostram o teste de F.T. para outros ampops na mesma frequência e na mesma escala com que o

LM 741 foi medido. Observa-se claramente a diferença entre as tensões de saturação negativa e positiva desses ampops e também as diferenças de inclinações das curvas, ao passarem pela origem. A diferença dessas inclinações mostra que há uma distinção nos valores do ganho desses ampops com relação ao do ampop LM 741. Assim o ganho para o LM 301, mostrado na foto 4, é de aproximadamente 54.000 (95 db) ao passo que para o LM 725, mostrado na foto 6, é de aproximadamente 160.000 (104 db).

Pode-se observar ainda, na foto 6, que o LM 725 é bastante mais linear ao longo da sua característica dinâmica, comparado com os ampops LM 741 e LM 301 nos quais se nota perfeitamente que o traçado entre as saturações não é uma linha reta.

As fotografias 3, 5 e 7 mostram o teste de F.T. para o LM 741, LM 301 e LM 725 respectivamente na frequência de aproximadamente 100 Hz. Como pode-se notar, houve uma nítida mudança na inclinação dessas curvas comparadas com o teste realizado com os mesmos ampops na frequência de 16 Hz, conforme mostram as fotos 2, 4 e 6. Isso significa que como consequência do aumento da frequência houve diminuição do ganho, como era de se esperar. Assim, para essa frequência o ganho de malha aberta é 22.000 (87 db), 26.000 (88 db) e 73.000 (97 db) para o LM 741, LM 301 e LM 725, respectivamente. Os erros cometidos na medida desses ganhos são de 3% conforme mostrado na equação (5.73). Nesse erro não foi computado o erro de leitura na tela do osciloscópio.

Nas fotos 3, 5 e 7 pode-se observar que o LM 725 continua apresentando uma melhor linearidade em relação aos outros ampops testados, da mesma forma que nos testes para frequência de 16 Hz, conforme mostram as fotos 2, 4 e 6.

Outro fato interessante é que a não linearidade apresentada para os trechos CE, nas fotos 3, 5 e 7 bem como nas fotos 2, 4 e 6, é bem mais acentuada do que aquela apresentada nos trechos BD.

A fotografia 8 mostra o teste de corrente de polarização para o LM 725. Nesse teste a tensão de modo comum foi mantida em zero e como pode-se ver a corrente de polarização I_b para este AMPOP é de 45 nA, tendo em vista que essa medida é feita medindo-se o afastamento vertical entre os dois traços. O erro cometido nessa medida é de 1,78 %, conforme a equação (5.61). Porém é importante salientar que nesse erro não está computado o erro de leitura na tela do osciloscópio. Como consequência de ter-se mantido em 0V a tensão de modo comum, neste teste, os dois traços se apresentam paralelos em relação ao eixo horizontal (eixo x). Fazendo-se uma comparação dessa foto com a Fig. 3.5 observa-se que a referência zero, dada pelo pulso, ocorre para o retraço. Assim o traçado mais próximo do eixo horizontal é o traço e o traçado mais afastado é o retraço. No traço a chave S5a está aberta enquanto a S5b está fechada. Isso mostra, conforme a equação (3.12), que a corrente I_b^+ contribui mais do que a I_b^- no traçado mais próximo do eixo horizontal. No retraço a chave S5a está fechada enquanto S5b está aberta. Isso mostra, conforme a equação (3.16), que a corrente I_b^- contribui mais do que a I_b^+ no traçado mais afastado do eixo horizontal.

As fotografias 9 e 10 mostram o teste de corrente de polarização para o LM 725. A diferença dessas fotos para a foto 8 é que nessas o ampop LM 725 em teste está sujeito a uma tensão de modo comum de $\pm 5V$ e $\pm 10V$, respectivamente. Como pode-se notar é nítida a dependência das correntes de polariza

ção desse ampop com a tensão de modo comum. Comparando ainda as fotos 9 e 10 com a foto 8 nota-se que a corrente de polarização I_b^+ é mais dependente de V_{cm} do que a corrente de polarização I_b^- , isso é visto observando-se a curvatura dos extremos do traço e retraço respectivamente na tela do osciloscópio.

