

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM
CONTROLADOR DE TEMPERATURA
PARA FORNOS DE DIFUSÃO

Oséas Valente de Avilez Filho
Carlos Ignácio Zamitti Mammana

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
MAIO DE 1978

Orientador:

Prof. Dr. Carlos Ignácio Zamitti Mammarella

A

Suely e Carolina

Agradeço

a todos que participaram da realização deste trabalho, em especial aos amigos Mário Vaz da Silva Filho e Mariano Sabino Silva.

Este trabalho contou com o apoio financeiro das seguintes entidades:

CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico

TELEBRÁS - Telecomunicações Brasileiras

UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas

RESUMO

O controlador de temperatura desenvolvido no L.E.D. é composto por um controlador mestre e dois escravos, todos com controle do tipo PID e com saídas compatíveis com chaveamento de chaves controladas semicondutoras (TRIAC's ou SCR's). Pode ser utilizado em fornos com uma única zona de aquecimento ou em fornos com três zonas de aquecimento, quando se deseja maior uniformidade no perfil de temperatura. Suas características mais importantes são a alta estabilidade (melhor que $\pm 1/2^{\circ}\text{C}$ durante oito horas) e a pequena variação do ponto de operação por efeitos de temperatura ambiente (menor que $0,1^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$), o que possibilita sua utilização em fornos para difusão de impurezas em semicondutores, processo este muito crítico na fabricação de dispositivos.

Este tipo de controlador tem utilidade tanto em fornos de laboratório como em fornos para produção industrial. Os sensores utilizados foram termopares de Platina/Platina-Ródio, o que permitiu obter, com circuitos de linearização simples, exatidão na temperatura melhor que 0,5% em toda a faixa de operação, que vai de 400°C a 1300°C .

Os circuitos de seleção do ponto de operação foram projetados de modo a permitir o uso de outros tipos de termopares, através de substituição de alguns componentes passivos.

O trabalho está apresentado de forma a permitir a compreensão dos objetivos e resultados alcançados (Capítulos 1 e 2) sem entrar em detalhes de circuitos eletrônicos, que são descritos em apêndices, um para cada bloco funcional do controlador.

ÍNDICE

INTRODUÇÃO	IX
CAPÍTULO 1 - CARACTERÍSTICA DO FORNO DE DIFUSÃO	1.1
1.1 - Especificações do Forno a ser Construído	1.1
1.2 - Funcionamento de um Forno de Difusão	1.3
CAPÍTULO 2 - O CONTROLADOR DESENVOLVIDO	2.1
2.1 - O Controlador	2.1
2.2 - Medidas	2.7
2.3 - Conclusões	2.27
APÊNDICE A - O CONTROLADOR P.I.D.	A.1
A.1 - Controlador Proporcional	A.1
A.2 - Controlador Proporcional-Integral	A.4
A.3 - Controlador P.I.D.	A.6
A.4 - Síntese do Circuito P.I.D.	A.8
A.5 - Ajuste do Controlador	A.20
APÊNDICE B - TERMOPARES E COMPENSAÇÃO DE JUNÇÃO FRIA	B.1
B.1 - Características do Termopar Utilizado	B.4
B.2 - Compensação de Junção Fria	B.7
B.3 - Calibração	B.13

APÊNDICE C - "SET-POINT" E CONVERSOR	C.1
C.1 - "Set-Point" do Controlador de Temperatura	C.1
C.2 - Conversor Tensão-Largura de Pulso	C.11
APÊNDICE D - AMPLIFICADOR DE ERRO	D.1
D.1 - Requisitos Necessários ao Amplificador de Erro	D.1
D.2 - Amplificador Desenvolvido	D.2
D.3 - Circuito Completo - Influência dos Componentes	D.5
D.4 - Construção e Montagem	D.11
D.5 - Calibração e Medidas	D.13
APÊNDICE E - CIRCUITOS AUXILIARES	E.1
E.1 - Fontes de Tensão	E.1
E.2 - Relógios	E.4
E.3 - Circuitos de Mostra	E.8
E.4 - Circuitos de Disparo	E.10
APÊNDICE F - BIBLIOGRAFIA	F.1

INTRODUÇÃO

Nos processos de construção de dispositivos semicondutores, uma das etapas mais importantes é a dopagem das lâminas do material semicondutor. Esta introdução de impurezas se faz, na maioria dos casos, pelo processo de difusão, executado em tubos de quartzo aquecidos à altas temperaturas, nos chamados fornos de difusão.

O Laboratório de Eletrônica e Dispositivos (LED) dispõe atualmente de três fornos de difusão fabricados no exterior, necessitando, para completar sua linha, de mais três desse fornos. Com o objetivo de obter independência de importação deste tipo de equipamento e visando a formação de seu pessoal, o LED decidiu adotar, como uma de suas atividades, o desenvolvimento de um protótipo de forno de difusão.

A idéia inicial foi a de construir um primeiro forno com tubo aquecedor fornecido por uma indústria nacional, conforme nossas especificações. Toda a parte eletrônica necessária ao controle da temperatura foi desenvolvida no LED e se encontra descrita neste trabalho. Procurou-se adaptar o projeto às condições existentes no país no que diz respeito a componentes eletrônicos e materiais, possibilitando assim o eventual processo de industrialização subsequente.

CAPÍTULO 1

Características do forno de difusão

Para se obter reprodutibilidade de um tipo de dispositivo é necessário que o processo de difusão de impurezas seja bem controlado, pois pequenas diferenças na dopagem ou no perfil de concentração podem alterar o seu funcionamento. Uma vez que o processo ocorre a altas temperaturas, e que as constantes de difusão dependem fortemente da energia térmica dos átomos da estrutura cristalina, a temperatura do forno, bem como todas as outras condições que afetam o processo (tempo, fluxo de reagentes, etc.), devem ser mantidas constantes, e serem repetíveis. Estes fatores impõem um conjunto de especificações ao equipamento utilizado, principalmente no que diz respeito a variações de temperatura.

Neste capítulo são fornecidas noções do funcionamento de um forno de difusão, e definidos seus parâmetros mais importantes.

1.1 - Especificações do Forno a ser Construído

Baseados nos dados fornecidos por fabricantes de fornos de difusão, e nas características do processo, apresentamos a seguir as principais especificações que o forno desenvolvido no L.E.D. deverá satisfazer.

a) Acuidade da Temperatura - Como a temperatura das amostras, no processo de difusão, depende do tubo de quartzo utilizado e dos fatores que regulam as perdas de calor, como fluxo de gases, a temperatura indicada no painel do controlador, medida fora do tubo de reações, serve principalmente como ponto de referência. Para obter reprodutibilidade, o processo é calibrado, reali-

zando-se medidas do perfil de temperatura com as mesmas condições de contorno a serem utilizadas na difusão.

Por outro lado, em processos mais simples, onde se requer menor exatidão, o ponto de operação selecionado deve garantir um erro relativamente pequeno.

Tomamos como objetivo, levando em conta desde os erros introduzidos pelos sensores até aos intrínsecos ao controlador, manter a temperatura no sensor exata dentro de 0,5%, o que equivale a $\pm 5^{\circ}\text{C}$ em 1000°C .

b) Faixa de Operação - O forno foi especificado para operar entre 400 e 1300°C , sendo que o uso abaixo de 1200°C estende a vida dos aquecedores (Kanthal A-1).

c) Estabilidade - Diz respeito aos limites de variação permitidas na temperatura do forno durante o processo. Este parâmetro depende basicamente do modo de controle utilizado, que muitas vezes ocasiona ondulações, normalmente regulares.

Consideraremos que um processo pode durar até oito horas, e que durante este tempo a temperatura do forno deverá permanecer estável dentro de $\pm 1/2^{\circ}\text{C}$. O tempo de oito horas foi escolhido como base para as medidas realizadas, mas não representa nenhuma limitação à utilização do forno em processos mais demorados.

d) Repetibilidade - Desligado o forno, sem alteração dos ajustes do painel, mudanças nos parâmetros do controlador, gerados por exemplo por alterações nos componentes, podem causar desvios em relação ao ponto de operação inicial. Estes desvios definirão o período de operação sem calibração, e consideramos que a temperatura se repete quando forem menores que $1/2^{\circ}\text{C}$. A mudança do ponto de operação será também função da degeneração dos sensores utilizados. Para efeito de medidas, consideramos que trinta ciclos de ligação do controlador equivalem a um mês de uso. Desta forma, sem considerar efeitos dos sensores, teremos desvios menores que $1/2^{\circ}\text{C}$ por mês. Os efeitos da temperatura ambiente serão especificados adiante.

e) Resolução do 'Set-Point' - Se o ajuste do ponto de operação for alterado, o retorno da temperatura do forno ao mesmo valor depende da resolução do mecanismo de seleção do ponto de operação. Qualquer ponto deverá ser re

petido com desvio menor que $0,1^{\circ}\text{C}$.

f) Zonas Auxiliares - As zonas de aquecimento auxiliares tem normalmente a função de permitir estender a região de temperatura constante no interior do tubo (zona plana). O forno possui duas zonas laterais de aquecimento, controláveis desde -50°C até $+50^{\circ}\text{C}$ em relação à zona central por dois controladores escravos do mesmo tipo do central.

g) Perfil de Temperatura - Zona plana a menos de $\pm 1/2^{\circ}\text{C}$ com 300 mm de comprimento.

h) Efeitos da Temperatura Ambiente - Os processos de fabricação de dispositivos são normalmente realizados em salas com temperatura controlada, para evitar um mal funcionamento e deriva dos parâmetros do equipamento utilizado. Considerando uma flutuação da temperatura ambiente de 5°C o desvio na temperatura de operação do forno deve ser menor que $1/2^{\circ}\text{C}$, o que nos dá um coeficiente de $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ por grau de variação na temperatura ambiente. O forno poderá operar normalmente entre 0 e 50°C .

1.2 - Funcionamento de um Forno de Difusão

As partes mais importantes de um forno são:

- Tubo com elementos aquecedores
- Circuitos de potência
- Sensores térmicos
- Controlador de temperatura

A figura 1.1 mostra a interligação destes elementos, cujo funcionamento e características básicas serão descritos a seguir.

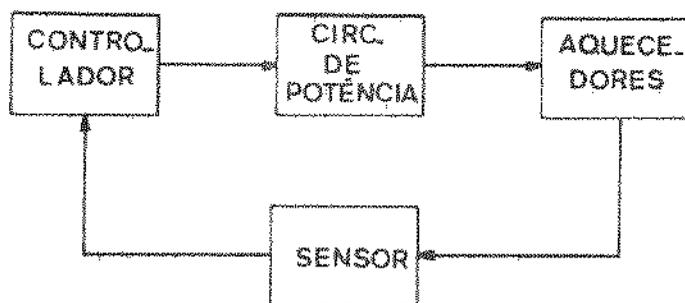


Fig. 1.1 - Diagrama simplificado de um forno.

1.2.1 - Tubo com Elementos Aquecedores

Normalmente se utilizam tubos cilíndricos, como os mostrados nas figuras 1.2(a) e 1.2(b), onde aparecem também os perfis de temperatura típicos.

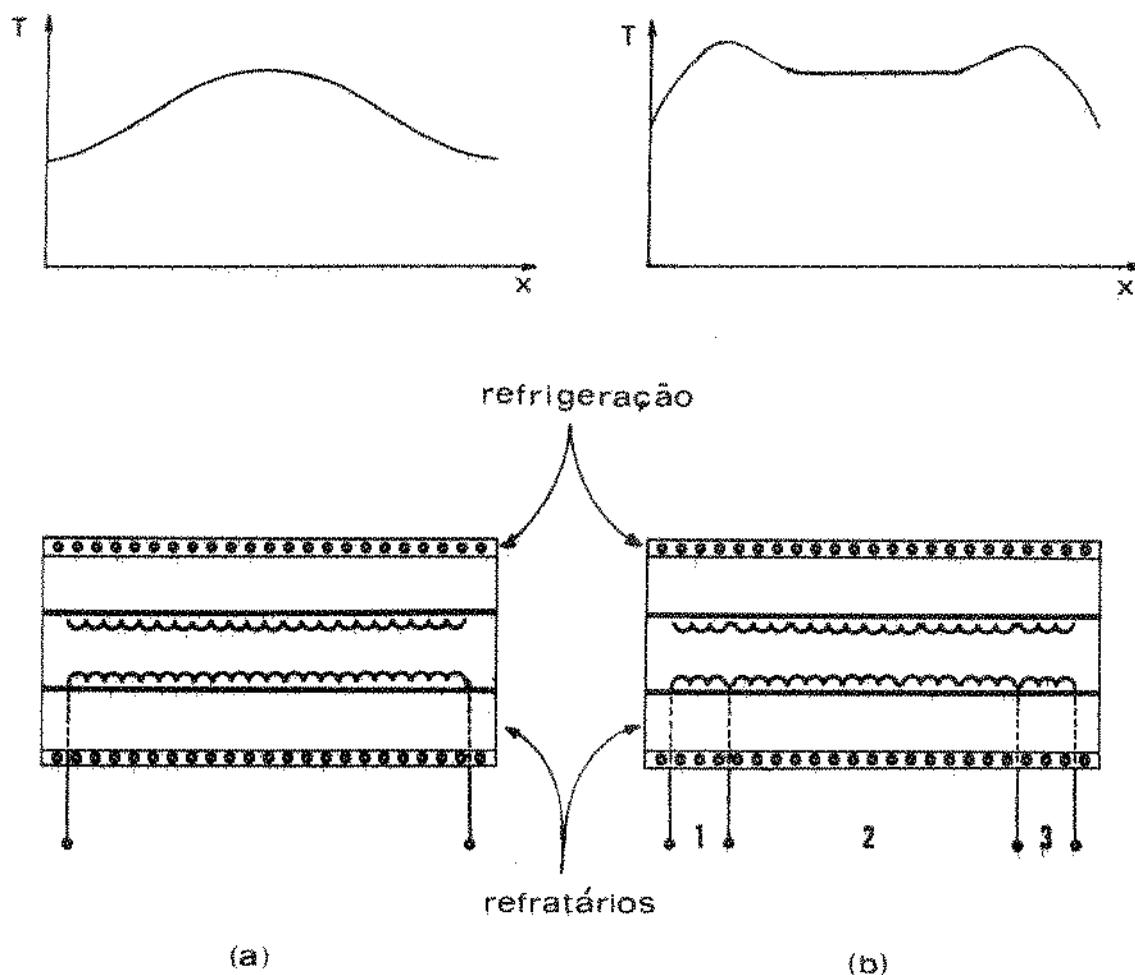


Fig. 1.2 - Tubos cilíndricos e perfis de temperatura.

No nosso caso, os tubos serão construídos com base nas características dos fornos já existentes no L.E.D., que possuem três zonas de aquecimento e refrigeração a água. Um dos cuidados na construção do tubo aquecedor será utilizar materiais refratários com baixo teor de compostos alcalinos, para evitar contaminação dos tubos de quartzo, e conseqüentemente, dos dispositivos, com degradação de suas características.

As medidas para caracterização do controlador foram feitas com um tubo aquecedor importado, em virtude de não ter sido entregue pela firma contratada (ETIL), o tubo encomendado. Este atraso deve-se à dificuldade de obter

-se o fio aquecedor, fabricado pela Kanthal, única fornecedora no país deste material.

1.2.2 - Circuitos de Potência

O tubo cujo esquema está mostrado na figura 1.2(b) é alimentado pelo circuito da figura 1.3.

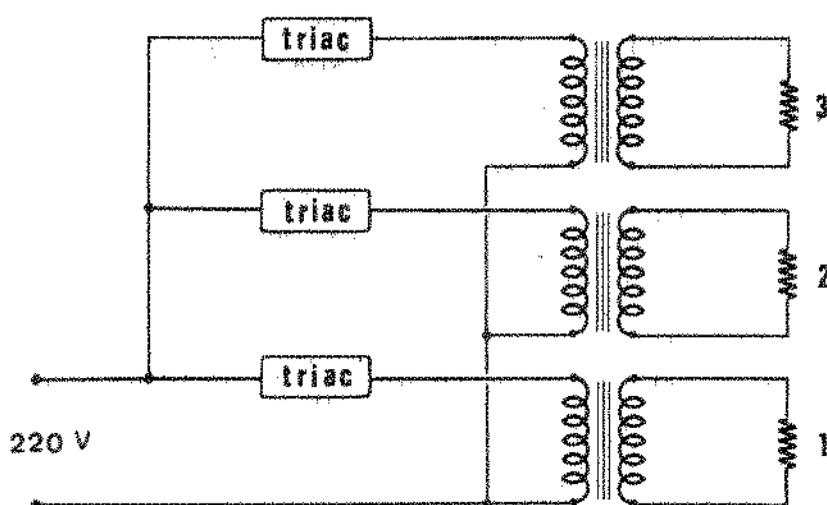


Fig. 1.3 - Alimentação dos elementos aquecedores.

Para o tubo utilizado os valores típicos das tensões nos enrolamentos dos transformadores vão de 20 a 50 volts, sendo o consumo de cada zona de cerca de 2,5 KW. O sistema de chaveamento no primário facilita a utilização de transformadores de menor porte e possibilita a utilização de chaves controladas bidirecionais (triac's) para baixa corrente, eliminando também dissipadores especiais.

O dimensionamento dos circuitos de potência dependem, evidentemente, do tubo utilizado, que chega a ter 100 mm de diâmetro e 1800 mm de comprimento em forno de produção.

1.2.3 - Sensores Térmicos

São utilizados termopares de Platina/Platina-Ródio 13% (Tipo R). Para este tipo de termopar a relação entre a tensão (V_T) fornecida e a temperatura é bastante linear, e os erros gerados pelo sistema de referência são avaliados no Apêndice C. A potência termoeletrica para estes sensores, situa-se na faixa de $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, e sua influência será estudada no próximo ítem.

Como se sabe, as tabelas para termopares são obtidas usando como referência de temperatura uma junção mantida à 0°C , como mostrado na figura 1.4.

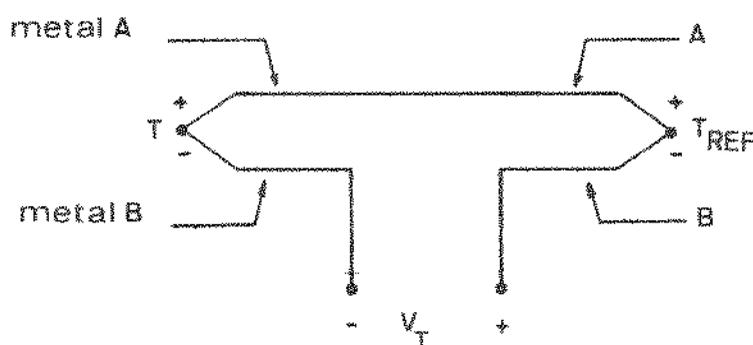


Fig. 1.4 - Leitura de temperatura usando termopares.

