

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
INSTITUTO DE FISICA GLEB WATAGHIN

IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DIGITAL PID COM  
MICROCOMPUTADOR

POR : Roseclêa L. O. Melo

ORIENTADOR :

Prof. Dr. Helmut H. Dispert

*Este exemplar corresponde  
a redação final da tese  
defendida pela aluna  
Roseclêa L.O. Melo e  
aprovada pela comissão  
 julgadora.*

*16/10/85*

*RAA*

Trabalho apresentado ao Instituto  
de Física da Universidade Estadual  
de Campinas, como parte dos  
requisitos para obtenção do título  
de Mestre em Física.

CAMPINAS, S.P. 1985.

"Aos meus pais e irmãos pela ausência  
permanentemente presente".

## AGRADECIMENTOS

- Ao Helmut, pela orientação.
- Ao Oseas pelas informações, discussões e apoio.
- Aos colegas, professores e funcionários do IFGW - Unicamp que contribuíram na realização deste trabalho em especial a Alba, Valadão, Ari, Chico, Gerson, Jeverson, Sônia, Edson, Mário, Angel.
- Ao pessoal técnico da oficina eletrônica pelo "vou ver se dou um Jeito".
- Ao Carlos Machado, Ceneviva, David pelo incentivo e discussões teóricas.
- Aos amiguinhos Glorinha, Sonson, Ricardinho, Bathito, e tantos outros que sempre estiveram presentes.
- Ao Paulinho, Zig, JT, Nane, Sócrates pelo ambiente propício em casa e pela torcida.
- Ao Paulinho pela cumplicidade.
- Ao Zig pelo "não dá para entender".
- Ao Luengo pela oportunidade de desenvolver este trabalho.

- Ao Laboratório de Combustíveis Alternativos de Energia, onde foi desenvolvido este trabalho.

- Ao CNPq e FAPESP pelo suporte financeiro.

## ABSTRACT

The objective of this work is the development of a Proportional-Integral-Derivative (PID) temperature controller, which uses a microcomputer developed in the Laboratory for Instrumentation of the IFGW-UNICAMP. This controller was tested on an electric furnace with resistive heating. The system achieves a precision  $0.3^{\circ}\text{C}$  at a temperature of  $900^{\circ}\text{C}$ . Two interfaces were developed. The first interface to read the thermocouple signal, the second one to control the power delivery to the heating element. Application programs have been developed in FORTRAN IV and ASSEMBLER (Assembler for the Z80).

## RESUMO

O objetivo deste trabalho é desenvolver um controlador de temperatura tipo Proporcional - Integral - Derivativo (PID), o qual usa um microcomputador desenvolvido no laboratório de Instrumentação do IFGW - UNICAMP. Este controlador foi testado com um forno elétrico a aquecimento resistivo, apresentando uma precisão de  $0,3^{\circ}\text{C}$  em temperatura de  $900^{\circ}\text{C}$ . Foram construídas duas interfaces, uma para leitura do sinal do termopar, e outra para o controle da entrega de potência ao elemento aquecedor, assim como os programas aplicativos, desenvolvidos em linguagem FORTRAN IV e ASSEMBLER (assembler para o Z80).

## INDICE

### 1.0 - INTRODUÇÃO

### 2.0 - MICROCOMPUTADORES

2.1 - O Microcomputador em Processos de Controle

2.2 - O Microcomputador no Controle de temperatura

2.2.1 - Descrição do processo de controle

2.2.2 - O controlador desenvolvido

2.2.2.1 - Hardware

2.2.2.2 - Software

### 3.0 - INTERFACES DESENVOLVIDAS

3.1 - Placa conversora analógico - Digital

3.1.1 - Descrição

3.1.2 - Aplicação - Leitura do sinal do termopar (mV)

3.2 - Placa de saída de traço

3.2.1 - Descrição

3.2.2 - Aplicação - Entrega de Potência ao Elemento Aquecedor.

### 4.0 - DESCRIÇÃO DO SOFTWARE DESENVOLVIDO

4.1 - Programa Principal

4.2 - Sub-rotinas

### 5.0 - RESULTADOS E DISCUSSÃO

5.1 - Ajuste do controlador

5.2 - Discussão sobre os testes de carga efetuados

### 6.0 - CONCLUSÃO

### 7.0 - APENDICES

**A - Sensores de Temperatura**

**A.1 - Termopar**

**A.2 - Detector Resistivo de Temperatura (RTD)**

**A.3 - Termistor**

**A.4 - Sensor de Temperatura Monolítico Linear**

**B - Controladores**

**B.1 - Liga-Desliga**

**B.2 - Multiposicional**

**B.3 - Flutuante**

**B.4 - Proporcional (P)**

**B.5 - Proporcional - Integral (PI)**

**B.6 - Proporcional - Integral - Derivativo (PID)**

**C - Dados técnicos**

## 1.0 INTRODUÇÃO

Atualmente dispõe-se de uma variedade de técnicas para controle digital de processos em tempo real (1,2). Com o advento do microcomputador, abriu-se um vasto campo para sua crescente utilização no controle automático destes processos. Os controladores que antes eram desenvolvidos analogicamente, hoje podem ser substituídos por programas de controle, tornando-os mais versáteis, flexíveis e precisos. Além disto, o microcomputador pode detectar situações de alarme, permitindo uma melhor proteção do processo controlado, contra o mau funcionamento e talvez destruição do mesmo, além de possibilitar a obtenção de tabelas, gráficos e dados referentes ao estado do controlador, facilitando assim sua compreensão.

Um controlador é um dispositivo que recebe um sinal correspondente a diferença entre o valor desejado e o valor atual, e manipula este sinal para obter a ação corretiva mais adequada. De um modo geral, o controle automático envolve uma série de ações que são efetuadas em uma sequência bem determinada, (Fig.1),

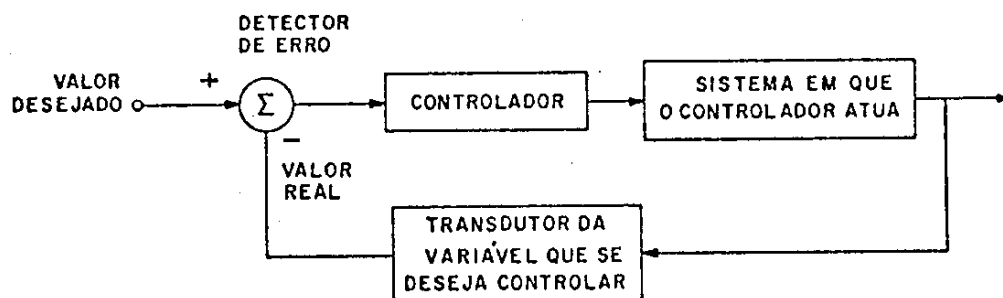


Fig.1 Diagrama de Blocos do Sistema.

ou seja, qualquer diferença entre o valor real e o valor desejado, causada por qualquer perturbação, é sentida pelo transdutor e pelo detector de erro, e o controlador atuará sobre a diferença fornecendo um sinal de ajuste para corrigi-la.

O modo de controle adequado dependerá do processo a ser controlado, o qual envolve grandezas físicas tais como:

- Temperatura.
- Pressão.
- Umidade.
- pH.
- Densidade.

Não se deve esquecer no entanto, que para cada grandeza física medida, é necessário utilizar um sensor específico, o qual transforma o valor da variável medida num sinal de corrente ou tensão.

Os modos de controle (Apêndice B) mais usados são os seguintes:

- 1- Liga-desliga, ou de duas posições (on-off),
- 2- Flutuante,
- 3- Proporcional (P),
- 4- Proporcional-Integral (PI),
- 5- Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

A cada modo de controle, pode-se anexar um programa gerenciador que estabelece qual a prioridade das variáveis a serem controladas.

Este trabalho levou ao desenvolvimento de um controlador de temperatura, em tempo real, afim de regular o

Processo de Hidropirólise Rápida (HPR), o qual visa obter produtos líquidos aromáticos e gasosos (notadamente Benzeno e Metano) a partir da hidrogenação a altas temperaturas (700 - 1000 °C) e pressões (100atm) de carvões minerais brasileiros, sendo estes interessantes como insumos químicos ou energéticos (3) pesquisados pelo Laboratório de Combustíveis Alternativos de Energia do IFGW-UNICAMP.

O programa principal de controle foi escrito em linguagem de alto nível, facilitando desta forma sua eventual alteração. Pode-se assim automatizar uma determinada experiência com um alto grau de controle sobre as grandezas físicas envolvidas. As interfaces eletrônicas foram desenvolvidas de maneira a poder trabalhar com qualquer variável física, necessitando apenas sensores que forneçam sinais de saída compatíveis.

O uso deste controlador não é restrito a fornos com apenas uma zona de aquecimento, mas pode também ser utilizado em fornos de várias zonas; neste caso trata-se cada zona independentemente.

Como parte deste trabalho, foram realizados estudos e pesquisas bibliográficas de sensores de temperatura (Apêndice A) e controladores (Apêndice B). Estes estudos indicam o sensor de temperatura do tipo termopar (tipo K) e o controlador tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) como os mais adequados na implementação do sistema de controle aqui apresentado.

Como a maioria dos processos industriais, principalmente os químicos e metalúrgicos, envolvem o controle de

temperatura de fornos elétricos, a aquecimento resistivo, espera-se que o controlador desenvolvido neste trabalho tenha grande aplicabilidade.

## 2.0 MICROCOMPUTADORES

### 2.1 O Microcomputador em Controle de Processos .

Um fator importante na escolha de um microcomputador para controle de processos, é a precisão . Para projetos que não exigem grande precisão, os sistemas analógicos tem custo inferior, comparado com o custo dos sistemas digitais, mas sendo o microcomputador resultado de uma tecnologia relativamente nova, pode-se esperar que seu custo diminua nos próximos anos.

A alta imunidade a ruídos e a confiabilidade na transmissão de dados, também devem ser consideradas. Outra importante característica é a flexibilidade de adaptação do sistema digital comparada com os analógicos, já que o "software" pode ser mudado facilmente, sempre que houver necessidade de alteração nos projetos.

Para controle de um processo específico, o microcomputador permite a implementação de programas simples, onde normalmente circuitos eletrônicos elaborados ou manipulações de dados complexos são necessários.

Um terminal de entrada de dados permite uma reprogramação para uma nova aplicação, evitando assim, alterações dispendiosas do dispositivo, da fiação e consequente perda de tempo, comuns nos sistemas convencionais controlados por relés.

### 2.2 O Microcomputador no Controle de Temperatura

O controle de temperatura consiste basicamente no controle de um processo de transferência de calor. Devido a

própria natureza deste processo, seu tempo de resposta é, em geral, maior do que quando se controla outras variáveis. O controle preciso e econômico de temperatura de fornos elétricos, (sistemas de natureza lenta), é um excelente campo de aplicação dos microcomputadores. Neste caso, pode-se esperar que seja capaz de controlar não apenas um forno, mas pode ser generalizado para n fornos (4), além de realizar outras funções desejáveis (tabelas, gráficos, relatórios), assim, o sistema pode ser expandido sem dificuldades.

#### 2.2.1 Descrição do Controle do Processo

A descrição do controle do processo obedece a sequência, conforme a Fig 2.

- 1- O operador armazena no microcomputador o valor da temperatura desejada no forno e tempo de operação.
- 2- O microcomputador lê o valor fornecido pelo conjunto sensor, conversor A/D e faz uma comparação com o valor desejado.
- 3- Usando esta diferença, o programa de controle manda um sinal para o circuito de potência para fazer com que esta diferença seja zero.
- 4- O sistema permanece no ciclo 2-3 até que se esgote o tempo de operação do processo.

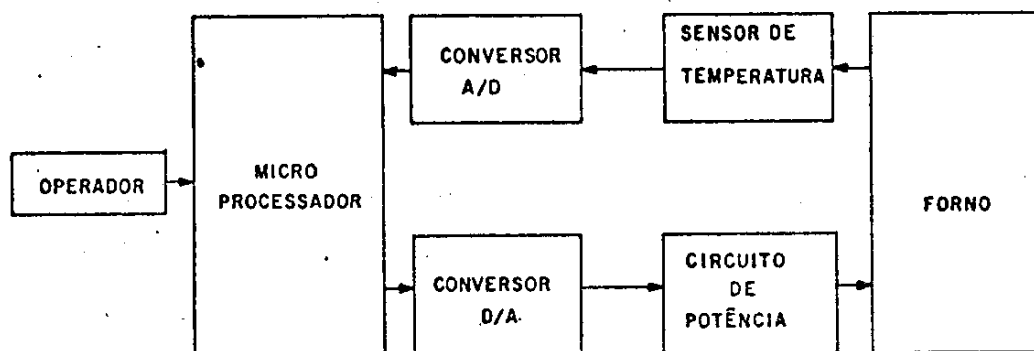


Fig.2 Diagrama de blocos do processo de controle.

### 2.2.2 O controlador desenvolvido

Foi desenvolvido um programa de controle implementando um controlador tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID), o qual apresenta uma maior robustez, menor sensibilidade a perturbações e não necessita um conhecimento exato do sistema a ser controlado (4). A função de controle ativo é executada por um microcomputador desenvolvido no Laboratório de Instrumentação Digital do IFGW-UNICAMP, este usa "hardware" e "software" padronizados:

#### 2.2.2.1 Hardware

Aplicou-se o padrão internacional de barramento STD (Standard Bus). Este padrão usa placas de circuitos eletrônicos modulares (tamanho 4,5 por 6,5 polegadas), permitindo fácil implementação e expansão do sistema.

O sistema básico de desenvolvimento usado neste trabalho foi composto pelos seguintes módulos:

- a) Placa UCP (Unidade Central de Processamento)  
(usando o Microprocessador ZILOG Z80A, 4 MHz),
- b) Placa de Memória (64 kBytes),
- c) Placa Controladora de Discos Flexíveis.

#### 2.2.2.2 Software

Foi utilizado um sistema operacional de disco compatível com o padrão CP/M 2.2. O desenvolvimento dos programas aplicativos foi executado usando as linguagens FORTRAN IV e Assembler (assembler para o microprocessador ZILOG Z80A). Este microcomputador foi usado não apenas para o desenvolvimento dos programas, mas também para a própria função de controle do processo. Os programas desenvolvidos bem como os resultados experimentais adquiridos estão armazenados em discos flexíveis. Os programas foram carregadas na memória do computador (memória volátil) para sua execução. Numa forma mais avançada planeja-se o uso de memórias não voláteis (tipo EPROM ou EEPROM) para construção de controladores digitais tipo PID que não necessitam dos discos flexíveis como meio de armazenamento.

### 3.0 INTERFACES DESENVOLVIDAS

Foram desenvolvidas duas interfaces entre o microcomputador e o forno elétrico. Estas interfaces foram também construídas usando o padrão STD, e implementadas com as seguintes funções:

#### 3.1 Placa Conversora Analógico-Digital

##### 3.4.4 Descrição

Esta placa usa um conversor A/D do tipo rampa quádrupla (de integração para eliminação de ruído do tipo 60 Hz), utilizou-se para o conversor o modelo AD7552 (12 bits mais sinal) da firma "Analog Devices", permitindo uma resolução de uma parte em 4096, bem adequado para a necessidade neste trabalho (Apêndice C), atingindo até 6 leituras por segundo, mais que o suficiente para a aplicação em vista. Para aplicações que necessitam de uma velocidade maior, o conversor pode ser substituído.

Através deste conversor e dos programas de controle associados, o sinal no termopar (mV) é lido pelo microcomputador.

##### 3.1.2 Aplicação - Leitura do sinal do termopar (mV).

Utilizou-se um termopar tipo K (Cromel-Alumel) cuja faixa de operação é de 0 - 1200°C, equivalente a um sinal de força eletromotriz (fem) de 0 - 60 mV. Por este sinal ser muito pequeno (facilmente alterado por ruídos) foi utilizado um amplificador instrumental (modelo AD524, Apêndice C), cujo ganho(G) é ajustado em 25.

Para leitura do sinal do termopar usou-se como referência a temperatura ambiente (não foi implementada junção

fria). A não linearidade da medida do termopar foi corrigida utilizando o polinômio dado pela Eq.A.9 cujos coeficientes estão listados na tab. A.4 do Apêndice A.

### 3.2 Placa de Saída Digital de Triac's

#### 3.2.1 Descrição

Esta placa serve para controlar diretamente a potência fornecida ao forno, permitindo a função liga/desliga sob supervisão do programa controlador. O sistema utilizou chaveamento "zero-crossing", significando que o chaveamento foi realizado apenas no ponto zero da função senoidal da alimentação AC (evitando desta forma a introdução de ruído elétrico no sistema). Um isolamento ótico (utilizando a chave ótica MOC3031) protege o sistema.

#### 3.2.2 Aplicação - Potência Entregue ao Elemento Aquecedor

Quando trabalha-se com controle de temperatura, pela própria natureza do processo seu tempo de resposta é grande. Somando-se a este tempo o atraso que ocorre no sistema de medição, pode-se definir uma taxa de amostragem do sinal de controle e a entrega de potência pode ser pulsada sem acarretar, no entanto, grandes flutuações na temperatura(5).

Em geral, um sistema de aquisição a dados amostrados recebe informações em intervalos de tempo específicos (4).

A determinação de potência entregue ao forno foi feita a partir do sinal de controle ( $V_c$ ), ou seja para cada variação deste sinal deve-se ter uma quantidade de

energia proporcional a  $V_c$ . Desta forma, temos a cada amostragem uma potência diferente alimentando o forno, tendo assim vários estados para entrega de potência. Para a entrega de potência ser feita ao forno, reduz-se o número de estados para dois, ou seja, ou transfere-se potência máxima ( $P_{max}$ ) ou transfere-se potência mínima ( $P_{min}$ ). O tempo  $t$  no qual o sistema entrega  $P_{max}$  foi calculado pelo programa de controle a partir da Eq.1. Esta descreve a equação da reta mostrada na Fig.3. E a Fig.4 ilustra esta entrega de potência.

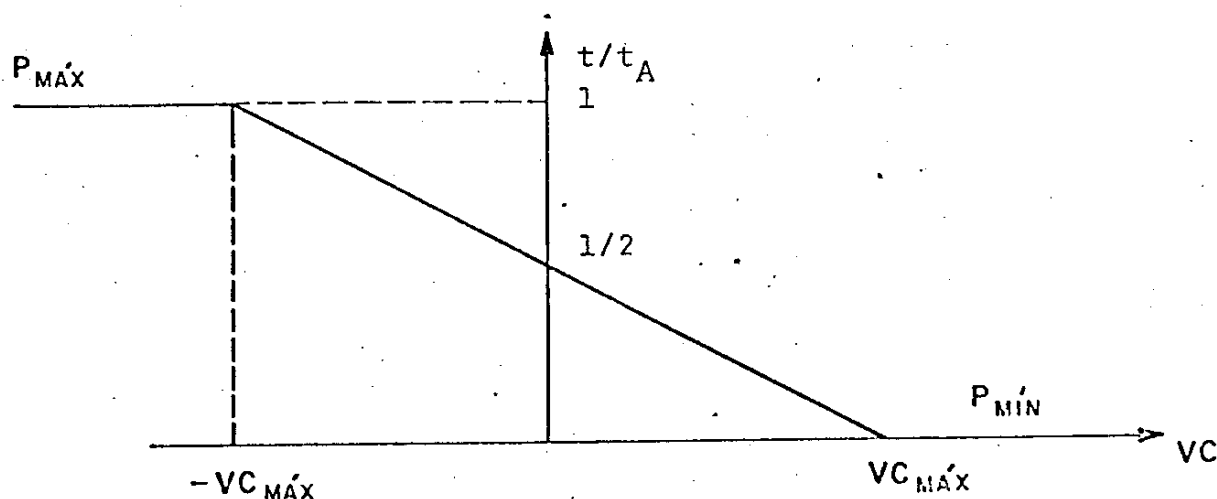


Fig.3 Determinação da quantidade de entrega de potência ao Elemento Aquecedor.

$$t = \frac{1}{2} \times \left(1 - \frac{V_c}{V_{c_{máx}}}\right) \times t_A$$

Eq.1

onde, a taxa de amostragem ( $t_A$ ) é predefinida pelo programador.

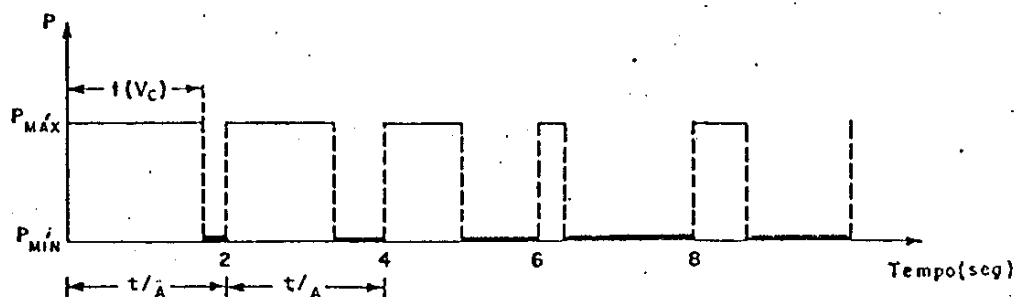


Fig.4 Entrega de potência ao elemento aquecedor.

O circuito de disparo deve, portanto, atuar sobre as chaves controladas (TRIAC'S) fornecendo energia ao elemento aquecedor durante o tempo  $t$ .

Ao acionar o sistema, quando este encontra-se a temperatura ambiente ( $T_{amb}$ ), foi feita uma entrega de potência exponencial ao elemento aquecedor como indica a Eq.2, o que evita um gradiente de temperatura elevado, aumentando assim, o tempo de vida do elemento resistivo.

$$t = (1 - e^{-n\alpha}) \times t_A \quad \text{Eq.2}$$

onde,

$t_A$  taxa de amostragem,  
 $n$  e  $\alpha$  constantes positivas.  
 $n = 0, 1, 2, 3, \dots$   
 $\alpha = 1/4, 1/2, \dots$

O tempo em que o sistema recebe potência exponencialmente é estipulado em  $\sum t = 5 \text{ min}$ ; em geral este tempo

depende do material utilizado na resistência, a partir deste tempo a entrega de potência foi calculada através da leitura feita no sensor de temperatura.

#### 4.0 DESCRIÇÃO DO SOFTWARE DESENVOLVIDO.

##### 4.1 Programa principal

A função do software foi analisar as entradas, manipular estes dados e gerar os sinais de saída. Do ponto de vista de organização dos programas de controle e alocação de memória, o software foi estruturado modularmente, facilitando assim testes e modificações.

A Fig.5 mostra o fluxograma do programa principal.

A entrada dos dados para a operação do sistema é feita através do microcomputador. Nele o operador digita o valor de temperatura desejada no forno e o tempo de operação do processo.

A leitura da temperatura do sensor é feita através de um módulo do programa principal. Este módulo foi feito em linguagem ASSEMBLER, o qual atua na placa de interface para a leitura do termopar. Existe um módulo associado a este que transforma o valor de temperatura lido em mV para °C, deixando assim o operador informado da temperatura instantânea do sistema.

O programa de controle foi baseado no controlador tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID).

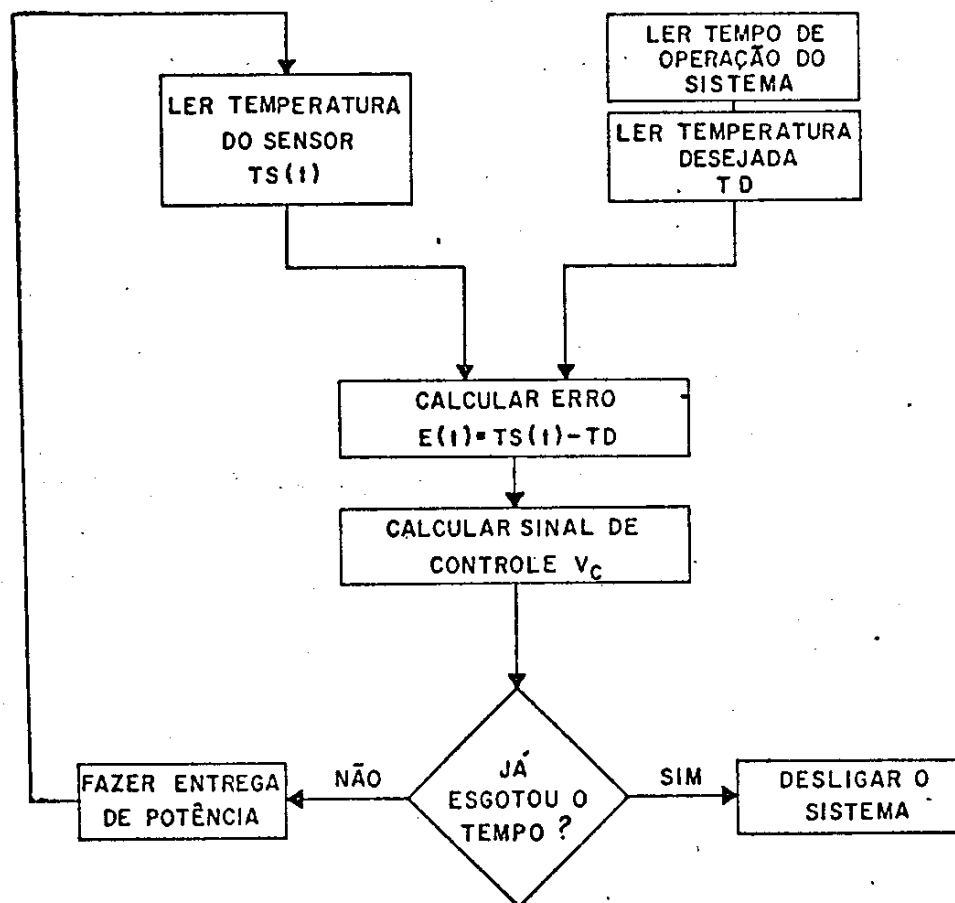


Fig.5 Fluxograma do programa principal.

O sinal ( $V_c$ ) que controlará a entrega de potência é implementado como mostrado na Fig.6.

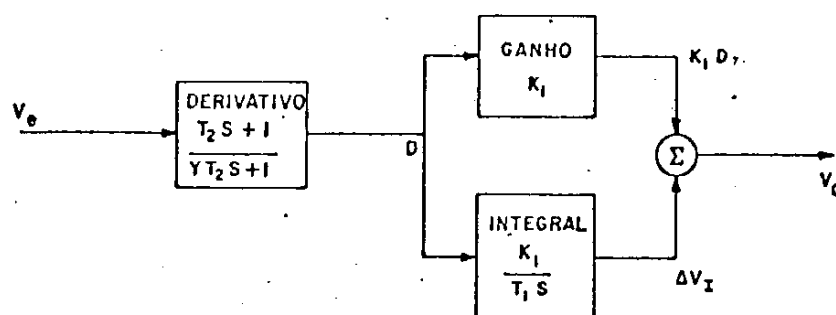


Fig. 6 - Diagrama de blocos da equação de controle PID.

onde,

$V_e$  - erro ou desvio ( $V_e(t) = V_s(t) - V_r$ )

$t_i$  - tempo real integral (constante)

$t_2$  - tempo real derivativo (constante)

$\gamma$  - Amplitude média (constante)

S - operador de Laplace

K1 - Ganho

cuja equação é dada a seguir:

$$V_c = k1 \times D_n + \Delta V_I \quad \text{Eq.3}$$

onde,

$$D_n = D_{n-1} + \frac{1}{\delta} \times (V_e - V_{e_{n-1}}) + \left( \frac{ts}{t2+ts} \right) \times (V_{e_n} - D_{n-1})$$

$$\Delta V_I = k1 \times \left( \frac{ts}{t1} \right) \times D_n$$

Ou seja, a Eq.3 representa o completo PID. Onde a primeira parcela é a saída derivativa (multiplicada por K1) e a segunda parcela é a saída integral.

