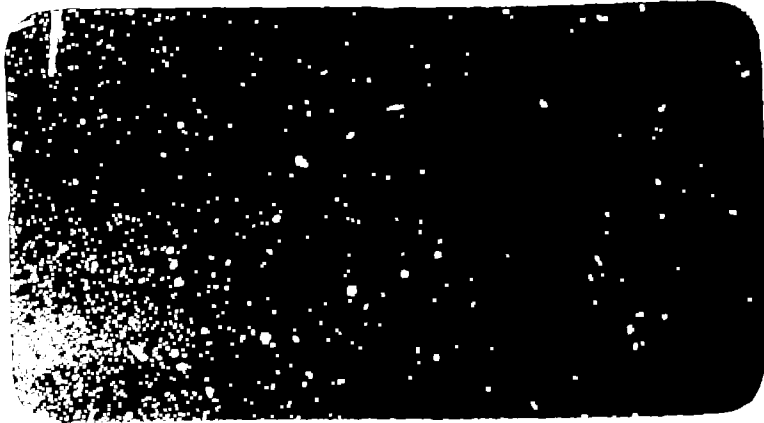


Notas Técnicas



CBPF-NT-002/1981

TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DA CORRENTE DE
ENTRADA EM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

por

Mariano Sabino Silva

Laboratório de Instrumentação Científica
Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas/CNPq
Av. Wenceslau Braz, 71, fundos - R.J.
22290 - Rio de Janeiro - Brasil

Resumo

Técnicas de Compensação da Corrente de Entrada em Amplificadores Operacionais

O trabalho propõe duas técnicas de compensação da corrente de polarização de amplificadores operacionais utilizáveis nas configurações inversora e não inversora. Uma análise qualitativa é feita dos problemas de deriva com a temperatura, e é apresentado, como aplicação prática, a construção de um seguidor de tensão para medidas em alta impedância.

Abstract

Compensation Techniques for Operational Amplifier Bias Current

Two techniques are proposed for the compensation of the input current on operational amplifiers that can be used on inverting and non-inverting configurations. ~~We made a~~ qualitative analysis of temperature drift problems, ^{is made} and ~~we present~~, as a practical application, the construction of a voltage follower for high impedance measurements ^{is presented.}

I - Introdução

A medição de correntes da ordem do picoampère ou menos é uma arte que exige componentes e cuidados especiais [1]. Devido ao estado incipiente em que se encontra a indústria de instrumentação de pesquisa no país, certos componentes de uso mais especializado não são encontráveis no mercado interno, e importá-los torna-se, cada vez mais, uma tarefa difícil. Portanto, urge que se desenvolva técnicas, que apesar de não representem o estado da arte internacional, nos permitam obter resultados comparáveis, com os recursos que dispomos. É dentro desse espírito que nos dispusemos a escrever esta nota.

II - Aplicação de Amplificadores Operacionais na Medição de Pequenas Correntes

O surgimento do amplificador operacional integrado, no mercado internacional, há menos de duas décadas, provocou uma profunda revolução nas técnicas de medição em DC e baixas frequências. O baixo custo desse novo componente aliado a uma maior estabilidade de ganho e deriva de tensão, que são as estruturas monolíticas podem oferecer, propiciou uma infinidade de adaptações e novas aplicações. Em função de nossas aplicações analisaremos duas estruturas básicas: o conversor corrente-tensão, e o seguidor de tensão; aquele permite realizar um amperímetro e este um voltímetro quase ideais.

O circuito básico de uma transimpedância (conversor corrente-tensão) utilizando um amplificador operacional está ilustrado na fig.1. Este circuito realiza para todos os fins práticos, um medidor de corrente ideal.