A fotografia 11 mostra o teste de tensão e corrente de desvio de entrada para o LM 725. Conforme pode ser visto a diferença entre os dois traços é muito pequena; isso diz que a corrente de desvio de entrada desse ampop é muito pequena. Em consequência disso não existe diferença na tensão de desvio de entrada para resistor de $10K\Omega$ e de 50Ω conforme pode ser constatado pelas equações (3.30) e (3.31). Assim para este ampop o valor da tensão de desvio é de 1,6 mV. Considerando-se as equações (5.69) ou (5.70) e (5.58) tem-se um erro de 5,3% nessa medida. Nesse erro não está computado o erro de leitura na tela do osciloscópio.

A Fig. 7.1 mostra o teste de ganho C.C. realizado para o LM 741. O ganho é medido como o inverso do valor numérico da distância vertical entre os dois pontos; assim, para esse ampop, o módulo do ganho C.C. é de 80.000 (98 db). O sinal do ganho pode ser obtido observando-se de que forma se desloca o ponto na tela do osciloscópio. Assim quando a posição do ponto que se desloca da esquerda para a direita for inferior à posição do ponto que se desloca da direita para esquerda o ganho é negativo, como é o caso da figura, caso contrário é positivo. Nesse teste o ampop está numa configuração não inversora logo, o ganho esperado deveria ser positivo. Este fato do ganho ser negativo é uma anormalidade e isso deve-se fundamentalmente, nesse caso, à realimentação térmica.

Esta figura não foi apresentada sob a forma de fotografia devido a problemas técnicos em consequência da maneira com que o ponto se desloca na tela do osciloscópio.

8.2. Conclusões

O equipamento construído apresentou desempenho satisfatório para todos os amplificadores operacionais integrados de uso geral que foram testados.

Com relação à entrada/saída, conforme foi visto, é possível medir o módulo do ganho de malha aberta, bem como a linearidade, entre frequências de 1 Hz a 100 Hz. Essa flexibilidade foi introduzida graças ao gerador de frequência variável colocado.

Com respeito ao terminal de saída, é possível medir a máxima tensão positiva e negativa de saída do ampop para cargas de $10K\Omega$ ou $2K\Omega$, à escolha do usuário. Esta facilidade permite examinar o estado do estágio de saída do ampop, estágio de potência e, principalmente, verificar se o mesmo é capaz de fornecer a corrente mínima indicada pelo fabricante.

Com relação aos terminais de entrada, é possível medir a tensão de desvio de entrada, a corrente de desvio e a de polarização para tensão de modo comum entre 0 e $\pm 15V$.

Com relação à análise dos erros verificou-se interessante independência do erro máximo das medidas de ganho e correntes de entrada, em relação aos demais parâmetros não conhecidos do AMPOP. Isto permite ao usuário saber, a priori, qual o erro máximo que o mesmo está tendo na medida daquela grandeza independente dos valores das demais grandezas do ampop que ainda são incógnitas, por não terem sido medidas. Esses erros podem ser ob

servados nas equações (5.61), (5.64) e (5.73). O mesmo não ocorre com a tensão de desvio, cujo erro depende dos demais parâmetros, o que de modo algum inviabiliza sua estimativa, bastante aproximada conforme visto no próprio texto, bem como no exemplo.

O equipamento permite ainda a medida do ganho C.C. utilizando compensação da tensão de desvio. Essa compensação permite colocar no campo da tela do osciloscópio, operando no modo X-Y com ambas as entradas diretamente acopladas, as pequenas variações de sinais desenvolvidas na entrada do ampop e na presença de tensões de desvio proporcionalmente elevadas. Essa flexibilidade é conseguida pela introdução do circuito auxiliar para medida do ganho C.C.. Com este processo foi possível medir ganhos devido a realimentação térmica em lugar do ganho eletrônico, como aquele que é mostrado na Fig. 7.1 para o ampop LM 741. Este detalhe é importante pois pode-se verificar com essa medida, aquelas unidades que são dominadas pelo efeito térmico, o qual deve dominar. Entretanto, quanto menor a frequência no qual domina, melhor equilibrada é a produção. A frequência para a qual é feita essa medida é de 1Hz, muito embora se pudesse deixar uma opção para o usuário fazer tal medida para frequências inferiores a essa, por exemplo 0,5 Hz, uma vez que o processo de leitura na tela independe da frequência.