A maneira pela qual se obtém a Eq.3 é mostrada detalhadamente no Apêndice B.

## 4.2 Sub-rotinas

### 4.2.1 Sub-rotina "relógio"

Esta sub-rotina faz a contagem em tempo real. A

rotina tem seu início quando o sistema é acionado para operar.

#### 4.2.2 Sub-rotina "Leitura de Temperatura"

Esta sub-rotina serve para leitura de valores analógicos de entrada (nesta aplicação, para leitura da temperatura do termopar). A varredura máxima nesta implementação é de 4 medidas por segundo.

#### 4.2.3 Sub-rotina "Conversão Sinal do Termopar (mV) - Temperatura"

Esta sub-rotina é utilizada para transformar a medida analógica feita em mV em um valor de temperatura.

#### 4.2.4 Subrotina "Controle"

Subrotina principal do sistema que implementa o controlador tipo PID (Apêndice B) na forma de equações de diferença.

#### 4.2.5 Subrotina "Entrega de Potência"

É utilizada para controlar a entrega da potência necessária ao sistema. O tempo de entrega de potência máxima é calculada a partir do sinal de controle  $V_c$ , o qual é determinado pela equação de controle PID. Esse tempo é gerenciado pela sub-rotina relógio.

#### 4.2.6 Subrotina "Tempo de operação do sistema"

O tempo de funcionamento do sistema pode ser programado pelo operador. O operador digita o tempo (horas, minutos, segundos) durante o qual o sistema deve funcionar após ter atingido a temperatura desejada (regime estável).

## 5.0 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Um dos problemas que ocorre quando usa-se o controlador tipo PID (mais detalhes ver Apêndice B) vem da saturação integral (6,7,8), ou seja, durante todo o tempo que existir e persistir o desvio entre o valor atual e o ponto de ajuste (valor desejado), a ação integral do controlador continuará subindo, podendo atingir a saturação. Um controlador está saturado quando mesmo havendo desvio entre o valor atual e o ponto de ajuste, este não produz variação correspondente em sua saída, permanecendo esta constante num valor máximo (ou mínimo, quando a ação do controlador é inversa), ou seja, o sinal do controlador apresenta total insensibilidade à variação no desvio. Torna-se portanto, necessário utilizar medidas para solucionar este problema, as quais consistem de:

- colocar a unidade derivativa do controlador, anterior as ações proporcional e integral.
- estipular limites de máximo e mínimo no sinal de saída do controlador.

### 5.1 Ajuste do controlador

Para obter-se um controle de temperatura preciso é necessário otimizar os valores das constantes  $k_1$ ,  $t_1$ ,  $t_2$ .

Este ajuste é feito de acordo com os estudos empíricos de Ziegler-Nichols (9,10,11). Neste procedimento condiciona-se a faixa proporcional ( $k_1$ ) no máximo, o tempo integral ( $t_1$ ) no máximo e o tempo derivativo ( $t_2$ ) em zero.

### Descrição detalhada do procedimento:

- Ajusta-se  $k_1$  até a criação de oscilações constantes Fig.7,
- Mede-se o período de oscilação ( $t_0$ ) e a Amplitude ( $A$ ),
- Calcula-se, segundo a Eq.2, os valores de ajuste para o controlador.

$$\text{Faixa Proporcional}(k_1) = 1/2 * A$$

$$\text{Tempo Integral}(t_1) = t_0 / 1.2 \quad \text{Eq.2}$$

$$\text{Tempo Derivativo}(t_2) = t_0 / 8.$$

As constantes envolvidas na equação de controle estão relacionadas às características do conjunto aquecedor. Portanto, para cada forno usado é necessário redimensionar estas constantes para otimizar o funcionamento do controlador.

Na aplicação real (processo HPR) a Temperatura desejada é de 900 °C, resultando nos seguintes valores iniciais para as constantes:

$$k_1 = 1,000 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$t_1 = 100,0 \text{ min}$$

$$t_2 = 0,000 \text{ min}$$

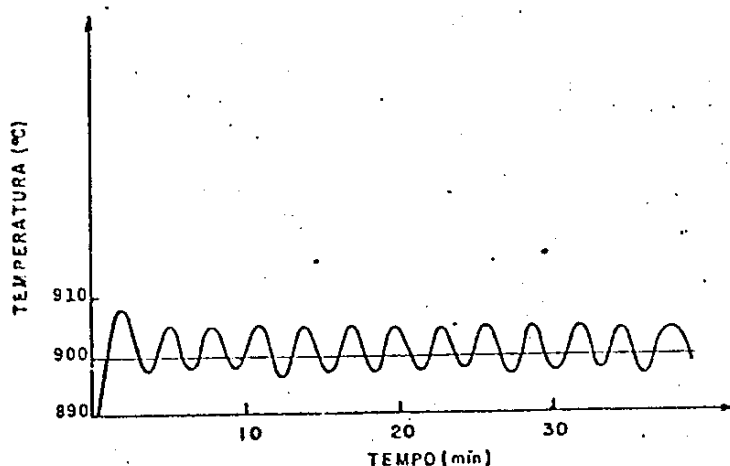


Fig.7 Início do ajuste do controlador.

Segundo a Fig.7 temos:

$$A = 10,0 \text{ } ^\circ\text{C e}$$

$$t_0 = 2,8 \text{ min.}$$

Substituindo-se estes valores na Eq.2 obtem-se:

$$k_1 = 5,0 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$t_1 = 1,4 \text{ min}$$

$$D = 0,35 \text{ min.}$$

Substituindo-se estes valores na equação de controle (Eq.3), obtem-se a estabilização do sistema como mostrado na Fig.8.

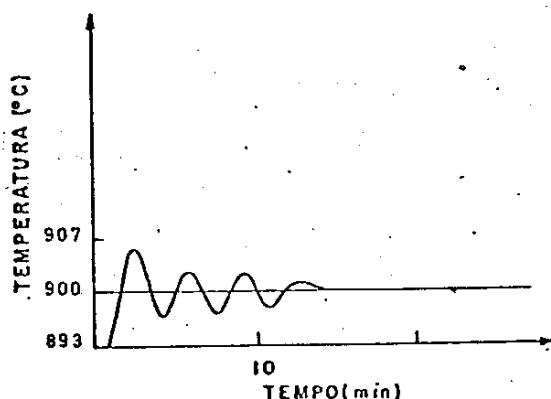


Fig.8 Ajuste  $k_1$ ,  $t_1$  e  $t_2$ .

Observa-se que a temperatura estabiliza-se após 14 min de atuação do controlador, cuja sobre-elevação é de  $7^\circ\text{C}$ .

## 5.2 Discussão sobre os testes de carga efetuados

Foi utilizado um fluxo de ar comprimido com vazão constante, agindo sobre o sistema, para efetuar os testes de carga no sistema Fig.9.

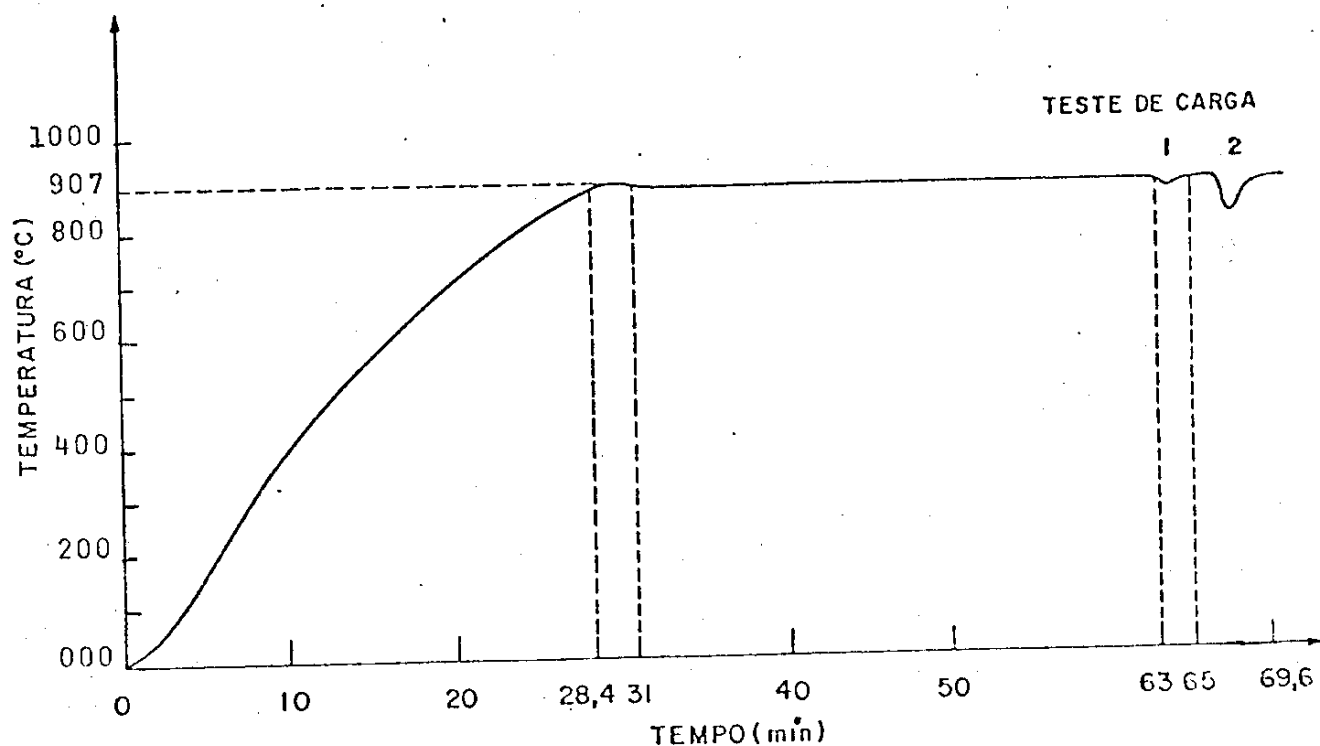


Fig.9 Perturbações passageiras

Teste 1 - usou-se vazão de 133 l/min durante 0,5 min. temperatura está estabilizada em 900°C, ao fazer-se a perturbação, esta decresce a 888°C, e leva um tempo de  $t=1$  min. para retornar à temperatura inicial;

Teste 2 - usou-se vazão de 100 l/min durante 1 min. A temperatura decresce a 834°C, e leva um tempo de 1,6 min para retornar a temperatura inicial.

Na Fig.10, foi utilizado um fluxo de ar comprimido com vazão constante de 50 l/min agindo sobre o sistema continuamente.

Teste 3 - na Fig.10 o sistema está estabilizado em 750°C, ao fazer-se uma perturbação externa no sistema temperatura decresce a 724°C, e leva um tempo de 3,2 min para retornar a temperatura

Inicial (750°C)...

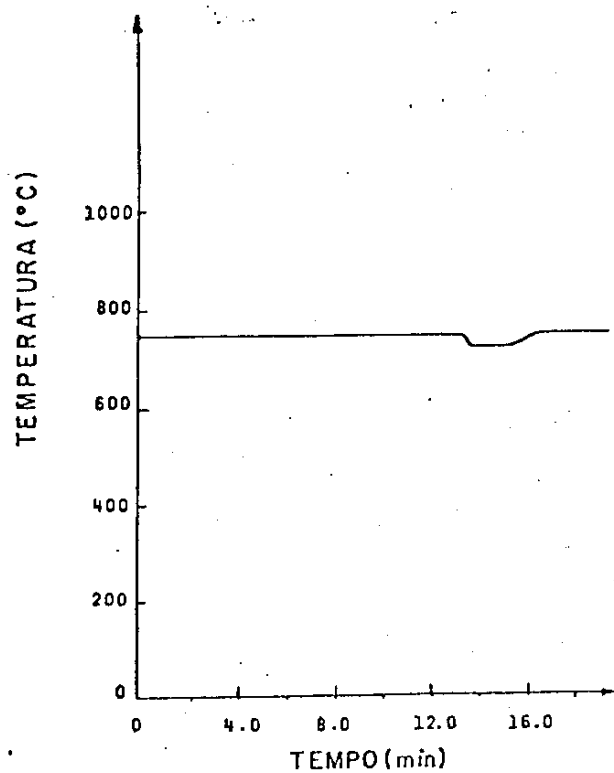


Fig.10 - Perturbações passageiras feitas no sistema.

## 7.0 CONCLUSÃO

Os resultados obtidos com o controlador PID desenvolvido, foram satisfatórios, uma vez que este apresenta uma precisão de  $0,3^{\circ}\text{C}$  na temperatura de  $900^{\circ}\text{C}$ . Este controlador apresentou simplicidade de operação e programação do tempo de controle variável.

A frequência de leitura do sensor foi ajustada por "software" em uma leitura a cada dois segundos, e esta pode ser alterada sempre que houver necessidade.

O controlador PID desenvolvido, foi testado em um processo específico, contudo, não há impedimentos deste ser utilizado em outros processos, desde que estes apresentem sensores com sinais compatíveis.

Pretende-se dar continuidade a este trabalho, com o controlador atuando simultaneamente em diversas variáveis.

Planeja-se ainda o uso de memórias não voláteis (tipo EPROM ou EEPROM) para construção de controladores digitais tipo PID que não necessitem dos discos flexíveis como meio de armazenamento.

## 8.0 APENDICES

### A - Sensores de Temperatura

Apresenta-se neste apêndice uma discussão dos sensores de temperatura mais utilizados, a saber:

- A.1 Termopar,
- A.2 Detetor Resistivo de Temperatura (DRT),
- A.3 Termistor,
- A.4 Sensor de Temperatura Monolítico Linear.

A Tab.A.1 e a Fig.A.1 mostram uma comparação entre estes sensores.

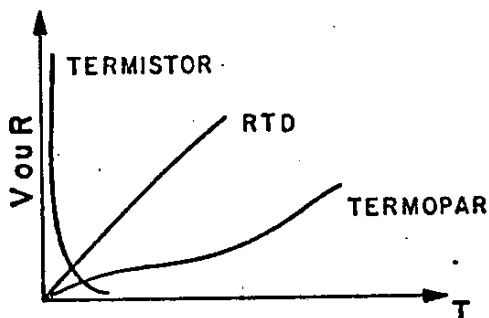
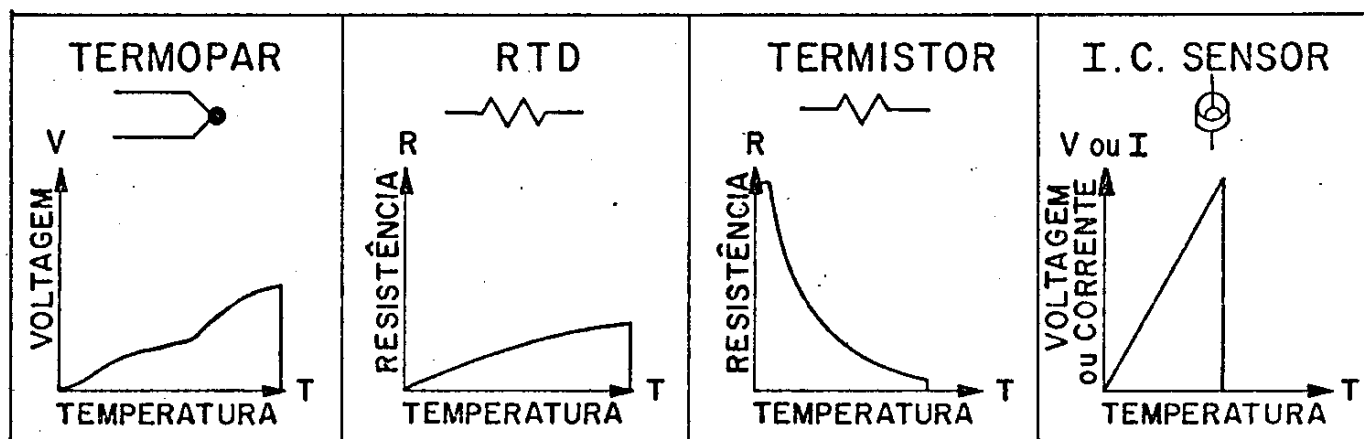


Fig.A-1-Comparação entre os sensores de temperatura.

| RTD |                                 |  | TERMISTOR                     | I.C. SENSOR              | TERMOPAR                          |
|-----|---------------------------------|--|-------------------------------|--------------------------|-----------------------------------|
| V   | O mais estável                  |  | Sinal de saída elevada        | Muito linear             | Auto-energizado                   |
| A   | O mais preciso                  |  | Rápido                        | Saída altíssima          | Simples                           |
| N   | Mais linear que termopar        |  |                               | Barato                   | Resistente                        |
| T   |                                 |  |                               |                          | Barato                            |
| A   |                                 |  |                               |                          | Larga variedade de formas físicas |
| G   |                                 |  |                               |                          | Larga faixa de temperatura        |
| E   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| N   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| S   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| D   | Caro                            |  | Não linear                    | T 200°C                  | Não linear                        |
| E   | Lento                           |  | Limitada variação de corrente | Requer fonte de potência | Baixa voltagem                    |
| S   | Requer fonte de corrente        |  | Fragil                        | Lento                    | Requer referência                 |
| V   | Pequena variação de resistência |  | Requer fonte de corrente      | Auto-dissipativo         | Menos estável                     |
| A   | Resistência absoluta baixa      |  | Auto-dissipativo              | Configuração limitada    | Menos sensível                    |
| N   | Auto-dissipativo                |  |                               |                          |                                   |
| T   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| A   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| G   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| E   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| N   |                                 |  |                               |                          |                                   |
| S   |                                 |  |                               |                          |                                   |

Tab.A-1 Vantagens e desvantagens dos sensores de temperatura.

## A.1 Termopar

Um termoelemento ou termopar (12) consiste de dois fios metálicos de ligas diferentes, os quais apresentam uma junção comum em uma das extremidades, denominada junção quente (J1). Uma diferença de temperatura entre a junção quente e os terminais livres ( denominada junção de referência ) do par, resulta em uma força eletromotriz termoelétrica (f<sub>tem</sub>), cujo valor depende da diferença de temperatura. Esta tensão pode ser medida com um milivoltímetro conectando-se os terminais livres ( junção fria ) do termopar ao instrumento. O instrumento fornece uma voltagem (mV) proporcional a diferença de temperatura, dada por:

$$T = T(J1) - T(J2) \quad \text{Eq.A.1}$$

A força eletromotriz termoelétrica é função da diferença de temperatura entre a junção quente e a junção fria de cada um dos condutores, tomadas individualmente ( Efeito Thomson), e das características de composição dos materiais dos fios da junção quente ( Efeito Peltier ). Como os circuitos termoelétricos industriais possuem muitas junções diferentes, ou seja, compostas de metais não semelhantes (conectores ou terminais, fios de extensão, chaves, compensadores, etc.), todas elas, exceto a junção medida (junção quente) devem ser mantidas a uma temperatura constante de referência, geralmente 0°C. Desta forma a f<sub>tem</sub> resultante depende somente da temperatura desta única junção.

O termopar pode ser usado em uma larga escala de

temperatura e utilizado em várias atmosferas, algumas combinações de metais estão listados na Tab.A-2.

| Tipos | Metais  |                     |
|-------|---------|---------------------|
|       | (+)     | (-)                 |
| E     | Cromel  | Constantã           |
| J     | Ferro   | Constantã           |
| K     | Cromel  | Alumel              |
| R     | Platina | Platina/Rhodio 13 % |
| S     | Platina | Platina/Rhodio 10 % |
| T     | Cobre   | Constantã           |

Tab.A-2 - Tipos de Termopares.

A relação entre V e T é dada pela Eq.A-2 (13) e pode ser calculada de duas maneiras distintas:

$$V_{ab} = \alpha \times T \quad \text{Eq.A-2}$$

a) São os valores de alfa (coeficiente de Seebeck) dados pela Fig.A.2, e substituídos na Eq.A-2.

b) Utiliza-se a série dada pela Eq.A-3, onde seus coeficientes (2) variam de acordo com o tipo de termopar utilizado. Na Tab.A-3 são mostrados os coeficientes determinados pelo "National Bureau of Standards Termocouples" os quais são listados a seguir na Tab.A-3.

$$V = b_0 + b_1 \times T + b_2 \times T^2 + \dots + b_n \times T^n \quad \text{Eq.A-3}$$

Determina-se a voltagem termoelétrica, podendo utilizar a Eq.A-4 e calcular o poder termoelétrico (P) (14) do termopar, a qual fornece a sensibilidade, ou seja, quanto maior o valor de P, mais sensível é o termopar, portanto, tem-se menor erro na medida, menor erro no sinal, etc.

$$P = \frac{dV}{dT}$$

Eq.A-4

A relação entre T e V, dada pela Eq.A-5 (13), pode ser encontrada através da inversão do polinômio dado pela Eq.A-5, pela determinação dos novos coeficientes, ou usando os coeficientes já calculados dados pela Tab.A.4 .

$$T = a_0 + a_1 \times V + a_2 \times V^2 + \dots + a_n \times V^n$$

Eq.A-5

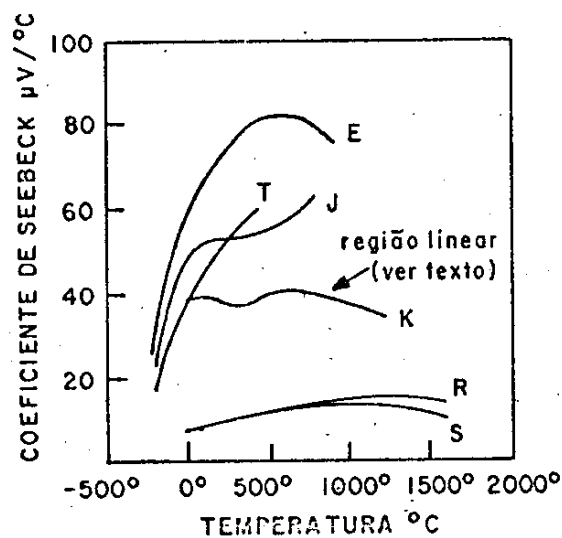


Fig.A-2 - Coeficientes de Seebeck para diversos tipos de termopares.

| Variacao de Temperatura | Grau | Coeficientes         | ordem |
|-------------------------|------|----------------------|-------|
| -210 to 760°C           | 7    | 5.0372753027 E + 1   | 1     |
|                         |      | 3.0425491284 E - 2   | 2     |
|                         |      | -8.5669750464 E - 5  | 3     |
|                         |      | 1.3348825735 E - 7   | 4     |
|                         |      | -1.7022405966 E - 10 | 5     |
|                         |      | 1.9416091001 E - 13  | 6     |
|                         |      | -9.6391844859 E - 17 | 7     |

Tab.A-3.a - Coeficientes para o termopar tipo J .

| Variacao de Temperatura | Grau | Coeficientes         | ordem |
|-------------------------|------|----------------------|-------|
| -270 to 0°C             | 13   | 5.8695857799 E + 1   | 1     |
|                         |      | 5.1667517705 E - 2   | 2     |
|                         |      | -4.4652683347 E - 4  | 3     |
|                         |      | -1.7346270905 E - 5  | 4     |
|                         |      | -4.8719368427 E - 7  | 5     |
|                         |      | -8.8896550447 E - 9  | 6     |
|                         |      | -1.0930767375 E - 10 | 7     |
|                         |      | -9.1784535039 E - 13 | 8     |
|                         |      | -5.2575158521 E - 15 | 9     |
|                         |      | -2.0169601996 E - 17 | 10    |
|                         |      | -4.9502138782 E - 20 | 11    |
|                         |      | -7.0177980633 E - 23 | 12    |
|                         |      | -4.3671808488 E - 26 | 13    |
| 0 to 1000°C             | 9    | 5.8695857799 E + 1   | 1     |
|                         |      | 4.3110945462 E - 2   | 2     |
|                         |      | 5.7220358202 E - 5   | 3     |
|                         |      | -5.4020668085 E - 7  | 4     |
|                         |      | 1.5425922111 E - 9   | 5     |
|                         |      | -2.4850089136 E - 12 | 6     |
|                         |      | 2.3389721459 E - 15  | 7     |
|                         |      | -1.1946296815 E - 18 | 8     |
|                         |      | 2.5561127497 E - 22  | 9     |

Tab.A-3.b - Coeficientes para o termopar tipo E .

| Variação de<br>Temperatura | Grau | Coeficientes  |        | ordem |
|----------------------------|------|---------------|--------|-------|
| -270 to 0°C                | 14   | 3.8740773840  | E + 1  | 1     |
|                            |      | 4.4123932482  | E - 2  | 2     |
|                            |      | 1.1405238498  | E - 4  | 3     |
|                            |      | 1.9974406568  | E - 5  | 4     |
|                            |      | 9.0445401187  | E - 7  | 5     |
|                            |      | 2.2766018504  | E - 8  | 6     |
|                            |      | 3.6247409380  | E - 10 | 7     |
|                            |      | 3.8648924201  | E - 12 | 8     |
|                            |      | 2.8298678519  | E - 14 | 9     |
|                            |      | 1.4281383349  | E - 16 | 10    |
|                            |      | 4.8833254364  | E - 19 | 11    |
|                            |      | 1.0803474683  | E - 21 | 12    |
|                            |      | 1.3949291026  | E - 24 | 13    |
|                            |      | 7.9795893156  | E - 28 | 14    |
| 0 to 400°C                 | 8    | 3.8740773840  | E + 1  | 1     |
|                            |      | 3.3190198092  | E - 2  | 2     |
|                            |      | 2.0714183645  | E - 4  | 3     |
|                            |      | -2.1945834823 | E - 6  | 4     |
|                            |      | 1.1031900550  | E - 8  | 5     |
|                            |      | -3.0927581898 | E - 11 | 6     |
|                            |      | 4.5653337165  | E - 14 | 7     |
|                            |      | -2.7616878040 | E - 17 | 8     |

Tab.A-3.c - Coeficientes para o termopar tipo T .