A junção fria pode ser obtida mantendo-se um termopar em gelo fundente. Pode também ser simulada eletricamente, uma vez que a junção mantida à temperatura constante introduz uma diferença de potencial fixa. Uma das maneiras de fazê-lo é usando o circuito mostrado na figura 1.5, ajustando os valores dos componentes de modo que V_T tenha o valor tabelado para a temperatura T.

O resistor R_T serve como sensor para as variações de temperatura nas junções dos metais A e B com o condutor de saída (metal C), que geram tensões indesejáveis. Foi utilizado no controlador um circuito com princípio de funcionamento semelhante.

Os sensores de temperatura são quatro termopares, dispostos como mostra a figura 1.6, onde vemos que a zona central é medida em termos absolutos, enquanto as zonas laterais são referidas à central.

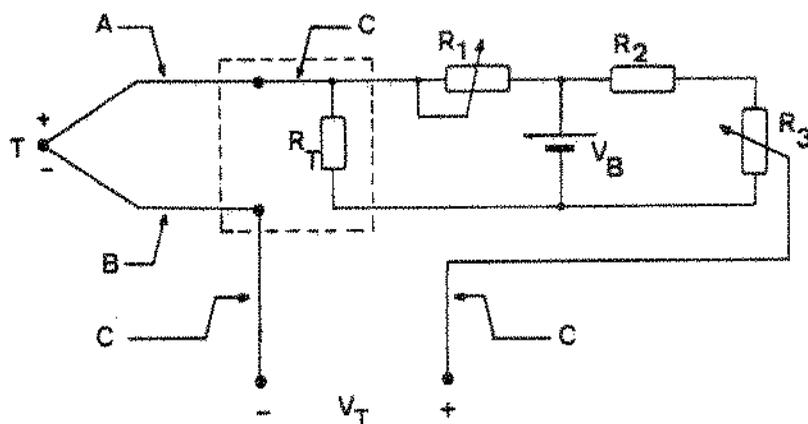


Fig. 1.5 - Compensação de junção fria (CJF).

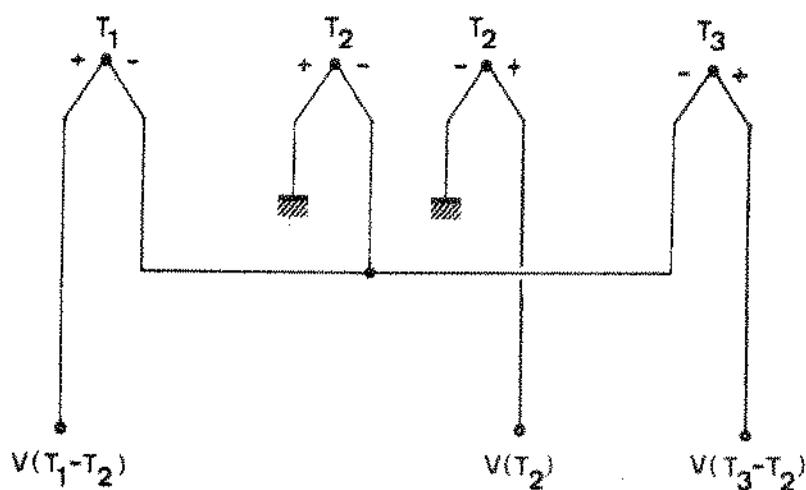


Fig. 1.6 - Disposição de termopares no forno.

1.2.4 - O Controlador de Temperatura

É uma das partes mais importantes do forno. Sua função é comparar a temperatura do forno com a temperatura desejada e controlar a entrega de potência de modo que as duas se igualem. A figura 1.7 ilustra o diagrama de blocos do forno. Cada um dos blocos que compõe o controlador terá seu princípio

de funcionamento e características principais descritos a seguir.

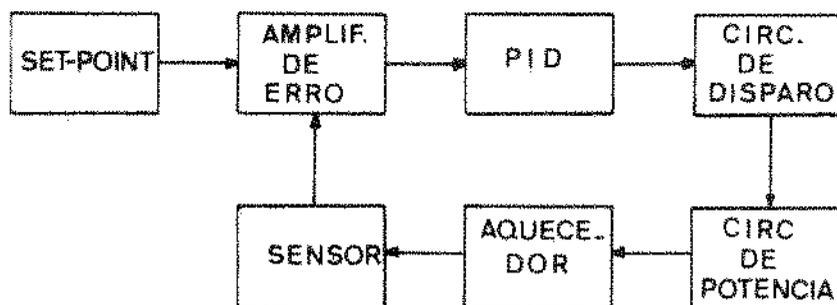


Fig. 1.7 - Diagrama funcional do forno.

Amplificador de Erro - É assim chamado porque amplifica a diferença entre a tensão do termopar e a tensão obtida de uma fonte de referência ("set-point"), cujo valor de tensão equivale à temperatura desejada (figura 1.8).

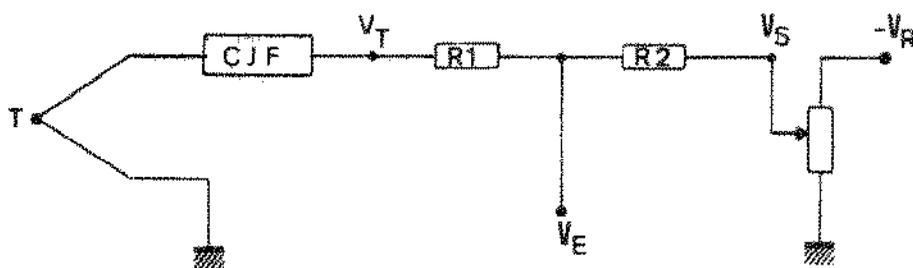


Fig. 1.8 - Obtenção da tensão de erro.

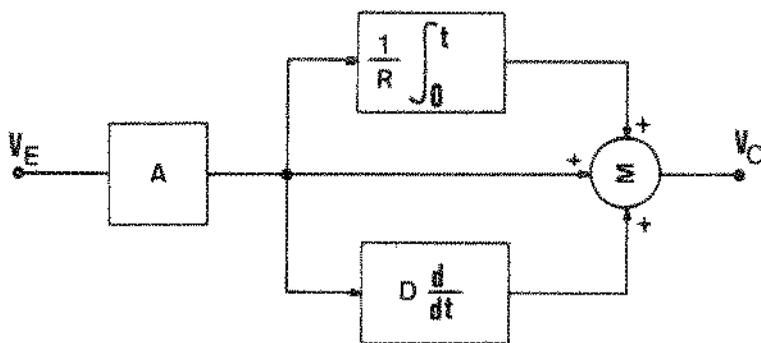
Como podemos observar, V_E é o resultado da soma algébrica das tensões V_T e V_S , ponderadas por $1/R_1$ e $1/R_2$. Usando $R_2 = 200R_1$ podemos trabalhar com V_S duzentas vezes maior que o valor tabelado para V_T .

A tensão V_E será igual a zero quando o forno atingir a temperatura desejada e qualquer valor de V_E diferente de zero será equivalente a um erro na temperatura do forno. Se o termopar fornece $10 \mu V$ para cada grau de varia-

ção na temperatura, para manter o forno em $T \pm 1/2^\circ\text{C}$ será necessário manter $V_E = 0 \pm 5 \mu\text{V}$. Isto significa que, estando o forno à temperatura desejada, uma variação de $5 \mu\text{V}$ em V_T deve ser detectada e a temperatura corrigida. Devemos então utilizar um amplificador de alto ganho, alta sensibilidade e muito estável. Um amplificador operacional de uso geral, com tensão residual ($V_{\text{off set}}$) ajustável, apresenta uma deriva (drift) com temperatura da ordem de $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Isto significa que, se a temperatura ambiente variar 5°C , sua tensão residual se alterará de $50 \mu\text{V}$, equivalendo a uma variação de 5°C na temperatura do forno.

O amplificador de erro utilizado no controlador de temperatura possui ganho de 20000 e deriva térmica média de cerca de $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, contribuindo portanto com um erro de $0,01^\circ\text{C}$ por grau de variação da temperatura ambiente (Apêndice D).

Circuitos PID - O controle propriamente dito é realizado por um controlador proporcional-integral-derivativo, cuja descrição detalhada é dada no Apêndice A. Em termos gerais podemos dizer que o sinal que controlará a potência será proporcional à soma de tres parcelas, que são o erro, sua integral e sua taxa de variação (derivada), da maneira ilustrada na figura 1.9.



$$V_C = A \left[V_E + \frac{1}{R} \int_0^t V_E dt + D \frac{dV_E}{dt} \right]$$

Fig. 1.9 - Diagrama básico dos circuitos PID.

As constantes de tempo envolvidas no processo são da ordem de centenas de segundos, e dependem principalmente dos parâmetros do tubo aquecedor.

A ponderação das parcelas que constituem o sinal de controle (V_c) é feita por ajustes no painel de controle, quando da calibração do processo.

Circuitos de Disparo - De acordo com o sinal de controle, maior ou menor quantidade de energia deve ser fornecida aos elementos aquecedores. Isto é realizado usando-se um conversor tensão-largura do pulso (CTLP), de modo que, em um segundo, apenas alguns ciclos de tensão possam alimentar a carga (figura 1.10).

Os circuitos de disparo devem portanto atuar sobre as chaves controladas (triac's) comandados pelo pulso gerado no CTLP, fornecendo energia aos aquecedores durante o intervalo T_2 na figura abaixo.

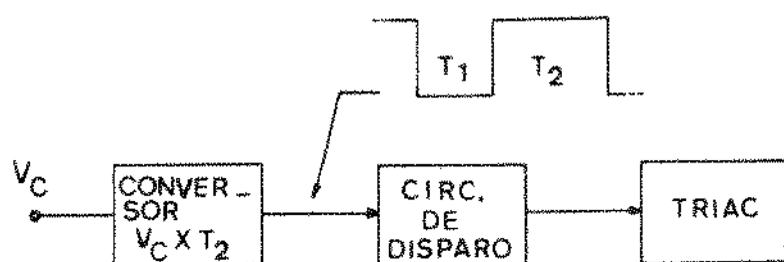


Fig. 1.10 - Diagrama dos circuitos que controlam a potência.

O conversor tem seus parâmetros definidos pela temperatura do forno, sendo portanto dependente do "set-point", o que está descrito no Apêndice C.

CAPÍTULO 2

O controlador desenvolvido

Este capítulo tem como objetivo principal a caracterização do controlador de temperatura desenvolvido neste trabalho. Isto será feito comparando os resultados das medidas realizadas com as especificações colocadas como objetivo (Capítulo 1).

O controlador de temperatura aparece descrito em termos de blocos funcionais, cujos detalhes de funcionamento e construção são fornecidos nos apêndices que completam este trabalho.

2.1 - O Controlador

O sistema de controle foi montado em dez placas de circuito impresso, distribuídas da seguinte maneira:

- 1 - "Set-Point" e compensação de junção fria;
- 2,3,4 - Amplificadores de erro;
- 5,6,7 - Circuitos PID e conversores;
- 8 - Relógios;
- 9 - Fontes de Alimentação;
- 10 - Circuitos de mostra.

No painel de controle encontramos uma chave para seleção da faixa de temperatura, tres potenciômetros para ajuste da temperatura em cada zona de aquecimento, e nove ajustes correspondentes a banda proporcional (BP), taxa de reajuste (TR) e tempo de derivação (TD), tres para cada zona. Um indicador de desvio na temperatura da zona central e indicadores de potência nas tres zo-

nas formas os circuitos de mostra do controlador.

A figura 2.1 mostra a interligação dos blocos principais do controlador, para a zona central de aquecimento.

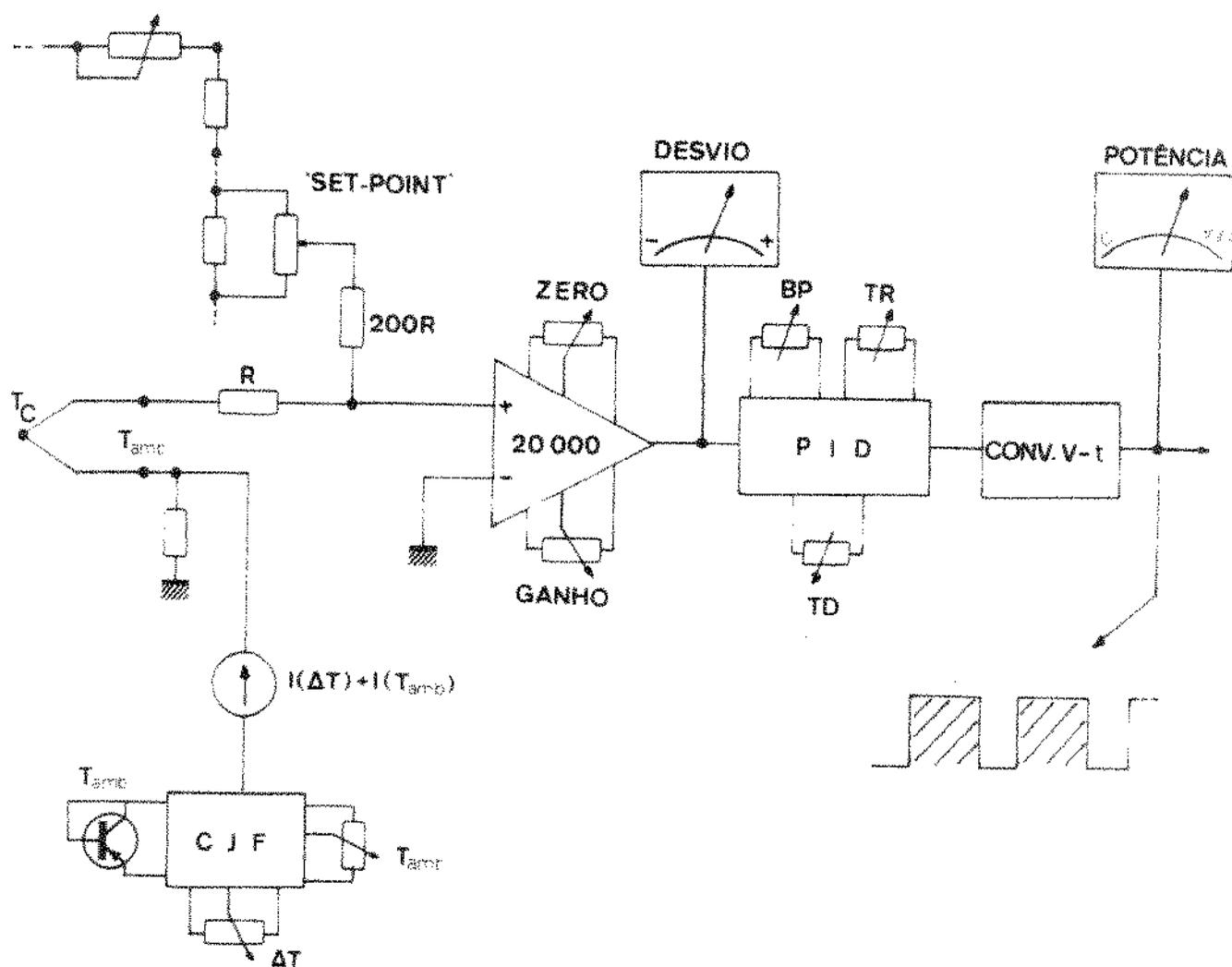


Fig. 2.1 - Diagrama de funcionamento do controlador - zona central.

Os controladores das zonas laterais diferem do da zona central por não possuírem compensação de junção fria, uma vez que suas temperaturas são referidas (-50°C, +50°C) à central (T_c), como mostrado na figura 2.2 para a zona esquerda.

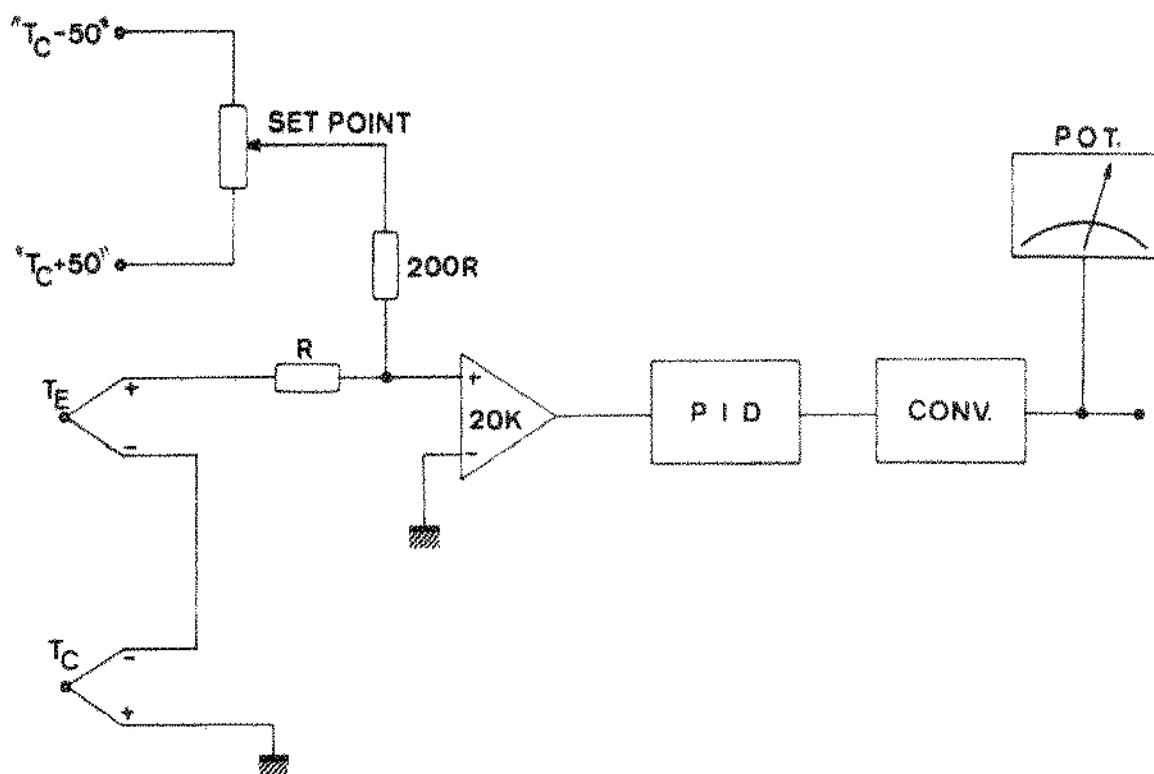


Fig. 2.2 - Controlador de uma das sonas laterais.