Desprezando-se o efeito de I_{pol} obtemos rapidamente, para um amplificador ideal [2],

$$V_0 = - R I \quad (1)$$

se levarmos em conta o efeito de I_{pol} a equação (1) é agora expressa como:

$$V_0 = - R I + R I_{pol} \quad (2)$$

Portanto, vemos que o efeito da corrente de entrada ou de polarização I_{pol} do amplificador operacional acrescenta um termo de erro constante à tensão de saída V_0 da transimpedância. Este erro não pode ser simplesmente cancelado por duas ou mais medidas diferentes visto que, I_{pol} depende da temperatura na pastilha monolítica, como veremos adiante. Logo o caminho que resta é minimizar I_{pol} em relação a I , quer pela escolha de um componente de melhor performance, quer pela compensação de I_{pol} de um componente de uso geral. Esta última foi a alternativa que escolhemos.

Outro problema básico de medida elétrica que requer a minimização de I_{pol} é a medida de tensão em fontes de impedância muito alta. Neste caso usamos o amplificador operacional na configuração de seguidor de tensão [2] conforme ilustrado na figura 2.

Do circuito obtem-se, imediatamente, para um amplificador ideal com $V_{os} = 0$,

$$V_0 = V - R I_{pol}$$

Vemos, novamente, que o efeito causado pela corrente I_{pol} é um erro constante acrescentado à tensão de saída $V_o = V$ que se desejava.

Dos operacionais existentes no mercado nacional apresentando corrente de entrada baixa, existem tres tipos principais os bipolares com transistores superbeta, os de entrada MOSFET e os de entrada JFET.

Os bipolares são representados pela família do LM108 [3], LM308, e apresentam correntes de entrada da ordem do nanoampère com pequeno coeficiente de temperatura.

Os populares CA3130 e CA3140 [4] são amplificadores operacionais com entrada a MOSFET e apresentam correntes de entrada de alguns picoampères. O coeficiente de temperatura de I_{pol} é elevado devido aos diodos zener de proteção cuja corrente inversa é essencialmente I_{pol} .

Os tipos LF357, LF13741 [3] e TI080 [5] são operacionais com entrada JFET. Estes dispositivos apresentam corrente de entrada da ordem de uma dezena de picoampères e coeficiente de temperatura elevado, visto que, a corrente de entrada desses operacionais é causada por junções inversamente polarizadas.

Resumindo, vemos que os dispositivos existentes no mercado cobrem uma faixa em que I_{pol} está compreendida entre 10^{-12} e 10^{-8} A. Entretanto, existem algumas aplicações especiais como: medição de potencial eletroquímico com microeletrodos ou eletrodos especiais de alta impedância ($> G\Omega$), medição de energia e dose com câmaras de ionização, medição de diferença de potencial eletrostático, e outros, que exigem dispositivos com correntes de entrada da ordem do femtoampère (10^{-15} A) ou menos. É nestes casos e noutros até mais corriqueiros que podemos

usar com vantagem as técnicas descritas a seguir.

III - Descrição das Técnicas

A corrente de entrada de amplificadores operacionais com entrada a JFET exibe um comportamento do tipo:

$$I_{pol} \cong K(t)e^{-\frac{E_g}{kt}} \quad (4)$$

onde $K(t)$ é uma função que varia muito mais lentamente com a temperatura que a exponencial, E_g é a energia de gap do semicondutor, k é a constante de Boltzmann e T a temperatura absoluta. A equação (4) tem a mesma forma que a corrente inversa numa junção PN, como não poderia deixar de ser, visto que, a corrente de porta de um JFET é a corrente inversa de uma junção PN [6]. No caso dos amplificadores com entrada a MOSFET CA3130 e CA3140, a expressão tem a mesma forma porque os diodos zener de proteção que estão conectados entre a porta e a fonte dos FETs [4] contribuem com uma corrente inversa várias ordens de grandeza maiores que a corrente de porta dos FETs, mascarando assim o efeito destas.

