

NT-001/82

GERADOR DE PULSOS PADRÃO PARA TESTE DE CONVERSORES ANALÓGICO-DIGITAL

de

Mariano Sabino Silva

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas
Rua Xavier Sigaud nº 150 - Botafogo - 22290
Rio de Janeiro - Brazil

GERADOR DE PULSOS PADRÃO PARA TESTE DE
CONVERSORES ANALÓGICO-DIGITAL

RESUMO

Gerador de Pulsos Padrão para Teste de Conversores Analógico-Digital

O Trabalho em pauta apresenta a descrição de um gerador de pulsos utilizável no teste e desenvolvimento de conversores A-D. É feita uma análise qualitativa do funcionamento do instrumento e erros de linearidade e coeficientes de temperatura são avaliados quantitativamente. Finalmente apresentamos os testes de desempenho que fizemos de modo a testar os resultados da análise feita.

ABSTRACT

Standard Pulse Generator for Analog to Digital Converter Testing

This work describes a pulse generator for A-D converter test and development use. We make a qualitative analysis of instrument operation. Also linearity and temperature coefficient errors are analysed quantitatively. Finally, we present the performance tests we made to check analysis results.

I - Introdução

A calibração absoluta e aferição de linearidade em conversores A-D rápidos exige instrumentação altamente especializada que não existe comumente nos laboratórios de eletrônica. O emprego da tradicional técnica de usar-se uma fonte padrão de tensão programável não conduz a resultados satisfatórios pois existem no sistema amostrador-conversor diversos erros de natureza dinâmica [1]. Como só dispunhamos em nosso laboratório de geradores de pulsos padrão com relés de mercúrio [2], que funcionam apenas a baixas cadências, decidimos desenvolver um instrumento mais versátil.

As especificações iniciais demandavam um instrumento capaz de gerar pulsos com decaimento exponencial e frequência de repetição de até 50KH_z , amplitude do topo do pulso continuamente variável, em 2000 pontos, desde 0V a $\pm 4\text{V}$ numa carga de 50Ω , acuidade na amplitude de 0,05% e facilidades como: varredura de amplitude e escolha da constante de tempo de decaimento.

II - Descrição do Instrumento

A fig. 1 nos mostra um diagrama em blocos do instrumento. O operador pode escolher dois modos básicos de funcionamento: geração de pulsos de amplitude constante ou varredura linear de amplitudes. No modo amplitude constante, o operador seleciona o nível desejado nas chaves digitais no painel e aperta o botão rearme, que assim transfere o conteúdo das chaves digitais para o contador de $3\frac{1}{2}$ dígitos, (2000 contagens) este por sua vez atua como memória para o mostrador digital e o conversor D-A. A entrada do contador é retornada a terra pela chave de seleção de modo CH_7 e aquele permanece,

portanto, indefinidamente no estado selecionado. No modo varredura, o contador recebe pulsos do relógio e vai sendo continuamente incrementado. Por intermédio de CH_6 pode-se ainda dividir a frequência do relógio por 1000 o que permitirá obtermos mil pulsos de cada amplitude, como veremos adiante. Este modo de operação é particularmente útil no teste de analisadores multicanal-AMC.

O conversor D-A é composto de três rês resistivas do tipo R-2R e produz uma tensão analógica bipolar entre 0 e 20V de acordo com o estado do contador. Como este conversor é o coração do instrumento lhe foi dedicada a próxima seção do trabalho.

A chave analógica utiliza dois transistores VMOS - VN66AF em série, com as fontes ligadas entre si, de modo a poder operar com tensões positivas e negativas. O seguidor de tensão com "bootstrapping" de 10 volts acima da tensão na entrada da chave analógica destina-se a reduzir a distorção na mesma [3]. A chave analógica é ligada no bordo negativo dos pulsos do relógio durante cêrca de $5\mu S$, e portanto a frequência de repetição dos pulsos na saída do instrumento é a mesma do relógio. Quando operamos no modo de mil pulsos de mesma amplitude o contador sô é incrementado a cada milésimo pulso do relógio, e como a chave analógica abre e fecha a cada pulso do mesmo, teremos assim mil pulsos idênticos.