Como já foi visto, o sistema de controle tem por objetivo manter nulo o sinal de erro V_E , obtido da soma algébrica da tensão fornecida pelo sensor com uma tensão de referência, ajustável para cada temperatura desejada. Isto é feito controlando a entrega de potência ao elemento aquecedor de acordo com a amplitude do erro (V_E), de sua integral e de sua derivada.

Os parâmetros que ponderam estas três parcelas são chamados, respectivamente Banda Proporcional (BP), Taxa de Reajuste (TR) e Tempo de Derivação (TD).

A seguir mostraremos sucintamente como atuam estes três controles sobre o sinal de erro e sobre a potência fornecida aos elementos aquecedores. Caso haja necessidade de maiores detalhes sobre o funcionamento dos controladores PID, o leitor pode abrir aqui um parêntesis e consultar o Apêndice A.

A Banda Proporcional (BP), medida em graus centígrados, define a

sensibilidade do controlador às variações de temperatura, determinando os limites de zero e cem por cento de potência, como ilustrado na figura 2.3.

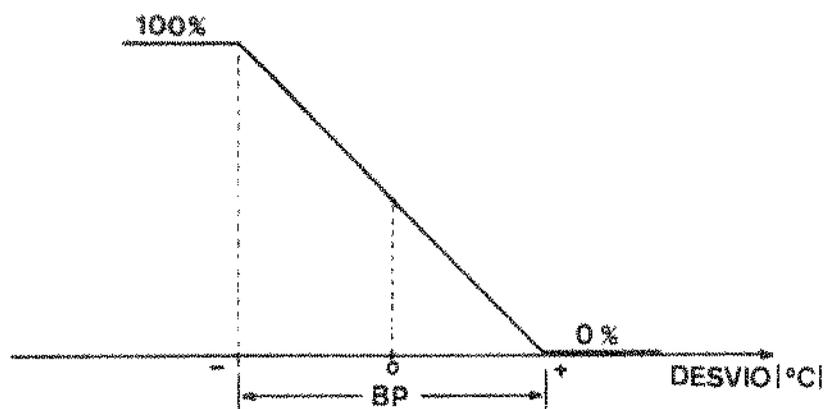


Fig. 2.3 - Banda proporcional.

Note-se que a potência varia linearmente com a temperatura, o que não causa a histerese normal dos controladores do tipo "on-off". Para uma Banda Proporcional de 10°C , cada grau de desvio corresponderá a uma alteração da potência em 10% do valor máximo.

A parcela correspondente à integral do desvio causa uma alteração da potência que depende do tempo transcorrido e do valor do desvio. Para um desvio de 1°C (com $\text{BP} = 10^{\circ}\text{C}$), se a Taxa de Reajuste (TR) for ajustada para 1 reajuste/minuto, depois de 1 minuto a potência terá se alterado em mais 10%. Depois de dois minutos terão sido acrescentados 20% aos 10% causados pelo desvio, e assim sucessivamente, até que o desvio volte a zero ou a potência sature, em 0% ou 100%.

A parcela derivativa tem a finalidade de "predizer" a potência necessária para corrigir um determinado desvio, medindo a sua taxa de variação (derivada). Se a temperatura do forno começar a variar numa taxa de $2^{\circ}\text{C}/\text{min}$, e se o Tempo de Derivação for de 0,5 min, a ação derivativa será, logo que começa a variação, equivalente a um desvio de 1°C ($2^{\circ}\text{C}/\text{min} \times 0,5 \text{ min}$), alterando desde logo a potência em 10%, se a banda proporcional for, ainda, de 10°C .

O efeito conjunto das tres parcelas pode ser ajustado de modo que, por exemplo, se a temperatura cair devido a variações na carga térmica, o forno volte a operar na mesma temperatura sem ondulações ou "overshoot", como na figura 2.4.

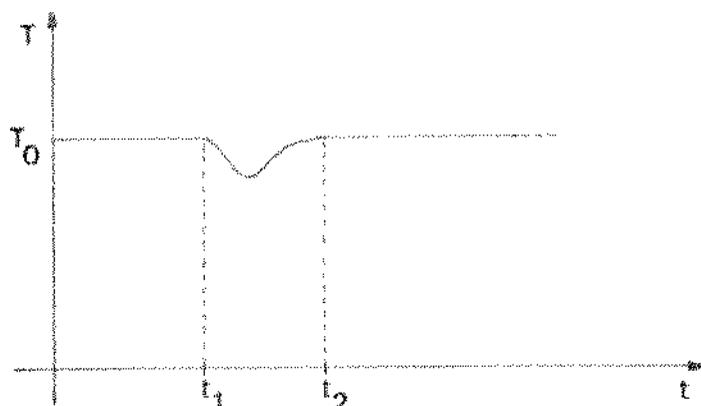


Fig. 2.4 - Resposta \tilde{a} transiente com mínima ondulação.

É simples entender como isto é feito se pensarmos que os efeitos da derivada e da integral do desvio podem se cancelar exatamente em t_2 , na figura acima. Esta condição nem sempre é favorável, pois pode-se, em certos casos, admitir uma pequena ondulação, em troca de uma resposta mais rápida.

As figuras 2.5 a 2.7 mostram as montagens das partes principais do controlador, descritas nos apêndices. A figura 2.8 mostra o painel de controle do protótipo construído.

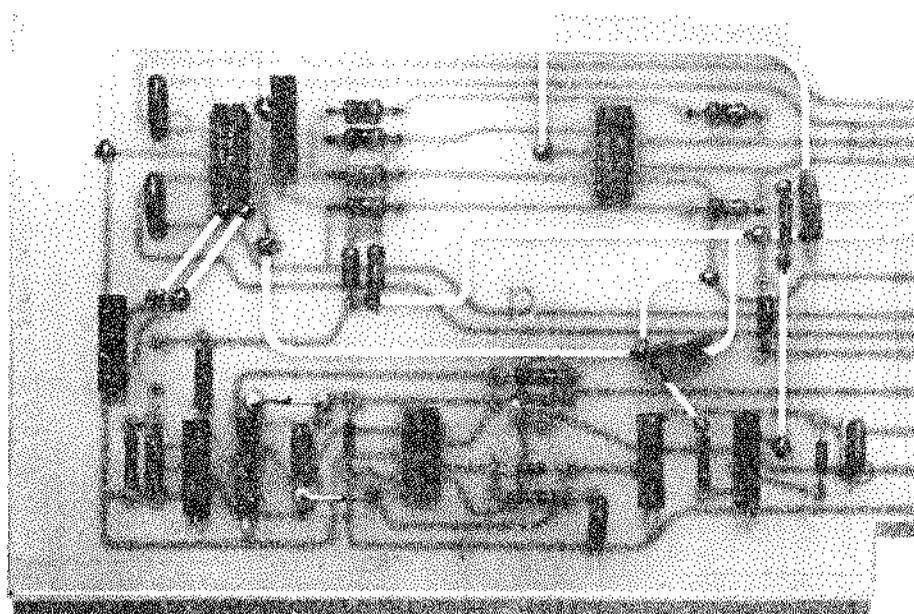


Fig. 2.5 - "Set-point" e compensação de função fría (foto).

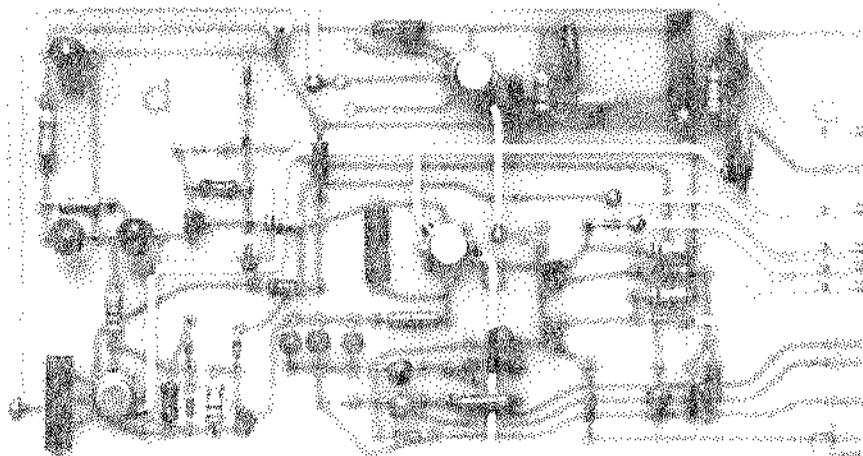


Fig. 2.6 - Amplifier in a control circuit.

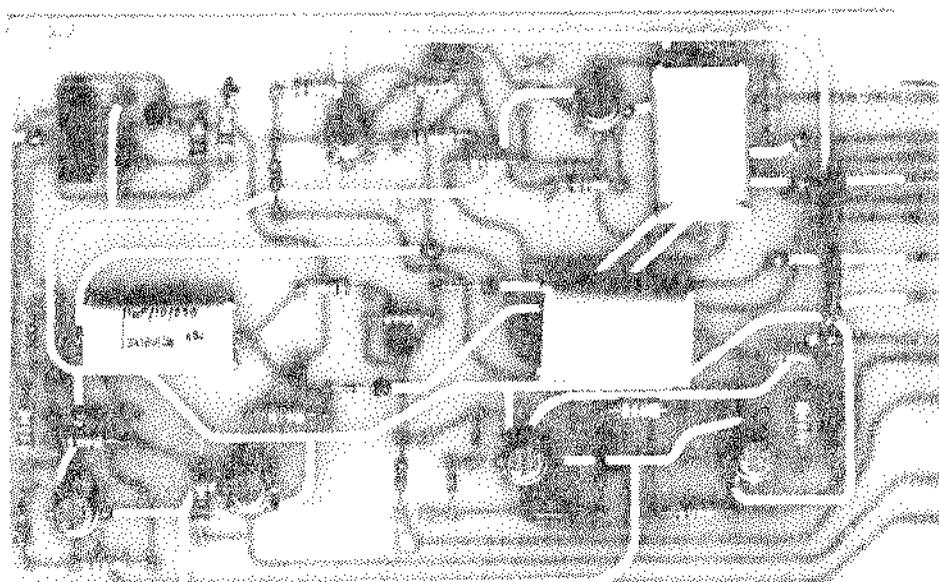


Fig. 2.7 - Circuit in a control circuit.

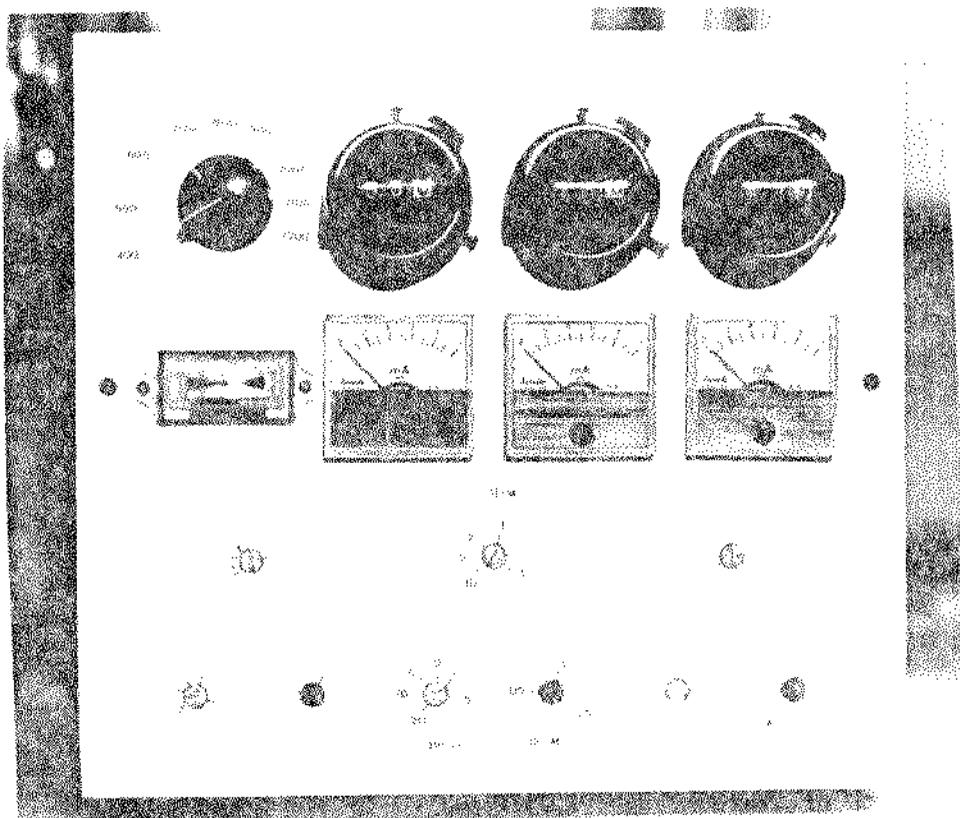


Fig. 2.9 - Aspecto do painel de controle do protótipo (foto).

2.2 - Medidas

Os parâmetros mais importantes do controlador de temperatura são sua acuidade, estabilidade, repetibilidade e sensibilidade a variações de temperatura ambiente, da maneira definida no Capítulo I. Tais medidas não são simples de serem realizadas com precisão, pois implicam em instrumentação nem sempre disponível, como câmaras ambientais e padrões de temperatura. Porém, algumas medidas relativas nos fornecem muitas informações importantes que permitem a caracterização do controlador e alguns artifícios de medida reduzem bastante a faixa de incerteza.

O padrão de temperatura utilizado foi um termômetro digital com sensibilidade para $0,1^{\circ}\text{C}$ (Fluke 2100A). Como pudemos verificar, este instrumento fornece a leitura de temperatura comparando a saída de um conversor análogo-digital (5 1/2 dígitos) com a característica do termopar, armazenada sob forma de tabela em memórias (ROM). Desta forma, testando o conversor A/D podemos ter uma idéia do erro introduzido pelo instrumento. A fonte de tensão de referência utilizada (Fluke 731B) fornece tensões desde zero até $999\ \mu\text{V}$, com resolução de $1\ \mu\text{V}$. Para tensões pequenas (até $10\ \mu\text{V}$) a fonte de referência foi

testada com um voltímetro detetor de nulo (HP419A), cuja escala mais sensível deteta variações de $0,1 \mu\text{V}$, e cuja linearidade pode ser testada invertendo-se os terminais de entrada. Até $10 \mu\text{V}$ estes dois instrumentos apresentaram desvios menores que $0,2 \mu\text{V}$.

Até $999 \mu\text{V}$ a fonte de referência e o termômetro digital não apresentaram desvios relativos. Isto significa que os possíveis desvios são menores que $0,5 \mu\text{V}$, que é o erro máximo de arredondamento do conversor. Como a fonte de referência é especificada para apresentar desvios máximos de $\pm 2 \mu\text{V}$ em relação à acuidade absoluta (durante um ano), podemos afirmar, com pequena margem de erro, que os erros introduzidos pelo conversor são da ordem de $1 \mu\text{V}$, ou seja, menores que $0,1^\circ\text{C}$ para o termopar utilizado (tipo R).

Outra possível fonte de erros é a simulação da junção fria utilizada no termômetro, que pode ser testada por leituras da temperatura ambiente. Comparando com dois termômetros de bulbo de laboratório os desvios notados são menores que $0,5^\circ\text{C}$, que é a resolução destes medidores. Um desvio de 1°C à temperatura ambiente causará um erro menor que $0,5^\circ\text{C}$ acima de 400°C . Isto porque a potência termoelétrica do termopar usado aumenta com a temperatura, passando de $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ a 20°C para mais que $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ a 400°C , e chegando a $14 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ por volta de 1200°C . Além disso a acuidade da compensação de junção fria está relacionada com a do conversor, já que dependem da mesma referência de tensão.

Estas medidas não garantem a exatidão das leituras realizadas com o termômetro, mas mostram que os erros cometidos são pequenos comparados à especificação de $0,5\%$ requerida para o controlador.

Outras medidas, como Resposta a Transientes e Perfil de Temperatura, apesar de dependerem fundamentalmente do tubo aquecedor e do sistema de potência, nos permitem tirar algumas conclusões a respeito do controlador, bem como fornecem informações úteis ao controle do processo de difusão.

O tubo aquecedor utilizado foi um sobressalente dos fornos (THERMCO mod. 201) existentes no LED, comandados pelos circuitos de disparo e potência apresentados no Apêndice E. O tubo possui tres zonas de aquecimento e foi alimentado com 40 volts eficazes na zona central e 25 volts eficazes nas zonas laterais, o que equivale a cerca de 2,5 KW em cada zona. Informações sobre as constantes de tempo do forno podem ser obtidas da figura 2.9, que mostra a subida da temperatura de 25°C a 1000°C .

É também importante notar que, com as zonas de aquecimento operando, é muito mais rápido elevar que baixar a temperatura, com o controlador lí-

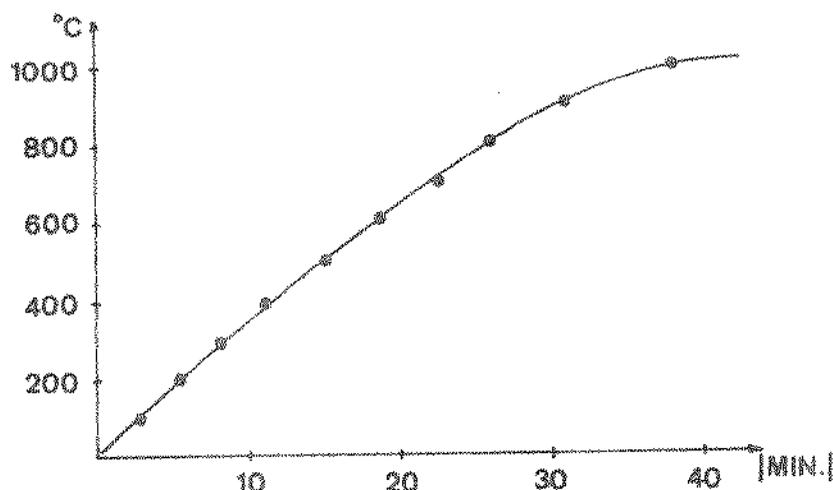


Fig. 2.9 - Subida da temperatura até 1000°C .

gado. Isto porque as zonas laterais servem exatamente para manter a zona central com pouquíssimas perdas.