| Variacao de Temperatura | Grau | Coeficientes  |        |  | ordem |
|-------------------------|------|---------------|--------|--|-------|
| -50 to 631°C            | 6    | 5.3995782346  | E 0    |  | 1     |
|                         |      | 1.2519770000  | E - 2  |  | 2     |
|                         |      | -2.2448217997 | E - 5  |  | 3     |
|                         |      | 2.8452164949  | E - 8  |  | 4     |
|                         |      | -2.2440584544 | E - 11 |  | 5     |
|                         |      | 8.5054166936  | E - 15 |  | 6     |
| 631 to 1064°C           | 2    | -2.9824481615 | E + 2  |  | 0     |
|                         |      | 8.2375528221  | E 0    |  | 1     |
|                         |      | 1.6453909942  | E - 3  |  | 2     |
| 1064 to 1665°C          | 3    | 1.2766292175  | E + 3  |  | 0     |
|                         |      | 3.4970908041  | E 0    |  | 1     |
|                         |      | 6.3824648666  | E - 3  |  | 2     |
|                         |      | -1.5722424599 | E - 6  |  | 3     |

Tab.A-3.d - Coeficientes para o termopar tipo S .

| Variacao de Temperatura | Grau | Coeficientes  |        |  | ordem |
|-------------------------|------|---------------|--------|--|-------|
| 0 to 1820°C             | 8    | -2.4674601620 | E - 1  |  | 1     |
|                         |      | 5.9102111169  | E - 3  |  | 2     |
|                         |      | -1.4307123430 | E - 6  |  | 3     |
|                         |      | 2.1509149750  | E - 9  |  | 4     |
|                         |      | -3.1757800720 | E - 12 |  | 5     |
|                         |      | 2.4010367459  | E - 15 |  | 6     |
|                         |      | -9.0928148159 | E - 19 |  | 7     |
|                         |      | 1.3299505137  | E - 22 |  | 8     |

Tab.A-3.e - Coeficientes para o termopar tipo B .

| Variacao de Temperatura | Grau | Coeficientes         | ordem |
|-------------------------|------|----------------------|-------|
| -50 to 631°C            | 7    | 5.2891395059 E 0     | 1     |
|                         |      | 1.3911109947 E - 2   | 2     |
|                         |      | -2.4005238430 E - 5  | 3     |
|                         |      | 3.6201410595 E - 8   | 4     |
|                         |      | -4.4645019036 E - 11 | 5     |
|                         |      | 3.8497691865 E - 14  | 6     |
|                         |      | -1.5372641559 E - 17 | 7     |
| 631 to 1065°C           | 3    | -2.6418007025 E ± 2  | 0     |
|                         |      | 8.0468680747 E 0     | 1     |
|                         |      | 2.9892293723 E - 3   | 2     |
|                         |      | -2.6876058617 E - 7  | 3     |
| 1065 to 1665°C          | 3    | 1.4901702702 E + 3   | 0     |
|                         |      | 2.8639867552 E 0     | 1     |
|                         |      | 8.0823631189 E - 3   | 2     |
|                         |      | -1.9338477638 E - 6  | 3     |

Tab.A-3.f - Coeficientes para o termopar tipo R .

| Variacao de Temperatura | Grau    | Coeficientes                                                               | ordem |
|-------------------------|---------|----------------------------------------------------------------------------|-------|
| -270 to 0°C             | 10      | 3.9475433139 E + 1                                                         | 1     |
|                         |         | 2.7465251138 E - 2                                                         | 2     |
|                         |         | -1.6565406716 E - 4                                                        | 3     |
|                         |         | -1.5190912392 E - 6                                                        | 4     |
|                         |         | -2.4581670924 E - 8                                                        | 5     |
|                         |         | -2.4757917816 E - 10                                                       | 6     |
|                         |         | -1.5585276173 E - 12                                                       | 7     |
|                         |         | -5.9729921255 E - 15                                                       | 8     |
|                         |         | -1.2688801216 E - 17                                                       | 9     |
|                         |         | -1.1382797374 E - 20                                                       | 10    |
| 0 to 1372°C             | 8 + exp | -1.8533063273 E + 1                                                        | 0     |
|                         |         | 3.8918344612 E + 1                                                         | 1     |
|                         |         | 1.6645154356 E - 2                                                         | 2     |
|                         |         | -7.8702374448 E - 5                                                        | 3     |
|                         |         | 2.2835785557 E - 7                                                         | 4     |
|                         |         | -3.5700231258 E - 10                                                       | 5     |
|                         |         | 2.9932909136 E - 13                                                        | 6     |
|                         |         | -1.2849848798 E - 16                                                       | 7     |
|                         |         | 2.2239974336 E - 20                                                        | 8     |
|                         |         | +125 exp $\left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{T - 127}{65} \right)^2 \right]$ |       |

Tab.A-3.g - Coeficientes para o termopar tipo K .

TIPO E                      TIPO J                      TIPO K                      TIPO R                      TIPO S                      TIPO T

| Nickel-10% Chromium(+) Versus Constantan(-) | Iron(+) Versus Constantan(-)   | Nickel-10% Chromium(+) Versus Nickel-5%(-) (Aluminum Silicon) | Platinum-13% Rhodium(+) Versus Platinum(-) | Platinum-10% Rhodium(+) Versus Platinum(-) | Copper(+) Versus Constantan(-)     |
|---------------------------------------------|--------------------------------|---------------------------------------------------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|------------------------------------|
| - 100°C to 1000°C ± 0.5°C 9th order         | 0°C to 760°C ± 0.1°C 5th order | 0°C to 1370°C ± 0.7°C 8th order                               | 0°C to 1000°C ± 0.5°C 8th order            | 0°C to 1750°C ± 1°C 9th order              | - 160°C to 400°C ± 0.5°C 7th order |
| 0 104967248                                 | - 0 048868252                  | 0 226584602                                                   | 0 263632917                                | 0 927763167                                | 0 100860910                        |
| 17189 45282                                 | 19873 14503                    | 24152 10900                                                   | 179075 491                                 | 169526 5150                                | 25727 94369                        |
| - 282639 0850                               | - 218614 5353                  | 67233 4248                                                    | - 48840341 37                              | - 31568363 94                              | - 767345 8295                      |
| 12695339 5                                  | 11569199 78                    | 2210340 682                                                   | 1 90002E + 10                              | 8990730663                                 | 78025595 81                        |
| - 448703084 6                               | - 264917531 4                  | - 860963914 9                                                 | - 4 82704E + 12                            | - 1 63565E + 12                            | - 9247486589                       |
| 1 10866E + 10                               | 2018441314                     | 4 83506E + 10                                                 | 7 62091E + 14                              | 1 88027E + 14                              | 6 97688E + 11                      |
| - 1 76807E + 11                             |                                | - 1 18452E + 12                                               | - 7 20026E + 16                            | - 1 37241E + 16                            | - 2 66192E + 13                    |
| 1 71842E + 12                               |                                | 1 38690E + 13                                                 | 3 71496E + 18                              | 6 17501E + 17                              | 3 94078E + 14                      |
| - 9 19278E + 12                             |                                | - 6 33708E + 13                                               | - 8 03104E + 19                            | - 1 56105E + 19                            |                                    |
| 2 06132E + 13                               |                                |                                                               |                                            | 1 69535E + 20                              |                                    |

Tab. A-4 - coeficientes do polinômio.

### A.1.1 Leis termoelétricas

Para determinação da ftem é necessário ter conhecimento das leis termoelétricas (13,15,16), as quais são citadas a seguir:

#### Lei Do Circuito Homogêneo

É impossível manter corrente elétrica num circuito constituído de um único fio metálico homogêneo, apenas pelo fornecimento de calor.

#### Corolário:

Considerando um termopar constituído por dois fios metálicos (A e B) homogêneos, de naturezas diferentes, se uma junção estiver a temperatura  $T_1$  e a outra a temperatura  $T_2$ , a ftem desenvolvida independe da distribuição de temperatura ao longo do fio, como mostra a Fig.A-3.

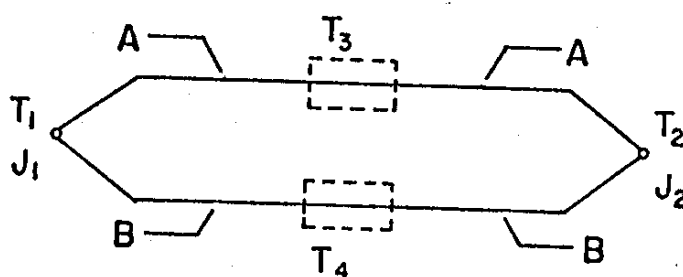


Fig.A-3 - A ftem  $V$  não é afetada por  $T_3$  e  $T_4$ , desde que  $T_1$  e  $T_2$  sejam mantidas constantes.

### Lei Dos Metais Intermediários

A soma algébrica das ftem num circuito composto de um número qualquer de fios metálicos homogêneos e de naturezas distintas, é nula, se todo o circuito estiver a mesma temperatura.

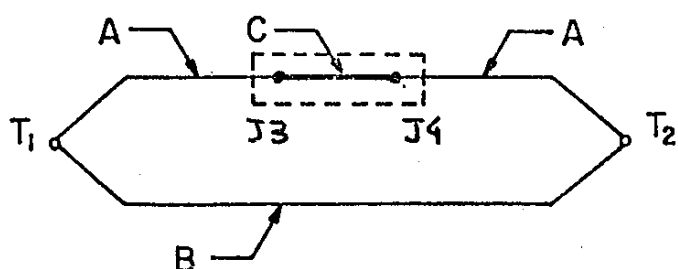


Fig.A-4 - Mostra que a inserção de um fio metálico C homogêneo e distinto de A e B, no circuito de um termopar A-B, não afetará a ftem efetiva, desde que as duas junções J3 e J4, introduzidas por C, estejam na mesma temperatura.

### Corolário:

Se conhecemos as ftem de dois condutores A e B distintos com relação a um terceiro condutor C de natureza diferente, tem-se uma ftem da combinação de A e B. Esta é a soma algébrica das ftem de A em relação a C e de B em relação a C.

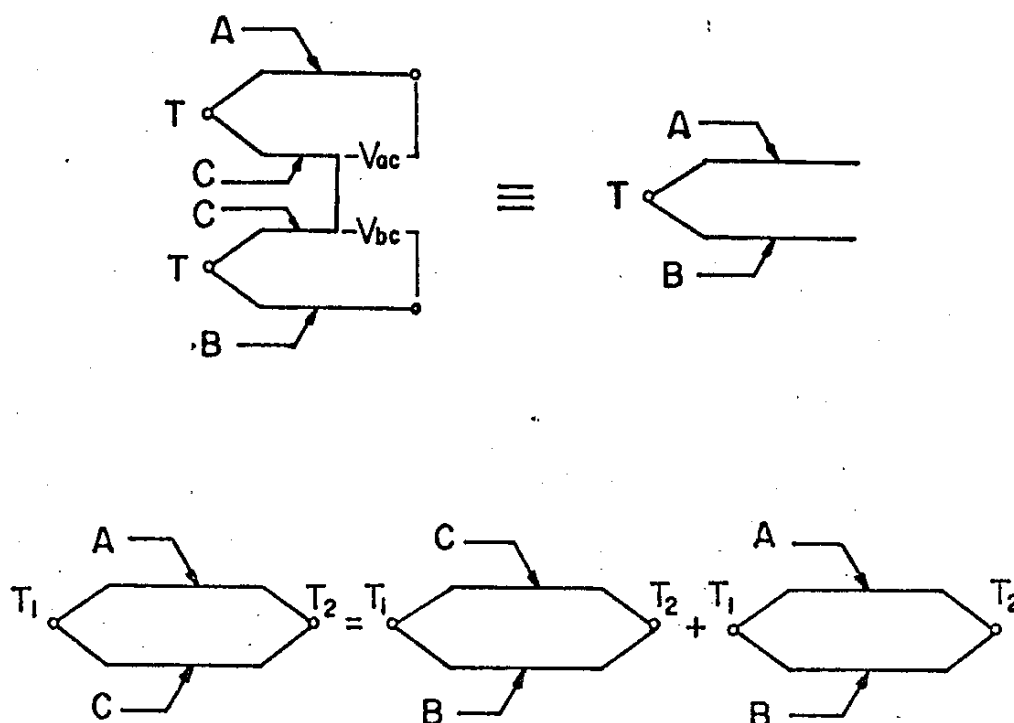


Fig.A-5 - ftem de dois condutores A e B com relação ao C.

#### Lei das Temperaturas Intermediárias

Dado um termopar A-B onde a ftem é  $V_1$ , para as junções a temperaturas  $T_1$  e  $T_2$ , respectivamente, e  $V_2$  para as junções a temperaturas  $T_2$  e  $T_3$ , respectivamente, então, a ftem é dada pela Eq.A.3, quando as junções estão sujeitas a temperaturas  $T_1$  e  $T_3$  respectivamente, como mostrado na Fig.A-6.

$$V_3 = V_1 + V_2$$

Eq.A.3

De uma maneira geral a determinação da ftem é feita através de um instrumento que tenha alta impedância, pois apenas desta forma pode-se medir

com precisão o sinal do termopar. Caso a impedância do instrumento medidor seja da mesma ordem de grandeza da impedância do termopar, a medida efetuada é mascarada pelo erro do instrumento. Esta medida é geralmente efetuada usando um milivoltímetro ou um potenciômetro.

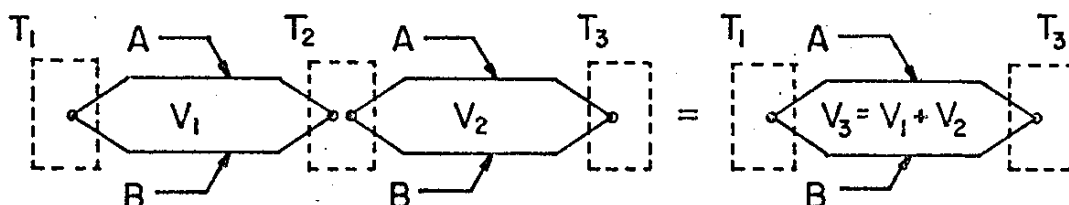


Fig.A.6 - Lei das temperaturas intermediárias.

#### A.1.2 Junção Fria

Em Termopares, denomina-se junção fria, a junção que é usada como referência para a medida da ftem (5,13,15,17).

Para facilitar os cálculos toma-se Voltagem de referência ( $V_{ref}$ ) como sendo a voltagem equivalente a temperatura a  $0^{\circ}\text{C}$  ou  $273,15\text{ K}$ . Este procedimento é geralmente encontrado nas tabelas de conversão voltagem X temperatura para Termopares.

A junção Fria pode ser feita através de vários procedimentos:

- introduz-se esta junção em um recipiente com a mistura gelo e água,
- simular a junção fria eletricamente,

c) simular a junção fria por "software".

O procedimento (a), embora eficiente, não é funcional, pois sempre que é necessário fazer a medida de temperatura em um termopar, existe a necessidade da introdução (fixação) da junção em um recipiente com a mistura gelo e água, como na Fig.A-7.

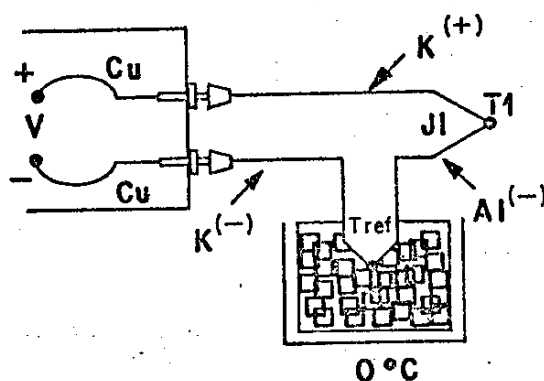


Fig.A-7 - Compensação de Junção fria.

O procedimento (b) consiste em inserir uma bateria para cancelar a voltagem da junção de referência.

A combinação deste "hardware" de compensação e a voltagem da junção de referência é igual a  $0^{\circ}C$  na junção, de acordo com a Fig.A-8.

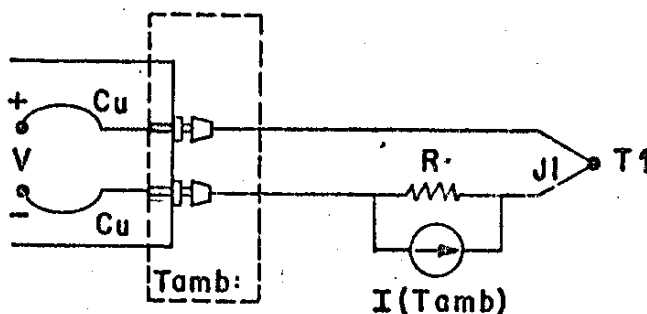


Fig.A-8 - Simulação elétrica da junção fria.

O procedimento (c) consiste em programar com os seguintes passos:

- c1) Verifica-se a temperatura da junção fria e, converte-se no equivalente em voltagem como na Eq.A-5 e Tab.A.4.
- c2) Medir  $V$  (milivoltímetro) e somar  $V_{ref}$  para achar  $V_1$ , e converter  $V_1$  para temperatura  $T_1$ .

### A.1.3 Fios de extensão para termopares

Geralmente os termopares são construídos para serem usados a pequena distância entre a junção quente e o aparelho usado para fazer a medida, quando isso não ocorre, usa-se fios de compensação para extensão, cujos materiais são os mesmos do termopar, de forma que não introduza erro na medida da temperatura. Mas esses fios de compensação são normalmente caros, e por esse motivo, na prática usa-se fios de cobre como fios de extensão pois estes não causam maiores problemas quando utilizados, como mostrado na Fig.A-9. Para grandes distâncias, pode-se ter problema de erro na medida de temperatura.

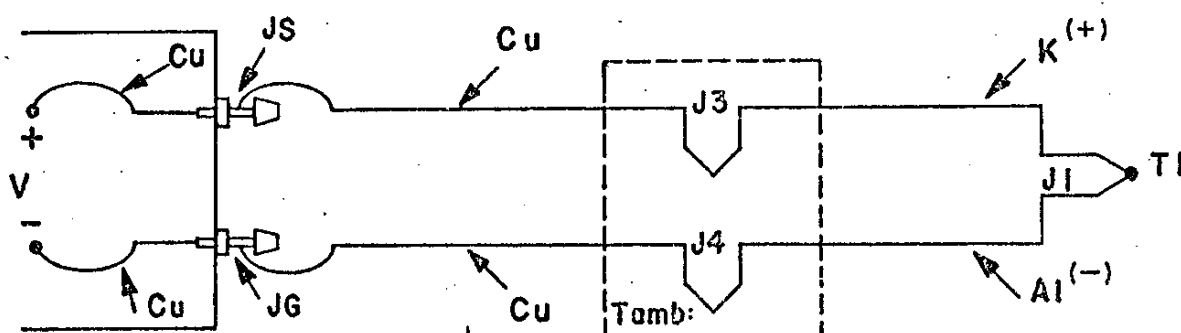


Fig.A-9 - Fios de extensão para termopar.

As junções JS e JG na realidade não formam termopares ou seja  $V_S = V_G = 0$ , pois os fios antes e depois da junção são do mesmo material. Vamos agora analisar as junções J3 e J4, estas como estão a mesma temperatura,  $T_{amb}$ , o erro na medida  $V$  será segundo a Eq.A-9.

$$V = \alpha (T_1 - T_{amb}) \quad \text{Eq.A-9}$$

## A.2 Detector Resistivo de Temperatura (DTR) (13,18,19)

Em 1821 (mesmo ano que Seebeck fez a descoberta sobre termoeletricidade), Sir Humphrey Davy anunciou que a resistividade de metais mostra uma acentuada dependência com a temperatura. Cinquenta anos depois, Sir Willian Siems oferecia o uso da platina como o elemento no termômetro de resistência. Sendo a platina, usada até hoje como elemento primário no termômetro resistivo de alta precisão. Platina é especialmente usada neste caso por suportar altas temperaturas mantendo excelente estabilidade. Sendo um metal nobre, ela mostra pequena suscetibilidade para contaminação.

Classicamente, a construção do detector resistivo de temperatura é feita da seguinte forma: uma bobina é enrolada em duas redes de mica em forma de cruz, sendo esta montagem inserida em um tubo de isolamento.

O tipo de material de isolamento usado para cercar a bobina de platina (cerâmica, vidro,...etc.) é que determina a temperatura máxima de aplicação. Os DRT'S são usados para medidas de temperatura na faixa de  $-220^{\circ}\text{C}$  a  $600^{\circ}\text{C}$  (padrão) e  $750^{\circ}\text{C}$

(especial).

O DRT é mecânica e eletricamente estável. A relação entre temperatura e resistência é quase linear. Desvios e erro com a idade e uso são negligenciáveis.

Este detector dá uma variação da resistência proporcional a temperatura,  $dR/dT > 0$ .

### A.3 Termistor (13,18,19)

Semelhante ao DRT, o termistor é também um resistor sensível a temperatura. O termistor é o mais sensível transdutor de temperatura, permite detectar centésimos de graus Celcius, ou seja detecta mudanças de temperatura no instante em que ela se efetua, o que não é observado nem pelo DRT nem pelo Termopar.

Termistores são essencialmente semicondutores que comportam-se como "Resistores térmicos". Isto é, resistores com um alto coeficiente  $dR/dT < 0$ . Ou seja, há uma variação da resistência de um óxido proporcional a temperatura.

### A.4 Sensor de Temperatura Monolítico Linear (13,18)

Uma recente inovação na termometria termoelétrica, é o transdutor de temperatura circuito integrado. Estes estão disponíveis em ambas as configurações tensão e corrente de saída.

Exceto pelo fato que ele oferece saída muito linear com a temperatura, este dispositivo tem todas as desvantagens do termistor. Eles são dispositivos semicondutores, e assim tem um limite na variação de temperatura.

O mesmo problema de autodissipação e fragilidade são evidentes, e ele requer fonte de potência externa.

Estes dispositivos provém um conveniente caminho para produzir uma voltagem analógica ou corrente proporcional à temperatura.

## B - Controladores de processos

Um controlador (1,2,5,6,7) é um dispositivo que recebe um sinal correspondente a diferença entre o valor desejado e o valor atual, e manipula este sinal para obter a ação corretiva mais adequada.

A característica básica de um controlador automático é a maneira pela qual ele atua para manter a variável controlada no valor desejado. Sob este aspecto, distinguem-se os seguintes modos de controle:

### B.1 - Controle Liga-Desliga

É o tipo de controlador mais simples e mais usado (ex: geladeira, condicionador de ar, bomba para caixa d'água, compressor para pintura, etc.). Este consiste de um dispositivo que fornece a variável manipulada dois valores distintos, conforme o valor da variável controlada seja maior ou menor em magnitude do valor desejado. A Fig.8-1, mostra o funcionamento de um controlador liga-desliga.

Quando as oscilações inerentes ao funcionamento desse tipo de controlador podem ser toleradas, não há objeções ao uso do mesmo.

Existem em uso também controladores de três ou mais posições, onde a variável manipulada pode assumir três ou mais valores distintos em função do desvio.

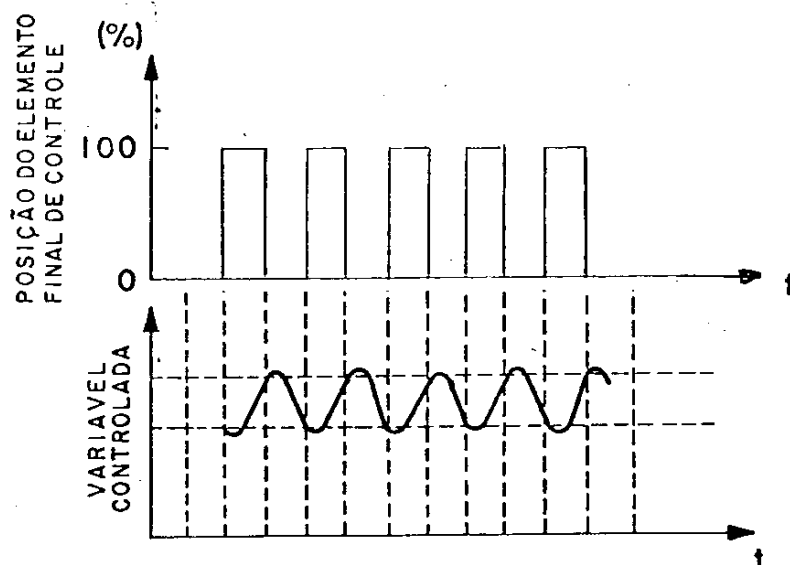


Fig.B-1 - Controle Liga-Desliga.

## B.2 - Controle Multiposicional

Fazendo uma extensão dos modos de controle de duas posições "on-off", temos várias posições intermediárias de saídas controladas. Este modo de controle é usado na tentativa de reduzir a sobre-elevação e sobeelevação, que aparecem no modo de controle de duas posições. Este modo é representado por :

$$P = P_i \quad E_p > E_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad \text{Eq.B-1}$$

Quando o erro excede uma certa posição limite  $\pm E_i$  a saída do controlador é ajustada para o valor de  $P_i$ . O exemplo mais comum é o controlador de três posições, onde:

$$P = \begin{cases} 100\% & E_p > E_1 \\ 50\% & E_2 < E_p < E_1 \\ 0\% & E_p < E_2 \end{cases} \quad \text{Eq.B-2}$$

A Fig.B-2 mostra a atuação de um controlador de três posições.

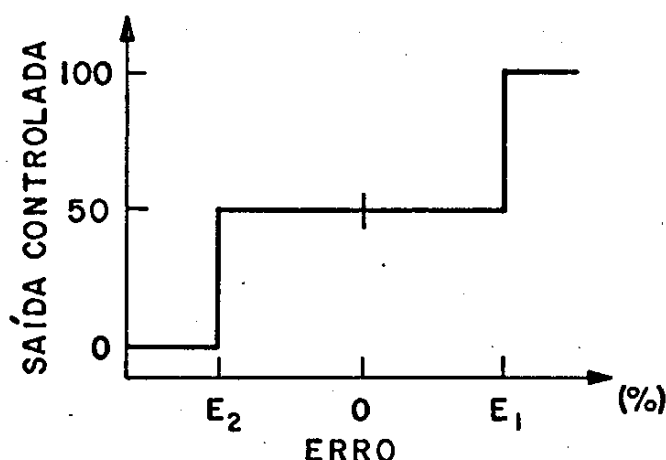


Fig.B-2 - Controlador de três posições.

### B.3 - Controle Flutuante

O controle flutuante move o elemento final de controle a uma velocidade constante, em qualquer dos dois sentidos, sempre que a variável controlada desvia-se de um valor predeterminado do ponto de operação.

No controle flutuante, a válvula (ou outro elemento final de controle) não se move, enquanto a variável se mantiver dentro da zona morta, esta é predefinida pelo operador e significa a região na qual o controle não atua; mas, quando a variável controlada estiver fora desta, um motor elétrico moverá a haste da válvula, no sentido apropriado. O movimento permanece até que a variável controlada volte a esta zona, ou até que a válvula atinja uma das posições extremas (aberta ou fechada).

A ação de controle só se dá quando a variável

encontra-se fora da zona morta, em consequência haverá também oscilações, como é mostrado na Fig.B-3.