Uma consideração importante no projeto da chave analógica é o coeficiente de temperatura da tensão de topo dos pulsos. Portanto, faremos uma análise sucinta para obter uma estimativa dêsse coeficiente. A fig. 2 nos mostra um modelo simplificado do circuito da chave analógica e do atenuador. Com um pouco de algebra obtemos

$$V_L = V_I \frac{40}{198 + R_{ON}} \quad (1)$$

onde V_I é a tensão na entrada da chave analógica, V_L é a tensão na saída do instrumento para uma carga $R_L = 50\Omega$ e R_{ON} é a resistência da chave analógica. Diferenciando-se (1) com respeito a temperatura T obtemos

$$\frac{\partial V_L}{\partial T} = -V_I \frac{40}{(198+R_{ON})^2} \frac{\partial R_{ON}}{\partial T} \quad (2)$$

ou seja

$$\frac{1}{V_L} \frac{\partial V_L}{\partial T} = - \frac{1}{198+R_{ON}} \frac{\partial R_{ON}}{\partial T} \quad (3)$$

Como $R_{ON} \approx 2\Omega$ [3] e $\frac{\partial R_{ON}}{\partial T}$ para um canal de Si é aproximadamente $1\%/^\circ\text{C}$ vemos que o coeficiente fracional de V_L com a temperatura é de aproximadamente $-50\text{ppm}/^\circ\text{C}$. Na obtenção desse resultado supomos que os resistores são iguais ao seu valor nominal (precisão infinita), que não contribuem para o coeficiente de temperatura de V_L e que V_I é independente da temperatura. Uma análise mais cuidadosa confirma a segunda suposição pois o coeficiente fracional de temperatura da rede resistiva se anula em primeira ordem, desde que os resistores, isoladamente, tenham coeficientes aproximadamente iguais. A condição se aplica neste caso pois os resistores são todos de filme metálico e tem valores próximos.

Uma análise do comportamento de V_I com a temperatura requer o tratamento dos efeitos térmicos no conversor D-A e na fonte de tensão de referência. Aquêles será relegado a próxima seção, conseqüentemente, resta-nos analisar o comportamento da referência de tensão com a temperatura.

Da fig. 3 obtemos

$$V_{REF} = V_Z \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 + fR_2} \quad (4)$$

onde $0 \leq f \leq 1$

Se R_1 e R_3 são do mesmo material, e de valores ôhmicos relativamente próximos, podemos supor sem muito erro que seus coeficientes fracionais de temperatura são idênticos, ou seja: $R_{1,3} = R_{01,03}[1+a(T-T_0)]$. Sendo R_2 construído de um material diferente, podemos escrever: $R_2 = R_{02}[1+b(T-T_0)]$. Supondo também V_Z como uma função da temperatura e levando esses resultados em (4) obtemos:

$$V_{REF} = V_Z(T) \times \frac{R_{01} + R_{02} + R_{03} + [a(R_{01} + R_{03}) + bR_{02}](T - T_0)}{R_{01} + fR_{02} + [aR_{01} + bR_{02}](T - T_0)} \quad (5)$$

$$\left. \frac{\partial V_{REF}}{\partial T} \right|_{T=T_0} = \left. \frac{\partial V_Z}{\partial T} \right|_{T=T_0} \times \frac{R_{01} + R_{02} + R_{03}}{R_{01} + fR_{02}} + V_Z \Big|_{T=T_0} \times \frac{(b-a)[R_{01}R_{02} - fR_{02}(R_{01} + R_{03})]}{R_{01}^2 + 2fR_{01}R_{02} + f^2R_{02}^2} \quad (6)$$

Para obtermos o coeficiente fracional de temperatura basta dividirmos (6) por (4) no ponto $T = T_0$

$$\frac{1}{V_{REF}} \left. \frac{\partial V_{REF}}{\partial T} \right|_{T=T_0} = \frac{1}{V_Z} \left. \frac{\partial V_Z}{\partial T} \right|_{T=T_0} + \frac{R_{01} + fR_{02}}{R_{01} + R_{02} + R_{03}} \times \frac{(b-a)[R_{01}R_{02} - fR_{02}(R_{01} + R_{03})]}{R_{01}^2 + 2fR_{01}R_{02} + f^2R_{02}^2} \quad (7)$$

Substituindo R_{01} , R_{02} e R_{03} por seus valores nominais na fig. 3 lembrando que $V_{REF}=10V$ $V_Z \cong 6,7V$ obtemos o valor de f em (4).

$$f \cong \frac{6K+1K+3,3K}{1,5 \times 1K} = \frac{6K}{1K} \cong 0,87 \quad (8)$$

Substituindo agora este valor em (7) obtemos,

$$\frac{1}{V_{REF}} \left. \frac{\partial V_{REF}}{\partial T} \right|_{T=T_0} \cong \frac{1}{V_Z} \left. \frac{\partial V_Z}{\partial T} \right|_{T=T_0} + \frac{a-b}{33} \quad (9)$$

O coeficiente fracional de temperatura do diodo zener é especificado em $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$. Para os resistores de filme metálico usados $a = +50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ e o coeficiente do potenciometro de cermet é $b = + 100\text{ppm}/^\circ\text{C}$, logo:

$$\frac{1}{V_{REF}} \left. \frac{\partial V_{REF}}{\partial T} \right|_{T=T_0} \cong \frac{1}{V_Z} \left. \frac{\partial V_Z}{\partial T} \right|_{T=T_0} \cong \pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C} \quad (10)$$

Então, essencialmente, o coeficiente de temperatura da referência é o do próprio diodo zener.