O tubo utilizado possui refrigeração a água, o que impede as paredes externas de se aquecerem em demasia, e alterar a temperatura ambiente. O fluxo de água não afeta a temperatura do forno, porém atua indiretamente sobre o ponto ótimo dos controles PID, pois estabelece as perdas na superfície. O fluxo deve ser mantido razoavelmente constante, o suficiente para a parede externa ficar abaixo de 60°C , evitando assim erros devido aos fios de extensão dos termopares. Nas medidas realizadas o fluxo não foi medido, apenas regulado até obter a condição acima. A figura 2.10 mostra a montagem do tubo para testes.

Um outro ponto importante com relação ao tubo aquecedor diz respeito a influências do ambiente sobre o sensor, através das aberturas laterais. Se, com o forno em operação, uma corrente de ar passar dentro do tubo, haverá uma alteração momentânea na temperatura do sensor, que é rapidamente restaurada pela grande massa térmica aquecida que o circunda. Porém, se o controlador detectar esta variação, tentará corrigir a temperatura e causará um erro talvez maior. Por isso deve-se utilizar tampões adequados nas bordas do tubo, e manter a banda passante do amplificador de erro a suficiente para detectar as variações "rápidas" de interesse (Apêndice D).

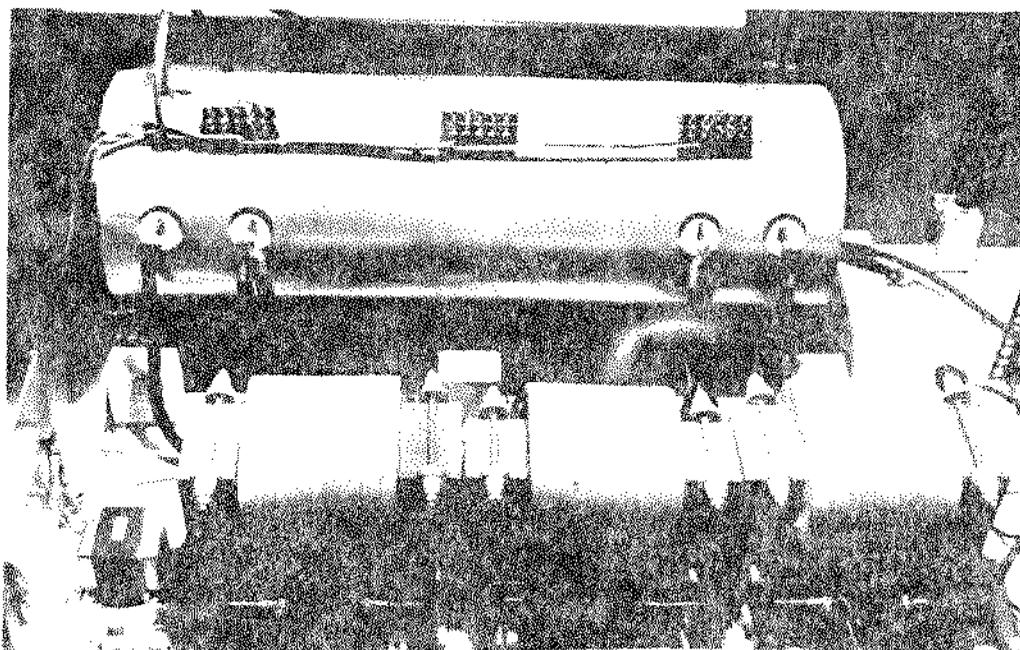


Fig. 2.10 - Forno aquecedor e transformadores (foto).

Nos itens que se seguem serão descritas as medidas realizadas para caracterização do controlador e comentados os fatores importantes na utilização de fornos de difusão.

Para obter informações sobre a atuação do controlador devemos medir a temperatura do sensor utilizado para controle da zona central. Para evitar erros de medida, o mesmo termopar foi usado como sensor para o controlador e para a leitura da temperatura. Para monitorar as variações de temperatura com precisão o amplificador de erro do controlador da zona central foi utilizado como detetor de nulo, e sua tensão de saída (V_0) foi registrada graficamente. O sistema de medidas completo está esboçado na figura 2.11. Como a impedância de entrada do termômetro é grande em relação à de saída do termopar, sua ligação ao circuito não gera erros.

Convém notar que o registrador gráfico deverá registrar uma tensão nula quando a temperatura do forno estabilizar, e qualquer desvio do zero aparecerá multiplicado por 20.000, tornando o sistema bastante sensível. Por exemplo, com o forno operando a 400°C , faixa na qual a potência termopelétrica do termopar vale cerca de $10 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, o sinal V_0 variará 200 mV por grau de desvio na temperatura do forno. Utilizando o registrador gráfico numa escala correspondente a $100 \text{ mV}/\text{cm}$ teremos uma leitura correspondente a $0,5^{\circ}\text{C}/\text{cm}$, que nos permite detetar variações da ordem de $0,1^{\circ}\text{C}$ (2 mm) com facilidade.

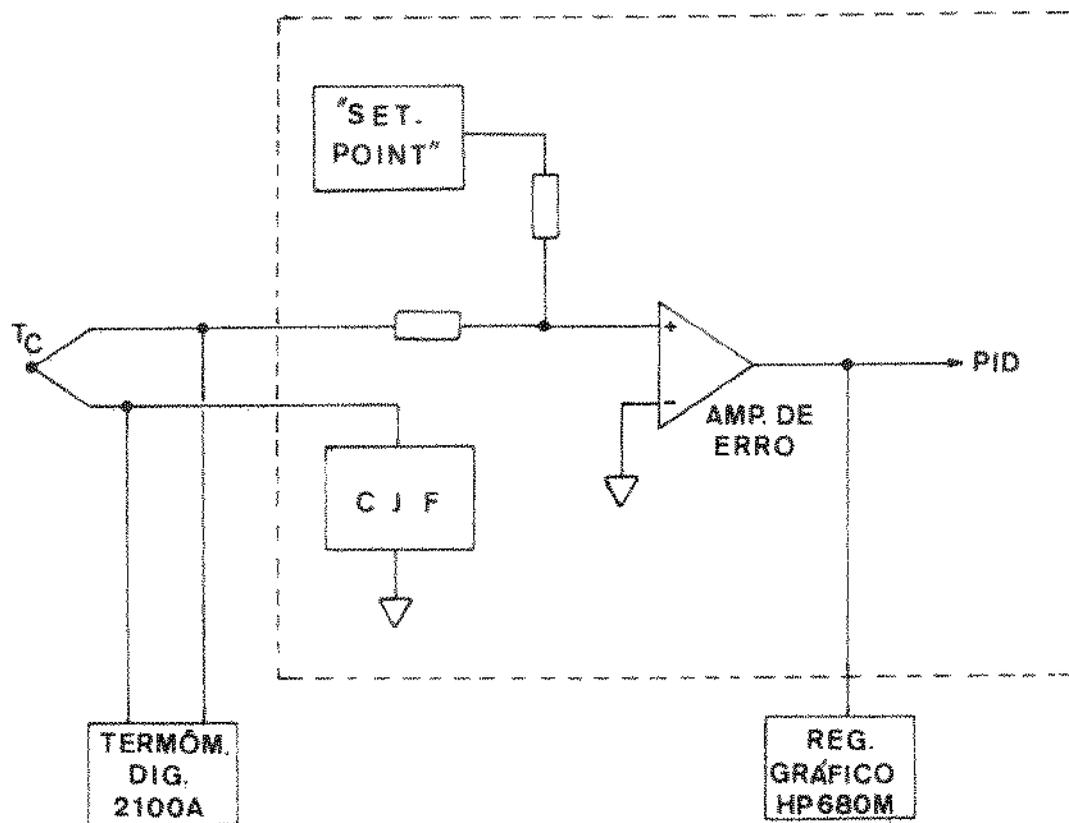


Fig. 2.11 - Sistema de medidas.

Como o comportamento do forno depende dos parâmetros dos controladores PID das tres zonas, estes serão indicados de acordo com a seguinte convenção:

Zona Central: SP = "Set-Point" da zona central ($^{\circ}\text{C}$)
 TR = Taxa de reajustes (reajustes/minuto)
 TD = Tempo de derivação (minutos)
 BP = Banda proporcional ($^{\circ}\text{C}$)

Zona Lateral Esquerda:

SPE = "Set-Point" ($^{\circ}\text{C}$)
 TR = Taxa de reajuste (reajustes/minuto)
 TD = Tempo de derivação (minutos)
 BP = Banda proporcional ($^{\circ}\text{C}$)

Zona Lateral Direita:

SPD = "Set-Point" ($^{\circ}\text{C}$)

TR = Taxa de reajuste (reajustes/minuto)

TD = Tempo de derivação (minutos)

BP = Banda proporcional ($^{\circ}\text{C}$)

2.2.1 - Medidas de Estabilidade

As ondulações na temperatura do forno, como já foi mencionado, dependem dos parâmetros dos controladores PID, para uma determinada carga térmica. Todas as medidas foram feitas com um tubo de quartzo no interior do forno, para simular uma condição semelhante à dos processos de difusão (figura 2.12).

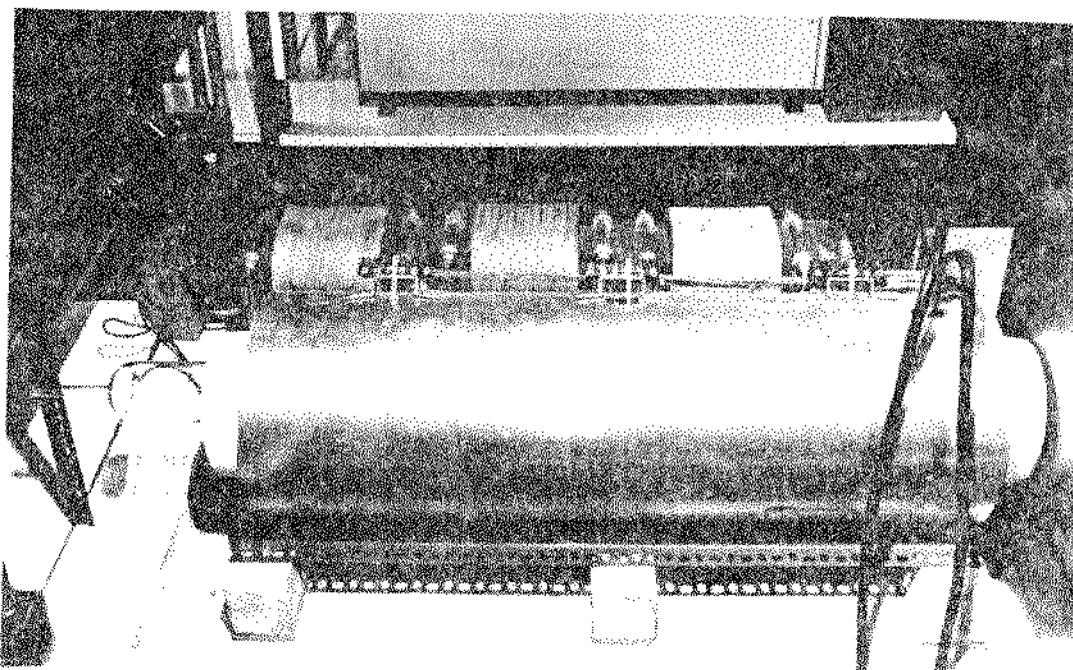


Fig. 2.12 - Aspecto do tubo aquecedor (foto).

Para realizar medidas de estabilidade para várias temperaturas de operação, os controles foram ajustados de modo a obter mínimas ondulações. Estes ajustes foram feitos aumentando-se gradativamente a sensibilidade do controlador, por redução da banda proporcional até cerca de 1°C . A partir de então; a taxa de reajuste (TR) e o tempo de derivação (TD) foram regulados até obter ondulações as menores possíveis sem perigo de instabilidade. Estas ondulações, como veremos, são rápidas em relação aos tempos utilizados nos proces-

tos de difusão (30 a 60 minutos), e sua amplitude muito pequena. Verificou-se, ainda, que tais ondulações não são muito sensíveis aos parâmetros dos PID, podendo-se alterá-los para obter melhor resposta à transientes sem piorar o desempenho.

O comportamento típico da temperatura na zona central é ilustrado na figura 2.13, onde está mostrada a tensão de saída do amplificador de erro, com o forno operando à $1002,9^{\circ}\text{C}$.

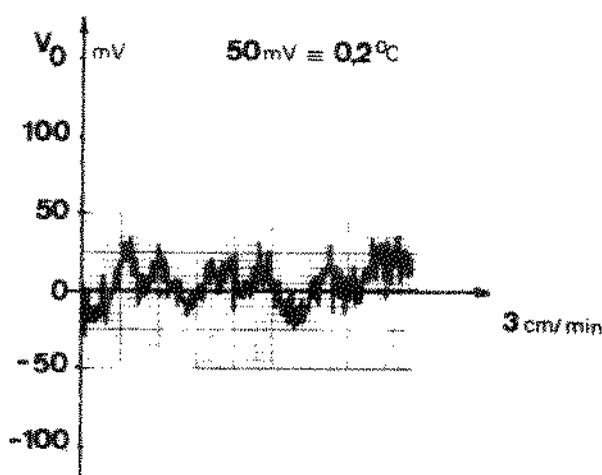


Fig. 2.13 - Ondulações na temperatura do forno.

As variações ilustradas acima são aproximadamente constantes em toda a faixa de temperaturas de operação, pois são causadas principalmente por flutuações no próprio amplificador de erro (Apêndice D). Estas flutuações foram também medidas com o termômetro digital, que possui sensibilidade de $0,1^{\circ}\text{C}$, verificando-se que a temperatura no sensor permanece estável dentro de $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$, para a faixa de 400°C à 1300°C , com medidas realizadas a intervalos de 50°C .

A especificação de estabilidade, como foi visto no Capítulo 1, requer que a temperatura flutue no máximo $\pm 1/2^{\circ}\text{C}$ durante oito horas. Para medir este parâmetro foram feitas medidas com duração de oito horas, verificando-se que as únicas ondulações presentes são as do tipo mostrado na figura 2.13, que são causadas principalmente por flutuações no amplificador de erro (Apêndice D).

Como as alterações mais lentas da temperatura não são registradas graficamente, porque o controlador tende sempre a restaurar a condição de erro nulo, as medidas tiveram que ser feitas pela observação do termômetro digital.

Assim, ao longo das oito horas, foram feitas medidas com duração de poucos minutos, para registrar a temperatura do forno e verificar as flutuações. Como o termômetro digital arredonda as medidas, as flutuações aparecem como se a temperatura variasse abruptamente, como mostrado na figura 2.14.

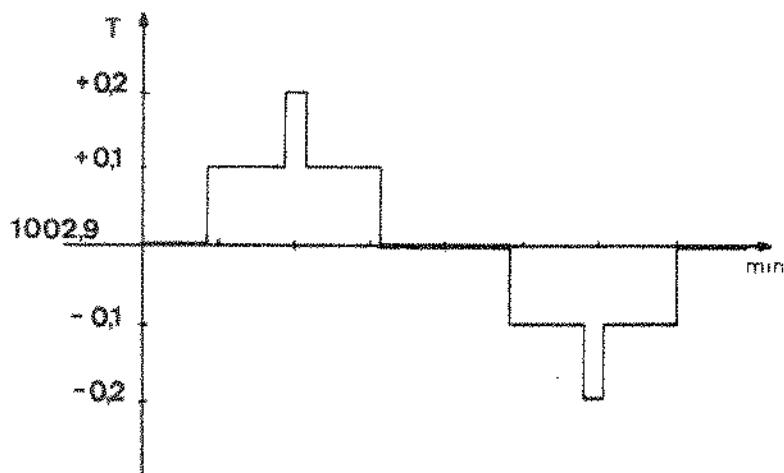


Fig. 2.14 - Ilustração das medidas feitas com o termômetro.

Como a figura 2.14 indica, a temperatura flutua entre $-0,2$ e $+0,2^{\circ}\text{C}$ em torno do ponto de operação. Porém, como a leitura destes desvios máximos ($-0,2$ e $+0,2$) durou muito pouco tempo, podemos concluir que os desvios reais são menores que $0,2^{\circ}\text{C}$, pois, para o termômetro, um desvio de $0,151$ é indicado como $0,2$, como ilustra a figura 2.15.

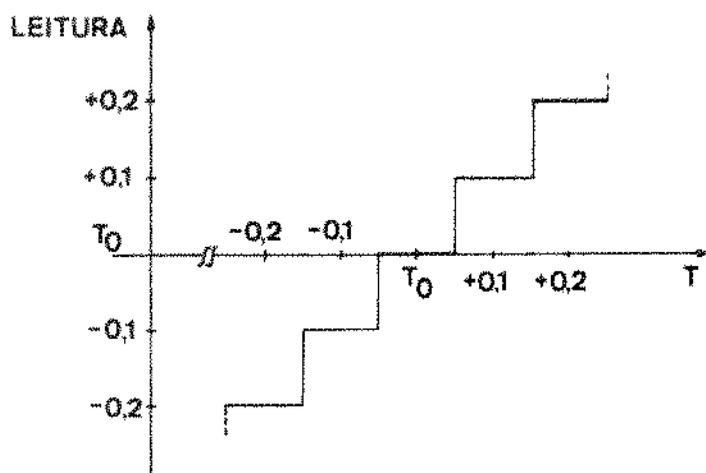


Fig. 2.15 - Característica de arredondamento do termômetro.

As medidas de estabilidade foram feitas a 400°C e 1000°C , pois, como foi verificado, este parâmetro não depende do ponto de operação. A figura 2.16 mostra os resultados dessas medidas, indicando-se as flutuações por uma faixa de incerteza em torno da temperatura de operação.