Para os amplificadores com entrada a transistor bipolar a expressão que relaciona a corrente de entrada com a temperatura teria uma forma muito mais complicada do que (4) porque esta agora depende da forma com que o β_F dos transistores varia com a temperatura e do coeficiente de temperatura da fonte de corrente que polariza o par diferencial de entrada. Este último depende da topologia de circuito adotada pelo projetista, o que acarreta diferenças entre os diversos tipos. Entretanto

o que necessitamos não são expressões exatas de difícil obtenção e aplicação muito restrita, mas comportamentos gerais que nos permitam fazer comparações entre diversas famílias de dispositivos. A fig.3 nos mostra a comparação entre o LM108 (bipolar) e um operacional com entrada a FET típico (CA3140 por exemplo). O comportamento de outros operacionais com entrada bipolar não difere muito do LM108 o que garante a tipicidade do componente escolhido.

Observe-se o comportamento bem diferente das duas famílias de amplificadores operacionais. O tipo com FET na entrada tem uma corrente de polarização, a 25°C, quase duas ordens de grandeza menor que a bipolar. Entretanto, como o coeficiente de temperatura deste é muito menor que daquele, vemos que as duas correntes se equiparam a cerca de 85°C de temperatura ambiente. Além disso o sinal de $\partial I_{pol}/\partial T$ é diferente nos dois casos. Em virtude desses fatos, qualquer método de compensação da corrente de polarização de amplificadores operacionais deve observá-los com especial atenção, ou seja, a estrutura de compensação deve ter um comportamento bastante similar ao do operacional para que logremos um resultado pouco sensível com respeito à temperatura. É precisamente neste ponto, que estruturas propostas [7] anteriormente falharam.

Neste trabalho propomos duas técnicas: uma delas para aplicação na configuração inversora e a outra para a compensação de seguidores de tensão.

IIIa - Compensação de configurações inversoras

O circuito que se aplica a esta configuração está ilustrado na fig.4.

Por inspeção direta, desprezando a tensão residual, obtemos:

$$I_{pol} = I_{B1} - (I'_{B1} + I_{B2}) \frac{R_1}{R_2} \quad (5)$$

Como todos os parâmetros do segundo termo à direita de (5) são positivos, vemos que é possível anular I_{pol} mediante escolha adequada da razão R_1/R_2 . Se os amplificadores operacionais ocupam a mesma pastilha (amplificadores duais),

$$I_{B1} \cong I'_{B1} \cong I_{B2} \quad (6)$$

Consequentemente,

$$\frac{R_1}{R_2} \cong 2 \quad (7)$$

Portanto, a razão R_1/R_2 é aproximadamente 2 sendo que o valor exato obtem-se medindo I_{pol} e ajustando um dos dois resistores. Entretanto, nos falta ainda um critério para fixar o valor dos resistores.

Para podermos desprezar o efeito da tensão residual (offset) dos operacionais é preciso que $R_1(I'_{B1} + I_{B2}) \gg V_{os}$ (V_{os} tipicamente alguns milivolts), além disso para evitar a saturação de A_2 temos que fazer $R_1(I'_{B1} + I_{B2})$, na faixa utilizável de temperatura ambiente, menor que $V^+ - 3$ volts, onde V^+ é a tensão de alimentação do operacional. Na maioria dos casos uma escolha entre 100mV e 1V satisfaz, devendo entretanto o projetista, caso deseje otimizar a performance do circuito, proceder a uma análise mais cuidadosa.

É importante observar ainda que o conjunto dentro do tracejado na fig.4 emula um amplificador operacional cujas características essenciais, à exceção de I_{pol} na entrada inversora e V_{os} (que é agora a soma algébrica de V_{os1} e V_{os2}), são as mesmas de A_1 ou A_2 . Para se evitar que o circuito de compensação de I_{pol} interaja com A_1 em frequências altas pode-se colocar um capacitor C em paralelo com R_1 tal que

$$R_1 C \cong 1 \text{ seg} \quad (8)$$

isso eliminará eventuais instabilidades.

III.b- Compensação de seguidores de tensão

A fig.5 mostra o circuito apropriado a este caso.