Cumpra ainda observar que obtivemos êsse resultado desprezando os coeficientes de temperatura do amplificador operacional, o que se justifica, visto que, $\left| \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} \right| \sim 10\mu/^\circ\text{C}$ contribui com cêrca de $1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ para a tensão de referência $V_{REF} = 10V$. A contribuição de $\frac{\partial I_B}{\partial T}$ é ainda menor visto que o amplificador operacional usado possui entrada bipolar [4].

III - Conversor D-A

O conversor D-A, como pode ser visto na fig. 4, é uma hibridização de uma rêde R-2R com uma rêde com pesos decimais. Portanto, a estrutura opera com o código BCD e permite, assim inter-

faciamento simples com o contador CMOS que utilizamos. Cada uma das três rês R-2R foi construída com treze resistores de filme metálico de valor 100K que foram escolhidos com um multímetro digital de 5 1/2 dígitos. Como chaves analógicas usamos o "buffer" não inversor CD4050 alimentado com a tensão V_{REF} . Estas chaves possuem uma resistência série $R_{ON} \approx 200\Omega$ e seu coeficiente de temperatura fracional é de aproximadamente 1%/°C, logo fêz-se necessária uma análise numérica das rês para verificar o efeito causado pelas resistências das chaves na não-linearidade e no coeficiente de temperatura do conversor.

A tensão na saída de uma rês R-2R para resistores e chaves ideais é dada por:

$$V = 0,5dV_{REF} + 0,25cV_{REF} + 0,125bV_{REF} + 0,0625aV_{REF} \quad (11)$$

onde a, b, c, d são dígitos BCD $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$

Supondo $R_{ON} = 200\Omega$ e resistores exatos de $R = 10K$ obtemos:

$$V = 0,49833dV_{REF} + 0,24998cV_{REF} + 0,12538bV_{REF} + 0,062844aV_{REF} \quad (12)$$

o maior erro percentual ocorre no último termo e é de 0,55% sendo, portanto, inaceitável.

Fazendo $R_{ON} = 200\Omega$ e $R = 100K$ vem:

$$V = 0,4998321216dV_{REF} + 0,2499980165cV_{REF} + 0,1250380455bV_{REF} + 0,0625346408aV_{REF} \quad (13)$$

Fazendo as contas verificamos que os erros escalam com a razão R_{ON}/R e obtemos, agora, para o maior erro 0,055% o que consideramos aceitável.

De modo a minimizar a não-linearidade compensamos ainda o R_{ON} das chaves, nas duas rêsdes de maior pêsso, jogando com as diferenças de valor dos resistores medidos. Tomamos ainda alguns cuidados ao soldar os resistores para evitar alterações irreversíveis no valor dêsstes.

Quanto ao coeficiente de temperatura fracional, a análise feita na seção anterior nos mostra que o emprêgo de resistores de mesma natureza tende a anular em primeira ordem êsse coeficiente. Logo, os resistores do somador e do inversor tendem a se compensar com a exceção, provavelmente, do resistor de 2M, que por ser de valor elevado tende a ser mais dependente da temperatura. Assim mesmo, esse efeito ocorre no dígito menos significativo. Resta, portanto, a análise das rêsdes R-2R com os R_{ON} das chaves. Dos resultados obtidos em (12) e (13) verificamos que o êrro escala linearmente com R_{ON}/R , portanto se admitirmos que $R_{ON} = 200\Omega$ e $R=100K$ e que $\frac{1}{R_{ON}} \left. \frac{\partial R_{ON}}{\partial T} \right|_{T=T_0} = 1\%/^{\circ}C$ a variação de $\pm 1^{\circ}C$ na temperatura ambiente acarretará variações de $\pm 2\Omega$ em R_{ON} , ou seja, $\pm 1\%$ em R_{ON} . Consequentemente a contribuição da temperatura, no êrro mágximo final é de $1\% \times 0,055\% = 5,5ppm$. É importante lembrar, que embora

$\frac{1}{R} \left. \frac{\partial R}{\partial T} \right|_{T=T_0} \cong 50ppm/^{\circ}C$ os resistores R são todos iguais e seus coeficientes se cancelam em primeira ordem restando apenas o efeito de $R_{ON}(T)$.

IV - Resultados

Para verificar o desempenho do instrumento efetuamos testes de linearidade tanto na saída do conversor digital-analógico, quanto na amplitude dos pulsos finalmente produzidos. Medimos também o coeficiente de temperatura nas duas situações.