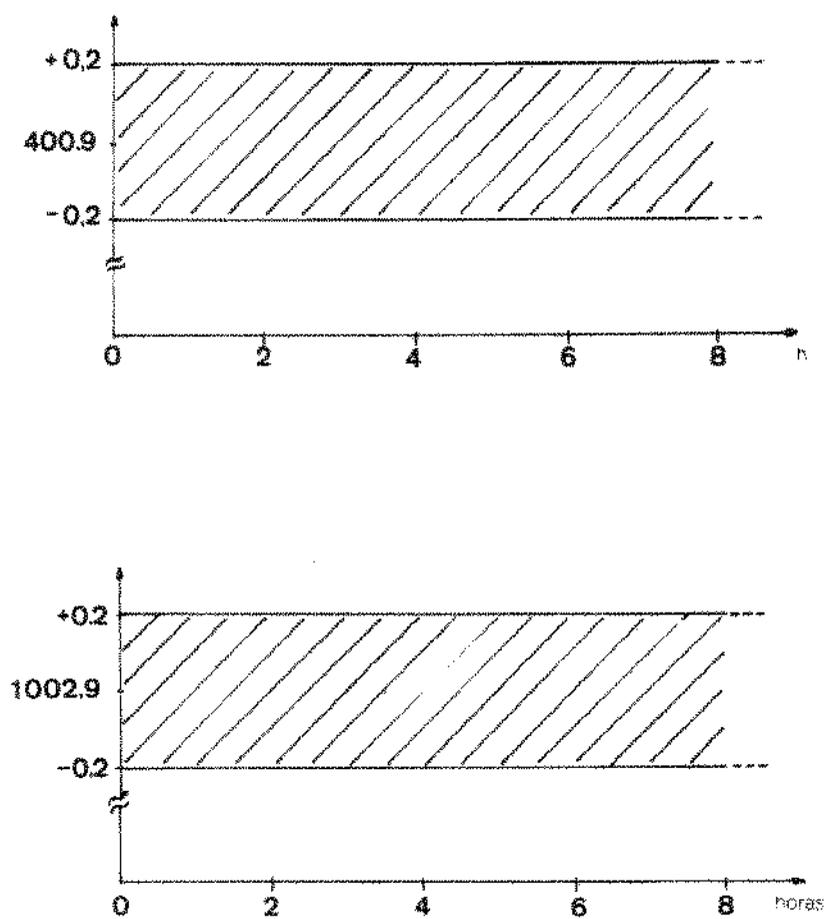


Fig. 2.16 - Medidas de estabilidade.

2.2.2 - Acuidade da Temperatura

Para se obter medidas precisas da acuidade da temperatura do forno seria necessário utilizar algum padrão de temperatura. Este padrão pode ser um termopar aferido ou pode ser obtido calibrando-se um termopar pelo ponto de fusão de metais puros. Como a acuidade da temperatura não é fator importante na caracterização do controlador, pois este permite ajustes através de padrões existentes nos laboratórios, as medidas de acuidade foram realizadas com os termopares de Platina/Platina-Ródio (tipo R) disponíveis no laboratório. Dois desses termopares, colocados à mesma temperatura (1000°C) forneceram leituras com desvio relativo menor que $0,2^{\circ}\text{C}$, o que não assegura sua calibração mas dá uma idéia da dispersão entre termopares do mesmo lote. Para realizar as medidas de acuidade foi utilizado um único termopar, e a única medida realizada para verificar sua acuidade foi a comparação com o termômetro digital à temperatura ambiente, com desvio estimado em $0,1^{\circ}\text{C}$.

Com o termômetro digital aferido, como descrito no item 2.2, os resultados obtidos foram os mostrados na Tabela 1, cujos desvios incluem erros devidos ao termopar, considerando o termômetro como um padrão de temperatura. Estas medidas foram realizadas com $\text{BP} = 2^{\circ}\text{C}$, $\text{TR} = 2$ reaj/min e $\text{TD} = 0,5$ min para as tres zonas, com a temperatura ambiente entre 24°C e 26°C .

Como podemos observar na Tabela 1, os maiores desvios ocorrem nos pontos intermediários das centenas. Isto porque os erros de interpolação são maiores para estes valores, como discutido no Apêndice C. Além disso o potenciômetro utilizado no "set-point" deve ter sua não-linearidade mais acentuada com o cursor no meio.

Na região de maior interesse (900 a 1200°C), pela Tabela 1, a temperatura do forno ficou exata dentro de $0,25\%$, o que atende, com boa margem, à especificação de $\pm 0,5\%$ tomada como objetivo.

Para utilização do forno em processos de difusão é necessário saber a temperatura real das amostras, para que o processo possa ser periodicamente calibrado. Para isso é necessário dispor de um método de medida de temperatura mais preciso, envolvendo padrões mais confiáveis do que o termômetro digital utilizado.

"Set-Point" °C	Leitura °C no Termômetro Digital	Desvio %
400,0	400,8	+0,2
450,0	452,2	+0,49
500,0	500,5	+0,1
550,0	552,1	+0,38
600,0	600,8	+0,13
650,0	652,0	+0,3
700,0	700,9	+0,12
750,0	752,2	+0,29
800,0	801,1	+0,13
850,0	852,1	+0,24
900,0	901,1	+0,12
950,0	952,1	+0,22
1000,0	1001,3	+0,13
1050,0	1052,3	+0,22
1100,0	1102,9	+0,26
1150,0	1152,8	+0,24
1200,0	1202,8	+0,23
1250,0	1252,9	+0,23
1300,0	1302,8	+0,21

Tabela I - Medidas de acuidade.

2.2.3 - Repetibilidade

Como foi definido no Capítulo 1, as medidas de repetibilidade foram feitas apenas em relação aos parâmetros do controlador, sem levar em conta efeitos como a degeneração do sensor ou alteração das características do tubo aquecedor.

Com o "set-point" ajustado para 1000,0°C, o termômetro digital indicou 1002,9°C para a temperatura na zona central do forno, com BP = 2°C, TR = 0,5 reaj/min e TD = 0,5 min para as tres zonas.

O controlador de temperatura foi então ligado e desligado trinta vezes, permanecendo desligado até a temperatura do forno cair 25°C em relação

ao ponto de operação, tempo suficiente para descarregar todos os capacitores e "esfriar" os componentes do controlador. Durante o experimento a temperatura ambiente se situou entre $28,5$ e 29°C , e a tensão de referência do controlador, principal responsável pela estabilidade do ponto de operação, não apresentou variações, mantendo-se igual a $-6,01$ volts.

Em todos os ciclos a temperatura voltou a estabilizar em $1002,9^{\circ}\text{C} \pm 0,2^{\circ}\text{C}$, o que já indica que $0,5^{\circ}\text{C}$ de variação na temperatura ambiente não foi capaz de alterar a faixa de incerteza de $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$ em torno do ponto de operação. A figura 2.17 mostra algumas das curvas obtidas ao desligar e ligar o controlador.

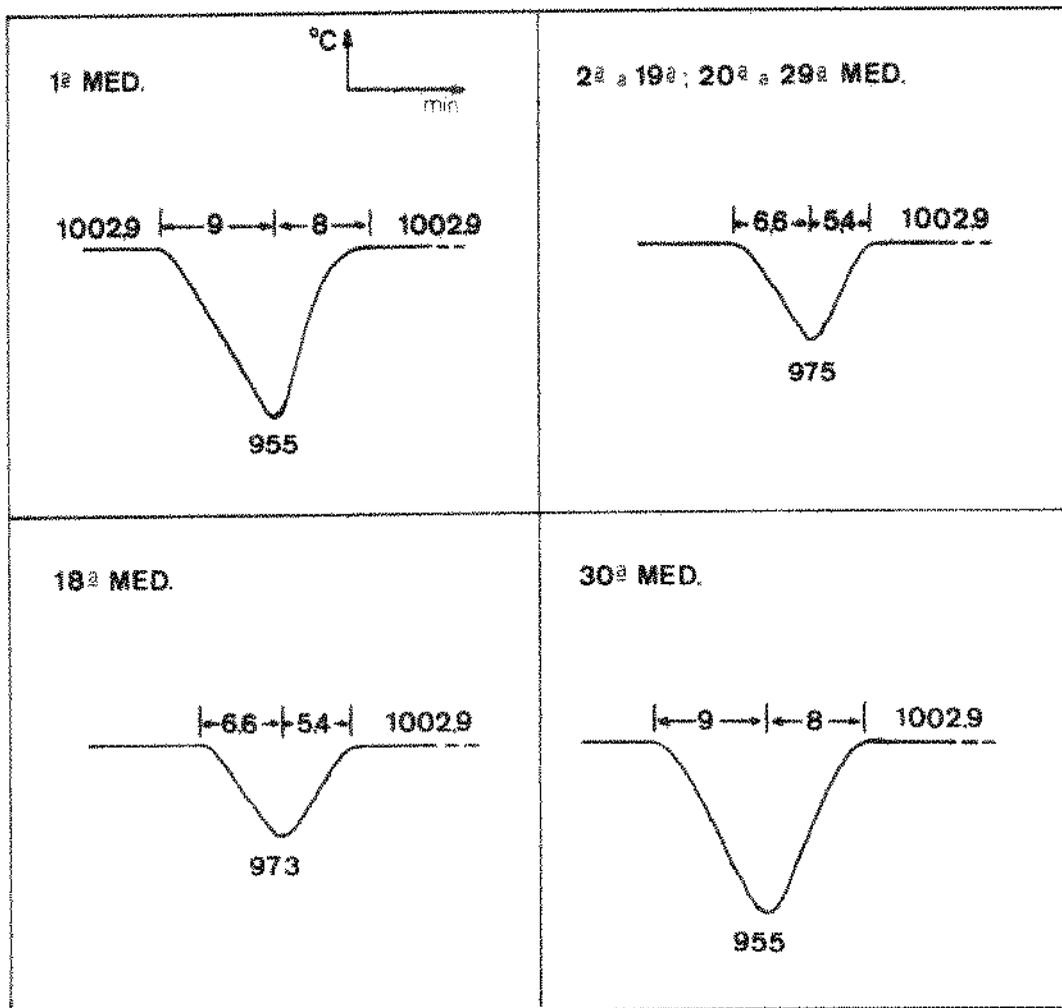


Fig. 2.17 - Fases da medida de repetibilidade.

A escala vertical usada na figura 2.17 não permite detetar pequenas ondulações na temperatura, e foi usada apenas para anotar, ao longo da curva, a leitura da temperatura feita através do termómetro digital.

Para determinar o período de calibração dos fornos, levando-se em conta todos os efeitos que fazem seu ponto de operação se alterar, deve-se dispor também de padrões de temperatura e levantar suas características em um tempo de utilização maior, criando assim uma rotina de calibração adequada. Os maiores causadores de desvios serão provavelmente os termopares, que se contaminarão tanto mais quanto mais alta for a temperatura de funcionamento.

2.2.4 - Efeitos da Temperatura Ambiente

As medidas de variações na temperatura do forno por efeitos de temperatura ambiente foram feitas em faixas estreitas, utilizando apenas as variações de temperatura da sala durante o dia, que alcançou em média 3 a 4°C. A temperatura ambiente foi medida nos terminais de entrada do termopar da zona central do controlador, onde se localiza também o sensor utilizado para a compensação de junção fria. Foram realizadas várias medidas, com o forno operando em 400°C e 1000°C.

As medidas iniciais indicaram uma deriva térmica de cerca de 0,4°C por grau de variação na temperatura ambiente. Este valor é excessivamente grande, comparado à especificação de 0,1°C/°C, colocado como objetivo a ser alcançado.

Verificamos, então, como já era esperado, que a deriva térmica era causada por variações na tensão de referência, pois na impossibilidade de importar um diodo Zener de precisão (ver Apêndice C, fig. C.8) foi utilizado um diodo que não atendia às especificações necessárias, cujas especificações quanto à variações de temperatura não eram conhecidas. O diodo de referência (D_1) foi então retirado, ficando o circuito de referência de tensão como mostrado na figura 2.18.

A fonte regulada de -15 volts que alimenta o "set-point" e os amplificadores de erro (Apêndice E) é composta por um pré-regulador e uma fonte DC integrada (7915), e deve apresentar um coeficiente de temperatura típico de 100 ppm/°C, ou seja, 0,01%/°C, o que equivale a cerca de 0,077°C de desvio por grau de variação na temperatura ambiente, sem levar em conta outras fontes de erro (Apêndice C).

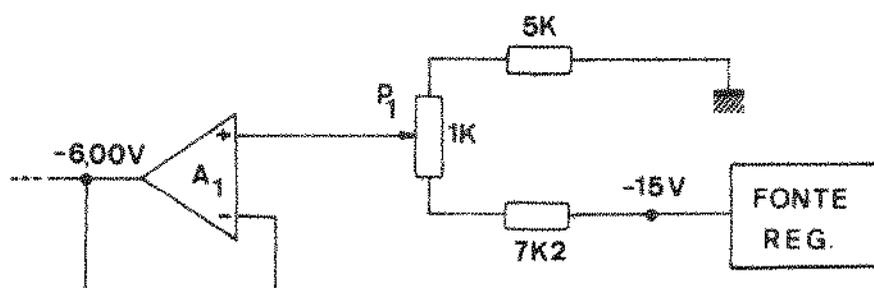


Fig. 2.19 - Geração da tensão de referência.

Com esta mudança o coeficiente de temperatura diminuiu consideravelmente, tendo sido feitas as seguintes medidas:

a) $SP = 400^{\circ}\text{C}$

$$T_{\text{amb}} = 25,5^{\circ}\text{C} \quad T = 400,7 \pm 0,1^{\circ}\text{C}$$

$$T_{\text{amb}} = 29,0^{\circ}\text{C} \quad T = 401,1 \pm 0,1^{\circ}\text{C}$$

$$\therefore \frac{\Delta T}{\Delta T_{\text{amb}}} \cong 0,11^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$$

b) $SP = 1000^{\circ}\text{C}$

$$T_{\text{amb}} = 28^{\circ}\text{C} \quad T = 1002,9 \pm 0,2^{\circ}\text{C}$$

$$T_{\text{amb}} = 29,5^{\circ}\text{C} \quad T = 1003,0 \pm 0,2^{\circ}\text{C}$$

$$\frac{\Delta T}{\Delta T_{\text{amb}}} \cong 0,063^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$$

Embora estes valores não sejam representativos da deriva média com temperatura ambiente, principalmente pelas faixas estreitas onde foram obtidos, nos dão uma idéia do comportamento do controlador. As medidas à 1000°C são menos confiáveis porque o desvio ocorrido é menor que a ondulação ($0,2^{\circ}\text{C}$) na tem

peratura do forno, e a faixa de temperatura ambiente muito estreita. O valor $0,11^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$ foi considerado aceitável, em comparação com os $0,1^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$ especificados. Porém, como este desempenho pode ter sido casual, os fornos a serem utilizados no LED deverão utilizar a referência de tensão adequada, como especificada no Apêndice C.

2.2.5 - Resposta a Transientes

Além de apresentar boa estabilidade durante o processo, um forno de difusão deve reagir rapidamente a perturbações na sua temperatura de funcionamento.

Num forno com tres zonas de aquecimento as regiões laterais funcionam como capacitâncias térmicas não lineares, pois as perdas pelas bordas são controladas independentemente, não dependendo da temperatura da zona central, como num forno de uma única zona. Deste modo, aumentando-se a temperatura de operação, os gradientes térmicos existentes entre a região central e as laterais não aumentam, e podem ser ajustados independentemente. Por este motivo torna-se difícil prever o comportamento do forno com relação a transientes como função dos parâmetros dos tres controladores PID.

Verificamos experimentalmente, que ajustando os controles PID da zona central de aquecimento, pode-se reduzir as ondulações na temperatura do forno. Por outro lado, ao regular estes controles para tornar o controlador muito sensível pode-se gerar oscilações não amortecidas, evidentemente indesejáveis. Os controladores das zonas laterais, embora com menor influência sobre a temperatura da zona central, podem causar os mesmos efeitos. Durante as medidas os controladores foram ajustados para obter a maior estabilidade possível na temperatura da zona central.

Foi verificado também que estes pontos dos ajustes proporcionam boas características de resposta a transientes. Isto pode ser facilmente entendido considerando-se que as flutuações da rede e variações nas condições de contorno térmicas agem como perturbações. Logo o ponto ótimo de ajuste, que provoca menores ondulações, deve ser o ponto que torna o forno mais capaz de reagir a estas perturbações, e a outras perturbações como variação da massa térmica no interior do tubo aquecedor. A figura 2.19 mostra, para o forno operando a 1000°C , a reação do forno a um transiente de cerca de 1°C .

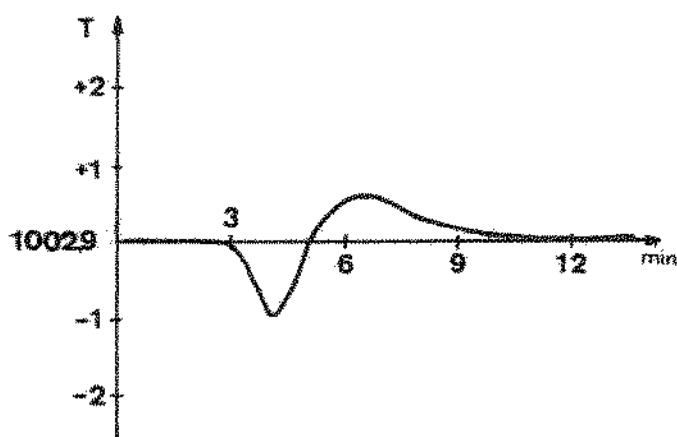


Fig. 2.19 - Resposta a variação da carga térmica.

Este transiente foi obtido ao inserir dentro do tubo de quartzo um tubo para medida do perfil de temperatura do forno. Foi também realizada uma medida inserindo dentro do tubo de reações um suporte para lâminas, do tipo que é normalmente utilizado durante o processo. A figura 2.20 mostra o efeito sobre a temperatura na zona central, em uma escala mais expandida, no caso do suporte de lâminas.

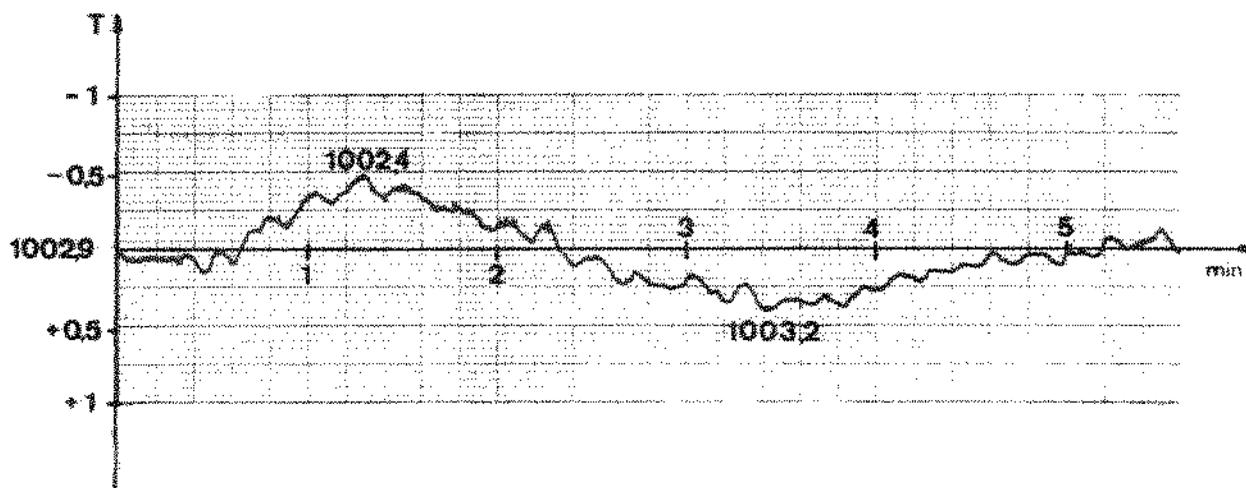


Fig. 2.20 - Transiente causado pelo suporte de lâminas.