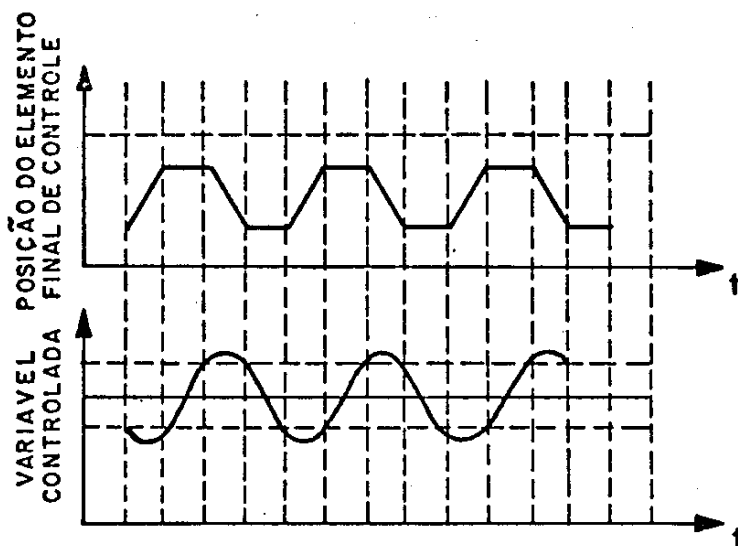


Fig.B-3 - Controle flutuante.

#### B.4 - Controle Proporcional

O caso mais simples de controle é constituído por um controlador com apenas o modo proporcional (P). Neste tipo de controlador a variável de controle mantém uma relação linear entre o desvio ( $V_e$ ) ou erro, e o elemento final de controle ( $V_c$ ), onde o desvio  $V_e$ , representa o quanto a variável a ser controlada, difere do valor desejado de acordo com a Eq.B-3.

$$V_c = B_P \times V_e$$

Eq.B-3

O sinal de controle ( $V_c$ ) na Eq.B-3 é quem comanda a posição do elemento final de controle, onde a amplitude de

correção ( $V_c$ ) é proporcional a amplitude do desvio ( $V_e$ ).

Os limites superior e inferior de  $V_c(t)$  é que irão definir a largura da faixa proporcional ou banda proporcional (BP) apresentada na Fig.B-4, que corresponde a faixa de variação da variável para a qual a saída do controlador vai de um extremo a outro. Geralmente é especificada em termos de porcentagem de faixa de medição. O ganho do sistema é definido pela Eq.B-4.

$$\text{Ganho}(G) = \frac{\text{Variação de saída}(\%) }{\text{Variação de entrada}(\%) } \quad \text{Eq.B-4}$$

onde vale a relação dada pela Eq.B-5

$$\text{Ganho} \times \text{BP} = 100 \quad \text{Eq.B-5}$$

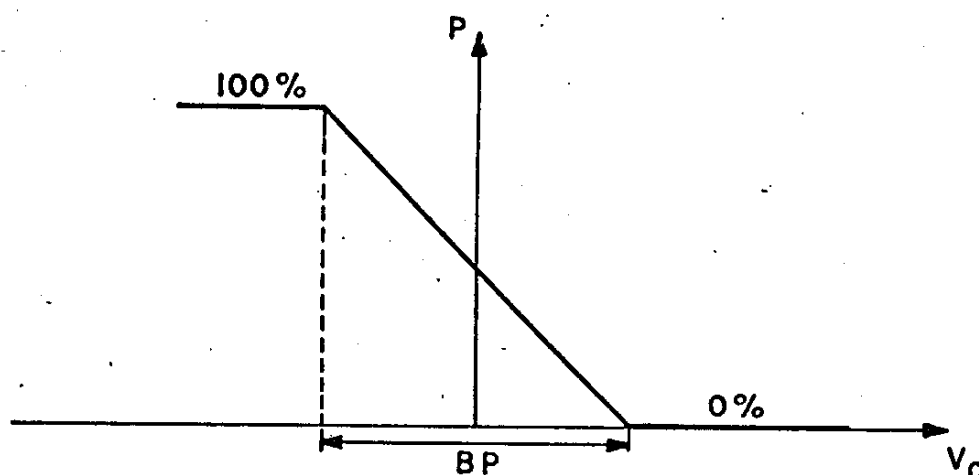


Fig.B-4 Controlador Proporcional.

O controle proporcional não consegue manter a

variável controlada no valor desejado, quando a banda proporcional necessita de grande magnitude ou quando há variação na carga, ou enquanto houver perturbação no processo. Logo, terá uma alteração da variável controlada, a qual é denominada de desvio permanente. O valor deste desvio permanente é diretamente proporcional à largura da banda proporcional.

### B-5 - Controle Proporcional - Integral (PI)

Nota-se no item anterior que o controlador utilizado não é o suficiente para manter a variável controlada no valor desejado.

Qualquer alteração no processo causa uma perturbação da variável controlada. Imaginando agora, um controlador cuja velocidade de correção seja proporcional a amplitude do desvio, enquanto existir desvio, a saída do controlador aumenta ou diminui. Este tipo de controlador é usualmente associado ao proporcional, resultando no controlador proporcional-integral, ou proporcional com "reset automático", ou proporcional com reajuste automático.

Dessa maneira, além da correção integral devido a ação proporcional, tem-se agora uma correção adicional, que vai aumentando enquanto existir desvio. Como mostrado na Eq.B-6.

$$V_c = BP \times V_e + \frac{1}{t_I} \int V_e dt \quad \text{Eq.B-6}$$

Se substituirmos a Eq.B-3 pela Eq.B-6 tem-se duas parcelas controlando a variável. A primeira parcela  $BP \times V_e$ ,

definirá a banda proporcional, enquanto a segunda dará o deslocamento necessário na banda proporcional.

Esta correção adicional atua como se estivesse deslocando a banda proporcional no sentido correto, para reduzir o desvio a zero. O deslocamento da banda proporcional cessará quando o desvio for reduzido a zero.

Tempo integral (tI) ou repetições por minutos, é o tempo que a ação integral leva para repetir o efeito da ação proporcional.

Quanto mais repetições por minuto, mais forte a ação integral, ou seja, a "velocidade" de ação da parcela integral de controle depende da constante de tempo tI(min) que deverá ser ajustada à melhorar o desempenho, minimizando oscilações em torno da temperatura desejada.

Da mesma maneira que no caso da ação proporcional existe o perigo de instabilidade (oscilações), quando a ação integral é exagerada. Existe pois, um valor ótimo, que depende das características de cada processo, ou seja, tem-se processos onde há necessidade de correções rápidas e o controle Proporcional-Integral não é o suficiente para obter resultados satisfatórios.

## B.6 - Controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID)

O modo derivativo introduz uma ação corretiva que depende da velocidade de variação do erro. Quando por qualquer razão, a variável se afasta do ponto de operação, a ação

derivativa assegura que a saída varie mais do que no caso ações proporcional e integral. Em consequência disto a variável tende a aproximar-se mais rapidamente do ponto de operação. Por outro lado, quando a variável começa a retornar ao valor original, a ação derivativa exerce uma ação contrária, reduzindo as eventuais oscilações, ou seja, a parcela derivativa tem a finalidade de prever a potência necessária para corrigir um determinado desvio, medindo sua taxa de variação.

O controle derivativo atua no sentido de diminuir a sobre-elevação, ele avalia a inclinação instantânea de  $V_e(t)$ , prevê uma grande sobre-elevação por vir e faz um esforço de correção apropriado, antes que a sobre-elevação realmente ocorra. O efeito do controle derivativo é aumentar o amortecimento, com isto a resposta à variação de entrada é mais rápida. É evidente que o controle derivativo apenas afetará o erro de regime estacionário de um sistema, caso este varie no tempo. Se ele for constante, sua derivada em relação ao tempo é nula e o controle derivativo não produzirá nenhum efeito, mas se o erro aumentar com o tempo, uma variação na entrega de potência é desenvolvida, sendo proporcional a  $dV_e/dt$  e reduz o erro.

A ação derivativa é medida em tempo derivativo ( $t_D$ ). Esta atua como se já soubesse de antemão a correção necessária, introduzindo-se a mesma antecipadamente. Por este motivo, o controlador derivativo é também chamado de antecipador. O tempo de antecipação é o chamado tempo derivativo, e é expresso normalmente em minutos.

Quando a ação derivativa for muito violenta ( $t_D$

muito grande ou muito pequeno), podem ocorrer oscilações com frequências características maiores que as oscilações causadas pelas ações integral e proporcional.

O efeito conjunto das três parcelas pode ser ajustado de modo que, quando a temperatura tende a valores menores rapidamente, devido a variações na carga térmica, o forno volta a operar na mesma temperatura sem oscilações ou sobre-elevação, como mostra a Fig.B-5.

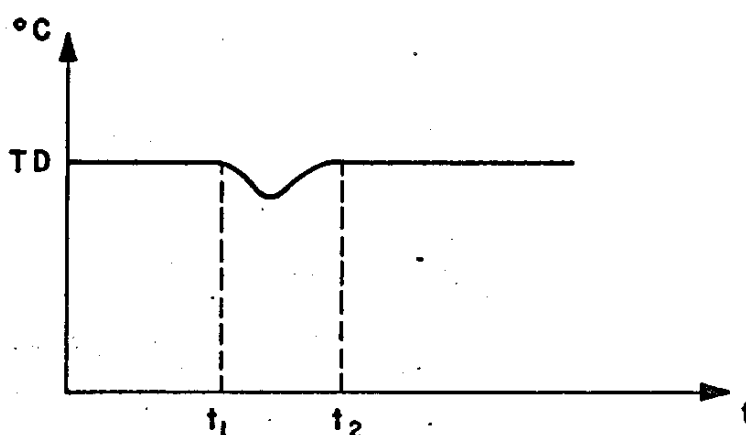


Fig.B-5 - Resposta a transiente com mínima oscilação.

A sobre-elevação como mostrado na Fig.B-6, deve-se ao fato que, durante o tempo em que a temperatura se encontra abaixo do ponto de operação como na Fig.B-6, a ação integral desloca efetivamente a banda proporcional para cima do ponto de operação. Tão logo, o processo seja iniciado, a ação do controlador inicia-se quando a variável ultrapassa o ponto de operação.

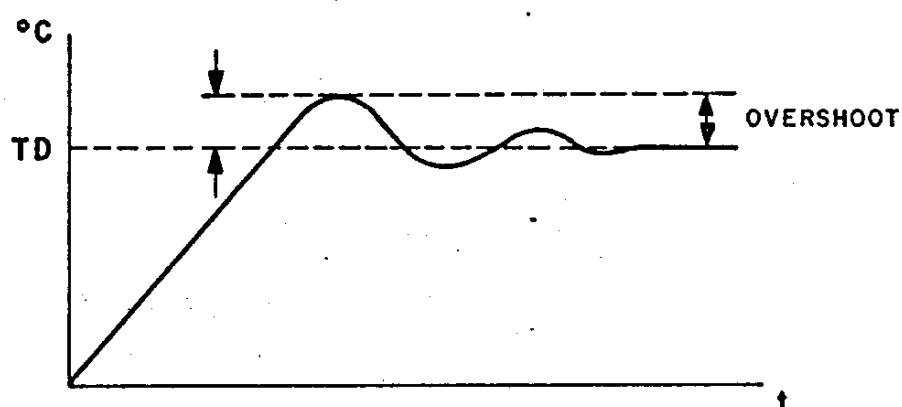


Fig.B-6 Ação de um controlador tipo PID.

### B.6-1 Enfoque Matemático do Controlador PID.

O PID é a soma dos elementos Proporcional, Integral e Derivativo, dado pela Eq.B-7 e mostrado no diagrama de blocos da Fig.B-7.

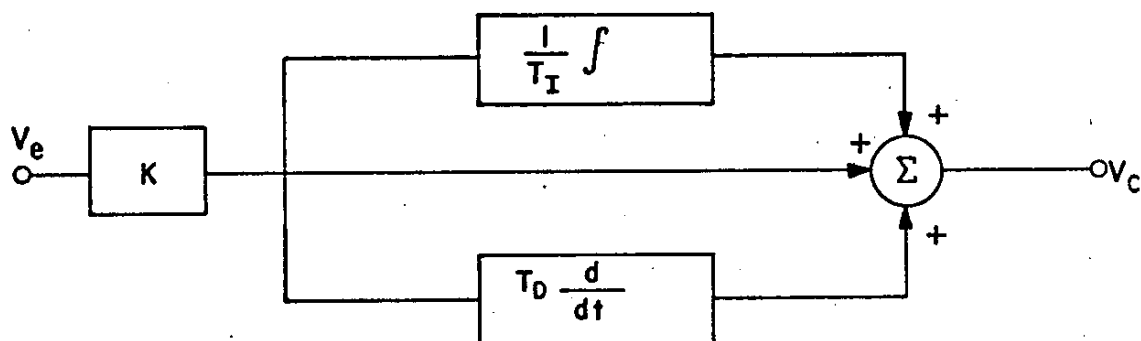


Fig.B-7 - Diagrama de blocos do Controlador PID.

$$V_c = BP \times \left( V_e + \frac{1}{t_I} \int V_e dt + t_D \times \frac{dV_e}{dt} \right) \quad \text{Eq.B-7}$$

Aplicando a Transformada de Laplace na Eq.B-7 obtem-se:

$$V_c = BP \times \left( V_e + \frac{1}{t_I} \times \frac{V_e}{s} + t_D \times s \times V_e \right) \quad \text{Eq.B-8}$$

A equação de Transferência ( Eq.B-9) é encontrada, ao dividir a Eq.B-8 por  $V_e$ .

$$\frac{\text{saída}}{\text{entrada}} = \frac{V_c}{V_e} = BP \times \left( 1 + \frac{1}{t_I \times S} + t_D \times S \right) \quad \text{Eq.B-9}$$

No caso prático, limites de alta frequência são resolvidos por um filtro passa-baixa dado pela Eq.B-10

$$\frac{1}{1 + t_f \times S} \quad \text{Eq.B-10}$$

Tal que:

$$\frac{V_c}{V_e} = \frac{BP}{1 + t_f \times S} \left( 1 + \frac{1}{t_I \times S} + t_D \times S \right) \quad \text{Eq.B-11}$$

Fazendo as transformações (6) dadas pela Eq.B-12, a partir de algumas manipulações algébricas, e substituindo este conjunto na Eq.B-11, obtem-se:

$$t_f = \gamma t_2$$

$$BP = K_1 \times \frac{t_1 + t_2}{t_1} \quad \text{Eq.B-12}$$

$$t_I = t_1 + t_2$$

$$t_D = \frac{t_1 \times t_2}{t_1 + t_2}$$

$$\frac{V_c}{V_e} = \left( \frac{t_2 \times S + 1}{\gamma t_2 \times S + 1} \right) \times K_1 \times \left( 1 + \frac{1}{t_1 \times S} \right) \quad \text{Eq.B-13}$$

onde:

$V_c$  - Sinal de saída do controlador

$V_e$  - erro ou desvio ( $V_e(t) = V_s(t) - V_r$ )

$V_s$  - sinal lido no sensor

$V_r$  - sinal de referência

$t_1$  - tempo real integral (constante)

$t_2$  - tempo real derivativo (constante)

$\gamma$  - amplitude média (constante)

$S$  - operador de Laplace

$K_1$  - ganho

A forma da Eq.B-13 permite ser implementada em blocos de software, dado pela Fig.B-15, este é mais conveniente para uso de controle digital.

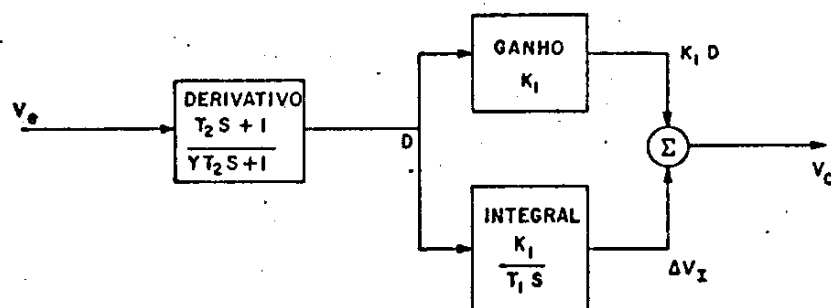


Fig.B-8 - Diagrama em blocos do algoritmo PID.

Estudando cada bloco da Fig.B-8 separadamente, temos primeiramente o bloco Derivativo dado pela Eq.B-14.

$$\frac{D}{V_e} = \frac{t_2 \times S + 1}{\gamma t_2 \times S + 1}$$

Eq.B-14

$$(\gamma t_2 \times S + 1) \times D = (t_2 \times S + 1) \times V_e$$

$$\gamma t_2 \times \frac{dD}{dt} + D = t_2 \times \frac{dV_e}{dt} + V_e \quad \text{Eq.B-15}$$

onde a forma diferencial é dada pela Eq.B-16.

$$D = D_n - D_{n-1} \quad \text{Eq.B-16}$$

$$dt = t_n - t_{n-1} = t_s \text{ (período de amostragem)}$$

substituindo nas Eq.B-16 na Eq.B-15 tem-se:

$$\gamma t_2 \times \frac{D_n - D_{n-1}}{t_s} + D_n = t_2 \times \frac{V_{e,n} - V_{e,n-1}}{t_s} + V_{e,n}$$

$$D_n \times (\gamma t_2 + t_s) = \gamma t_2 \times D_{n-1} + t_2 \times (V_{e,n} - V_{e,n-1}) + V_{e,n} \times t_s \quad \text{Eq.B-17}$$

$$D_n = D_{n-1} + \frac{1}{\gamma t_2} \times t_2 \times (V_{e,n} - V_{e,n-1}) + V_{e,n} \frac{t_s}{\gamma t_2} + D_{n-1} \frac{t_s}{\gamma t_2} \quad \text{Eq.B-18}$$

A solução para  $D_n$  encontrada na Eq.B-18 é em função de  $D_{n-1}$ , ou seja, da derivada anterior. Como não a temos é necessário manipulações na Eq.B-17. ~~Dividindo a Eq.B-17 por~~

$\gamma t_2$ , temos:

$$D_n \left(1 + \frac{t_s}{\gamma t_2}\right) = D_{n-1} + \frac{t_2}{\gamma t_2} (V_{e,n} - V_{e,n-1}) + V_{e,n} \times \frac{t_s}{\gamma t_2} \quad \text{Eq.B-19}$$

$$D_n = \left(\frac{\gamma t_2}{\gamma t_2 + t_s}\right) \times D_{n-1} + \left(\frac{t_2}{\gamma t_2 + t_s}\right) \times (V_{e,n} - V_{e,n-1}) + \left(\frac{t_s}{\gamma t_2 + t_s}\right) \times V_{e,n} \quad \text{Eq.B-20}$$

Adiciona-se ao segundo termo da Eq.B-20 ( $D_n - D_{n-1}$ ),

temos:

$$D_n = D_{n-1} + \frac{t_2}{t_2 + t_s} (V_e - V_{e,n-1}) + \frac{t_s}{t_2 + t_s} (V_e - D_{n-1}) \quad \text{Eq.B-21}$$

Para pequenos valores de  $t_s$  ( $t_s \ll t_2$ ) pode-se escrever a Eq.B-22.

$$D_n \approx D_{n-1} + \frac{1}{\gamma} (V_e - V_{e,n-1}) + \left( \frac{t_s}{t_2 + t_s} \right) (V_e - D_{n-1}) \quad \text{Eq.B-22}$$

A Eq.B-22 é a forma designada do algoritmo para a forma diferencial.

O bloco Integral como mostrado na Fig.B-8, é mais simples para analisar. Para ação Integral deseja-se que a primeira diferença  $V_c$  da saída seja Proporcional a entrada. A forma de Laplace da função de transferência é dada pela Eq.B-24.

$$\frac{V_c}{D} = \frac{k_1}{t_1 s} \quad \text{Eq.B-24}$$

$$s \times V_c = \frac{k_1}{t_1} \times D$$

$$\frac{V_{c,n} - V_{c,n-1}}{t_s} = \frac{k_1}{t_1} \times D_n$$

$$\Delta V_I = k_1 \times \left( \frac{t_s}{t_1} \right) \times D_n \quad \text{Eq.B-25}$$

Na Eq.B-25 a razão  $t_s/t_1$  é frequentemente definida

como  $k_I$ , o ganho integral constante, tanto que  $k_I$  é simplesmente o ganho do sistema.

Somando-se a saída derivativa (multiplicada por  $k_D$ ) com a saída integral, resulta no completo PID.

## C - Dados técnicos

Este apêndice se refere aos dados técnicos dos circuitos integrados utilizados neste trabalho. Foram tirados diretamente dos manuais (23) e (24).



**MOC3030**  
**MOC3031**

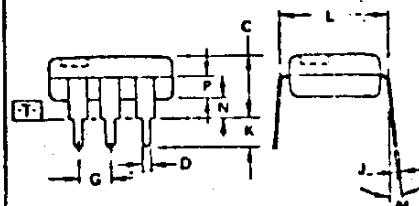
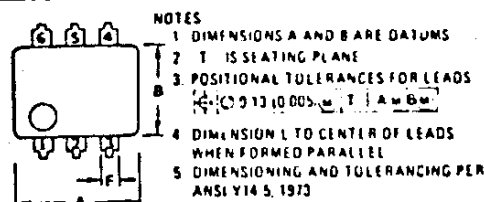
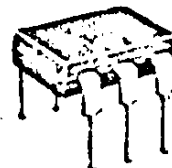
## ZERO VOLTAGE CROSSING OPTICALLY ISOLATED TRIAC DRIVER

This device consists of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon detector performing the function of a Zero Voltage crossing bilateral triac driver.

They are designed for use with a triac in the interface of logic systems to equipment powered from 115 Vac lines, such as teletypewriters, CRTs, printers, motors, solenoids and consumer appliances, etc.

- Simplifies Logic Control of 110 Vac Power
- Zero Voltage Crossing
- High Breakdown Voltage:  $V_{DRM} = 250$  V Min
- High Isolation Voltage:  $V_{ISO} = 7500$  V Min
- Small, Economical, 6-Pin DIP Package
- Same Pin Configuration as MOC3010/3011
- UL Recognized, File No. E54915
- $dv/dt$  of 100 V/ $\mu$ s Typ

## OPTO COUPLER/ISOLATOR ZERO CROSSING TRIAC DRIVER 250 VOLTS



| DIM | MIN      | MAX  | MIN       | MAX   |
|-----|----------|------|-----------|-------|
| A   | 8.13     | 8.89 | 0.320     | 0.350 |
| B   | 6.10     | 6.60 | 0.240     | 0.260 |
| C   | 2.92     | 3.08 | 0.115     | 0.120 |
| D   | 0.41     | 0.51 | 0.016     | 0.020 |
| E   | 1.02     | 1.78 | 0.040     | 0.070 |
| G   | 2.54 BSC |      | 0.100 BSC |       |
| J   | 0.20     | 0.30 | 0.008     | 0.012 |
| K   | 2.54     | 3.81 | 0.100     | 0.150 |
| L   | 7.62 BSC |      | 0.300 BSC |       |
| M   | 0.00     | 1.50 | 0.00      | 1.50  |
| N   | 0.38     | 2.54 | 0.015     | 0.100 |
| P   | 1.27     | 2.03 | 0.050     | 0.080 |

**STYLE 6**  
PIN 1 ANODE  
2 CATHODE  
3 NC  
4 MAIN TERMINAL  
5 SUBSTRATE  
6 MAIN TERMINAL

CASE 730A 01

### MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|--------|--------|-------|------|
|--------|--------|-------|------|

#### INFRARED EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS

|                                                                                                                            |       |      |                      |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|------|----------------------|
| Reverse Voltage                                                                                                            | $V_R$ | 3.0  | Volts                |
| Forward Current - Continuous                                                                                               | $I_F$ | 50   | mA                   |
| Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>Negligible Power in Output Driver<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$ | 120  | mW                   |
|                                                                                                                            |       | 1.33 | mW/ $^\circ\text{C}$ |

#### OUTPUT DRIVER MAXIMUM RATINGS

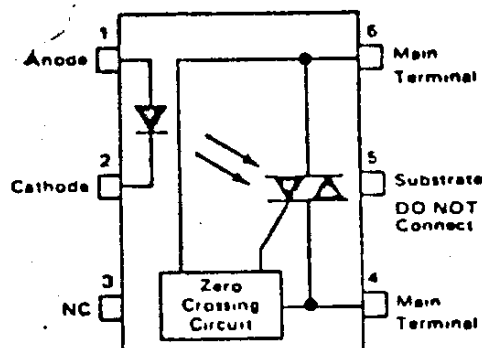
|                                                                                                     |                   |     |                      |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------|-----|----------------------|
| Off State Output Terminal Voltage                                                                   | $V_{DRM}$         | 250 | Volts                |
| On State RMS Current $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>(Full Cycle, 50 to 60 Hz) $T_A = 85^\circ\text{C}$ | $I_T(\text{RMS})$ | 100 | mA                   |
|                                                                                                     |                   | 50  | mA                   |
| Peak Nonrepetitive Surge Current<br>(PW = 10 ms)                                                    | $I_{TSM}$         | 1.2 | A                    |
| Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>Derate above $25^\circ\text{C}$               | $P_D$             | 300 | mW                   |
|                                                                                                     |                   | 4.0 | mW/ $^\circ\text{C}$ |

#### TOTAL DEVICE MAXIMUM RATINGS

|                                                                                       |           |             |                      |
|---------------------------------------------------------------------------------------|-----------|-------------|----------------------|
| Isolation Surge Voltage (1)<br>(Peak ac Voltage, 60 Hz,<br>5 Second Duration)         | $V_{ISO}$ | 7500        | Vac                  |
| Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$<br>Derate above $25^\circ\text{C}$ | $P_D$     | 330         | mW                   |
|                                                                                       |           | 4.4         | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Junction Temperature Range                                                            | $T_J$     | -40 to +100 | $^\circ\text{C}$     |
| Ambient Operating Temperature Range                                                   | $T_A$     | -40 to +85  | $^\circ\text{C}$     |
| Storage Temperature Range                                                             | $T_{stg}$ | -40 to +150 | $^\circ\text{C}$     |
| Soldering Temperature (10 s)                                                          | -         | 260         | $^\circ\text{C}$     |

(1) Isolation surge voltage,  $V_{ISO}$ , is an internal device dielectric breakdown rating.