Nos testes de linearidade e coeficiente de temperatura na saída do conversor D-A empregamos um multímetro digital de 5 1/2 dígitos Hewlett Packard mod. 3490A. Nas medidas com pulsos usamos um analisador multicanal NORLAND mod. 5400 com um ADC NORLAND mod. 5410. Os testes de temperatura foram feitos com uma estufa e um controlador proporcional de temperatura desenvolvido em nosso laboratório.

A fig. 5 nos mostra o resultado dos testes de linearidade integral na saída do conversor D-A. O erro é expresso em PPM da escala plena e a amplitude corresponde ao número pré-selecionado pelas chaves digitais no painel do instrumento (1999 corresponde a 19,987V na saída do conversor). O coeficiente de temperatura em função da amplitude selecionada é apresentado na fig. 6. Note-se que o maior valor obtido 58ppm está de acordo com as análises que efetuamos anteriormente.

Na fig. 7 vemos o resultado das medidas de linearidade integral feitas com o analisador multicanal. Aqui, expressamos a posição do centro de gravidade da distribuição das contagens em função da amplitude do pulso. Note-se o aparente off set nos resultados obtidos. Na realidade, isto se deve ao comportamento não ideal da chave analógica usada, para amplitudes menores que 50 (100mV com carga de 50Ω).

Com o analisador multicanal que dispunhamos não foi possível observar nenhum desvio do centro de gravidade das distribuições de contagens, para as amplitudes de 1000 e 1500, numa faixa de temperatura de 10°C.

V - Conclusões Finais

O instrumento em perspectiva teve um desempenho dentro das especificações de projeto e se adequa perfeitamente a testes de

linearidade em conversores A-D. A saída do conversor D-A pode ser usada como uma fonte de tensão de referência em diversas aplicações ou como um gerador de forma de onda escada, no modo de varredura. Se necessário for maior resolução o instrumento pode ser facilmente redesenhado, desde que, se utilize nas rês R-2R resistores de ultra precisão como os Vishay ou equivalentes. Naturalmente, que nesse caso teremos que olhar com muito mais cuidado os êrros causados por amplificadores operacionais, ajustes, chave analógica e etc.

AGRADECIMENTO:

O autor agradece a colaboração do Prof. J.E.R. Marins no projeto e construção do controlador de temperatura que utiliza em suas medidas.

Referências

- [1] - P. Casoli and P. Maranesi, Nucl. Instr. and Meth. 166(1979) 299.
- [2] - Manual de instrumento ORTEC mod. 419
- [3] - Application Note Siliconix
- [4] - M.S. Silva, CBPF Nota Técnica NT-002/81