Estas medidas são importantes para caracterização do processo, uma vez que o tempo de restauração da temperatura pode ser da mesma ordem de grandeza do tempo de duração de uma difusão.

2.2.6 - Perfil da Temperatura

A região do forno de difusão na qual a temperatura pode ser considerada constante é chamada normalmente de zona plana, e seu comprimento limita o número de lâminas que podem ser processadas ao mesmo tempo. A zona plana de um forno depende basicamente da uniformidade do elemento aquecedor e dos métodos térmicos utilizados para equalizar a temperatura numa certa região. Para um forno com tres zonas de aquecimento, as zonas laterais são ajustadas até obter-se a zona plana desejada. Este processo de ajuste é relativamente demorado, e as diferenças relativas entre as temperaturas das tres zonas são função da temperatura de operação. Por isso é aconselhável padronizar a temperatura de operação dos fornos variando, quando necessário, os tempos ou outros parâmetros envolvidos no processo.

O método utilizado por nós para ajuste do perfil de temperatura consiste em medir as temperaturas no centro e nos extremos da região onde se deseja a zona plana e aproximá-la sucessivamente do valor desejado.

A seguir, ilustraremos quatro iterações da calibração realizada, a partir da figura 2.21 calculando, para cada caso, os incrementos necessários nas temperaturas de cada zona para obter uma zona plana de 30 cm de comprimento a $1000,0^{\circ}\text{C}$.

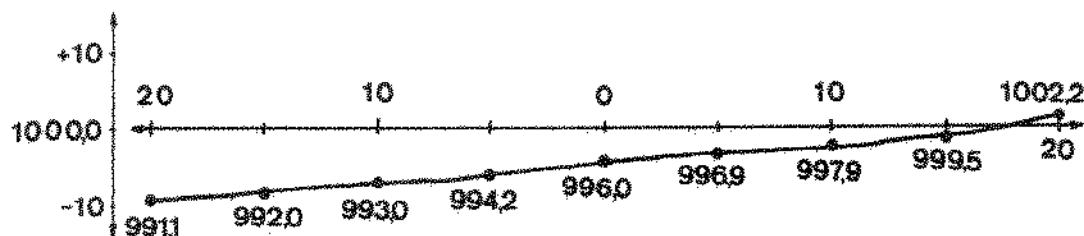


Fig. 2.21 - Perfil inicial.

Os novos valores dos "set-points" das tres zonas serãõ função da temperatura desejada (T_0) e das temperaturas lidas no centro do tubo (T_C), 15 cm à direita (T_D) e 15 cm à esquerda (T_E).

Com os dados da figura 2.21 temos:

$$T_0 = 1000,0 \quad T_C = 996,0 \quad T_D = 999,5 \quad T_E = 992,0$$

Calculamos, então, as diferenças:

$$\Delta_C = T_0 - T_C = 4,0^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta_D = T_0 - T_D - \Delta_C = 1000,0 - 999,5 - 4,0 = -3,5^{\circ}\text{C}$$

$$\Delta_E = T_0 - T_E - \Delta_C = 1000,0 - 992,0 - 4,0 = 4,0^{\circ}\text{C}$$

Os novos valores das temperaturas seleccionadas no painel serãõ então dadas por:

$$\text{SPC}' = \text{SPC} + \Delta_C = 1000,0 + 4,0 = 1004,0^{\circ}\text{C}$$

$$\text{SPD}' = \text{SPD} + \Delta_D = 0,0 - 3,5 = -3,5^{\circ}\text{C}$$

$$\text{SPE}' = \text{SPE} + \Delta_E = 0,0 + 4,0 = +4,0^{\circ}\text{C}$$

Com estes ajustes o perfil passa a ser o ilustrado pela figura 2.22, onde é mostrada apenas a região de interesse.

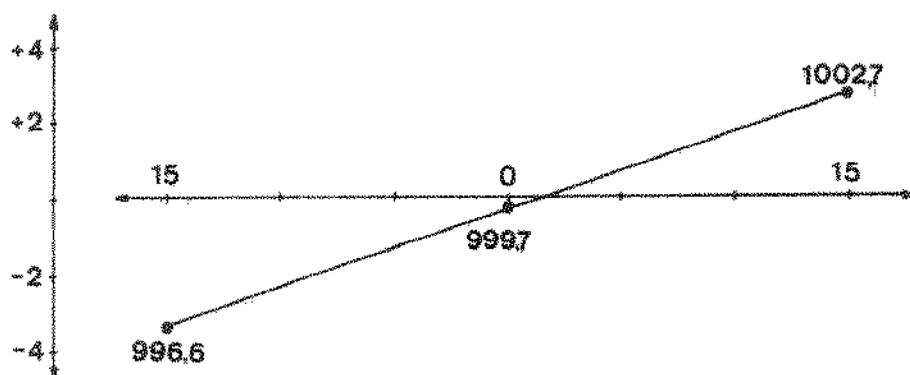


Fig. 2.22 - Segundo perfil obtido.

Agora temos:

$$T_D = 1000,0 \quad T_C = 999,7 \quad T_D = 1002,7 \quad T_E = 996,6$$

Então:

$$\Delta_C = 1000,0 - 999,7 = 0,3$$

$$\Delta_D = 1000,0 - 1002,7 - 0,3 = -3,0$$

$$\Delta_E = 1000,0 - 996,6 - 0,3 = 3,1$$

e os novos ajustes serão:

$$SPC' = 1003,0 + 0,3 = 1003,3$$

$$SPD' = -3,5 - 3,0 = -6,5$$

$$SPE' = +4,0 + 3,1 = +7,1$$

O novo perfil obtido é mostrado na figura 2.23.

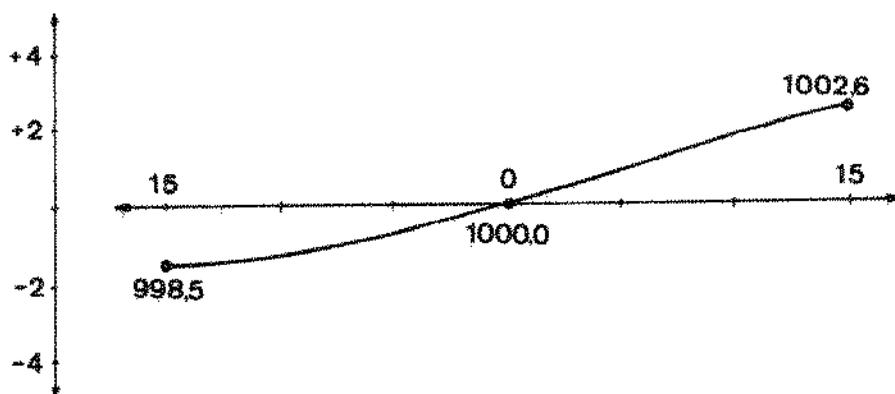


Fig. 2.23 - Terceiro perfil obtido.

Da figura acima:

$$T_D = 1000,0 \quad T_C = 1000,0 \quad T_D = 1002,6 \quad T_E = 998,5$$

$$\Delta_C = 1000,0 - 1000,0 = 0,0$$

$$\Delta_D = 1000,0 - 1002,6 = -2,6$$

$$\Delta_E = 1000,0 - 998,5 = +1,5$$

e teremos então:

$$SPC' = 1003,3$$

$$SPD' = -9,1$$

$$SPE' = +8,6$$

Com estes valores obtivemos o perfil da figura 2.24, que pode ainda ser melhorado. O perfil de temperatura depende evidentemente da posição do tubo de quartzo dentro do tubo aquecedor. Portanto, depois dos ajustes, este deverá ser mantido fixo, sendo suas bordas usadas como referência para a inserção das amostras no centro da zona plana.

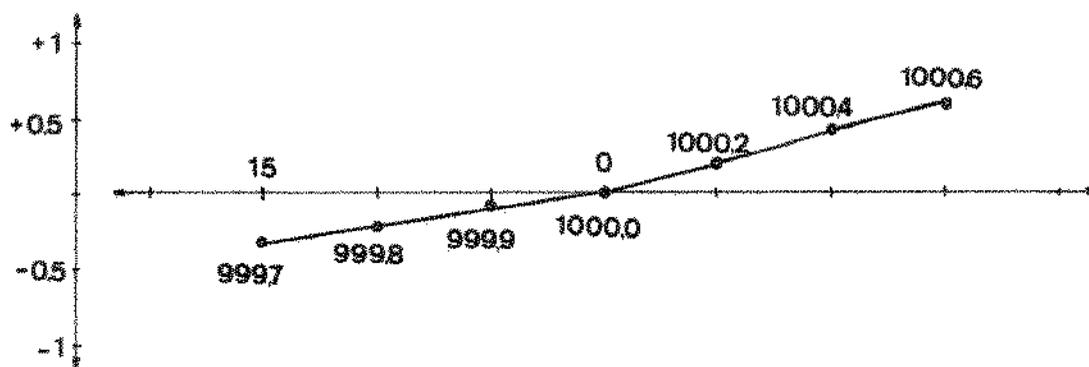


Fig. 2.24 - Quanto perfil obtido.

Da experiência realizada verificamos que a zona plana pode ainda ser estendida, para o tubo utilizado, em cerca de 5 cm para cada lado. Foram gastas cerca de quatro horas para obter os ajustes de perfil.

2.3 - Conclusões

Um dos principais objetivos deste trabalho foi estudar a viabilidade de construir fornos de difusão com componentes e materiais existentes no mercado nacional. O projeto completo de um forno consiste basicamente em dimensionar um tubo aquecedor adequado e um controlador de temperatura que atenda às necessidades dos processos de difusão.

Os materiais utilizados na construção dos tubos, como elementos aquecedores e refratários, já são bastante utilizados no país, em estufas e fornos industriais. As firmas especializadas em construção e manutenção de fornos elétricos podem fornecer, sob encomenda, fornos tubulares para utilização nos processos de difusão. Mesmo os fornos de difusão para processamento industrial poderão ser construídos, pois diferem dos fornos para laboratório apenas no comprimento do tubo aquecedor e estágio de potência.

Com relação aos componentes eletrônicos utilizados no controlador de temperatura, verificamos não haver necessidade de componentes especiais ou de preço muito elevado, tendo sido usados apenas os encontrados no comércio local (São Paulo). Os potenciômetros de precisão e seus respectivos diais são as partes mais caras do controlador, mas poderão ser substituídas por chaves rotativas, com algumas mudanças nos circuitos de seleção do ponto de operação. Também os diodos de referência podem ser substituídos por circuitos com compensação para efeitos térmicos que, embora exijam calibração individual, apresentam o mesmo desempenho.

Os sensores térmicos, embora também importados, já são vendidos regularmente, embora por poucos representantes das poucas fábricas estrangeiras existentes. A calibração desses sensores pode também ser realizada com um aparato relativamente simples.

A conclusão principal do trabalho realizado, a nosso ver, é a de que as técnicas de projeto de instrumentos eletrônicos já estão bastante divulgadas, sendo possível a realização de grande parte desses instrumentos no país. Embora os componentes utilizados sejam importados, direta ou indiretamente, o número de fabricantes é muito grande e sua origem bastante diversificada o que nos garante uma certa independência em relação a fornecedores. A realização desses instrumentos incentiva ainda o desenvolvimento de infraestrutura local, criando mercado para novos produtos e exigindo das firmas existentes o aprimoramento de suas técnicas. O nosso maior comprometimento com fornecedores estrangeiros parece se localizar na área de materiais e componentes específicos

para uma dada aplicação, especialmente sensores, cujo desenvolvimento depende de esforços bastante diversificados em pesquisa básica.

APÊNDICE **A**

O controlador PID

Devido ao seu bom desempenho e à facilidade de realização, os controladores do tipo proporcional-integral-derivativo (P.I.D.) são frequentemente utilizados para controlar fornos elétricos. Utilizando-se os métodos convencionais de análise de sistemas lineares realimentados e conhecendo-se as características do forno, pode-se estabelecer os requisitos necessários ao controlador para otimizar o funcionamento do forno.

*

A.1 - Controlador Proporcional

Neste tipo de controlador a variável de controle é diretamente proporcional ao desvio (erro), que representa o quanto a variável a ser controlada difere do valor desejado.

A figura A.1 ilustra, em blocos, um forno com controle proporcional, onde valem as seguintes relações:

a) Erro ou Desvio: diferença entre a saída do sensor (V_e) e a referência estabelecida (V_R).

$$V_E(T) = V_e(T) - V_R$$

b) Sinal de Controle:

$$V_C(T) = A.V_E(T)$$

c) Potência entregue ao elemento aquecedor:

$$P(V_C) = P_0 - \frac{P_0}{B} \cdot V_C$$

onde P_0 representa a metade da máxima potência disponível, e B é definido através do gráfico da figura A.2.

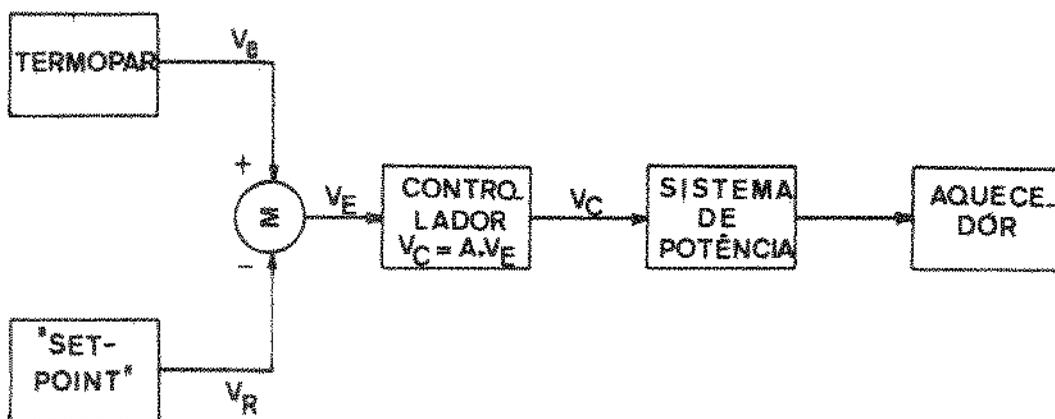


Fig. A.1 - Diagrama de um forno com controle proporcional.

Na figura A.2 vemos com mais detalhes como se faz a entrega de potência.

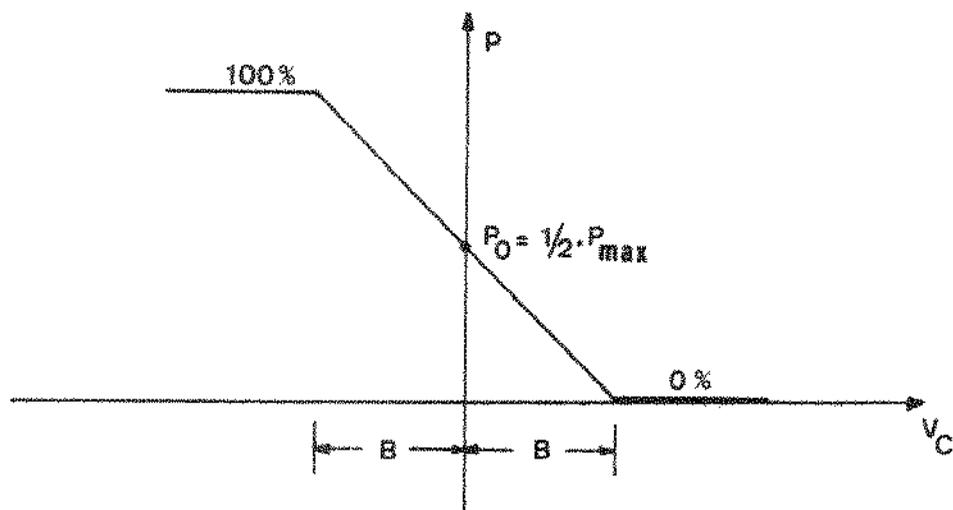


Fig. A.2 - Entrega de potência em função da tensão de controle.

Podemos observar que para $V_C = 0$ a potência entregue vale 50% de P_{\max} , e que é necessário um desvio negativo ($V_C = -B$) para que a potência alcance 100%. Como a cada valor de V_C corresponde um desvio da temperatura desejada, podemos mudar o eixo horizontal da figura A.2 para temperaturas, como mostra a figura A.3.

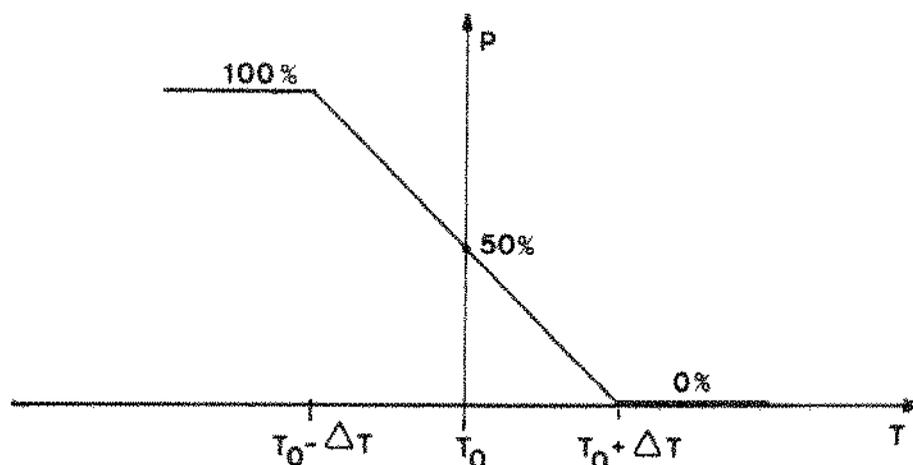


Fig. A.3 - Potência versus desvio de temperatura.

O intervalo de temperaturas desde $T_0 - \Delta T$ até $T_0 + \Delta T$ é normalmente chamado Banda Proporcional, e corresponde ao intervalo necessário para variar de zero a 100% a potência entregue ao elemento aquecedor.

Como exemplo, suponhamos uma banda proporcional de 20°C , o que equivale a $\Delta T = 10^{\circ}\text{C}$.