### COUPLER SCHEMATIC



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

| Characteristic                                      | Symbol | Min | Typ  | Max | Unit          |
|-----------------------------------------------------|--------|-----|------|-----|---------------|
| <b>LED CHARACTERISTICS</b>                          |        |     |      |     |               |
| Reverse Leakage Current<br>( $V_R = 3.0\text{ V}$ ) | $I_R$  | —   | 0.05 | 100 | $\mu\text{A}$ |
| Forward Voltage<br>( $I_F = 30\text{ mA}$ )         | $V_F$  | —   | 1.3  | 1.5 | Volts         |

DETECTOR CHARACTERISTICS ( $I_F = 0$  unless otherwise noted)

|                                                                              |           |   |     |     |                        |
|------------------------------------------------------------------------------|-----------|---|-----|-----|------------------------|
| Peak Blocking Current, Either Direction<br>(Rated $V_{DRM}$ , Note 1)        | $I_{ORM}$ | — | 10  | 100 | $\mu\text{A}$          |
| Peak On State Voltage, Either Direction<br>( $I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$ ) | $V_{TM}$  | — | 1.8 | 3.0 | Volts                  |
| Critical Rate of Rise of Off State Voltage                                   | $dv/dt$   | — | 100 | —   | $\text{V}/\mu\text{s}$ |

## COUPLED CHARACTERISTICS

|                                                                                                  |                    |          |   |     |          |               |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------|----------|---|-----|----------|---------------|
| LED Trigger Current, Current Required to Latch Output<br>(Main Terminal Voltage = 3.0 V, Note 2) | MOC3030<br>MOC3031 | $I_{FT}$ | — | —   | 30<br>15 | $\text{mA}$   |
| Holding Current, Either Direction                                                                |                    | $I_H$    | — | 100 | —        | $\mu\text{A}$ |

## ZERO CROSSING CHARACTERISTICS

|                                                                                                           |          |   |     |     |               |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|---|-----|-----|---------------|
| Inhibit Voltage<br>( $I_F = \text{Rated } I_{FT}$ , MT1-MT2 Voltage above which device will not trigger.) | $V_{IH}$ | — | 15  | 25  | Volts         |
| Leakage in Inhibited State<br>( $I_F = \text{Rated } I_{FT}$ , Rated $V_{DRM}$ , Off State)               | $I_R$    | — | 100 | 200 | $\mu\text{A}$ |

Note 1. Test voltage must be applied within  $dv/dt$  rating.

Note 2. All devices are guaranteed to trigger at an  $I_F$  value less than or equal to max  $I_{FT}$ . Therefore, recommended operating  $I_F$  lies between max  $I_{FT}$  (30 mA for MOC3030, 15 mA for MOC3031) and absolute max  $I_F$  (50 mA).

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

FIGURE 1 — ON-STATE CHARACTERISTICS

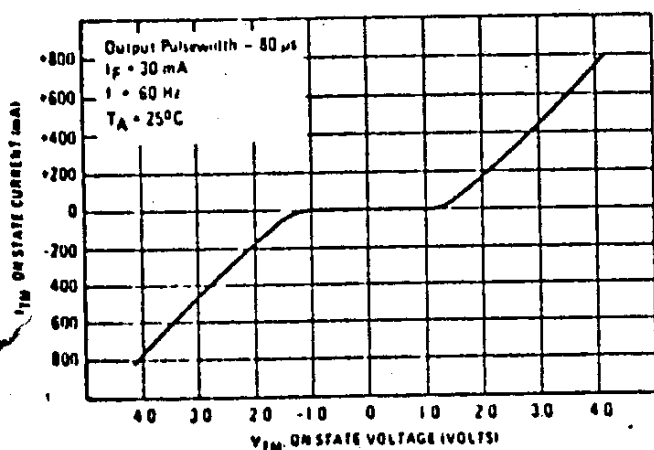


FIGURE 2 — TRIGGER CURRENT versus TEMPERATURE

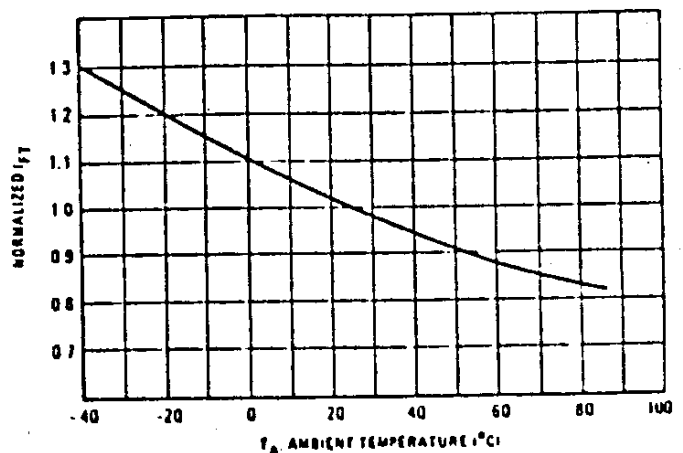
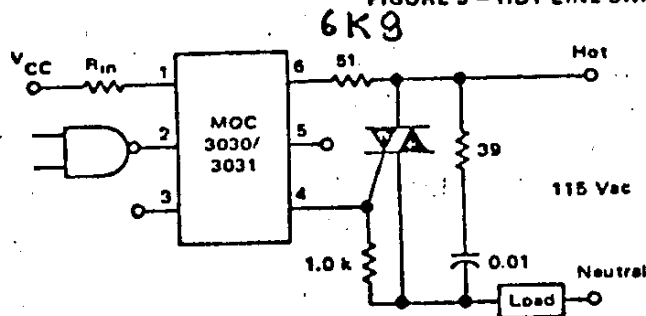


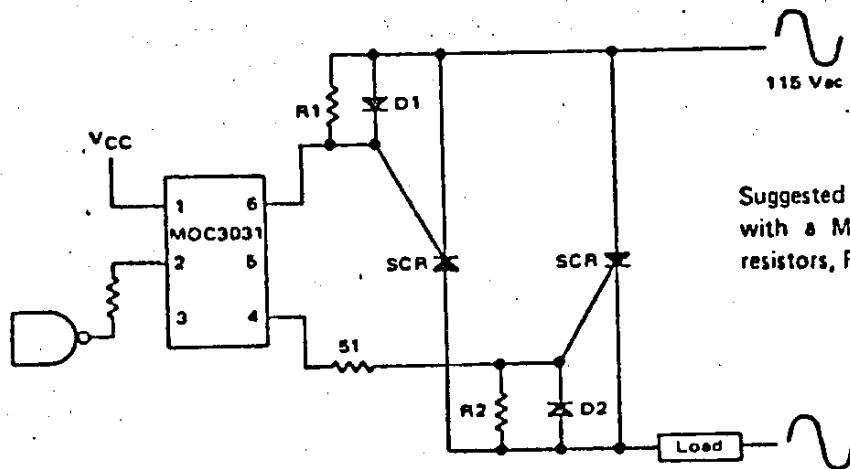
FIGURE 3 - HOT-LINE SWITCHING APPLICATION CIRCUIT



Typical circuit for use when hot line switching is required. In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or neutral side. The load may be connected to either the neutral or hot line.

$R_{in}$  is calculated so that  $I_F$  is equal to the rated  $I_{FT}$  of the part, 15 mA for the MOC3031 or 30 mA for the MOC3030. The 39 ohm resistor and 0.01  $\mu F$  capacitor are for snubbing of the triac and may or may not be necessary, depending upon the particular triac and load used.

FIGURE 4 - INVERSE-PARALLEL SCR DRIVER CIRCUIT



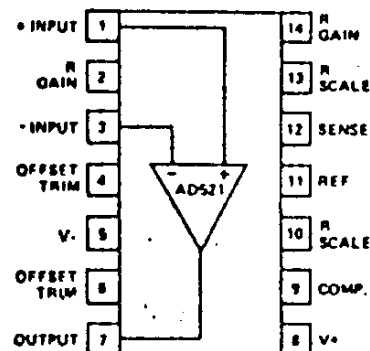
Suggested method of firing two, back-to-back SCR's, with a Motorola triac driver. Diodes can be 1N4001; resistors,  $R_1$  and  $R_2$ , are optional 1 k ohm.

When operating in environments subject to high-line transients, it is suggested that an appropriate transient suppressor be used.

### FEATURES

- Programmable Gains from 0.1 to 1000
- Differential Inputs
- High CMRR: 110dB min
- Low Drift:  $2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  max (L)
- Complete Input Protection, Power ON and Power OFF
- Functionally Complete with the Addition of Two Resistors
- Internally Compensated
- Gain Bandwidth Product: 40MHz
- Output Current Limited: 25mA
- Very Low Noise:  $0.5\mu\text{V}$  p-p, 0.1Hz to 10Hz, RTI @ G = 1000
- Extremely Low Cost

### AD521 FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



TO-116

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD521 is a second generation, low cost, monolithic IC instrumentation amplifier developed by Analog Devices. As a precision instrumentation amplifier, the AD521 is a gain block with differential inputs and an accurately programmable input/output gain relationship.

The AD521 IC instrumentation amplifier should not be confused with an operational amplifier, although several manufacturers (including Analog Devices) offer op amps which can be used as building blocks in variable gain instrumentation amplifier circuits. Op amps are general-purpose components which, when used with precision-matched external resistors, can perform the instrumentation amplifier function.

An instrumentation amplifier is a precision differential voltage-gain device optimized for operation in a real world environment, and is intended to be used wherever acquisition of a useful signal is difficult. It is characterized by high input impedance, balanced differential inputs, low bias currents and high CMR.

As a complete instrumentation amplifier, the AD521 requires only two resistors to set its gain to any value between 0.1 and 1000. The ratio matching of these resistors does not affect the high CMRR (up to 120dB) or the high input impedance ( $3 \times 10^9 \Omega$ ) of the AD521. Furthermore, unlike most operational amplifier-based instrumentation amplifiers, the inputs are protected against overvoltages up to  $\pm 15$  volts beyond the supplies.

The AD521 IC instrumentation amplifier is available in four different versions of accuracy and operating temperature range. The economical "J" grade, the low drift "K" grade, and the higher drift, higher linearity "L" grade are specified from 0 to  $70^\circ\text{C}$ . The "S" grade guarantees performance to specification over the full MIL-temperature range:  $-55^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$  and is available screened to MIL-STD-883, Class B. All versions are packaged in a hermetic 14-pin DIP.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD521 is a true instrumentation amplifier in integrated circuit form, offering the user performance comparable to many modular instrumentation amplifiers at a fraction of the cost.
2. The AD521 has low guaranteed input offset voltage drift ( $2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  for L grade) and low noise for precision, high gain applications.
3. The AD521 is functionally complete with the addition of two resistors. Gain can be preset from 0.1 to more than 1000.
4. The AD521 is fully protected for input levels up to 15V beyond the supply voltages and 30V differential at the inputs.
5. Internally compensated for all gains, the AD521 also offers the user the provision for limiting bandwidth.
6. Offset nulling can be achieved with an optional trim pot.
7. The AD521 offers superior dynamic performance with a gain-bandwidth product of 40MHz, full peak response of 100kHz (independent of gain) and a settling time of 5 $\mu\text{s}$  to 0.1% of a 10V step.

# SPECIFICATIONS (typical @ $V_S = \pm 15V$ , $R_L = 2k\Omega$ and $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

| MODEL                                                                                     | AD521JD                                                                      | AD521KD                                                                    | AD521LD                                         | AD521SD<br>(AD521SD/8838)         |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------|-----------------------------------|
| <b>GAIN</b>                                                                               |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Range (for Specified Operation, Note 1)                                                   | 1 to 1000                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Equation                                                                                  | $G = R_5/R_G V/V$                                                            | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Error from Equation                                                                       | ( $\pm 0.25 - 0.004G$ )%                                                     | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Nonlinearity (Note 2)                                                                     | $1/G \leq 1000$                                                              | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Gain Temperature Coefficient                                                              | 0.2% max<br>$\pm (1 \pm 0.05G) ppm/^\circ C$                                 | •                                                                          | 0.1% max                                        | $\pm (1 \pm 0.4G) ppm/^\circ C$   |
| <b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>                                                             |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Rated Output                                                                              | $\pm 10V$ , $\pm 10mA$ min                                                   | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Output at Maximum Operating Temperature                                                   | $\pm 10V$ @ $5mA$ min                                                        | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Impedance                                                                                 | 0.1 $\Omega$                                                                 | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>DYNAMIC RESPONSE</b>                                                                   |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| <b>Small Signal Bandwidth (±3dB)</b>                                                      |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| $G = 1$                                                                                   | > 2MHz                                                                       | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 10$                                                                                  | 300kHz                                                                       | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 100$                                                                                 | 200kHz                                                                       | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 1000$                                                                                | 40kHz                                                                        | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Small Signal, ±1.0% Flatness</b>                                                       |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| $G = 1$                                                                                   | 73kHz                                                                        | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 10$                                                                                  | 26kHz                                                                        | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 100$                                                                                 | 24kHz                                                                        | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 1000$                                                                                | 6kHz                                                                         | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Full Peak Response (Note 3)                                                               | 100kHz                                                                       | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Slew Rate, $1 \leq G \leq 1000$                                                           | 10V/ $\mu s$                                                                 | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Settling Time (any 10V step to within 10mV of Final Value)</b>                         |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| $G = 1$                                                                                   | 7 $\mu s$                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 10$                                                                                  | 9 $\mu s$                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 100$                                                                                 | 10 $\mu s$                                                                   | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 1000$                                                                                | 35 $\mu s$                                                                   | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Differential Overload Recovery (±10V Input to within 10mV of Final Value) (Note 4)</b> |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| $G = 1000$                                                                                | 50 $\mu s$                                                                   | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Common Mode Step Recovery (±10V Input to within 10mV of Final Value) (Note 5)</b>      |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| $G = 1000$                                                                                | 10 $\mu s$                                                                   | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>VOLTAGE OFFSET (may be nulled)</b>                                                     |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| <b>Input Offset Voltage (<math>V_{OS}</math>)</b>                                         |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| vs. Temperature                                                                           | 3mV max (2mV typ)<br>15 $\mu V/^\circ C$ max (7 $\mu V/^\circ C$ typ)        | 1.5mV max (0.5mV typ)<br>5 $\mu V/^\circ C$ max (1.5 $\mu V/^\circ C$ typ) | 1.0mV max (0.5mV typ)<br>2 $\mu V/^\circ C$ max | ••                                |
| vs. Supply                                                                                | 3 $\mu V/V$                                                                  | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Output Offset Voltage (<math>V_{OSD}</math>)</b>                                       |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| vs. Temperature                                                                           | 400mV max (200mV typ)<br>400 $\mu V/^\circ C$ max (150 $\mu V/^\circ C$ typ) | 200mV max (10mV typ)<br>150 $\mu V/^\circ C$ max (50 $\mu V/^\circ C$ typ) | 100mV max<br>75 $\mu V/^\circ C$ max            | ••                                |
| vs. Supply (Note 6)                                                                       | 0.003 $V_{OH}/V$                                                             | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>INPUT CURRENTS</b>                                                                     |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| <b>Input Bias Current (either input)</b>                                                  |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| vs. Temperature                                                                           | 80nA max<br>1nA/ $^\circ C$ max                                              | 40nA max<br>500pA/ $^\circ C$ max                                          | ••                                              | ••                                |
| vs. Supply                                                                                | 2 $\mu V$                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Input Offset Current</b>                                                               |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| vs. Temperature                                                                           | 20nA max<br>250pA/ $^\circ C$ max                                            | 10nA max<br>125pA/ $^\circ C$ max                                          | ••                                              | ••                                |
| <b>INPUT</b>                                                                              |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Differential Input Impedance (Note 7)                                                     | $1 \times 10^9 \Omega$    8pF                                                | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Common Mode Input Impedance (Note 8)                                                      | $6 \times 10^8 \Omega$    3.0pF                                              | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Input Voltage Range for Specified Performance (with respect to ground)</b>             |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
|                                                                                           | $\pm 10V$                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>Maximum Voltage without Damage to Unit, Power ON or OFF Differential Mode (Note 9)</b> |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| vs. either input (Note 9)                                                                 | 30V                                                                          | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Common Mode Rejection Ratio, DC to 60Hz with 1k $\Omega$ source unbalance                 | $V_S \pm 15V$                                                                | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| $G = 1$                                                                                   | 70dB min (74dB typ)                                                          | 74dB min (80dB typ)                                                        | ••                                              | ••                                |
| $G = 10$                                                                                  | 90dB min (94dB typ)                                                          | 94dB min (100dB typ)                                                       | ••                                              | ••                                |
| $G = 100$                                                                                 | 100dB min (104dB typ)                                                        | 104dB min (114dB typ)                                                      | ••                                              | ••                                |
| $G = 1000$                                                                                | 100dB min (110dB typ)                                                        | 110dB min (120dB typ)                                                      | ••                                              | ••                                |
| <b>NOISE</b>                                                                              |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Voltage RTO (p-p) @ 0.1Hz to 10Hz (Note 10)                                               | $\sqrt{(0.5G)^2 + (225)^2} \mu V$                                            | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| RMS RTO, 10Hz to 10kHz                                                                    | $\sqrt{(1.2G)^2 + (30)^2} \mu V$                                             | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Input Current, rms, 10Hz to 10kHz                                                         | 15pA (rms)                                                                   | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>REFERENCE TERMINAL</b>                                                                 |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Bias Current                                                                              | 3 $\mu A$                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Input Resistance                                                                          | 10M $\Omega$                                                                 | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Voltage Range                                                                             | $\pm 10V$                                                                    | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Gain to Output                                                                            | 1                                                                            | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>POWER SUPPLY</b>                                                                       |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Operating Voltage Range                                                                   | ±5V to ±18V                                                                  | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Quiescent Supply Current                                                                  | 3mA max                                                                      | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| <b>TEMPERATURE RANGE</b>                                                                  |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
| Specified Performance                                                                     | 0 to +70 $^\circ C$                                                          | •                                                                          | •                                               | •                                 |
| Operating                                                                                 | -25 $^\circ C$ to +85 $^\circ C$                                             | •                                                                          | •                                               | -35 $^\circ C$ to +125 $^\circ C$ |
| Storage                                                                                   | -65 $^\circ C$ to +150 $^\circ C$                                            | •                                                                          | •                                               | -35 $^\circ C$ to +125 $^\circ C$ |
| <b>PACKAGE OPTION: 1 TO-118 Style (D14A)</b>                                              |                                                                              |                                                                            |                                                 |                                   |
|                                                                                           | AD521JD                                                                      | AD521KD                                                                    | AD521LD                                         | AD521SD                           |

See Section 20 for package outline information.

Specifications same as AD521JD

Specifications same as AD521KD.

Specifications subject to change without notice.

## NOTES:

1. Gains below 1 and above 1000 are realized by simply adjusting the gain setting resistors. For best results, voltage at either input should be restricted to  $\pm 10V$  for gains equal to or less than 1.
2. Nonlinearity is defined as the ratio of the deviation from the "best straight line" through a full scale output range of  $\pm 9$  volts. With a combination of high gain and  $\pm 10$  volt output swing, distortion may increase to as much as 0.3%.
3. Full Peak Response is the frequency below which a typical amplifier will produce full output swing.
4. Differential Overload Recovery is the time it takes the amplifier to recover from a pulsed 30V differential input with 15V of common mode voltage, to within 10mV of final value. The test input is a 30V, 10 $\mu$ s pulse at a 1kHz rate. (When a differential signal of greater than 11V is applied between the inputs, transistor clamps are activated which drop the excess input voltage across internal input resistors. If a continuous overload is maintained, power dissipated in these resistors causes temperature gradients and a corresponding change in offset voltage, as well as added thermal time constant, but will not damage the device.)
5. Common Mode Step Recovery is the time it takes the amplifier to recover from a 30V common mode input with zero volts of differential signal to within 10mV of final value. The test input is 30V, 10 $\mu$ s pulse at a 1kHz rate. (When a common mode signal greater than  $V_S - 0.5V$  is applied to the inputs, transistor clamps are activated which drop the excessive input voltage across internal input resistors. Power dissipated in these resistors causes temperature gradients and a corresponding change in offset voltage, as well as an added thermal time constant, but will not damage the device.)
6. Output Offset Voltage versus Power Supply Change is a constant 0.005 times the unnull'd output offset per percent change in either power supply. If the output offset is nulled, the output offset change versus supply change is substantially reduced.
7. Differential Input Impedance is the impedance between the two inputs.
8. Common Mode Input Impedance is the impedance from either input to the power supplies.

9. Maximum Input Voltage (differential or at either input) is 30V when using  $\pm 15V$  supplies. A more general specification is that neither input may exceed either supply (even when  $V_S = 0$ ) by more than 15V and that the difference between the two inputs must not exceed 30V. (See also Notes 4 and 5.)

10. 0.1Hz to 10Hz Peak-to-Peak Voltage Noise is defined as the maximum peak-to-peak voltage noise observed during 2 of 3 separate 10 second periods with the test circuit of Figure 10.

## DESIGN PRINCIPLE

Figure 1 is a simplified schematic of the AD521. A differential input voltage,  $V_{IN}$ , appears across  $R_G$  causing an imbalance in the currents through  $Q_1$  and  $Q_2$ ,  $\Delta I = V_{IN}/R_G$ . That imbalance is forced to flow in  $R_S$  because the collector currents of  $Q_3$  and  $Q_4$  are constrained to be equal by their biasing (current mirror). These conditions can only be satisfied if the differential voltage across  $R_S$  (and hence the output voltage of the AD521) is equal to  $\Delta I \times R_S$ . The feedback amplifier,  $A_{FB}$

performs that function. Therefore,  $V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_G} \times R_S$  or  $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_S}{R_G}$ .

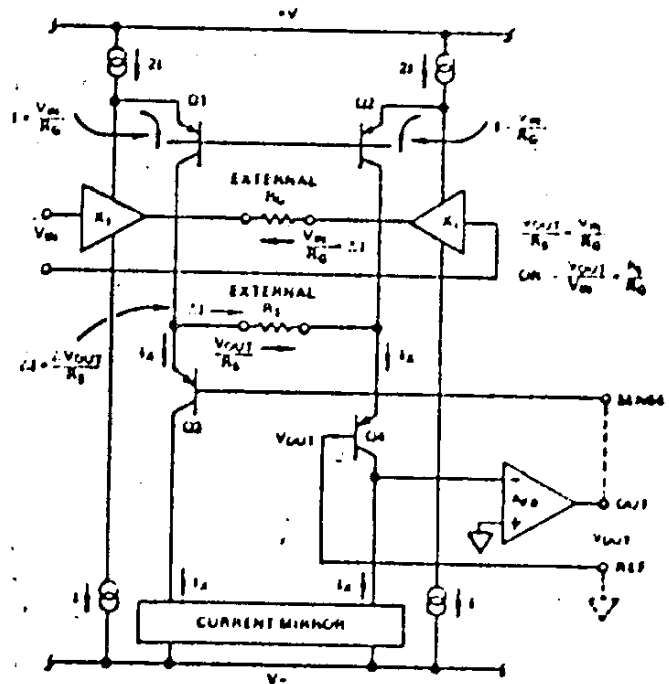


Figure 1. Simplified AD521 Schematic

## APPLICATION NOTES FOR THE AD521

These notes ensure the AD521 will achieve the high level of performance necessary for many diversified IA applications.

1. Gains below 1 and above 1000 are realized by adjusting the gain setting resistors as shown in Figure 2 (the resistor,  $R_S$  between pins 10 and 13 should remain  $100k\Omega \pm 15\%$ , see application note 3). For best results, the input voltage should be restricted to  $\pm 10V$  especially for gain equal to or less than 1.
2. Provide a return path to ground for input bias currents. The AD521 is an instrumentation amplifier, not an isolation amplifier. When using a thermocouple or other "floating" source, this return path may be provided directly to ground or indirectly through a resistor to ground from pins 1 and/or 3, as shown in Figure 3. If the return path is not provided, bias currents will cause the output to saturate. The value of the resistor may be determined by dividing the maximum allowable common mode voltage for the application by the bias current of the instrumentation amplifier.

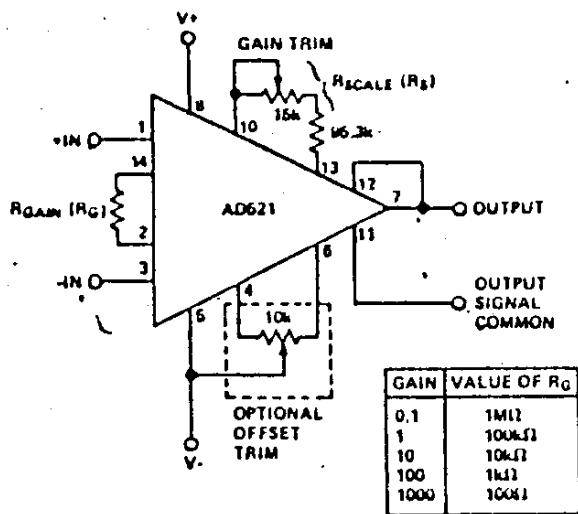
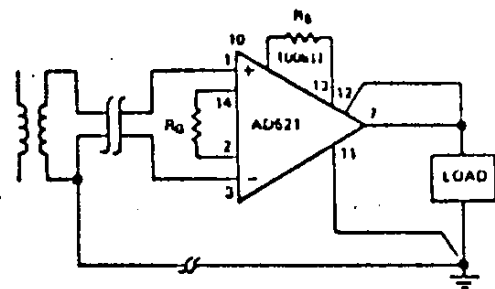
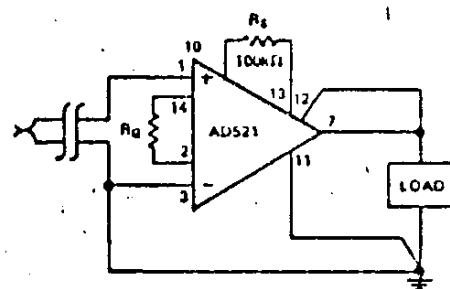


Figure 2. Operating Connections for AD521

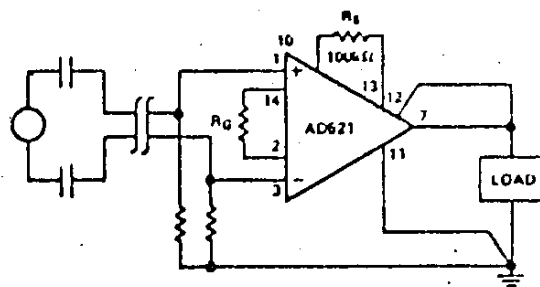
3. The resistors between pins 10 and 13, ( $R_{SCALE}$ ) must equal  $100k\Omega \pm 15\%$  (Figure 2). If  $R_{SCALE}$  is too low (below  $85k\Omega$ ) the output swing of the AD521 is reduced. At values below  $80k\Omega$  and above  $120k\Omega$  the stability of the AD521 may be impaired.
4. Do not exceed the allowable input signal range. The linearity of the AD521 decreases if the inputs are driven within 5 volts of the supply rails, particularly when the device is used at a gain less than 1. To avoid this possibility, attenuate the input signal through a resistive divider network and use the AD521 as a buffer, as shown in Figure 4. The resistor  $R/2$  matches the impedance seen by both AD521 inputs so that the voltage offset caused by bias currents will be minimized.



a). Transformer Coupled, Direct Return

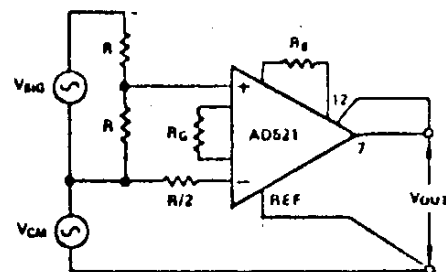


b). Thermocouple, Direct Return



c). AC Coupled, Indirect Return

Figure 3. Ground Returns for "Floating" Transducers



1. INCREASE  $R_D$  TO PICK UP GAIN LOST BY  $R$  DIVIDER NETWORK
2. INPUT SIGNAL MUST BE REDUCED IN PROPORTION TO POWER SUPPLY VOLTAGE LEVEL

Figure 4. Operating Conditions for  $V_{IN} \approx V_S = 10V$

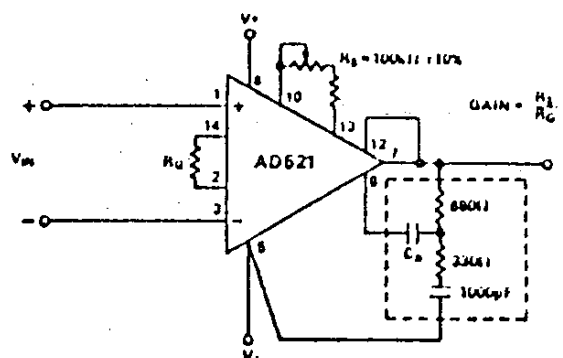
5. Use the compensation pin (pin 9) and the applicable compensation circuit when the amplifier is required to drive a capacitive load. It is worth mentioning that coaxial cables can "invisibly" provide such capacitance since many popular coaxial cables display capacitance in the vicinity of 30pF per foot.