Estas considerações indicam que o equipamento é flexível, simples de usar e de custo reduzido comparado aos de leitura direta, isto é, aqueles que não usam osciloscópio. Sua principal desvantagem reside basicamente no fato de que o mesmo não mede todos os parâmetros dos ampops. Além disso necessita um osciloscópio com entrada X-Y calibrada, o que para um usuário comum poderia ser uma desvantagem. No entanto, não o seria em se tratando de um laboratório, onde em geral esse equipamento é disponível.

O equipamento não é apropriado para automação no que diz respeito à medida da função de transferência, apesar de que a medida do ganho C.C. o é. Assim, se fosse de interesse abandonar a F.T. onde é possível ver a linearidade bem como as tensões de saturação poder-se-ia usar este método automaticamente.

O desenvolvimento do trabalho foi principalmente centrado na medida do ganho de malha aberta, conforme pode ser visto no desenvolvimento, tendo em vista as distinções bastante radicais nos métodos de medida do mesmo, o que não ocorre com relação aos métodos apresentados e utilizados para medida de V_{os} , I_{os} e I_b .

Com relação às curvas de medida do ganho apresentadas na tela do osciloscópio, observa-se facilmente que a tensão de histerese se amplia consideravelmente ao se passar da frequência de 16 Hz para 100 Hz, conforme mostram as fotos 2 e 3. Esse fato chamou atenção logo que foram testados os primeiros ampops. Então se vislumbrou um modo de poder medir, utilizando essa ampliação do laço de histerese, além do módulo do ganho de malha aberta a sua correspondente fase. Isso é uma vantagem enorme porque poderia-se com isso precisar exatamente a localização de tal ponto na função de transferência do ampop, fornecida pelo fabricante. Foi tentado utilizar a Técnica de LISSAJOUS onde, conforme se conhece, pode-se saber a amplitude e a diferença de fase de duas senóides colocadas no canal horizontal e vertical do osciloscópio. No presente caso, temos uma onda triangular de entrada e como o ampop opera entre a saturação positiva e negativa a tensão de saída é uma onda quadrada. Então ter-se-ia como tensão de entrada no canal horizontal a onda triangular e no canal vertical a onda quadrada. Mas é possível inferir, naturalmente, as relações

de fase que daria entre essas duas formas de onda e a correspondente figura que seria traçada. Isso foi feito, porém os resultados não se mostraram satisfatórios, não havendo muita coerência entre as medidas daquela abertura de histerese e as correspondentes fases, que se sabia existir entre a forma de onda de entrada e saída. Uma análise posterior mostrou que grande parte dessa diferença também era proveniente do tempo de recuperação do ampop, isto é, o ampop se mantinha na saturação e mesmo que não houvesse diferença de fase entre a entrada e saída a figura apresentava uma histerese. Verificou-se também, em comprovação a essa medida, que o ampop LM 725, amplificador de instrumentação que possui tempo de recuperação bastante baixo, apresentava uma melhor coerência das medidas de abertura do laço de histerese.

Esta trilha de tentar medir o módulo do ganho e sua correspondente fase através da abertura do laço de histerese é muito promissora e quem sabe, deixa-se aqui como indicação para um estudo futuro, a ser realizado no segmento desse trabalho que teve como preocupação básica o cálculo dos erros de medida.

Com relação ainda ao presente trabalho foi feito um conformador de senóide. Assim, este equipamento operou por algum tempo com quatro formas de onda, onde além da triangular, quadrada e pulso existente o mesmo gerava uma senoidal conformada a partir da triangular. Essa senoidal visava uma excitação de entrada do AMPOP para que a compatibilidade das figuras de Lissajous ficasse mais evidente. Como essa facilidade não foi usada no equipamento final, esse conformador foi retirado.

Outra sugestão interessante para trabalhos futuros seria a complementação do medidor para medir os parâmetros que atualmente não mede. Nesse sentido, poder-se-ia dar priorida