Quando ligado, se o forno se encontra à temperatura menor que T_0 , o sinal de erro será negativo ($V_E < 0$), e, logo, V_C será negativa. Se este desvio em V_C for maior que B (ver figura A.2), ou seja, se $|T - T_0| > 10^{\circ}\text{C}$, a potência ficará saturada em 100% até que a temperatura atinja um valor que caia dentro da banda proporcional. A partir de então, para cada aumento de temperatura haverá um decréscimo proporcional na potência.

A constante de proporcionalidade A , do controlador, define a largura da banda proporcional. Quanto maior o valor de A mais sensível se torna a correção de potência em função do desvio de temperatura.

Devemos agora examinar qual será a temperatura final do forno. Para cada valor de potência entregue ao sistema de aquecimento teremos uma temperatura final, que é alcançada quando a potência fornecida iguala a potência

perdida. Podemos concluir então que, supondo condições ambientais fixadas, só deve existir uma temperatura na qual o forno estabiliza com 50% da potência.

Se o "set-point" for ajustado exatamente para esta temperatura (T_0), quando o forno estabilizar o erro (V_E) será nulo, indicando a temperatura desejada.

Agora vejamos o que acontece quando o "set-point" é ajustado para uma temperatura maior que T_0 . Instantaneamente aparecerá um erro negativo. A potência fornecida aumentará, e novamente o forno estabilizará numa temperatura na qual as potências fornecida e perdida se igualam.

É evidente que, se esta nova temperatura for maior que T_0 , a potência necessária para mantê-la será maior que 50%, e logo, V_C será diferente de zero. Isto indica que V_E será diferente de zero, pois $V_C = A.V_E$. Portanto existirá uma diferença entre a temperatura final e a desejada.

Assim, a menos que a banda proporcional se desloque, como mostra a figura A.4, nada garante que a temperatura alcance o valor correto.

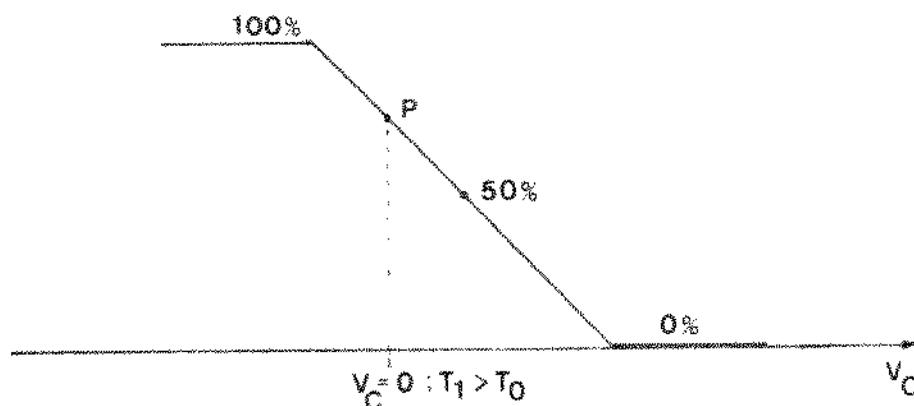


Fig. A.4 - Desvio da banda proporcional.

A.2 - Controlador Proporcional-Integral

Vimos no ítem anterior que o controlador utilizado não é suficiente para manter o forno à temperatura desejada. Se substituirmos a relação $V_C = A.V_E$ por:

$$V_C = A \left[V_E + \frac{1}{R} \int_0^t V_E dt \right]$$

teremos duas parcelas controlando a entrega de potência. A primeira parcela, ΔV_E , definirá a banda proporcional, enquanto a segunda parcela dará o deslocamento necessário na banda proporcional, como veremos a seguir.

Ainda com relação ao exemplo dado anteriormente, um desvio ΔV_E negativo causará imediatamente um erro ΔV_C também negativo, forçando entrega de mais de 50% da potência máxima. A parcela

$$\frac{A}{R} \cdot \int_0^t \Delta V_E dt \quad ,$$

à medida que o tempo passa, contribui para aumentar ainda mais a potência. Ocorrerá, então, uma entre duas possibilidades:

a) A potência alcançará 100% - Se mesmo assim o forno não alcançar T_1 significa que ele, com a potência disponível, não pode operar em T_1 .

b) A temperatura T_1 é ultrapassada - Neste caso surgirá um erro positivo, e o integrador agirá no sentido de diminuir a potência. Quando o forno estabilizar, se houver amortecimento, teremos $V_E = 0$, e a parcela

$$\frac{A}{R} \int_0^t V_E dt$$

igual a uma constante que dará à banda proporcional o deslocamento necessário.

Como podemos notar, a "velocidade" de ação da parcela integral do controle depende da constante de tempo R [minutos], que deverá ser ajustada de modo a melhorar o desempenho, minimizando as oscilações em torno da temperatura desejada.

Para um desvio fixo ΔV_E teremos uma contribuição $A \cdot \Delta V_E$ dada pela parcela proporcional, enquanto a parcela integral será (supondo condições iniciais nulas):

$$A \cdot \frac{1}{R} \int_0^t \Delta V_E dt = A \cdot \Delta V_E \cdot \frac{t}{R}$$

Quando tivermos $t = R$ a parcela devida ao integrador valerá $A \cdot \Delta V_E$, portanto o mesmo que a parcela proporcional. Logo, passados R minutos dizemos que houve um reajuste (reset), daí a constante $1/R$ ser chamada de taxa de reajuste (reset rate), e ser medida em reajustes por minuto (resets/minute).

A.3 - Controlador P.I.D.

Uma das maneiras de melhorar a resposta à transientes é adicionar ao controle proporcional-integral uma parcela dependente da taxa de variação do sinal de erro, como na expressão abaixo:

$$V_C = A \left[V_E + \frac{1}{R} \int_0^t V_E dt + D \frac{dV_E}{dt} \right]$$

A parcela derivativa permite ao controlador uma ação antecipatória na correção da potência. Se houver uma variação "rápida" no sinal de erro, por qualquer motivo, surgirá um sinal proporcional à derivada desta variação, que atuará juntamente com a parcela proporcional, antecipando-se à ação integral, normalmente lenta. A constante D é dada em minutos, e deverá também ser ajustada no painel de controle.

Para o tubo aquecedor utilizado, as zonas laterais de aquecimento fazem com que as perdas pelas aberturas laterais sejam aproximadamente constantes, pois mantêm um gradiente de temperatura pequeno e fixo. Isto introduz não linearidades no sistema.

Em torno de uma dada temperatura o sistema pode ser aproximadamente linear, o que garante o bom funcionamento do controlador PID. Porém não podemos obter valores ótimos para as constantes do controlador, para qualquer temperatura de operação, como seria possível em um sistema linear. Sendo assim os valores A, R e D deverão ser ajustados para cada ponto de operação.

A.3.1 - Considerações sobre a Realização do P.I.D.

Na figura A.5 vemos uma representação em blocos do que pode ser encarado como um modelo simplificado do sistema.

Uma vez conhecidas as características do tubo aquecedor e do sensor, podemos ajustar a banda proporcional e as constantes de tempo D e R de modo a otimizar as características de maior importância, como tempo de subida, tempo de estabilização, "overshoot", ondulação, etc.

Nos fornos de difusão é importante minimizar as flutuações em torno do ponto de operação, bem como obter rápida recuperação a transientes. Isto nos leva a um controlador de ação "rápida".

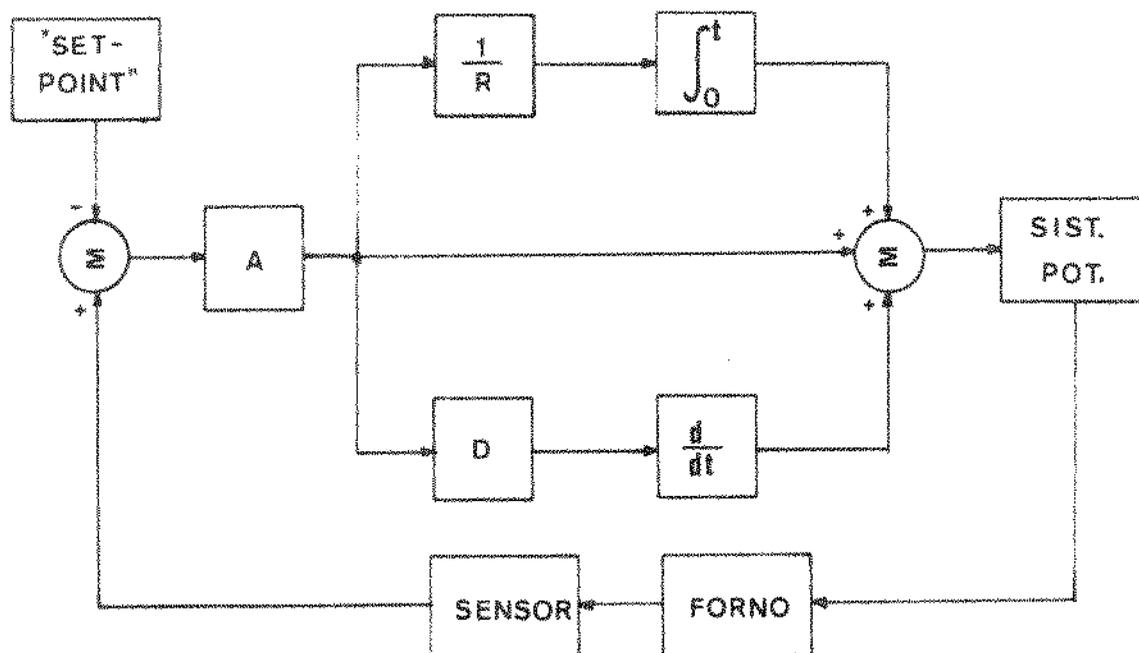


Fig. A.5 - Representação simplificada do forno.

Se, por outro lado, usássemos um integrador com constante de tempo grande, de modo a controlar a subida da temperatura, teríamos, em torno do ponto de operação, um controle somente proporcional, uma vez que a parcela integral levaria muito tempo para ser comparável a $A.V_E$. Isto implicaria em usar um integrador que não saturasse durante a subida da temperatura.

Na realização do controlador, portanto, usaremos um integrador para agir em torno do ponto de operação, que estará saturado até que a temperatura desejada seja ultrapassada.

Como nos controladores comerciais, foi usada uma faixa bastante larga para ajustes, permitindo o uso em vários tipos de fornos.

A.4 - Síntese do Circuito P.I.D.

Os circuitos que realizam as funções P.I.D. têm como entrada o sinal de erro V_E , e devem fornecer ao conversor de potência um sinal dado por:

$$V_C = A \left[V_E + \frac{1}{R} \int V_E dt + D \frac{dV_E}{dt} \right]$$

Considerando apenas efeitos de primeira ordem, V_C pode ser obtido com o circuito mostrado na figura A.6, pois, para pequenos intervalos de tempo, valem as seguintes relações (ver figura A.6):

$$V_C = \frac{R_F}{R_P} \cdot \frac{R_5}{R_4} V_E + \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t V_E dt + \frac{R_F}{R_D} \cdot R_9 C_2 \frac{dV_E}{dt}$$

Para $R_5 = R_4$ temos ainda:

$$V_C = \frac{R_F}{R_P} V_E + \frac{R_P}{R_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t V_E dt + \frac{R_P}{R_D} \cdot R_9 C_2 \frac{dV_E}{dt}$$

Podemos então identificar os parâmetros que definem o P.I.D. como:

$$A = \frac{R_F}{R_P} ; \quad \frac{1}{R} = \frac{R_P}{R_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{e} \quad D = \frac{R_P}{R_D} \cdot R_9 C_2 ,$$

possibilitando ajustes independentes de A, R e D, através de R_F , R_1 e R_D , respectivamente.

A seguir passaremos a uma análise dos requisitos necessários e às características de cada parte do circuito.

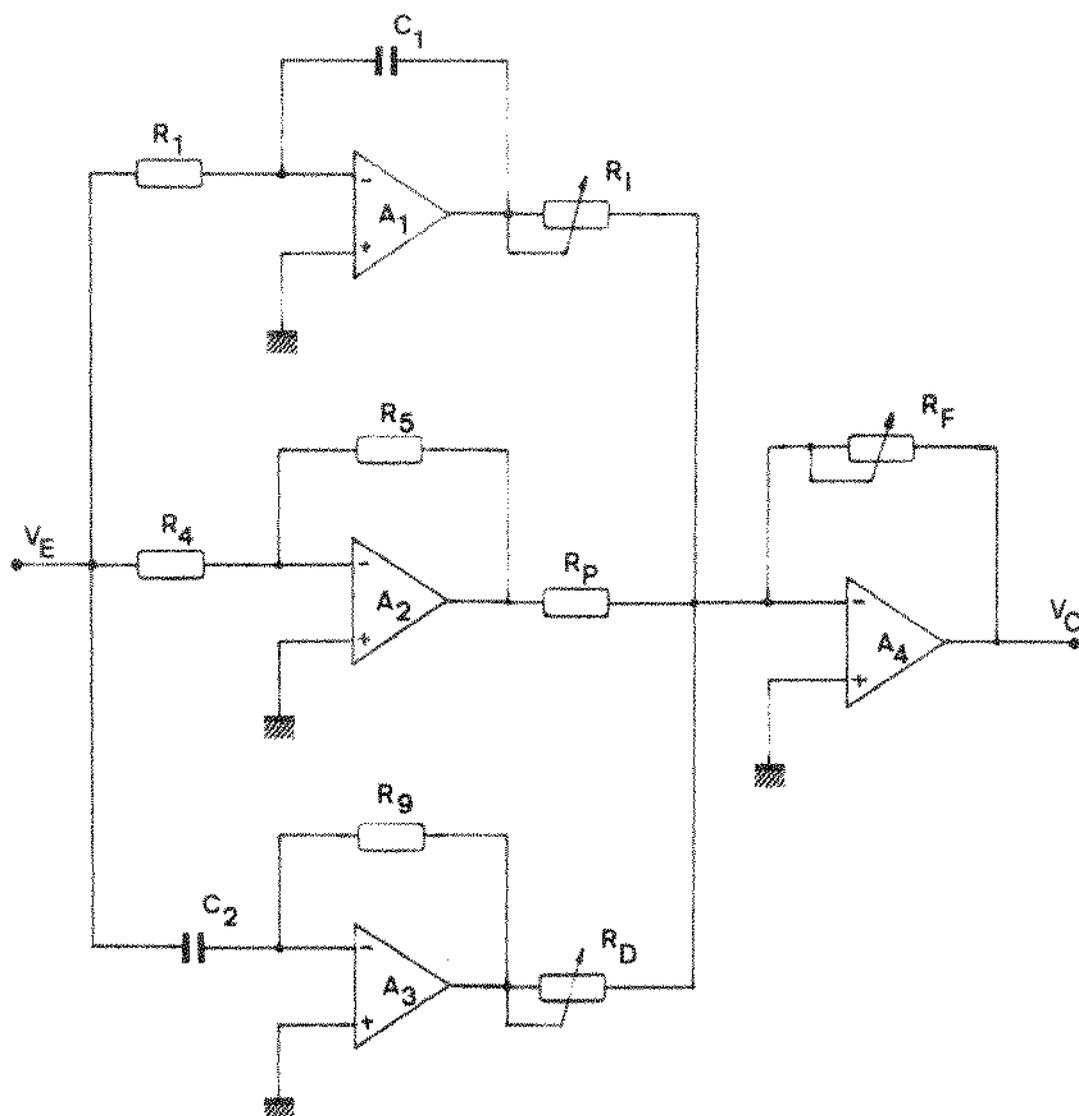


Fig. A.6 - Circuito P.I.D. simplificado.

Utilizando um pré-amplificador com ganho de 20.000 no estágio de entrada e, como os termopares de Platina/Platina-Ródio apresentam potência termoelétrica da ordem de $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, o sinal de erro V_E será substituído por $V_0 = 20.000 V_E$, que variará cerca de 200 mV para cada grau de desvio na temperatura. Ficaremos então com:

$$V_C = A \left[V_0 + \frac{1}{R} \int V_0 dt + D \frac{dV_0}{dt} \right] .$$

A.4.1 - 0 Integrador

Para o circuito da figura A.7, se $R_1 = R_2$ podemos mostrar que:

$$V_i = - \frac{1}{R_1 C_1} \int V_0 dt + \frac{1}{R_1 C_1} \int V_{0S} dt + \frac{1}{C_1} \int I_{0S} dt + V_{0S}$$

onde I_{0S} e V_{0S} são, respectivamente, a corrente e a tensão residuais de A_1 .

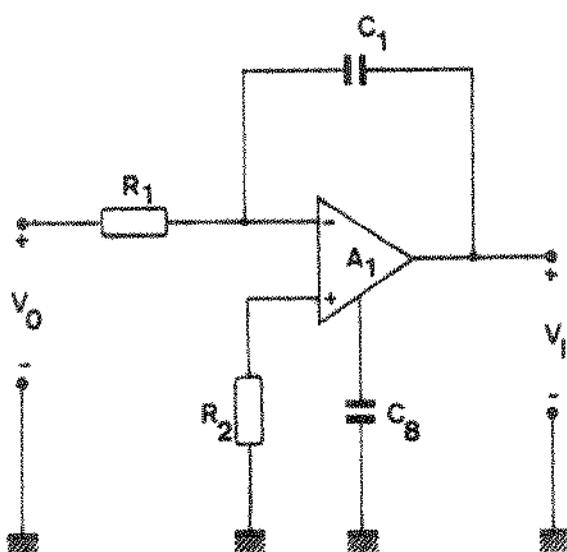


Fig. A.7 - Integrador.

Utilizando um amplificador operacional de uso geral, com V_{0S} máximo de 5 mV, teremos a parcela $\int V_{0S} dt$ equivalendo a um erro de $0,025^{\circ}\text{C}$ ($5\text{mV}/200\text{mV}$), que a torna desprezível, assim como a parcela constante V_{0S} .

O efeito da corrente residual I_{0S} pode ser analisado se considerarmos que

$$\frac{1}{C_1} \int I_{0S} dt = \frac{1}{R_1 C_1} \int I_{0S} \cdot R_1 dt$$

onde notamos que valores muito altos de R_1 prejudicam o integrador. Se I_{0S} valer 20 nA e R_1 for da ordem de $1\text{ M}\Omega$ ainda assim o efeito de I_{0S} será equivalente a um erro de $0,1^{\circ}\text{C}$.

A frequência de corte em malha aberta de A_1 , tipicamente 10Hz, contribuirá com um atraso na resposta do integrador de 0,1 seg., que é muito menor que as constantes de tempo envolvidas no processo.