This compensation (bandwidth control) feature permits the user to fit the response of the AD521 to the particular application as illustrated by Figure 5. In cases of extremely high load capacitance the compensation circuit may be changed as follows:

1. Reduce 680Ω to 24Ω
2. Reduce 330Ω to 7.5Ω
3. Increase 1000pF to 0.1μF
4. Set  $C_X$  to 1000pF if no compensation was originally used. Otherwise, do not alter the original value.

This allows stable operation for load capacitances up to 3000pF, but limits the slew rate to approximately 0.16V/μs.

6. Signals having frequency components above the Instrumentation Amplifier's output amplifier closed-loop bandwidth will be transmitted from V- to the output with little or no attenuation. Therefore, it is advisable to decouple the V- supply line to the output common or to pin 11.<sup>1</sup>



$$C_X = \frac{1}{100\pi f_t} \text{ when } f_t \text{ is the desired bandwidth.}$$

( $f_t$  in kHz,  $C_X$  in μF)

Figure 5. Optional Compensation Circuit

#### INPUT OFFSET AND OUTPUT OFFSET

When specifying offsets and other errors in an operational amplifier, it is often convenient to refer these errors to the inputs. This enables the user to calculate the maximum error he would see at the output with any gain or circuit configuration. An op amp with 1mV of input offset voltage, for example, would produce 1V of offset at the output in a gain of 1000 configuration.

In the case of an instrumentation amplifier, where the gain is controlled in the amplifier, it is more convenient to separate

errors into two categories. Those errors which simply add to the output signal and are unaffected by the gain can be classified as output errors. Those which act as if they are associated with the input signal, such that their effect at the output is proportional to the gain, can be classified as input errors.

As an illustration, a typical AD521 might have a +30mV output offset and a -0.7mV input offset. In a unity gain configuration the total output offset would be +29.3mV or the sum of the two. At a gain of 100, the output offset would be -40mV or:  $30\text{mV} + 100(-0.7\text{mV}) = -40\text{mV}$ .

By separating these errors, one can evaluate the total error independent of the gain settings used, similar to the situation with the input offset specifications on an op amp. In a given gain configuration, both errors can be combined to give a total error referred to the input (R.T.I.) or output (R.T.O.) by the following formula:

$$\text{Total Error R.T.I.} = \text{input error} + (\text{output error}/\text{gain})$$

$$\text{Total Error R.T.O.} = (\text{Gain} \times \text{input error}) + \text{output error}$$

The offset trim adjustment (pins 4 and 6, Figure 2) is associated primarily with the output offset. At any gain it can be used to introduce an output offset equal and opposite to the input offset voltage multiplied by the gain. As a result, the total output offset can be reduced to zero.

As shown in Figure 6, the gain range on the AD521 can be extended considerably by adding an attenuator in the sense terminal feedback path (as well as adjusting the ratio,  $R_B/R_G$ ). Since the sense terminal is the inverting input to the output amplifier, the additional gain to the output is controlled by  $R_1$  and  $R_2$ . This gain factor is  $1 + R_2/R_1$ .

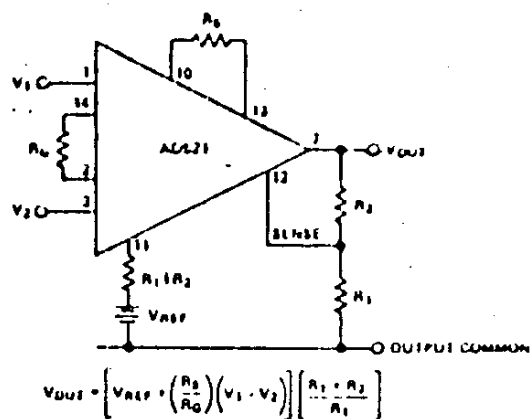


Figure 6. Circuit for utilizing some of the unique features of AD521. Note that gain changes introduced by changing  $R_1$  and  $R_2$  will have a minimum effect on output offset if the offset is carefully nulled at the highest gain setting.

<sup>1</sup> For further details, refer to "An I.C. User's Guide to Decoupling, Grounding, and Making Things Go Right for a Change," by A. Paul Brokaw. This application note is available from Analog Devices.

Where offset errors are critical, a resistor equal to the parallel combination of  $R_1$  and  $R_2$  should be placed between pin 11 and  $V_{REF}$ . This minimizes the offset errors resulting from the input current flowing in  $R_1$  and  $R_2$  at the sense terminal. Note that gain changes introduced by changing the  $R_1/R_2$  attenuator will have a minimum effect on output offset if the offset is carefully nulled at the highest gain setting.

When a predetermined output offset is desired,  $V_{REF}$  can be placed in series with pin 11. This offset is then multiplied by the gain factor  $1 + R_2/R_1$  as shown in the equation of Figure 6.

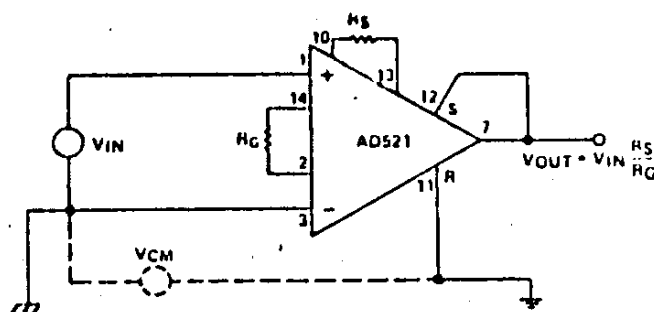


Figure 7. Ground loop elimination. The reference input, Pin 11, allows remote referencing of ground potential. Differences in ground potentials are attenuated by the high CMRR of the AD521.

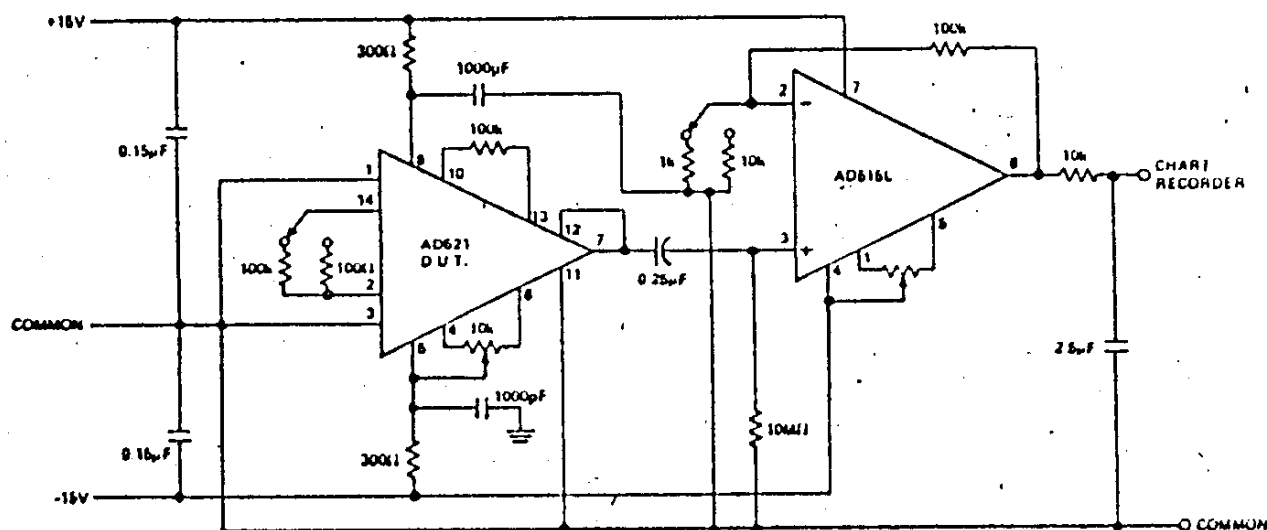


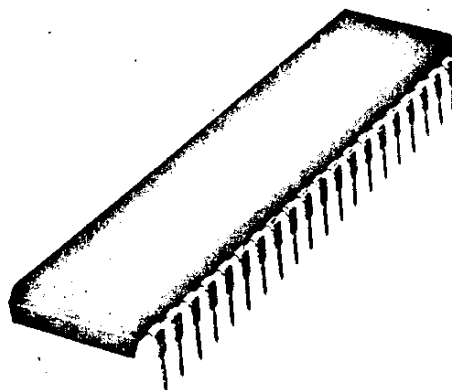
Figure 8. Test circuit for measuring peak to peak noise in the bandwidth 0.1Hz to 10Hz. Typical measurements are found by reading the maximum peak to peak voltage noise of the device under test (D.U.T.) for 3 observation periods of 10 seconds each.



# CMOS 12-Bit Plus Sign Monolithic A/D Converter

## FEATURES

- 12-Bit Binary with Polarity and Overrange
- Accuracy  $\pm 1\text{LSB}$
- Microprocessor Compatible
- Ratiometric Operation
- Low Power Dissipation
- Low Cost



## GENERAL DESCRIPTION

The AD7552 is a 12-bit plus sign and overrange monolithic CMOS analog to digital converter. The "Quad Slope" conversion algorithm (Analog Devices patent No. 3872466) converts any offset voltages due to the integrator, comparator etc. to a digital number and subsequently reduces the total system drift error to a second order effect.

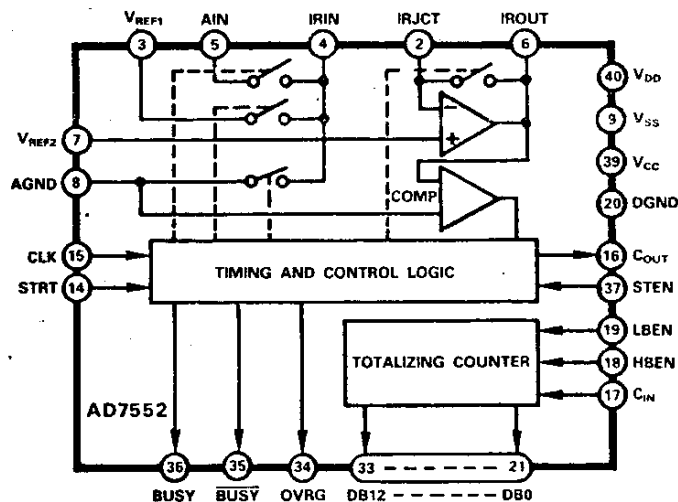
The AD7552 parallel output data lines have three-state logic and are microprocessor compatible. Separate enable lines control the lower eight LSBs (low byte enable) and the five MSBs (high byte enable). An overrange flag is also available which together with the BUSY and BUSY flags can be interrogated through the STATUS ENABLE providing easy microprocessor interface.

## PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The output data (12-bits plus sign) may be directly accessed under control of two byte enable signals for a simple parallel bus interface. The overrange and converter busy signals are accessed by a status enable signal.
2. The AD7552 conversion time is approximately 160ms with a 250kHz clock.
3. Serial count out available for isolated A/D conversion via opto-isolators.
4. A conversion start can be controlled by an externally applied signal or, with the addition of a capacitor, the converter can be made to self start.

5. For most applications, the AD7552 needs only three resistors, one capacitor, and a reference voltage since the integrating amplifier, comparator, switches and digital logic are all on the CMOS chip.

## FUNCTIONAL DIAGRAM



Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

P.O. Box 280; Norwood, Massachusetts 02062 U.S.A.  
Tel: 617/329-4700  
Telex: 924491  
Twx: 710/394-6577  
Cables: ANALOG NORWOODMASS

# SPECIFICATIONS

( $V_{DD} = +12V$ ,  $V_{CC} = +5V$ ,  $V_{SS} = -5V$ ,  $V_{REF1} = +4.25V$  unless otherwise noted)<sup>1</sup>

| Parameter                                                    | $T_A = +25^\circ C$ | $T_A = 0 \text{ to } +70^\circ C$ | Units           | Conditions/Comments                                                                                     |
|--------------------------------------------------------------|---------------------|-----------------------------------|-----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>ACCURACY</b>                                              |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| Resolution                                                   | 12-bits plus sign   | 12-bits plus sign                 |                 | $\pm 4096$ counts, binary 2's complement coding                                                         |
| Accuracy of Reading (Including Noise)                        | $\pm 1$             | $\pm 1$                           | Counts max      | $f_{CLK} = 250kHz$ , $R1 = 1.8M\Omega$ , $C1 = 0.01\mu F$<br>95% of conversions meet this specification |
| Noise (Flicker)                                              | $\pm 1$             | $\pm 1$                           | Counts max      | From nominal reading, not exceeded 95% of time                                                          |
|                                                              | $\pm 2$             | $\pm 2$                           | Counts max      | From nominal reading, not exceeded 99% of time                                                          |
| <b>ANALOG INPUTS</b>                                         |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| AIN (pin 5) Input Resistance <sup>2</sup>                    | R1                  | R1                                | M $\Omega$ min  | R1 is the external integrating resistor                                                                 |
| $V_{REF1}$ (pin 3) Input Resistance <sup>2</sup>             | R1                  | R1                                | M $\Omega$ min  | connected between IROUT and IRJCT                                                                       |
| $V_{REF2}$ (pin 7) Leakage Current                           | 1                   | 10                                | nA typ          |                                                                                                         |
| <b>DIGITAL INPUTS</b>                                        |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| CIN (pin 17), HBEN (pin 18),<br>LBEN (pin 19), STEN (pin 37) |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| $V_{IL}$                                                     | +0.8                | +0.8                              | V max           | $V_{CC} = +5V$                                                                                          |
| $V_{IH}$                                                     | +2.4                | +2.4                              | V min           |                                                                                                         |
| $V_{IL}$                                                     | +1.2                | +1.2                              | V max           | $V_{CC} = +12V$ ( $V_{IL} = 10\%$ of $V_{CC}$ )                                                         |
| $V_{IH}$                                                     | +10.8               | +10.8                             | V min           | ( $V_{IH} = 90\%$ of $V_{CC}$ )                                                                         |
| $I_{IL}, I_{IH}$                                             | 1                   | 1                                 | $\mu A$ max     | $V_{CC} = +5V$ to $+12V$                                                                                |
| START (pin 14)                                               |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| $V_{IL}$                                                     | +0.8                | +0.8                              | V max           | $V_{CC} = +5V$ to $V_{DD}$                                                                              |
| $V_{IH}$                                                     | +3.0                | +3.0                              | V min           |                                                                                                         |
| $I_{IL}$                                                     | -5/-50              | -5/-50                            | $\mu A$ typ/max | $V_{CC} = +5V$ to $V_{DD}$ , BUSY (pin 36) = $V_{OL}$                                                   |
| $I_{IH}$                                                     | +0.5/+2.0           | +0.5/+2.0                         | mA typ/max      | $V_{CC} = +5V$ to $V_{DD}$ , BUSY (pin 36) = $V_{OH}$                                                   |
| CLOCK (pin 15)                                               |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| $V_{IL}$                                                     | +0.8                | +0.8                              | V max           | $V_{CC} = +5V$                                                                                          |
| $V_{IH}$                                                     | +3.0                | +3.0                              | V min           |                                                                                                         |
| $V_{IL}$                                                     | +1.2                | +1.2                              | V max           | $V_{CC} = +12V$ ( $V_{IL} = 10\%$ of $V_{CC}$ )                                                         |
| $V_{IH}$                                                     | +10.8               | +10.8                             | V min           | ( $V_{IH} = 90\%$ of $V_{CC}$ )                                                                         |
| $I_{IL}$                                                     | -0.1/-1.0           | -0.1/-1.0                         | mA typ/max      | $V_{IN} = V_{IL}$ ; $V_{CC} = +5V$ to $+12V$                                                            |
| $I_{IH}$                                                     | +0.1/+1.0           | +0.1/+1.0                         | mA typ/max      | $V_{IN} = V_{IH}$ ; $V_{CC} = +5V$ to $+12V$                                                            |
| <b>DIGITAL OUTPUTS</b>                                       |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| $C_{OUT}$ (pin 16), OVRG (pin 34)                            |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| BUSY (pin 35), BUSY (pin 36) and<br>DB0-DB12 (pins 21-33)    |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| $V_{OL}$                                                     | +0.8                | +0.8                              | V max           | $V_{CC} = +5V$ , $I_{SINK} = 1.6mA$                                                                     |
| $V_{OH}$                                                     | +4.0                | +4.0                              | V min           | $V_{CC} = +5V$ , $I_{SOURCE} = 40\mu A$                                                                 |
| $V_{OL}$                                                     | +1.2                | +1.2                              | V max           | $V_{CC} = +12V$ , $I_{SINK} = 1.6mA$                                                                    |
| $V_{OH}$                                                     | +10.8               | +10.8                             | V min           | $V_{CC} = +12V$ , $I_{SOURCE} = 0.6mA$                                                                  |
| Capacitance per Pin <sup>3</sup>                             | 5                   | 5                                 | pF typ          | Outputs in high impedance state                                                                         |
| Leakage per Pin                                              | 1                   | 1                                 | $\mu A$ max     | Outputs in high impedance state                                                                         |
| <b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>                                   |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| Conversion Time                                              | 160                 | 160                               | ms typ          | $R1 = 1.8M\Omega$ , $C1 = 0.01\mu F$ , $f_{CLK} = 250kHz$                                               |
| Propagation Delays <sup>3</sup>                              |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| STEN to BUSY, BUSY, or OVRG                                  | 400                 | 700                               | ns max          | Typically 250ns at $+25^\circ C$ (see next page)<br>Flag load = 20pF                                    |
| LBEN to DB0-DB7                                              | 300                 | 500                               | ns max          | Typically 160ns at $+25^\circ C$ (see next page)<br>DB0-DB7 load = 20pF                                 |
| HBEN to DB8-DB12                                             | 300                 | 500                               | ns max          | Typically 160ns at $+25^\circ C$ (see next page)<br>DB8-DB12 load = 20pF                                |
| STRT Pulse Width                                             | 300                 | 500                               | ns min          | Typically 220ns at $+25^\circ C$<br>$V_{IN}(STRT) = 0$ to $+3V$                                         |
| <b>POWER SUPPLIES</b>                                        |                     |                                   |                 |                                                                                                         |
| $V_{DD}$                                                     | +10/+12             | +10/+12                           | V min/max       |                                                                                                         |
| $V_{SS}$                                                     | -5/-12              | -5/-12                            | V min/max       |                                                                                                         |
| $V_{CC}$                                                     | +5/ $V_{DD}$        | +5/ $V_{DD}$                      | V min/max       |                                                                                                         |
| $I_{DD}$                                                     | 0.8/2               | 0.8/2                             | mA typ/max      | STRT (pin 14) held HIGH,                                                                                |
| $I_{SS}$                                                     | 0.3/2               | 0.3/2                             | mA typ/max      | digital outputs floating.                                                                               |
| $I_{CC}$                                                     | 0.1/1               | 0.1/1                             | mA typ/max      | $V_{CC} = +5V$                                                                                          |
|                                                              | 0.5/2               | 0.5/2                             | mA typ/max      | $V_{CC} = +12V$                                                                                         |

## NOTES

<sup>1</sup>Full scale voltage =  $\pm V_{REF1} = 2.125$ . For  $V_{REF1} = +4.25V$  FS voltage is  $\pm 2.00V$ .

<sup>2</sup>The equivalent input circuit is the integrator resistor R1 in series with a voltage source

$V_{REF2} = V_{REF1}/2$ , see Figure 1.

<sup>3</sup>Guaranteed but not tested.

Specifications subject to change without notice.

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\*

( $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

|                  |                     |
|------------------|---------------------|
| $V_{DD}$ to AGND | 0V, +14V            |
| $V_{DD}$ to DGND | 0V, +14V            |
| $V_{SS}$ to AGND | 0V, -14V            |
| $V_{SS}$ to DGND | 0V, -14V            |
| AGND to DGND     | 0V, +14V            |
| $V_{CC}$ to DGND | 0V, $V_{DD}$        |
| $V_{REF1}$       | $V_{SS}$ , $V_{DD}$ |
| $V_{REF2}$       | AGND, $V_{DD}$      |
| AIN              | $V_{SS}$ , $V_{DD}$ |
| IRIN             | $V_{SS}$ , $V_{DD}$ |
| IRJCT            | AGND, $V_{DD}$      |

\*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other condition above

|                                                     |                                             |
|-----------------------------------------------------|---------------------------------------------|
| IROUT                                               | $V_{SS}$ , $V_{DD}$                         |
| Digital Input Voltage                               |                                             |
| HBEN, LBEN, STEN, $C_{IN}$                          | DGND, (DGND + 27V)                          |
| CLK, START                                          | DGND, $V_{DD}$                              |
| Digital Output Voltage                              |                                             |
| DB0-DB12, OVRG, BUSY, $\overline{BUSY}$ , $C_{OUT}$ | DGND, $V_{CC}$                              |
| Operating Temperature Range                         | 0 to $+70^\circ\text{C}$                    |
| Storage Temperature                                 | $+65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$ |
| Power Dissipation (Package)                         |                                             |
| Up to $+50^\circ\text{C}$                           | 1000mW                                      |
| Derates above $+50^\circ\text{C}$ by                | 10mW/ $^\circ\text{C}$                      |
| Lead Temperature (Soldering, 10secs)                | $+300^\circ\text{C}$                        |

those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

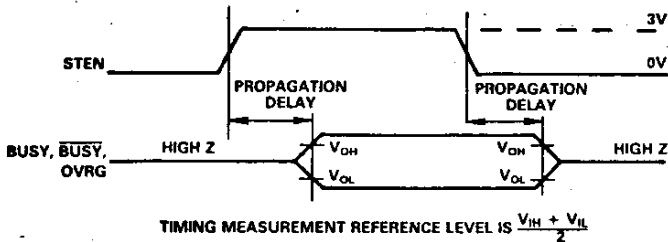
## CAUTION:

ESD (Electro-Static-Discharge) sensitive device. The digital control inputs are zener protected; however, permanent damage may occur on unconnected devices subject to high energy electrostatic fields. Unused devices must be stored in conductive foam or shunts. The foam should be discharged to the destination socket before devices are removed.

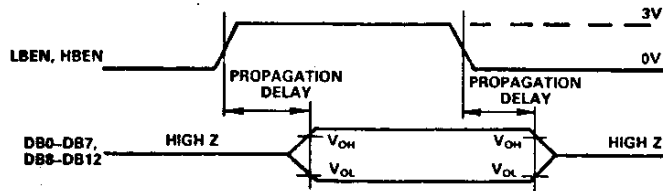


## ORDERING INFORMATION

| Model    | Temperature Range        | Package |
|----------|--------------------------|---------|
| AD7552KN | 0 to $+70^\circ\text{C}$ | Plastic |



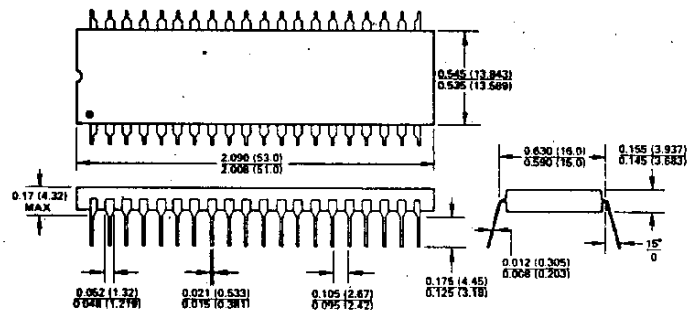
STEN to BUSY,  $\overline{BUSY}$ , or OVRG Propagation Delays



LBEN to DB0-DB7, HBEN to DB8-DB12 Propagation Delays

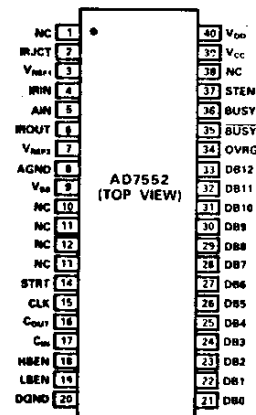
## OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



LEAD NO. 1 IDENTIFIED BY DOT, NOTCH OR "1"  
LEADS ARE SOLDER PLATED KOVAR OR ALLOY 42.