Desprezando os efeitos das tensões residuais dos operacionais, rapidamente obtemos:

$$I_{pol} = I'_{B1} - I_{B2} \frac{R_1}{R_2} \quad (9)$$

Se os amplificadores operacionais são duais, então temos

$$I'_{B1} \cong I_{B2} \quad (10)$$

logo,

$$R_1 \cong R_2 \quad (11)$$

Aqui, novamente, a seleção do resistor R_1 implica nos mesmos cuidados mencionados anteriormente, ou seja, tornar $I_{B2}R_1 \gg V_{os2}$ e evitar-se a saturação de A_2 , que agora ocorrerá para $V_i + I_{B2}R_1 \cong V^+ - 3V$. Observe-se, agora, que a tensão de saída V_o só é afetada pela tensão residual de A_1 V_{os1} , logo:

$$V_o = V_i + V_{os1} \quad (11)$$

Consequentemente, apenas dois ajustes se fazem necessários, o ajuste de um dos resistores - anula a corrente I_{pol} - e a tensão residual V_{os1} do amplificador operacional A_1 . Analogamente ao caso anterior, pode se fazer necessária a adição de um capacitor C em paralelo com R_1 para evitar instabilidades.

IV - Verificação Experimental

Estas técnicas tem sido utilizadas por nós, em vários circuitos e protótipos de laboratório e, inclusive, num instrumento de linha comercial [8], tendo apresentado resultados bastante satisfatórios no que tange a reprodutibilidade, estabilidade e coeficiente de temperatura. Em alguns casos conseguimos até 10.000 vezes de redução na corrente de entrada de amplificadores operacionais bipolares. É claro que níveis de compensação dessa ordem só são obtidos mediante cuidados especiais na seleção de componentes, quer em qualidade, quer em casamento, nos ajustes e na montagem física do circuito. Um cuidado importante é evitar-se ao máximo a dissipação de potência no estágio de saída dos operacionais, pois isso acarreta a formação de fontes térmicas dentro da pastilha com inevitáveis gradientes de temperatura na mesma [9].

Para ilustrar melhor a performance dessas técnicas, apresentamos na fig.6 o circuito completo de um seguidor de tensão que empregamos em medidas de pH com um eletrodo de vidro combinado.

O circuito é alimentado com duas baterias de 9V. Os resistores devem ser todos de película metálica e os capacitores de plástico. O terminal de entrada e a entrada inversora do LM308 de cima devem ser levantados em pinos de teflon. Deve-se tomar cuidado também com as entradas do $\mu A7141$ e a entrada inversora do LM308 principal (do meio) usando de preferência anéis de guarda. O conector de entrada deve ser isolado com teflon e o circuito deve ser colocado em uma caixa metálica.

A seqüência de ajustes é a seguinte:

- a) Com a entrada em curto liga-se um voltímetro digital com resolução de $100\mu V$ na saída e ajusta-se o AJ ZERO TENSÃO até obter-se o nulo.
- b) Abre-se a entrada e conecta-se um resistor de $1G\Omega (10^9\Omega)$ em paralelo com um capacitor de $1nF$ de entrada para a terra. Agora, cada milivolt lido no voltímetro representa $1pA$ de corrente na entrada. Experimenta-se então vários resistores de valor próximo a $10M$ em RET até que se obtenha um valor da corrente possível de ser anulado com o AJ CORRENTE. Em seguida, solda-se o resistor no circuito evitando ao máximo aquece-lo. Ligue o amplificador e deixe-o se estabilizar por 10 min e retoque então o AJ CORRENTE até obter o nulo.

A fig.7 ilustra as medidas que fizemos de I_E versus temperatura.

Vemos que na temperatura ambiente conseguimos uma redução de praticamente 10.000 vezes na corrente de entrada do LM308. Observe-se que a corrente aproximadamente dobra a cada

dez graus, indicando que o resíduo da compensação é do tipo corrente inversa de junção. Como os transistores de entrada do LM308 são bipolares isto indica que conseguimos compensar completamente a corrente de recombinação na base e na região de carga espacial de junção base-emissor do transistor [6], restando apenas uma componente parcialmente compensada de ICBO. Esta, variando exponencialmente com a temperatura, geraria o efeito observado.