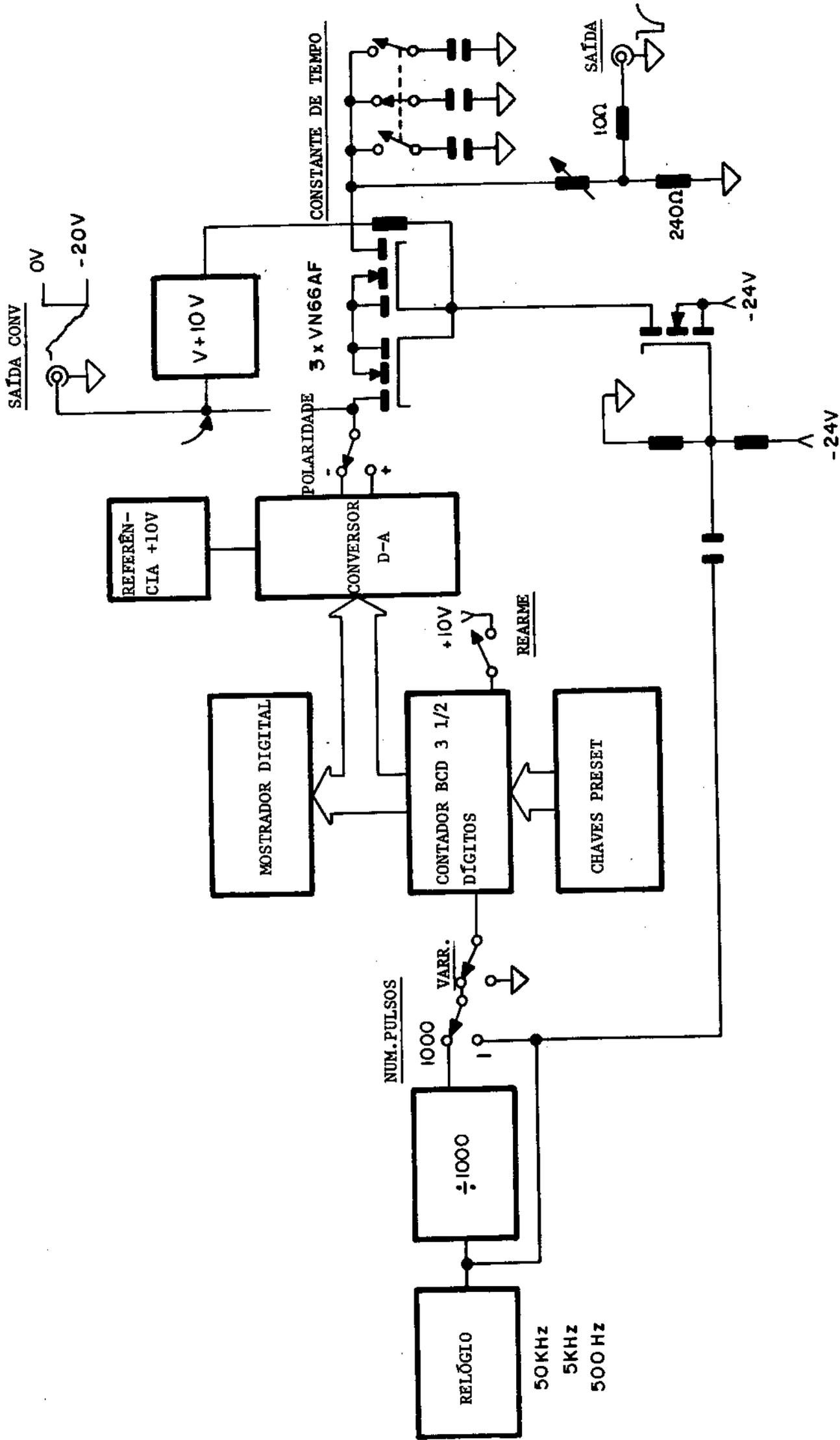


Fig. 1

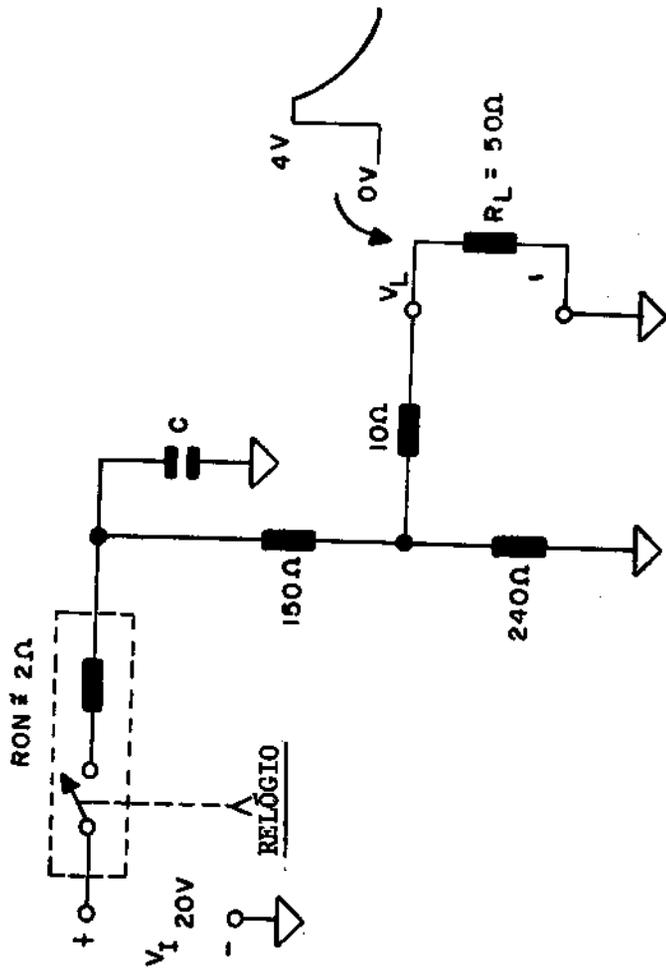