## PIN CONFIGURATION



## PIN FUNCTION DESCRIPTION

| PIN                                                                   | MNEMONIC          | DESCRIPTION                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
|-----------------------------------------------------------------------|-------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1                                                                     | NC                | No Connection                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 2                                                                     | IRJCT             | Integrator Junction. Summing junction (negative input) of integrating amplifier.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    |
| 3                                                                     | V <sub>REF1</sub> | Voltage REFerence Input (normally +4.25 volts).                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 4                                                                     | IRIN              | Integrator Input. External integrating resistor R1 is connected between IRJCT and IRIN.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |
| 5                                                                     | AIN               | Analog Input. Unknown analog input voltage to be measured. Full scale AIN equals V <sub>REF1</sub> /2.125.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| 6                                                                     | IROUT             | Integrator Output. External integrating capacitor C1 is connected between IROUT and IRJCT.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| 7                                                                     | V <sub>REF2</sub> | Voltage REFerence ÷ 2 Input. V <sub>REF2</sub> is normally obtained by a potential divider circuit as shown in Figure 3.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |
| 8                                                                     | AGND              | Analog GrouND                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 9                                                                     | V <sub>SS</sub>   | Negative Supply (–5V to –12V)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 10                                                                    | NC                | No Connection                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 11                                                                    | NC                | No Connection                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 12                                                                    | NC                | No Connection                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 13                                                                    | NC                | No Connection                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 14                                                                    | STRT              | STaRT Conversion. When STRT goes to a Logic “1”, the AD7552’s digital logic is set up and BUSY is latched “high”. When STRT returns “low”, conversion begins in synchronization with CLK. Reinitiating STRT during conversion causes a conversion restart. STRT can be driven from an external logic source or can be programmed for continuous conversion by connecting an external capacitor between STRT and DGND. An externally applied STRT command must be a positive pulse of at least 300 nanoseconds to ensure proper set-up of the AD7552 internal logic. |
| 15                                                                    | CLK               | CLoCK Input. The CLK can be driven from external logic, or can be programmed for internal oscillation by connecting an external capacitor between CLK and DGND.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 16                                                                    | C <sub>OUT</sub>  | Count OUT provides a number (N) of gated clock pulses given by:                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| $N = \left\lceil \frac{A_{IN}}{V_{REF1}} 2.125 + 1 \right\rceil 4096$ |                   |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 17                                                                    | C <sub>IN</sub>   | Count IN is the input to the output counter. 2’s complement binary data appears on the DB0 through DB12 output lines (if the HBEN and LBEN enable lines are “high”) if C <sub>OUT</sub> is connected to C <sub>IN</sub> .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| 18                                                                    | HBEN              | High Byte ENable is the three-state logic enable input for the DB8–DB12 data outputs. When HBEN is “low”, the DB8–DB12 outputs are floating. When HBEN is “high,” digital data appears on the data lines.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| 19                                                                    | LBEN              | Low Byte ENable is the three-state logic enable for DB0–DB7. When LBEN is “low,” DB0–DB7 are floating. When “high,” digital data appears on the data lines.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
| 20                                                                    | DGND              | Digital GrouND is the ground return for all digital logic and the comparator.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 21                                                                    | DB0               | <div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="text-align: center; margin-right: 10px;"> <p>CODE: 2's Complement</p> </div> <div> <p>Data Bit 0 (least significant bit)</p> </div> </div>                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
| 22                                                                    | DB1               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 23                                                                    | DB2               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 24                                                                    | DB3               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 25                                                                    | DB4               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 26                                                                    | DB5               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 27                                                                    | DB6               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 28                                                                    | DB7               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 29                                                                    | DB8               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 30                                                                    | DB9               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 31                                                                    | DB10              |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 32                                                                    | DB11              |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| 33                                                                    | DB12              | Data Bit 12 (most significant bit)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| 34                                                                    | OVRG              | OVeRraNge indicates a Logic “1” if AIN exceeds plus or minus full scale by at least 1/2LSB. OVRG is a three-state output and floats until STEN is addressed with a Logic “1”.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 35                                                                    | <u>BUSY</u>       | Not BUSY. <u>BUSY</u> indicates whether conversion is complete or in progress. <u>BUSY</u> is a three-state output which floats until STEN is addressed with a Logic “1.” When addressed, <u>BUSY</u> will indicate either a “1” (conversion complete) or a “0” (conversion in progress).                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| 36                                                                    | BUSY              | BUSY indicates conversion status. BUSY is three-state output which floats until STEN is addressed with a Logic “1.” When addressed, BUSY indicates a “0” (conversion complete) or a “1” (conversion in progress).                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
| 37                                                                    | STEN              | STatus ENable is the three-state control input for <u>BUSY</u> , <u>BUSY</u> , and OVRG. When STEN is “high”, the three outputs are enabled.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| 38                                                                    | NC                | No Connection                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| 39                                                                    | V <sub>CC</sub>   | Logic Supply. Digital inputs and outputs are TTL compatible if V <sub>CC</sub> = +5V, CMOS compatible for V <sub>CC</sub> = +10V to V <sub>DD</sub> .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
| 40                                                                    | V <sub>DD</sub>   | Positive Supply +10V to +12V.                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |

Component limitations such as switch leakage, as well as operational amplifier offset voltage and bias current (and the temperature dependency of these errors), are major obstacles when designing high resolution integrating A/D converters. The AD7552 utilizes a patented *quad slope* conversion technique (Analog Devices Patent No. 3872466) to reduce the effects of such errors to second order effects.

Figure 1 shows a simplified quad slope integrator circuit. The various inputs AGND (Analog Ground),  $V_{REF1}$ , and AIN (Analog Input) are applied in sequence to the integrator via switches 1-3 (see Table 1), creating four slopes at the integrator output (phase 1-4 of Figure 2). If the equivalent summing junction voltage  $V_S$  is precisely  $0.5V_{REF1}$ , the phase 1 and phase 2 integration times are equal, indicating there are no input errors. If  $V_S \neq 0.5V_{REF1}$  (due to amplifier offset voltage, bias current, etc.), an error count "n" is obtained. The analog input integration cycle (phase 3) is subsequently lengthened or shortened by "n" counts, depending on whether the error was positive or negative.

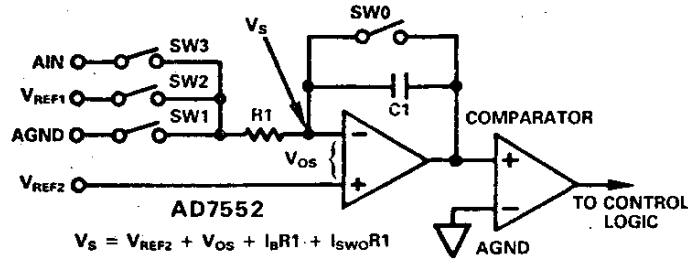


Figure 1. Simplified Quad Slope Integrator Circuit

| Phase | Input Voltage    | Integration Time               |
|-------|------------------|--------------------------------|
| 1     | $AGND - V_S$     | $t_1 = K_1 t$                  |
| 2     | $V_{REF1} - V_S$ | $t_2 = (K_1 + n)t$             |
| 3     | $AIN - V_S$      | $t_3 = (2K_1 - n)t$            |
| 4     | $V_{REF1} - V_S$ | $t_4 = (K_3 - 2K_1 + n - 2N)t$ |

Table 1. Integrator Equivalent Input Voltages and Integration Times

where:

$t$  = The CLK period

$n$  = System error count

$K_1$  = A fixed count equal to 4352 counts

$K_2$  = A fixed count equal to 17408 counts ( $K_2 = 4K_1$ )

$K_3$  = A fixed count equal to 25600 counts

$N$  = Digital output count corresponding to the analog input voltage, AIN

The time  $t_5$  between the phase 4 zero crossing and the termination of counter  $K_3$  is considered equal to  $2N$  counts.  $N$ , the number of counts at the  $C_{OUT}$  terminal, is obtained by a divide-by-two counter stage. This reduces "jitter" effect. Barring third (and higher) order effects, it can be proven that:

$$N = \underbrace{\left( \frac{AIN}{V_{REF1}} - 1 \right) \cdot 2K_1 + \frac{K_2}{2}}_{\text{ideal term}} + \underbrace{\left( \frac{AIN}{V_{REF1}} - 1 \right) \cdot \left[ \frac{AGND}{V_{REF1}} (1 + 2\alpha) - \alpha^2 \right] \cdot 2K_1}_{\text{error term}} \quad (\text{EQN 1})$$

where:

$AGND$  = Voltage at AD7552 pin 8 (AGND) measured with respect to  $V_{REF1}$  and AIN signal common ground. (Ideally,  $AGND = 0V$ )

$\alpha$  is an error term equal to  $\frac{2V_S - V_{REF1}}{V_{REF1}}$

Ideally  $\alpha = 0$  when  $V_S = 0.5V_{REF1}$ .

NOTE:

$V_S = V_{REF2} + V_{OS} + I_B R_1 + I_{SWO} R_1$

WHERE:

$V_{REF2} = 0.5V_{REF1}$  if no error is present

$V_{OS}$  = Offset voltage of integrator amplifier

$I_B R_1$  = Equivalent integrator amplifier offset voltage due to bias current of integrator amplifier

$I_{SWO} R_1$  = Equivalent integrator amplifier offset voltage due to  $SW0$  leakage current.

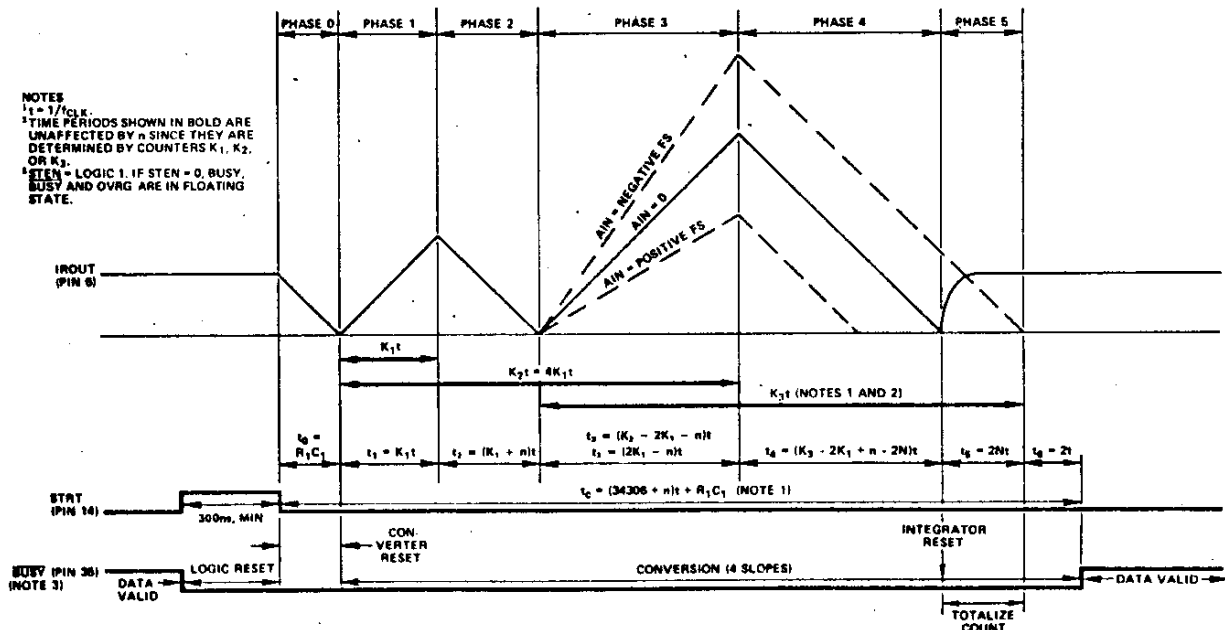


Figure 2. Quad Slope Timing Diagram

The ideal case assumes:

AGND = 0V

$V_s = \frac{V_{REF1}}{2}$ , therefore  $\alpha = 0$

Then (EQN 1) simplifies to:

$$N = \frac{A_{IN}}{V_{REF1}} \cdot 8704 + 4096 \quad (\text{EQN 2})$$

or

$$N = \frac{A_{IN}}{FS} \cdot 4096 + 4096 \quad (\text{EQN 3})$$

where:

$$FS = \text{full scale input voltage} = \frac{V_{REF1}}{2.125}$$

Equation 1 shows that only  $\alpha$  and AGND generate error terms. Errors due to  $\alpha \neq 0$  are strongly reduced because of the  $\alpha^2$  term in equation 1. Errors due to AGND  $\neq 0$  will, however, have a first order effect on the system performance. Great care should be taken in any circuit layout to minimize or eliminate ground loops between AGND and signal ground. A recommended ground-ing system is shown in Figure 5.

## OUTPUT CODING

The parallel output (DB0–DB12) of the AD7552 represents the number N in binary 2's complement coding when the C<sub>OUT</sub> pin is connected to the C<sub>IN</sub> pin (see Table 2).

| Analog Input<br>(Note 1) | N<br>(Note 2) | Parallel Digital Output<br>(Note 3) |      |                |     |
|--------------------------|---------------|-------------------------------------|------|----------------|-----|
|                          |               | OVRG                                | DB12 | DB11           | DB0 |
| + Overrange              | 8191          | 1                                   | 0    | 1111 1111 1111 |     |
| +(FS–1LSB)               | 8191          | 0                                   | 0    | 1111 1111 1111 |     |
| +1LSB                    | 4097          | 0                                   | 0    | 0000 0000 0001 |     |
| 0                        | 4096          | 0                                   | 0    | 0000 0000 0000 |     |
| –1LSB                    | 4095          | 0                                   | 1    | 1111 1111 1111 |     |
| –(FS–1LSB)               | 1             | 0                                   | 1    | 0000 0000 0001 |     |
| –FS                      | 0             | 0                                   | 1    | 0000 0000 0000 |     |
| –Overrange               | 0             | 1                                   | 1    | 0000 0000 0000 |     |

### NOTES:

<sup>1</sup>FS =  $\frac{V_{REF1}}{2.125}$ ; 1 Least Significant Bit (LSB) = FS(2<sup>–12</sup>)

<sup>2</sup>N = number of counts at C<sub>OUT</sub> pin

<sup>3</sup>C<sub>OUT</sub> strapped to C<sub>IN</sub>; LBEN and HBEN = Logic 1

Table 2. Output Coding (Bipolar 2's Complement)

## ANALOG CIRCUIT SET-UP AND OPERATION

The following steps, in conjunction with the analog circuitry of Figure 3 explain the selection of the various component values required for proper operation.

### 1. Determination of V<sub>REF1</sub>

The reference voltage V<sub>REF1</sub> and the full scale input voltage FS are related by

$$V_{REF1} = 2.125 (FS)$$

V<sub>REF1</sub> must be positive for proper operation. A typical value of V<sub>REF1</sub> is +4.25V. An AD584 may be used to provide the reference.

### 2. Selection of Integrator Components R1 and C1

The integrator time constant should be approximately equal to

$$R_1 C_1 \approx \frac{V_{REF1} (9 \times 10^3)}{f_{CLK} (V_{DD} - 4V)}$$

The integrating capacitor C1 should be a low leakage, low dielectric absorption type such as Teflon, polystyrene or polypropylene. To minimize noise, the outside foil of C1 should be connected to the output of the integrating amplifier and not to its summing junction.

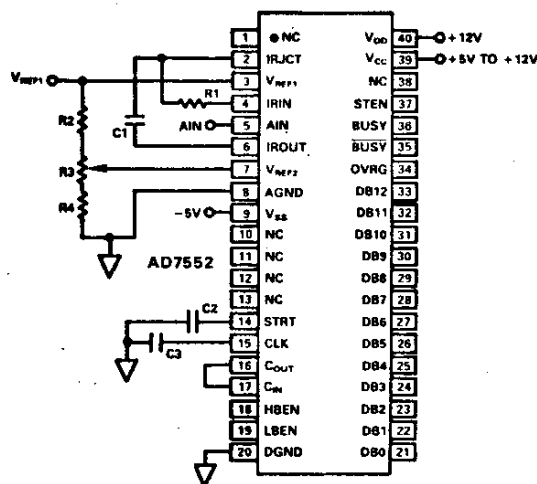


Figure 3. AD7552 Operational Diagram

Improper selection of the integrator time constant (time constant = R1 C1) may cause excessive noise due to the integrator output swing being too low, or may cause nonlinear operation if the integrator output attempts to exceed the rated output voltage of the amplifier.

### 3. Determining Conversion Time

As shown in Figure 2, the conversion time is independent of the analog input voltage A<sub>IN</sub>, and is given by:

$$t_{\text{CONVERT}} = t_{\text{STRT}} + \frac{34306}{f_{\text{CLK}}} + R_1 C_1$$

where:

t<sub>STRT</sub> = STRT pulse duration.

R<sub>1</sub>C<sub>1</sub> = Integrator Time Constant.

f<sub>CLK</sub> = CLK Frequency at pin 15.

### 4. External or Auto STRT Operation

The STRT pin can be driven externally, or with the addition of C2, made to self-start.

The value of C2 determines the length of time from end of conversion until a new conversion is initiated. This is the "data valid" time and is given by:

$$t_{\text{DAV}} \approx (1.17 \times 10^6 \Omega) C_2 + 20\mu s$$

When first applying power to the AD7552, a 0V to V<sub>DD</sub> positive pulse (power up restart) is required at the STRT terminal to initiate auto STRT operation. See APPLICATIONS HINTS No. 5.

### 5. Internal Clock Operation

The CLK input, pin 15, should normally be driven from an external crystal frequency source, particularly if operation above 250kHz is required. However, for noncritical applications an internal clock oscillator can be activated when a capacitor is connected from pin 15 to DGND. Figure 4 shows a typical curve of clock frequency versus capacitance, C3. Due to process variations the actual operating frequency for a given value of C3 can vary from device to device by up to 100%. Consequently it may be necessary to "tune" C3 to provide the correct clock frequency for a given V<sub>REF1</sub> and R<sub>1</sub>C<sub>1</sub>. For proper operation the clock frequency should be limited to 250kHz. Conversion speeds of up to 80ms can be obtained by increasing the clock frequency to 500kHz. However the flicker due to noise will also increase. See APPLICATIONS HINTS No. 8.

### 6. Initial Calibration

Trim R3 (Figure 3) so that the voltage on pin 2 (IRJCT) equals 1/2V<sub>REF1</sub> ± 0.6%. During this trim and measurement cycle apply a logic HIGH to pin 14 (STRT). This will prevent the AD7552 from executing a conversion.

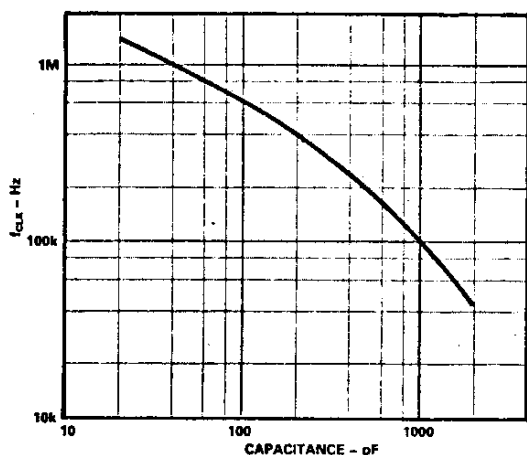


Figure 4. Internal Clock Frequency vs. C3

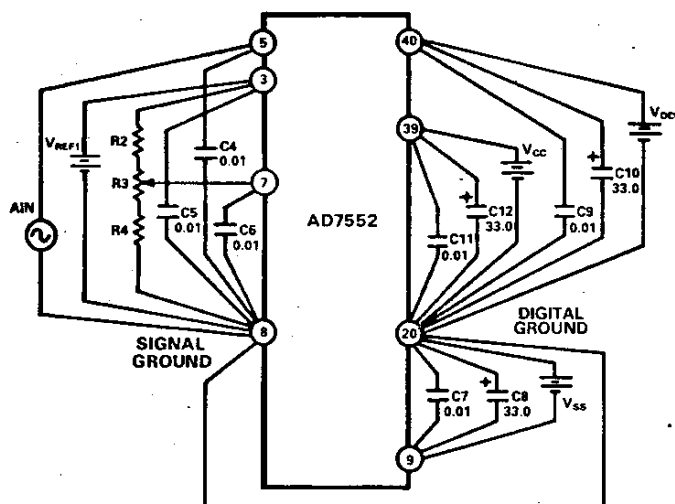
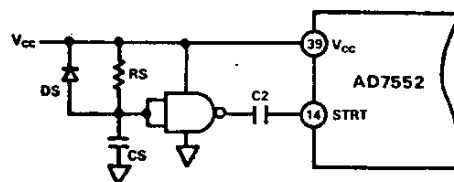


Figure 5. Recommended Grounding System

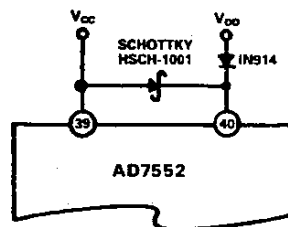
#### APPLICATIONS HINTS

1. Decouple AIN (pin 5),  $V_{REF1}$  (pin 3) and  $V_{REF2}$  (pin 7) through  $0.01\mu F$  to signal ground.
2. Signal ground must be located as close to pin 8 (AGND) as possible.
3. Keep the lead lengths of R1 and C1 toward pin 2 (IRJCT) as short as possible. In addition, both components should lie over the analog ground plane. If C1 has an outside foil, connect it to pin 6 (IROUT), not pin 2.
4. Hold the data bit enables (HBEN, LBEN) in the 0 state during conversion. This is easily accomplished by tying STEN to the 1 state and driving HBEN and LBEN with  $\overline{BUSY}$ . This prevents the DB0 through DB12 outputs from coupling noise into the integrator during the phase 1-4 active integration periods.
5. To avoid the requirement of providing a positive STRT pulse on power-up to initiate the auto start operation, the following circuit may be used.

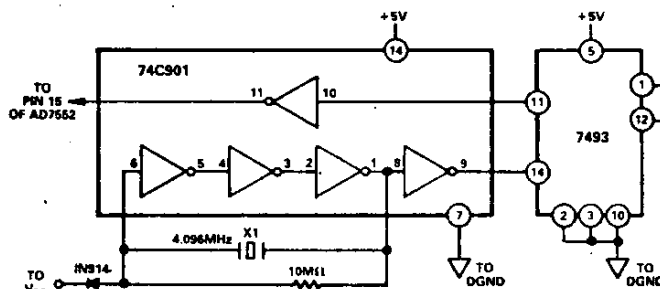


The output of the open collector NAND gate is initially high on power-up. When the charging voltage on CS reaches the input threshold level of the NAND gate, the output goes low and remains low to allow the AD7552 to self start.

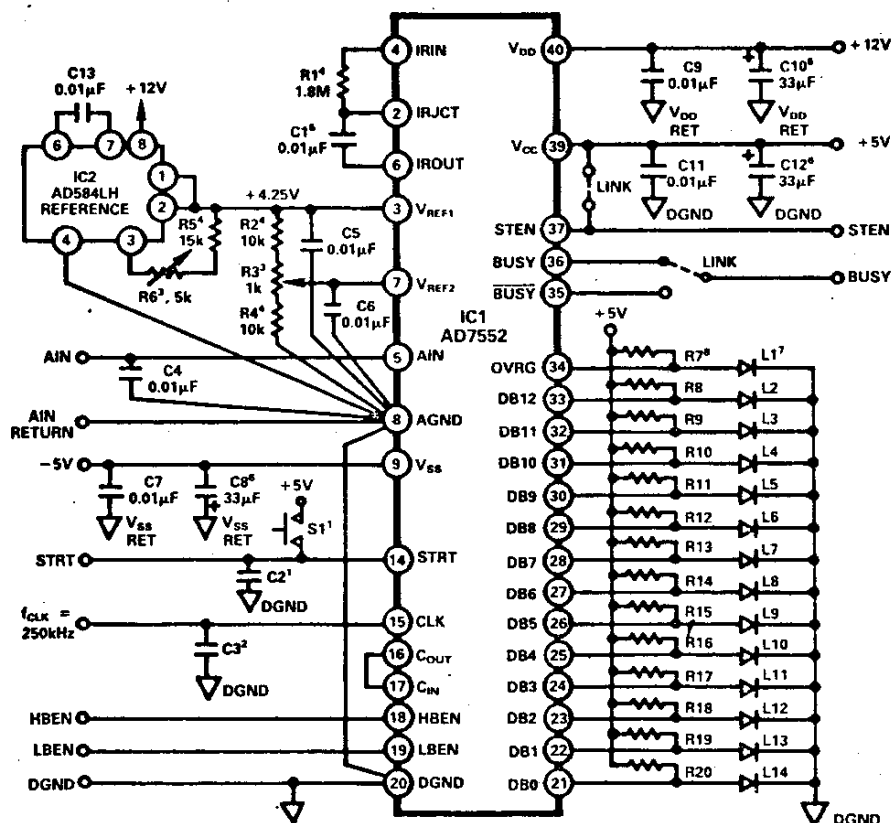
6. Under no circumstances should  $V_{CC}$  exceed  $V_{DD}$  especially during power-up and power-down. In cases where this situation could occur the following diode protection scheme is recommended.



7. Some solder fluxes and cleaning materials can form slightly conductive films which cause leakage effects across the integrating capacitor. The user is cautioned to ensure that the manufacturing process for circuits using the AD7552 does not allow such films to remain after assembly. Otherwise the accuracy and noise performance of the device will be affected.
8. A suggested crystal oscillator circuit is shown below for use with a  $V_{CC}$  of +5V. It uses a standard 4.096MHz crystal which is divided down by 16 to produce a clock frequency of 256kHz.



9. A printed circuit layout for an evaluation board is shown in Figure 8a and 8b. Figure 6 shows the circuit diagram for this evaluation board with component values for  $f_{CLK} = 250kHz$ ,  $V_{REF1} = +4.25V$  operation. Figure 7 shows the component overlay for Figure 8a. Note that either  $\overline{BUSY}$  (pin 35) or  $\overline{BUSY}$  (pin 36) is available at the edge connector via a wire link. Note also that STEN (pin 37) may be tied high via a wire link.



**NOTES:**

<sup>1</sup>S1 IS A PUSHBUTTON SWITCH TO INITIATE AUTO-START OPERATION. S1 AND C2 ARE NOT REQUIRED FOR EXTERNAL START OPERATION.

<sup>2</sup>C3 IS NOT REQUIRED FOR EXTERNAL CLOCK OPERATION.

<sup>3</sup>FOR CALIBRATION HOLD PIN 14 (STRT) HIGH. ADJUST R6 UNTIL THE VOLTAGE ON PIN 3 ( $V_{REF1}$ ) IS 4.250V. ADJUST R3 UNTIL THE VOLTAGE ON PIN 2 (IRJCT) IS  $2.125 \pm 0.025$ V.

<sup>4</sup>R1, R2, R4, R5 1% TOLERANCE, METAL FILM.

<sup>5</sup>C1 MUST BE A LOW LEAKAGE, LOW DIELECTRIC ABSORPTION

TYPE SUCH AS TEFLON, POLYSTYRENE OR POLYPROPYLENE.

<sup>6</sup>C8, C10 AND C12 ARE SOLID ELECTROLYTE TANTALUM CAPACITORS.

<sup>7</sup>L1 - L14 ARE LEDs, MONSANTO MV55 OR EQUIVALENT.

<sup>8</sup>R7 - R13 AND R14 - R20 ARE PROVIDED BY TWO THICK-FILM RESISTOR NETWORKS, EACH IN AN 8-PIN SINGLE-IN-LINE PACKAGE. SUITABLE NETWORKS AVAILABLE FROM BECKMAN INSTRUMENTS INC., 2500 HARBOR BOULEVARD, FULLERTON, CA 92634, MODEL NO. 764-1-4K7.