de a instalar um medidor de taxa de rampa máxima, que é um parâmetro importante para aplicação a.c. e de grandes sinais, e também em especial à razão de rejeição de modo comum, muito necessária na instrumentação eletrônica. Ainda poderia se medir a razão de rejeição da fonte de alimentação.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. CLAYTON, G.B. - Experiments with Operational Amplifiers. Wireless World, pp. 272-273, June 1972.
2. CLAYTON, G.B. - Experiments with Operational Amplifiers. Wireless World, pp.324, July 1972.
3. CUTLER, P. - Circuitos Eletrônicos Lineares, McGraw-Hill do Brasil, LTDA., 1977.
4. GOODENOUGH, F. - Operational Amplifiers Parameter Definition and Measurement Guide. Application Note, Teledyne Philbrick, AN-23, June 1976.
5. GRAEME, J.G. - Applications of Operational Amplifiers, McGraw-Hill Kogakusha, LTD, 1973.
6. GRAEME, J. - Check op-amp open-loop dc gain in one cycle of test signal. Electronic Design, nº 7, pp.60, April 1, 1971.
7. GRAY, P.R.; Meyer, R.G. - Analysis and Design of Analog Integred Circuits, John Wiley & Sons, Inc., 1977.
8. GREBENE, A.B. - Analog Integrated Circuits, IEEE, 1978.
9. INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION, IEC STANDARD- Essential ratings and characteristics of semiconductor devices and general principles of measuring methods, pp. 38-60, 62-68, 82-87, Plublication 147-2J, 1978.
10. LENK, J.D. - Manual for Operational Amplifiers Users, Reston

Publishing Company, Inc., 1976.

11. LEWIS, D. - Testing Operational Amplifiers. Electronics Test, pp. 76-82. January 1979.
12. MILER, G.G. - Test Procedures for Operational Amplifiers. Linear and Data Acquisition Products, Harris semiconductor, AN-508, 1978.
13. MILLMAN, J.; HALKIAS, C.C. - Integrated Electronics, McGraw-Hill Kogakusha, LTD., 1972.
14. MIL - STD 883 - Method 4001 - Method 4004, 1 May 1968.
15. NATIONAL Semiconductor - Linear Databook, 1980.
16. NATIONAL Semiconductor - Transistors/FETs Databook, May 1974.
17. NORMAND, G. - Mesure du Gain en Boucle Ouverte d'un Amplificateurs Opérationnel. Revue de Physique Appliquée, Tome 9, pp. 953, Sptembre 1974.
18. PRENSKY, S.D. - Manual of Linear Integrated Circuits, Reston Publishing Company, Inc., 1974.
19. ROBERGE, J.K. - Operational Amplifiers: Theory an Practice, John Wiley & Sons, Inc., 1975.
20. SHOEMAKER, W.E. - Operational Amplifiers Nonlinearities. Instruments and Control Systems, pp. 87-88, February 1972.
21. STOUT, D.F.; KAUFMAN, M. - Handbook of Operational Amplifier Circuit Design, McGraw-Hill Book Company, 1976.
22. TEXAS INSTRUMENT - Manuel des Circuits Intégrés Analogiques, 1974.

23. TOBEY, G.E.; GRAEME, J.G.; HUELSMAN, L.P. - Operational Amplifiers Design and Applications, McGraw - Hill Kogakusha, LTD., Burr-Brown, 1971.
24. WAIT, J.V.; HUELSMAN, L.P.; KORN, G.A. - Introduction to Operational Amplifiers Theory and Applications, McGraw-Hill Kogakusha, LTD., 1975.
25. WOJSLAW, C.F. - Use op amps with greater confidence - Electronic Design, No 6, pp. 140-143, March 16, 1972.
26. YAMATAKE, M. - A Simplified Test Set for Operational Amplifiers Characterization. Linear Applications Handbook 1, National Semiconductor, AN-24, June 1969.

A P Ê N D I C E 1

Erros cometidos na medida dos parâmetros de ampli-
ficadores operacionais utilizando o osciloscópio Telequipment
D 61A.

Nas tabelas 1 e 2 são apresentados os erros máximos, totais nas
medidas da corrente de desvio de entrada, corrente de polariza-
ção, tensão de desvio de entrada e ganho de malha aberta para al-
gumas escalas verticais e horizontais do osciloscópio telequip
met D 61A.