V - Conclusão

Apresentamos dois métodos que permitem usarmos amplificadores operacionais comuns existentes no mercado em aplicações especiais que exigem componentes de baixa corrente de entrada. Como vimos num exemplo prático apresentado a performance obtida é bastante boa, conseguindo-se reduções da corrente de polarização de até 10.000 vezes, com coeficientes de temperatura praticamente idênticos aos dispositivos especiais (FETs). Não foram feitas medidas de estabilidade versus tempo, mas resultados obtidos anteriormente [8] nos permitem confiar que os circuitos são tão estáveis quanto os operacionais com entrada a FET que eles pretendem substituir. Obviamente o preço a pagar por tudo isso é um ajuste cuidadoso.

As técnicas são bastante poderosas e acreditamos que seja possível compensar a corrente de amplificadores operacionais a FET cerca de 100 a 1.000 vezes, o que permitiria obter-se correntes de entrada compatíveis com os melhores dispositivos a ponte de varactores.

VI - Agradecimentos

Queremos expressar nossos agradecimentos ao Prof. José Eugênio Rangel Marins pelas discussões úteis que tivemos ao longo da confecção do presente trabalho.

VII - Bibliografia

- [1]- Keithley; "Electrometer Measurements", Cleveland, Ohio (1977).
- [2]- J.G. Graeme, G.E. Tobey, L.P. Huelsman; "Operational amplifiers-Design and Applications", Mac Graw Hill Kogakusha, Tokyo (1971).
- [3]- National Semiconductor; "Linear Integrated Circuits Handbook".
- [4]- RCA Solid State Division - folha de dados.
- [5]- Texas Instruments - folha de dados
- [6]- Andrew S. Grove; "Physics and Technology of Semiconductor Devices" John Wiley, New York (1967).
- [7]- National Semiconductor - Application Note nº AN-29 (1969).
- [8]- Analog.Instrumentos Analógicos Digitais Ltda - mod. M3513.
- [9]- A.P. Brokaw and M.P. Timko, IEEE J.Solid State Circ. SC-10, nº 6 (1975).

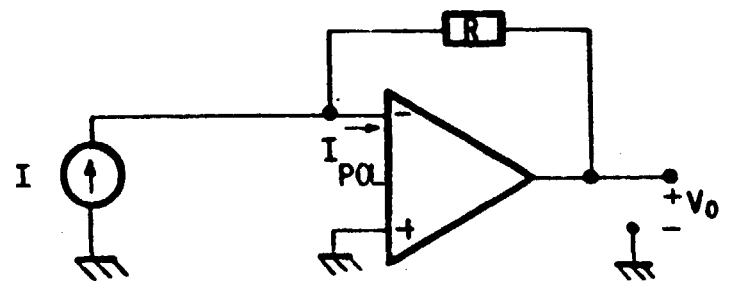
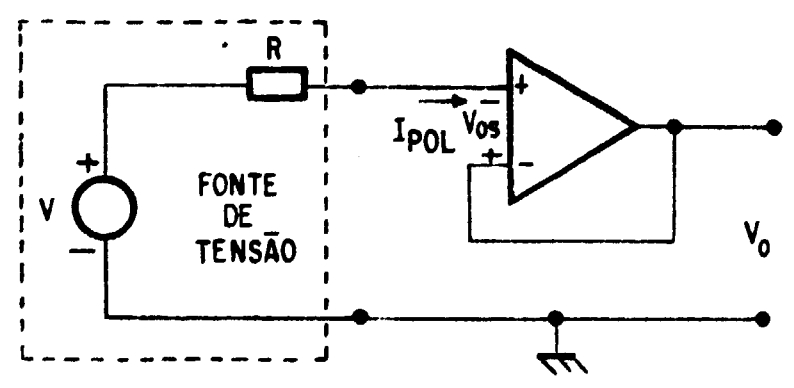