Fig. 2

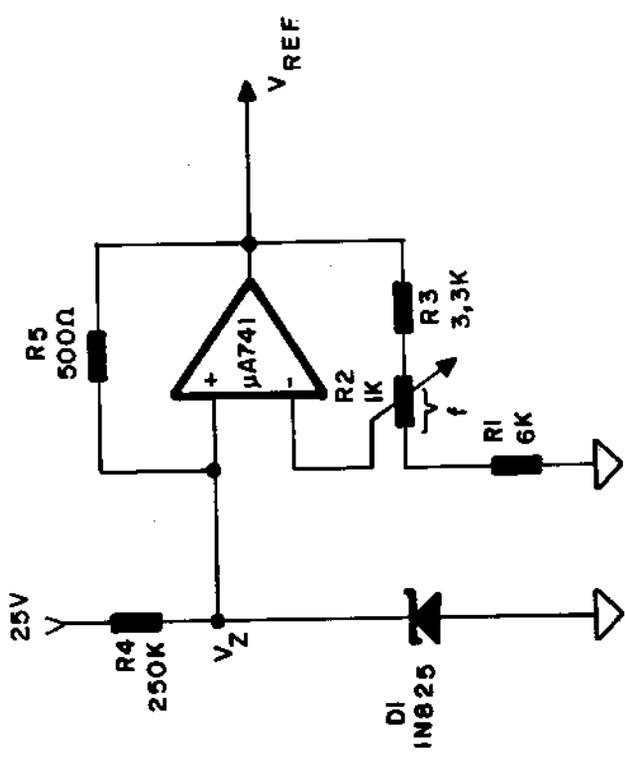


Fig. 3