ERRO

esc vertical / parametro	I _{os}	I _B	V _{os}
0,2V/div	escala 20nA/div erro = 0,356nA/div + 2nA	escala 10nA/div erro = 0,178nA/div + 1nA	escala 0,2nV/div erro = E ₁ [*] ou E ₂ ^{**} + 0,0066mV/div + 0,02mV
0,5V/div	escala 50nA/div erro = 0,89nA/div + 5nA	escala 25nA/div erro = 0,445nA/div + 2,5nA	escala 0,5mV/div erro = E ₁ [*] ou E ₂ ^{**} + 0,0165mV/div + 0,05mV
1V/div	escala 100nA/div erro = 1,78nA/div + 10nA	escala 50nA/div erro = 0,89nA/div + 5nA	escala 1mV/div erro = E ₁ [*] ou E ₂ ^{**} + 0,033mV/div + 0,1mV
2V/div	escala 200nA/div erro = 3,56nA/div + 20nA	escala 100nA/div erro = 1,78nA/div + 10nA	escala 2mV/div erro = E ₁ [*] ou E ₂ ^{**} + 0,066mV/div + 0,2mV
5V/div	escala 500nA/div erro = 8,9nA/div + 50nA	escala 250nA/div erro = 4,45nA/div + 25nA	escala 5mV/div erro = E ₁ [*] ou E ₂ ^{**} + 0,165mV/div + 0,5mV

Tabela 1 - Erro total nas medidas de I_{os}, I_B e V_{os}

Para resistor de entrada de 50 Ω:

$$*E_1 = 20,2(V_{os} + 49,95 I_{os}) + 1021,2 \left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + 2 \cdot 10^{-5} V_{A8} + 272,2 I_{os} \right) \quad (5.69)$$

Para resistor de entrada de 10 KΩ:

$$**E_2 = 20,2(V_{os} + 10^4 I_{os}) + 1021,2 \left(\frac{V_{A8}}{CMRR} + 2 \cdot 10^{-5} V_{A8} + 149,95 I_{os} \right) \quad (5.70)$$

		G A N H O				
Esc. horiz. vertical	esc.	0,2V/div	0,5V/div	1V/div	2V/div	5V/div
		esc. 0,1mV/div	esc. 0,25V/div	esc. 0,5mV/div	esc. 1mV/div	esc. 2,5mV/div
0,2V/div	$\epsilon_S = 0,02V$ $\epsilon_E = 0,01mV$	$\epsilon_S = 0,02V$ $\epsilon_E = 0,025mV$	$\epsilon_S = 0,02V$ $\epsilon_E = 0,05mV$	$\epsilon_S = 0,02V$ $\epsilon_E = 0,1mV$	$\epsilon_S = 0,02V$ $\epsilon_E = 0,25mV$	
0,5V/div	$\epsilon_S = 0,05V$ $\epsilon_E = 0,01mV$	$\epsilon_S = 0,05V$ $\epsilon_E = 0,025mV$	$\epsilon_S = 0,05V$ $\epsilon_E = 0,05mV$	$\epsilon_S = 0,05V$ $\epsilon_E = 0,1mV$	$\epsilon_S = 0,05V$ $\epsilon_E = 0,25mV$	
1V/div	$\epsilon_S = 0,1V$ $\epsilon_E = 0,01mV$	$\epsilon_S = 0,1V$ $\epsilon_E = 0,025mV$	$\epsilon_S = 0,1V$ $\epsilon_E = 0,05mV$	$\epsilon_S = 0,1V$ $\epsilon_E = 0,1mV$	$\epsilon_S = 0,1V$ $\epsilon_E = 0,25mV$	
2V/div	$\epsilon_S = 0,2V$ $\epsilon_E = 0,01mV$	$\epsilon_S = 0,2V$ $\epsilon_E = 0,025mV$	$\epsilon_S = 0,2V$ $\epsilon_E = 0,05mV$	$\epsilon_S = 0,2V$ $\epsilon_E = 0,1mV$	$\epsilon_S = 0,2V$ $\epsilon_E = 0,25mV$	
5V/div	$\epsilon_S = 0,5V$ $\epsilon_E = 0,01mV$	$\epsilon_S = 0,5V$ $\epsilon_E = 0,025mV$	$\epsilon_S = 0,5V$ $\epsilon_E = 0,05mV$	$\epsilon_S = 0,5V$ $\epsilon_E = 0,1mV$	$\epsilon_S = 0,5V$ $\epsilon_E = 0,25mV$	

Tabela 2 - Erro total na medida do ganho de malha aberta

$$A = 0,03 \frac{\Delta V_S + \epsilon_S}{\Delta V_E} + \frac{\Delta V_S + \epsilon_S}{\Delta V_E} + \epsilon_E$$