Fig. 1



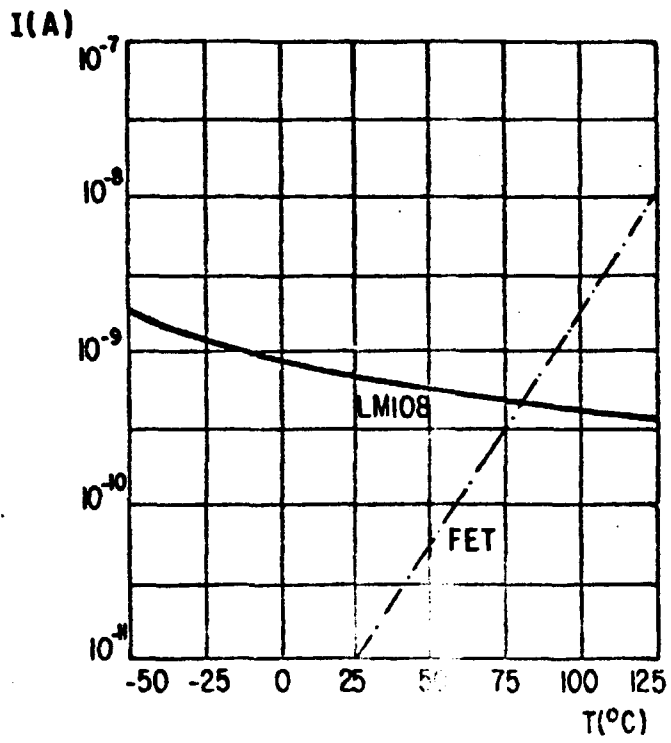


Fig. 3

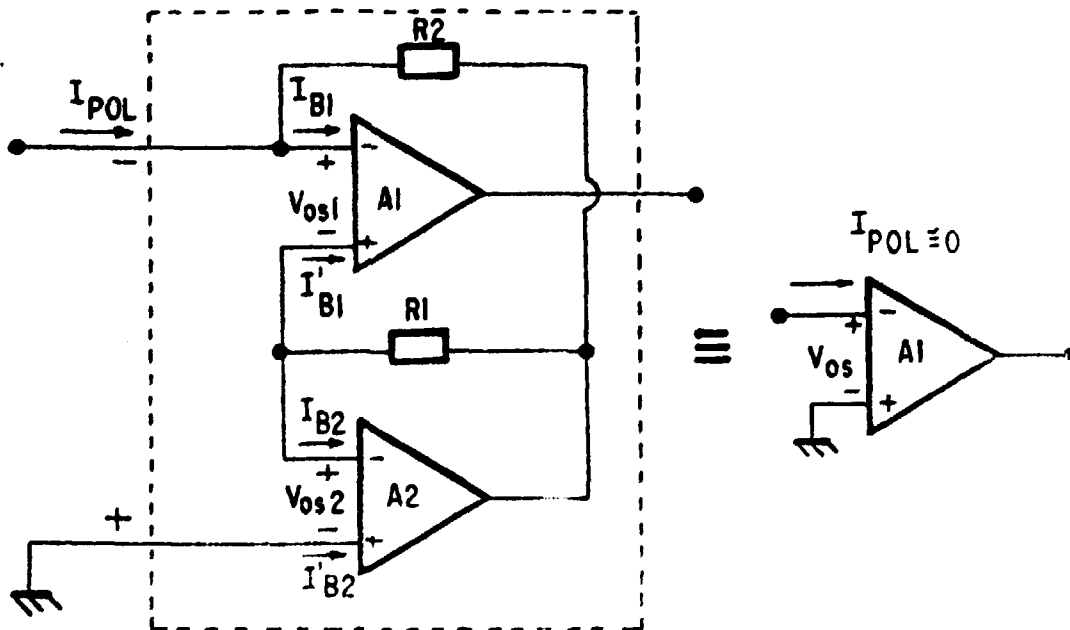