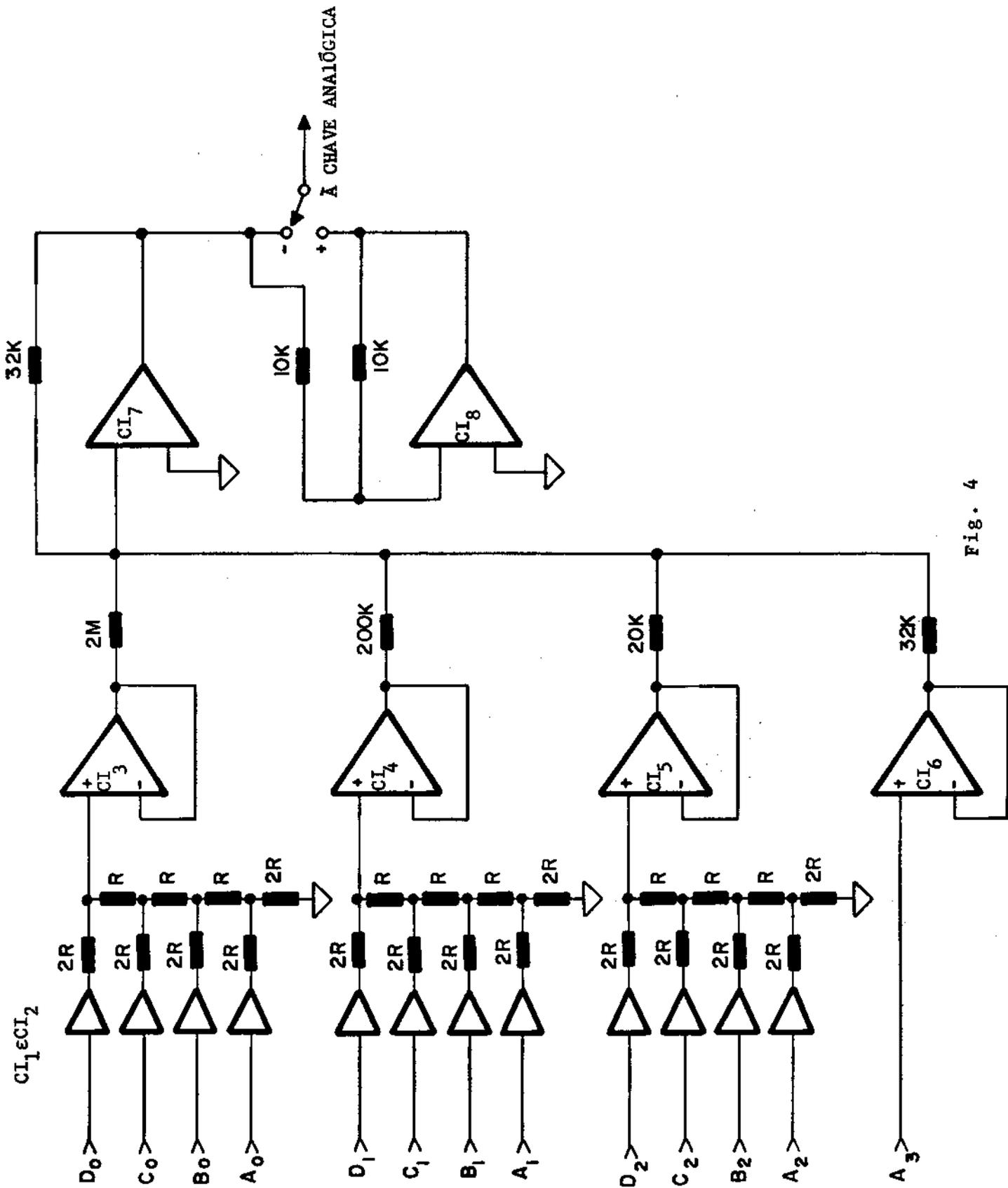
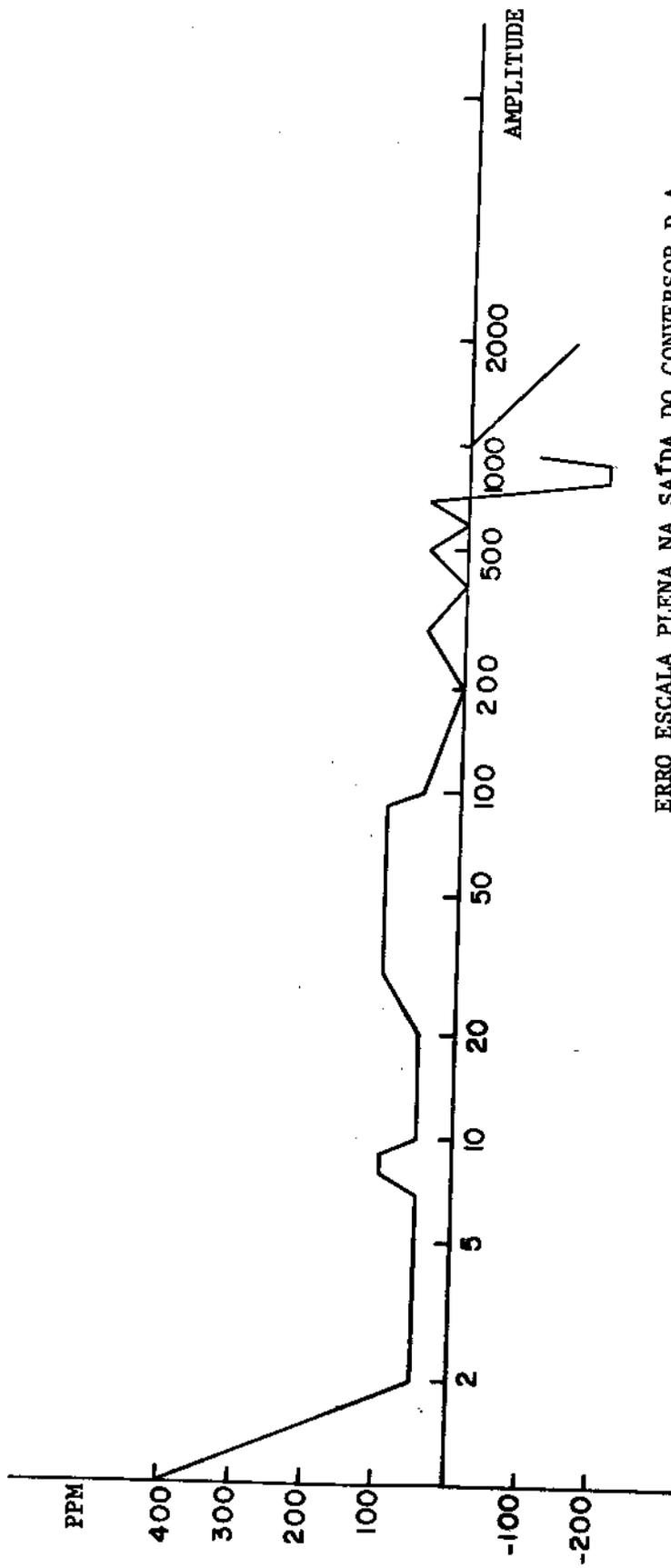