Figure 6. Evaluation Board Circuit with Component Values  
for  $f_{CLK} = 250\text{kHz}$ ,  $V_{REF1} = +4.25\text{V}$

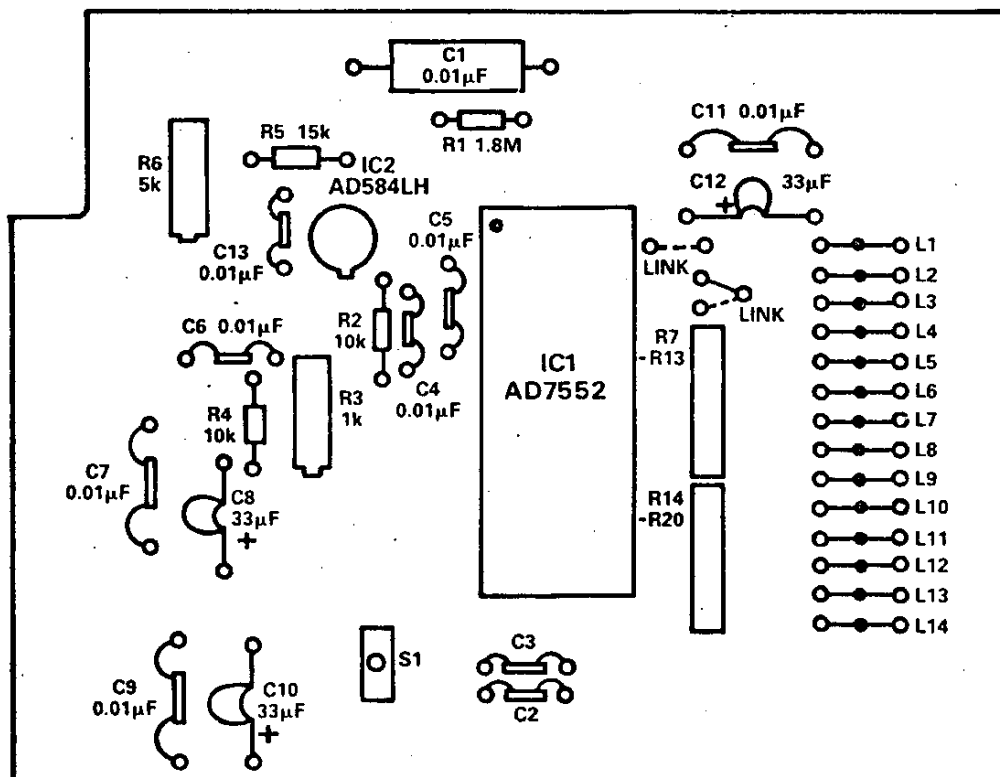


Figure 7. Component Overlay for Figure 8a

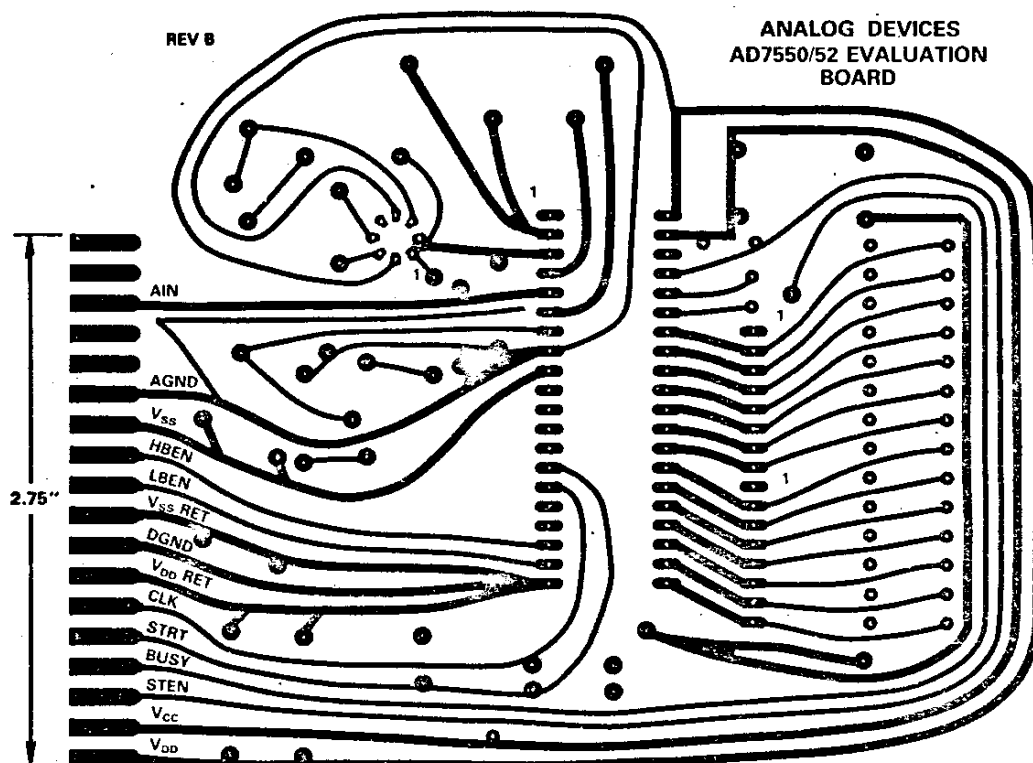


Figure 8a. Component Side

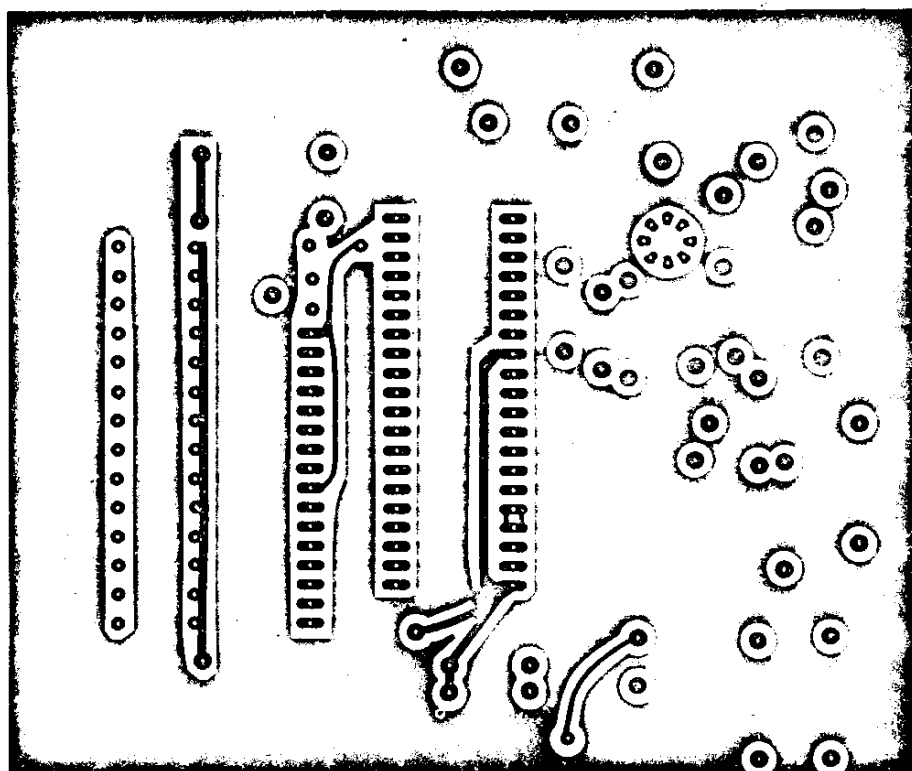


Figure 8b. Foil Side

## OBTAINING SIGN-MAGNITUDE 4 DIGIT BCD CODING FROM THE AD7552

Referring to Figure 9 when a convert start pulse is received the four decade pre-settable up/down counter is loaded with the value 4096. The low level on the up/down count input (Q of X1 = 0) places the CD4029 counters into the count down mode. The contents of the four decade BCD counter are decremented each time a pulse is detected on C<sub>OUT</sub>. The number of pulses appearing on C<sub>OUT</sub> is related to both the magnitude and the polarity of the input voltage. If the counter reaches the all 0's state, the flip-flop (X1) is set, placing a high level signal on the up/down count input. The counter will now count up on succeeding C<sub>OUT</sub> pulses.

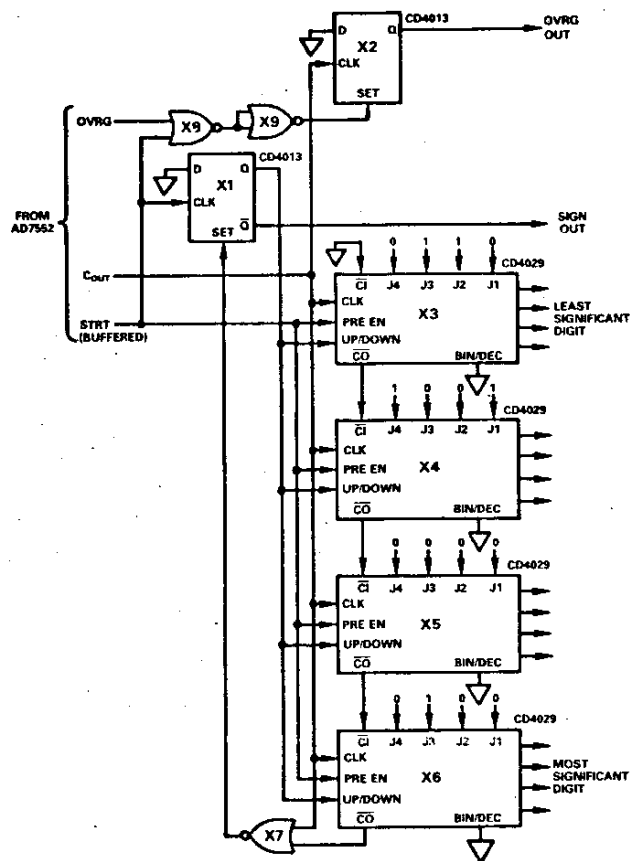


Figure 9. Sign-Magnitude BCD Conversion Circuitry

## SIGN-MAGNITUDE BCD CODING<sup>1</sup>

| Analog Input <sup>2</sup> | N <sup>3</sup> | OVRG | Sign | Digit 4 | Digit 3 | Digit 2 | Digit 1 |
|---------------------------|----------------|------|------|---------|---------|---------|---------|
| + Overrange               | 8191           | 1    | 0    | 4       | 0       | 9       | 5       |
| + FS - 1LSB               | 8191           | 0    | 0    | 4       | 0       | 9       | 5       |
| + 1LSB                    | 4097           | 0    | 0    | 0       | 0       | 0       | 1       |
| 0+                        | 4096           | 0    | 0    | 0       | 0       | 0       | 0       |
| 0-                        | 4096           | 0    | 1    | 0       | 0       | 0       | 0       |
| - 1LSB                    | 4095           | 0    | 1    | 0       | 0       | 0       | 1       |
| -(FS - 1LSB)              | 1              | 0    | 1    | 4       | 0       | 9       | 5       |
| - FS                      | 0              | 1    | 1    | 4       | 0       | 9       | 6       |
| - Overrange               | 0              | 1    | 1    | 4       | 0       | 9       | 6       |

### NOTES

<sup>1</sup>Using circuit of Figure 9.

<sup>2</sup>FS = V<sub>REF1</sub> + 2.125; 1 Least Significant Bit (LSB) = FS(2<sup>-12</sup>).

<sup>3</sup>N = number of counts at C<sub>OUT</sub> pin.

Table 3. Sign-Magnitude BCD Coding

Referring to Table 3 no counts occur on C<sub>OUT</sub> when the input voltage is either overrange or equal to -FS. Since the most negative value which can be represented in sign-magnitude coding is -(FS - 1LSB) whereas in two's complement coding it is -FS, the X2 flip-flop of Figure 9 ensures that the OVRG output is high if either AIN is overrange or AIN = -FS. Note that there are two codes for zero analog input. This is the result of gating the carry out signal from X6 with the input clock signal C<sub>OUT</sub>. As mentioned previously, the number of counts at the C<sub>OUT</sub> terminal is obtained by an internal divide-by-two counter stage. Depending on whether the number of counts to this divide-by-two was odd or even C<sub>OUT</sub> can remain in either a high or a low state at the end of phase 4. If AIN is negative and less than 1/2LSB (AIN = 0-), C<sub>OUT</sub> is high after outputting 4096 counts thus preventing the sign flag from changing. If AIN is positive and less than 1/2LSB, C<sub>OUT</sub> is low after outputting 4096 counts allowing the sign flag to change. If the carry out signal from X6 is directly connected back to X1, then the code for AIN = 0- vanishes leaving one code (the 0 + one) for 0V.

This circuit may be used to provide direct readout of analog input voltage with proper scaling of the reference voltage and serial output C<sub>OUT</sub>. For instance, dividing C<sub>OUT</sub> by two and adjusting V<sub>REF1</sub> = +4.352V gives a FS voltage of 2.048V which will be displayed directly.

## SIGN-MAGNITUDE CODING<sup>1</sup>

| Analog Input <sup>2</sup> | N <sup>3</sup> | OVRG | DB12 | DB11 | DB10 | DB9 | DB8 | DB7 | DB6 | DB5 | DB4 | DB3 | DB2 | DB1 | DB0 |
|---------------------------|----------------|------|------|------|------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| + Overrange               | 8191           | 1    | 0    | 1    | 1    | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   |
| + FS - 1LSB               | 8191           | 0    | 0    | 1    | 1    | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   |
| + 1LSB                    | 4097           | 0    | 0    | 0    | 0    | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   |
| 0                         | 4096           | 0    | 0    | 0    | 0    | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   |
| - 1LSB                    | 4095           | 0    | 1    | 0    | 0    | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 1   |
| -(FS - 1LSB)              | 1              | 0    | 1    | 1    | 1    | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   | 1   |
| - FS                      | 0              | 1    | 1    | 0    | 0    | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   |
| - Overrange               |                | 1    | 1    | 0    | 0    | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   | 0   |

### NOTES

<sup>1</sup>Using circuit of Figure 10.

<sup>2</sup>FS = V<sub>REF1</sub> + 2.125; 1 Least Significant Bit (LSB) = FS(2<sup>-12</sup>).

<sup>3</sup>N = number of counts at C<sub>OUT</sub> pin.

Table 4. Sign-Magnitude Binary Coding

## OBTAINING SIGN-MAGNITUDE BINARY CODING FROM THE AD7552

The circuit of Figure 10 converts the two's complement coding from the AD7552 into sign-magnitude coding. It does this by complementing the AD7552 data and adding 1LSB whenever DB12 is high. In sign-magnitude coding the most negative value that can be represented is  $-(FS - 1LSB)$ ; in two's complement coding it is  $-FS$ . The OR gate in Figure 10 ensures only valid output codes are produced (see Table 4). Note that there is only one code for zero scale.

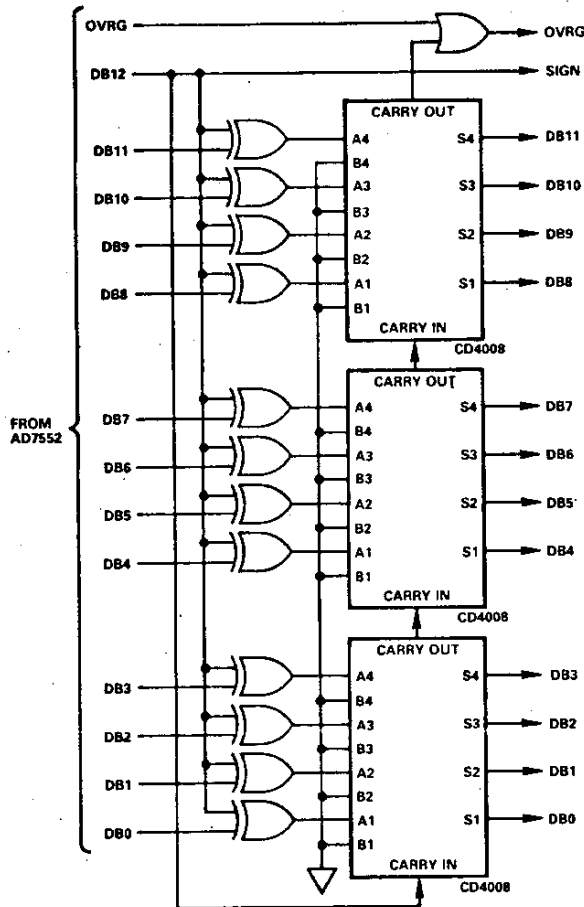


Figure 10. Sign-Magnitude Binary Conversion Circuitry

## MICROPROCESSOR INTERFACING

The three-state output capability of the AD7552 allows the multiplexing of the data and status lines onto a single 8-bit wide bus. Figure 11 shows the AD7552 directly interfaced to the 6800 with convert start, data read, etc., all under program control. Note that the two status lines OVRG and BUSY are connected to the data bus in the MSB and LSB positions so that they can easily be interrogated by reading the status word to the microprocessor accumulator, rotating right or left through carry and then checking the carry flag.

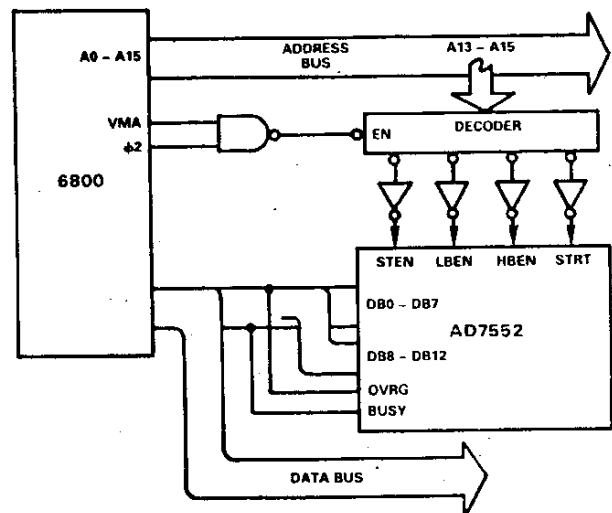


Figure 11. AD7552-6800 Direct Interface

Care should be taken when using fast-access memory or operating at high temperatures to ensure that the AD7552 output drivers relinquish the data bus in time to avoid any possible bus conflict with the following instruction. In any situation where bus conflict is likely, the interfacing technique of Figure 12 is recommended.

## AD7552-8085A INTERFACE

Figure 12 shows the AD7552 interfaced to the 8085A. In this application the two status lines share the data bus with the data high byte (DB8-DB12) since the STEN and HBEN inputs are driven simultaneously from a single decoded address. The 8282 data latch which buffers the AD7552 three state drivers from the microprocessor bus ensures that the bus is relinquished promptly at the end of a data read instruction.

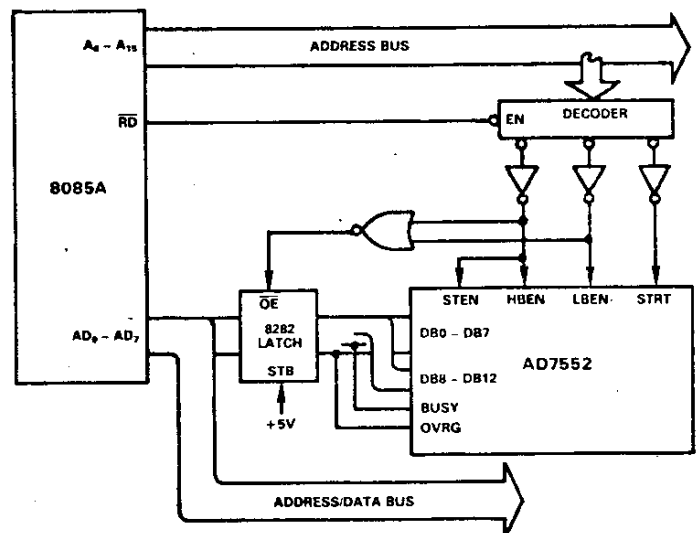


Figure 12. AD7552-8085A Direct Interface

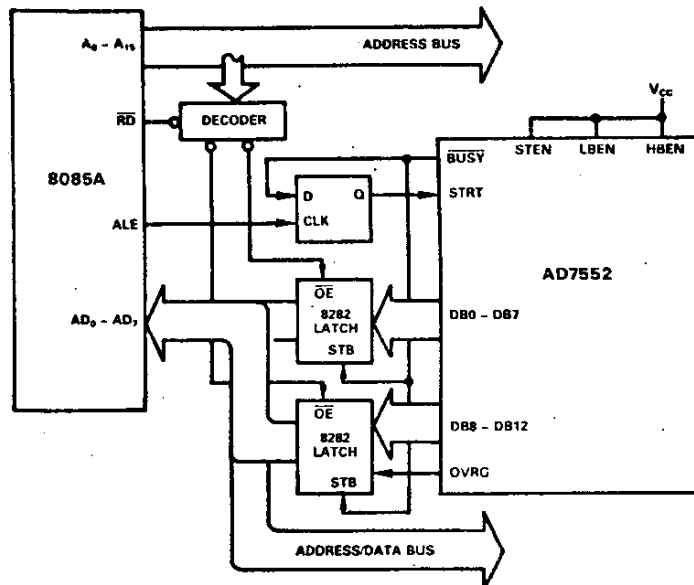
### CONTINUOUS CONVERSION MODE

**Figure 13 shows the AD7552 connected for continuous conversion. The conversion STRT signal is synchronized with the ALE signal of the 8085A. The BUSY signal is used to update the 8-bit data latches at a time when the microprocessor is not attempting a read operation. Thus the AD7552 appears to the microprocessor as memory which can be read at any time although scrambled data can result if a data update occurs between reading the high byte and low byte data. One method of avoiding this is to read data only after an update has occurred. The microprocessor can be interrupted to perform a data read by tying the AD7552 STRT input to one of the RST inputs on the 8085A.**

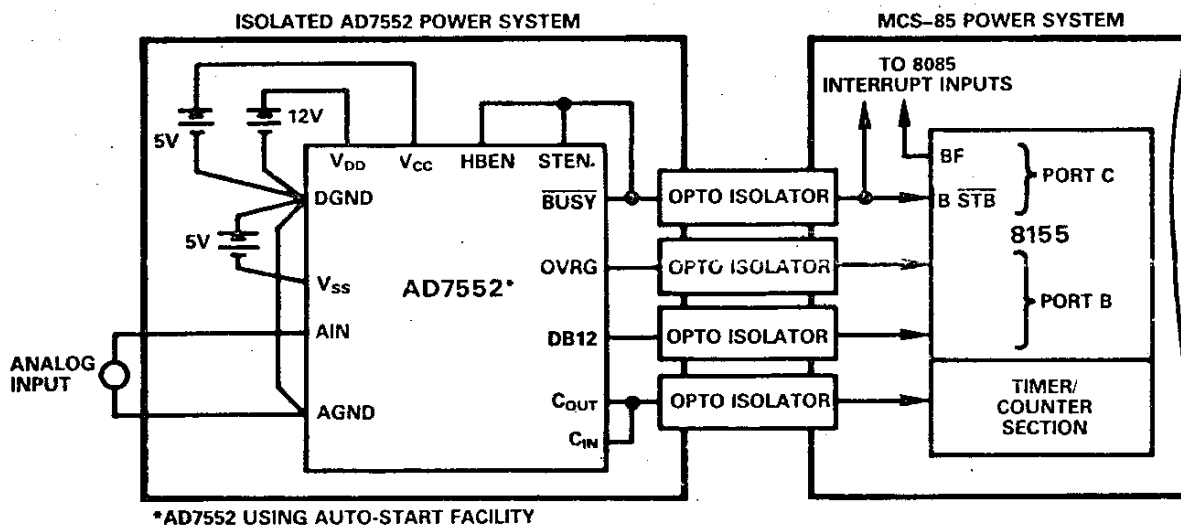
## OPTO-ISOLATED SERIAL INTERFACE

Figure 14 shows a serial interface to the MCS-85 system. This system can accommodate a remote interface where a common-mode voltage is expected to exist between system grounds.

Port C of the 8155 is configured as a control port. Port B is an input port. This port configuration is necessary if sign and/or overrange information is required. Magnitude information is obtained by interrogating the 8155 counter value. The rising edge of BUSY is used to cause an interrupt on the RST 7.5 line. The value  $(2^{14} - C_{OUT})$  in the 8155 timer should now be read. When BUSY returns low, the 8155 counter is reset to FF<sub>11</sub>. The falling edge of BUSY also latches the sign and overrange data into port B. This is indicated by a rising edge on BF (buffer full) which can be used to call the 8085 CPU to read port B data.



**Figure 13. AD7552 in Continuous Conversion Mode**



**Figure 14. Optically Isolated Serial AD7552/MCS-85 Interface**

## 8.0 - REFERÊNCIAS

- (1) Kempenich, G., Instrumentação e Controle de processos ICP-300.
- (2) Conceitos básicos de Instrumentação, Controle e Instrumentação, 138 , 41-44, (1983).
- (3) Cencig, M. O., Luengo, C. A. ; Gomes, J. R. , ANAIS do III Congresso Brasileiro de Energia, 1, 273-280, (1984).
- (4) Siqueira, M. L. , Controle de Temperatura de uma Bateria de fornos Elétricos com Microcomputadores, Tese de Mestrado, Escola de Engenharia da UFMG, (1981).
- (5) Avilez, O., Projeto e Construção de um Controlador de Temperatura para fornos de Difusão, Tese de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas, (1978).
- (6) Bibbero, R. J. , Microprocessors in Instruments and Control, edited by John Willey Sons, New York/London/Sydney/Toronto (1977).
- (7) Kuo, B. C. , Automatic Control Systems, edited by Prentice-Hall inc. (1982).
- (8) Ribeiro, M. A. , Controle e Instrumentação, 128, 44-47, (1982).
- (9) Lopez, A. M. ; Murril, P. W. , 42, 89-95, (1969).

(10) Kinney, T. B. ; Chemical Engineering, September, 67-77, (1983).

(11) Medição de Temperatura no Controle de Processos, Controle e Instrumentação, 138, 18-23, (1983).

(12) Instrumentos Elétricos ENGR0 S. A., Termoelementos ENGR0, boletim 500 (1981).

(13) Application Note 290 "Practical Temperature Measurements", Hewlett Packard, August (1980).

(14) Termocouple Reference Tables Based on IPTS-68 NBS Monograph 125, OMEGA PRESS (1975).

(15) Baker, H. D., Ryder, E. A., Baker, N. H.; Temperature Measurement in Engineering, edited by Omega Press, 1 (1975).

(16) Borchardt, I. G.; Gomes, A. F., Tópicos em termometria Termoelétrica, publicação interna, Departamento de Física e Química de São José dos Campos (SP) - ITA, (1971).

(17) STP 470B Manual on the use of Termocouples in Temperature Measurement, ASTM Publication Code Number (PCN) 04-470020-40, (1981).

(18) OMEGA Engineering, Inc. Temperature Measurement Handbook, Edited by OMEGA Group Company, (1979).

(19) Thermometrics inc., Thermistors cat. no. 181-D, (1985).

(20) Eads, B. G.; Puggins, B. C., Experiences with Direct Digital Control of Several Temperature Processes, Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, Tennessee, 1435-1444.

(21) Myron Jr., T. J., Computer Design, (1981).

(22) Sydney, C. A. ; Cho, C. H. , Advances in Microprocessor-Based Controllers, Advances in instruments, 35, 205-211, (1980).

(23) Analog Devices, Data-Acquisition Data book, 1, (1982).

(24) Motorola, Optoelectronics Device Data book, D111BR1/D.