Fig. 4

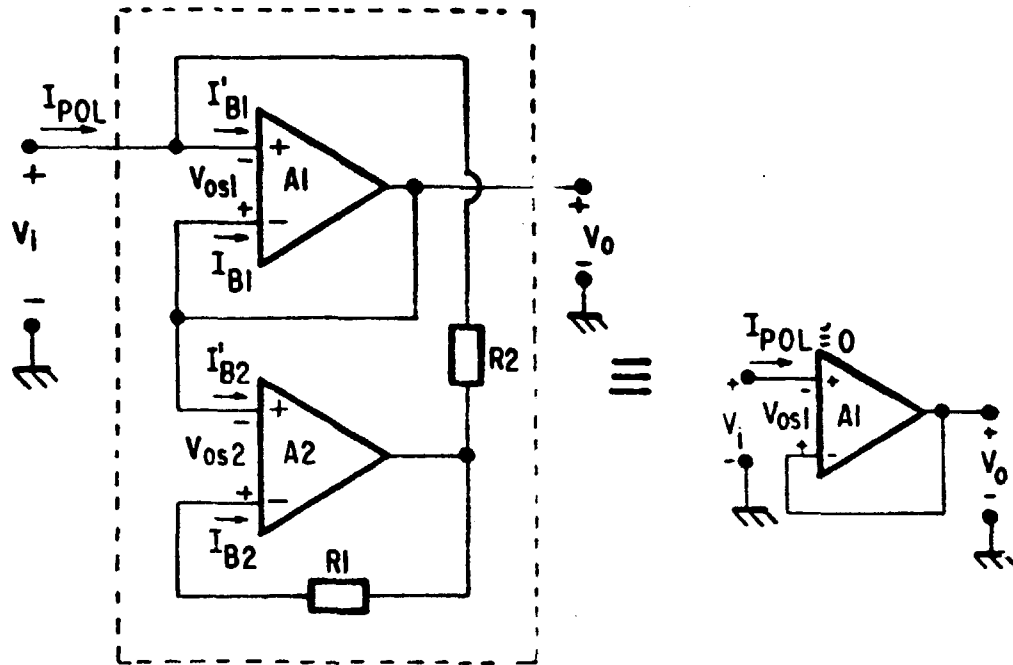
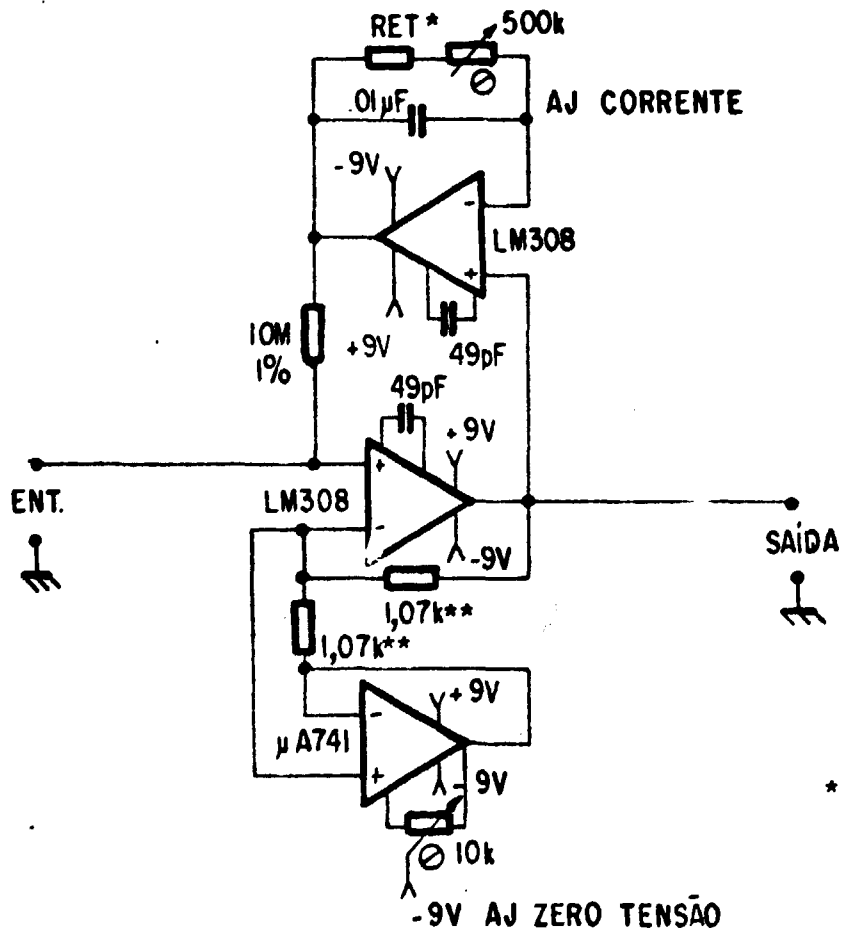