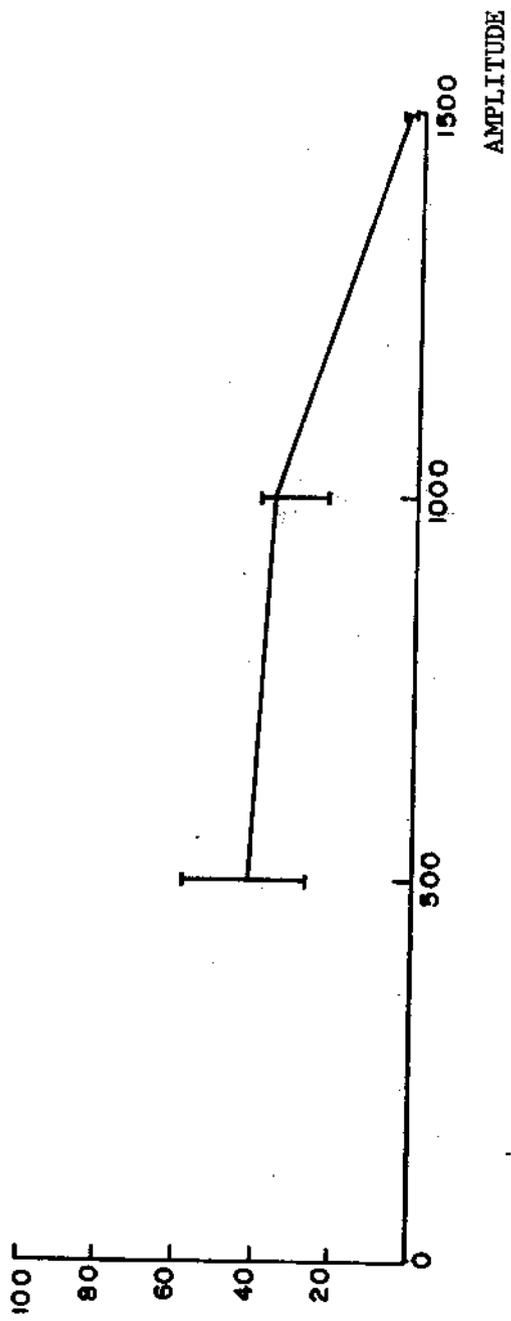
Fig. 4



ERRO ESCALA PLENA NA SAÍDA DO CONVERSOR D.A

Fig. 5

PPM/°C
PPM/°C



COEFICIENTE DE TEMPERATURA NA SAÍDA DO CONVERSOR D.A

Fig. 6

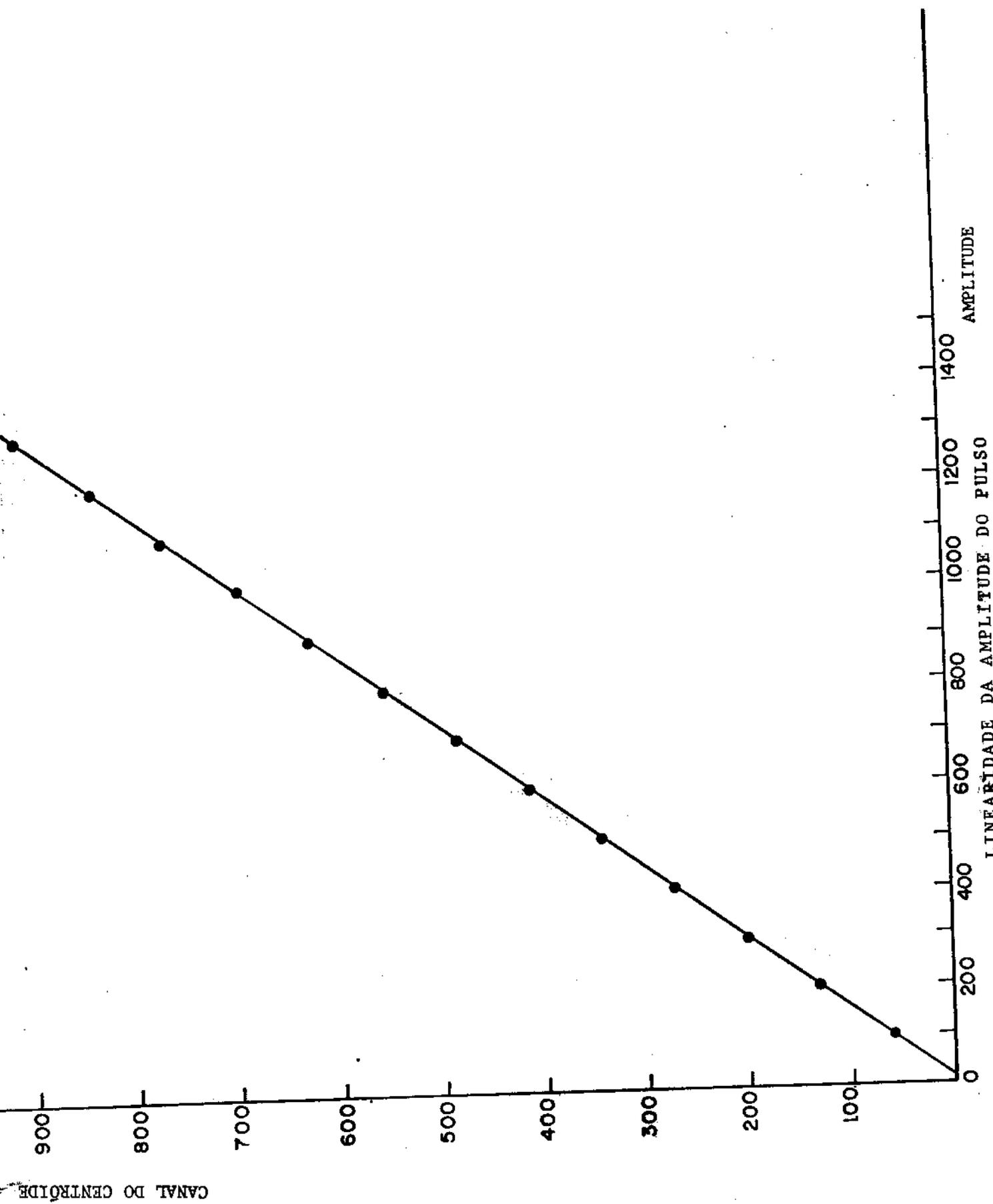


Fig. 7