Fig. 5



* Resistor escolhido em tes
 ** Resistores casados (1k a

Fig. 6

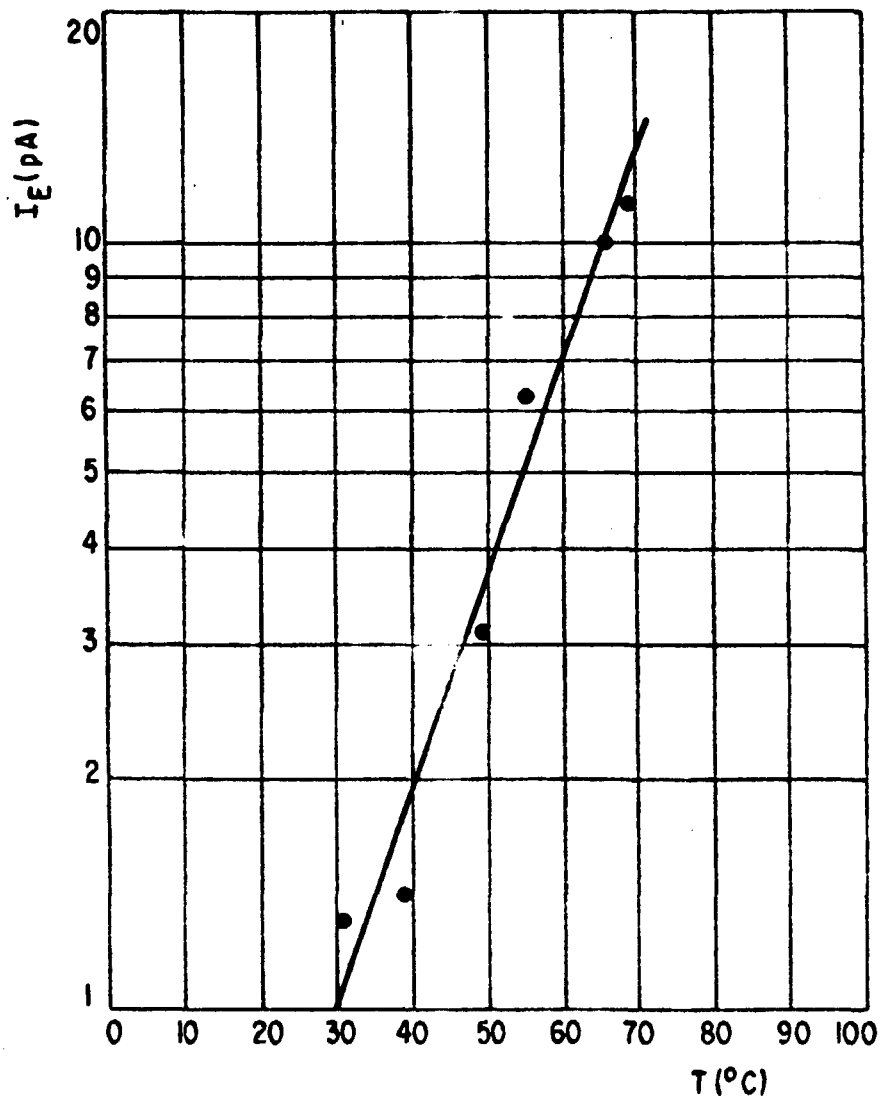


Fig. 7