A.4.2 - O Diferenciador

Na figura A.8 vemos um diferenciador modificado.

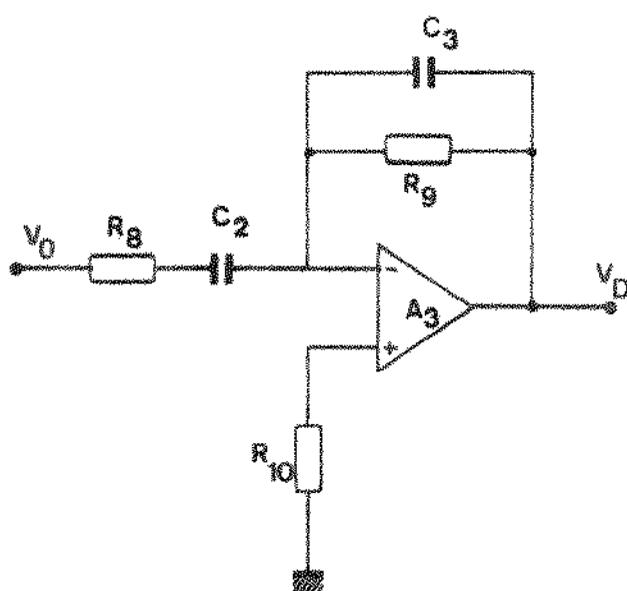


Fig. A.8 - Diferenciador.

O diferenciador básico é formado apenas por C_2 e R_9 . A introdução de C_3 cria um polo em $1/R_9C_3$, eliminando componentes de ruído em altas frequências. Devido ao polo do amplificador, o diferenciador só com C_2 e R_9 pode se tornar instável. Isto é definitivamente evitado se, além de C_3 , for utilizado R_8 , criando mais um polo em $1/R_8C_2$.

Desde que $R_8 \cdot C_2$ e $R_9 \cdot C_3$ sejam bem menores que R_9C_2 (onde temos o zero) garante-se a ação diferenciadora para sinais com frequências abaixo do primeiro polo (ver figura A.9).

No circuito integrador um desvio causado por I_{OS} ou V_{OS} implica em que, para que a saída permaneça constante, deva existir um desvio de igual valor em V_0 , acusando um erro na temperatura do forno. Isto não acontece com o

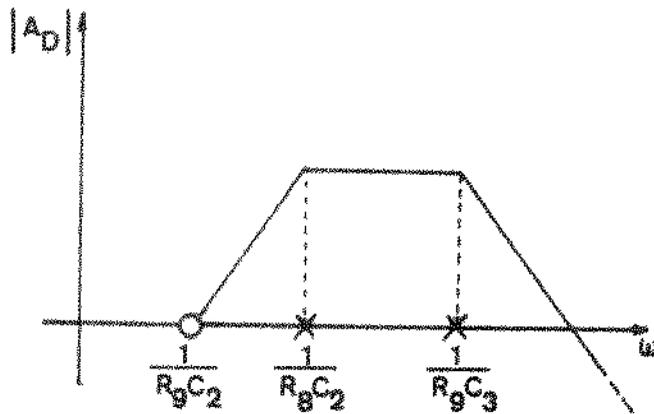


Fig. A.9 - Diagrama de Bode do diferenciador.

diferenciador. Para V_0 constante é fácil mostrar que, com $R_9 = R_{10}$, teremos:

$$V_D = I_{OS} R_9 + V_{OS}$$

Dependendo do valor de R_9 esta tensão pode ser grande, mas, como o integrador só estabilizará com $V_0 = 0$, este erro será absorvido como carga adicional no capacitor de integração, uma vez que o integrador não estará próximo da saturação quando a temperatura estabilizar.

A.4.3 - Circuito P.I.D. Completo

O P.I.D. propriamente dito, que gera V_C em função do desvio V_0 , é mostrado na figura A.10.

Em relação à figura A.6 (P.I.D. simplificado) temos:

$$R_1 = R_3 + P_1$$

$$R_P = R_7$$

$$R_D = R_{11} + P_2$$

$$R_F = (R_{13} + P_3) \parallel R_{14} = \frac{(R_{13} + P_3) \cdot (R_{14})}{R_{13} + P_3 + R_{14}}$$

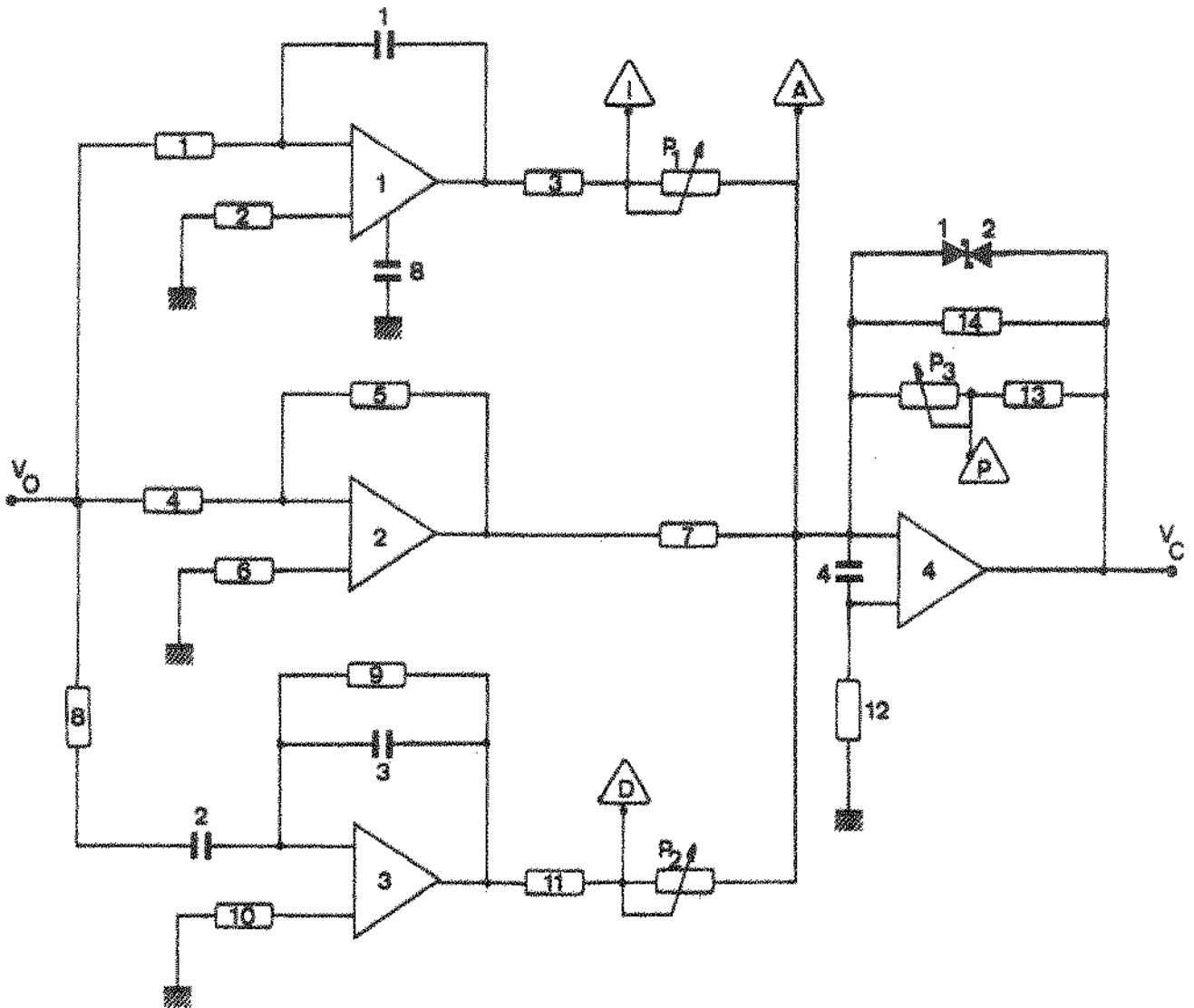


Fig. A.10 - Circuito P.I.D. utilizado.

A seguir faremos o dimensionamento do circuito, em função dos valores de A , R e D , do P.I.D. Para isto colocaremos desde já as condições necessárias ao circuito conversor de potência. Por motivos práticos usaremos os níveis de tensão indicados na figura A.11, supondo V_0 de 200 mV por grau de desvio. No apêndice C veremos como esses níveis são estabelecidos em função da faixa de operação do forno.

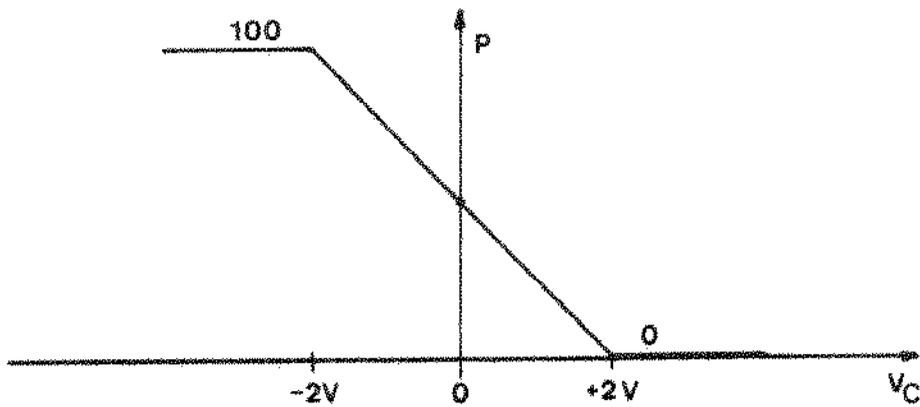


Fig. A.11 - Característica do conversor $V \times P$.

Banda Proporcional - A largura da banda proporcional é definida pelo ganho A aplicado ao sinal V_0 , sendo que, de acordo com o ítem A.4 temos:

$$A = \frac{R_F}{R_P}$$

ou ainda, como podemos ver no circuito completo da figura A.10 podemos escrever:

$$A = \frac{(R_{13} + P_3) // R_{14}}{R_7}$$

O cálculo de R_F e R_P é feito considerando-se os níveis estabelecidos na figura A.11, lembrando que a banda proporcional (BP) foi definida como a excursão em V_C necessária para variar desde zero até 100% a potência fornecida (figura A.12).

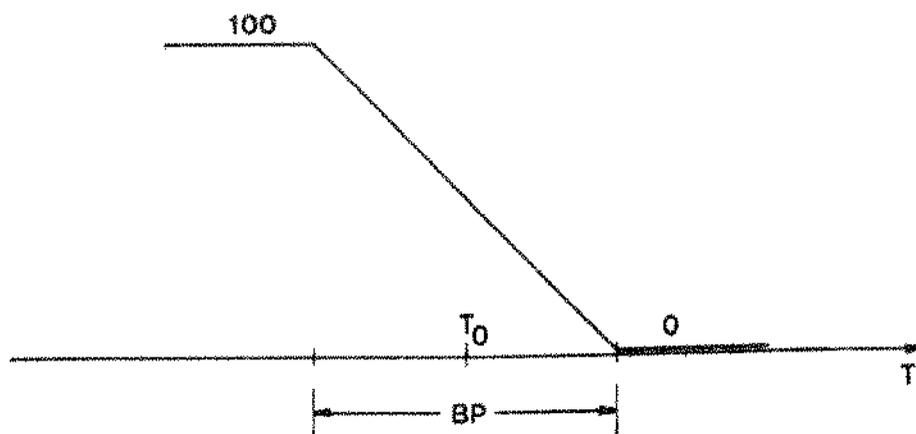


Fig. A.12 - Ilustração da Banda Proporcional.

Como a temperatura do forno deverá permanecer estável dentro de $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$, usaremos como limites para ajuste da banda proporcional os valores $0,5^{\circ}\text{C}$ e 20°C .

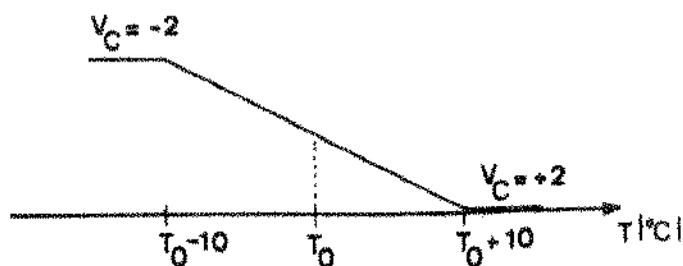


Fig. A.13 - $BP = 20^{\circ}\text{C}$.

a) $BP = 20^{\circ}\text{C}$

$$V_0 \rightarrow 200 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$$

$$10^{\circ}\text{C} \rightarrow 2\text{V}$$

$$\text{Como } A = \frac{R_F}{R_p} = \frac{2\text{V}}{2\text{V}} = 1, R_F = R_p \text{ onde}$$

$$R_p = R_7 \text{ e } R_F = (R_{13} + P_3) // R_{14}.$$

Escolhendo $R_F = 2\text{ K}\Omega$ temos então o valor mínimo de R_F igual a $2\text{ K}\Omega$ (figura A.14).

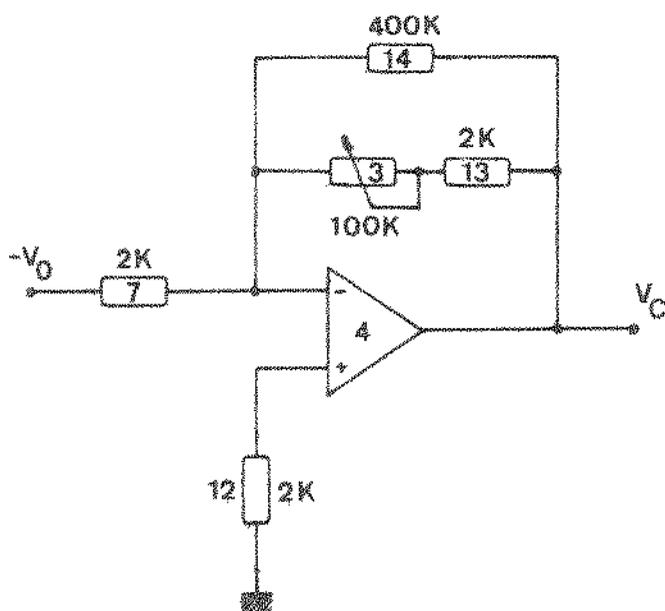


Fig. A.14 - Circuito para cálculo da Banda Proporcional.

Teremos, então, para $P_3 = 0$, $R_F = 2\text{K} // 400\text{K} \approx 2\text{K}$, e logo, $A = 1$. O resistor R_{14} serve apenas para ajustar os valores calculados aos valores padrão dos componentes.

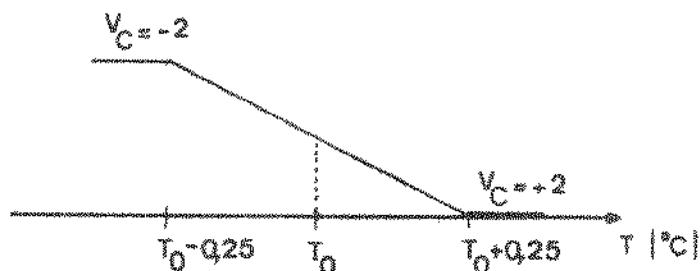


Fig. A.15 - $BP = 0,5^\circ\text{C}$.

$$b) \quad BP = 0,5^{\circ}\text{C}$$

$$0,25^{\circ}\text{C} \rightarrow 50 \text{ mV}$$

Logo:

$$A = \frac{2\text{V}}{50 \text{ mV}} = 40$$

$$\frac{R_F}{R_p} = 40 \quad \therefore \quad R_F = 80\text{K}$$

Usando $P_3 = 100 \text{ K}\Omega$ e $R_{14} = 400 \text{ K}\Omega$ teremos uma boa aproximação para os dois limites da banda proporcional.

Taxa de Reajuste (1/R) - A faixa de variação escolhida foi de 0,5 a 10 reajustes por minuto, valores típicos para controladores de temperatura para fornos de difusão. Isto equivale a R variando entre 0,1 a 2 minutos. Com uma banda proporcional de 2°C e $R = 1$ minuto, um desvio de 1°C causa a saturação da potência em menos de 2 minutos, o que é normalmente suficiente para corrigir a temperatura.

$$\text{Como } R = \frac{R_1}{R_p} \cdot \frac{R_1 C_1}{60} \text{ |min|}$$

podemos escolher R_1 , C_1 e R_p para obter a faixa desejada.

$$a) \quad \frac{1}{R} = 0,5 \text{ reaj./min.} \quad R = 2 \text{ min.}$$

Com $R_p = 2\text{K}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ e $C_1 = 2 \mu\text{F}$ teremos:

$$R_1 (\text{max.}) = 120 \text{ K}\Omega$$

$$b) \quad \frac{1}{R} = 10 \text{ reaj./min.} \quad R = 0,1 \text{ min.}$$

$$\therefore R_1 (\text{min.}) = 6 \text{ K}\Omega$$

Usaremos então $R_3 = 4,7 \text{ K}\Omega$ e $P_1 = 120 \text{ K}\Omega$.

Tempo de Derivação - Sabemos que com relação ao diferenciador (figura A.8):

$$V_D = D \frac{dV_0}{dt}, \text{ onde } D = \frac{R_P}{R_D} \cdot \frac{R_9 C_2}{60} \text{ [min.]}$$

Suponhamos que V_0 varie à taxa de 2 V/min., ou seja, o equivalente a $10^\circ\text{C}/\text{min.}$ Enquanto durar esta taxa de variação teremos $V_D = (D \cdot 2)$ volts. Se D for igual a 1 minuto V_D valerá 2 volts, equivalendo a um desvio de 10°C , que para a maior banda proporcional utilizada ($BP = 20^\circ\text{C}$), é suficiente para cortar ou entregar toda a potência. Usaremos D entre 0,05 min. e 1 min.

Para $D = 1$ min., escolhendo $R_9 = 7,5 \text{ M}\Omega$ e $C_2 = 2 \mu\text{F}$, teremos $R_D(\text{min.}) = 500 \Omega$.

Com $R_8 = 10 \text{ K}\Omega$ e $C_3 = 10 \text{ KpF}$ teremos polos em torno de 8Hz e 300Hz.

A.4.4 - Circuito Utilizado

A figura A.16 mostra o circuito completo. Os capacitores C_1 e C_3 são de poliestireno e todos os resistores são de carvão (5%). P_1 , P_2 e P_3 são montados de modo a serem acessíveis pelo painel, para ajuste do ponto ótimo de operação do forno.

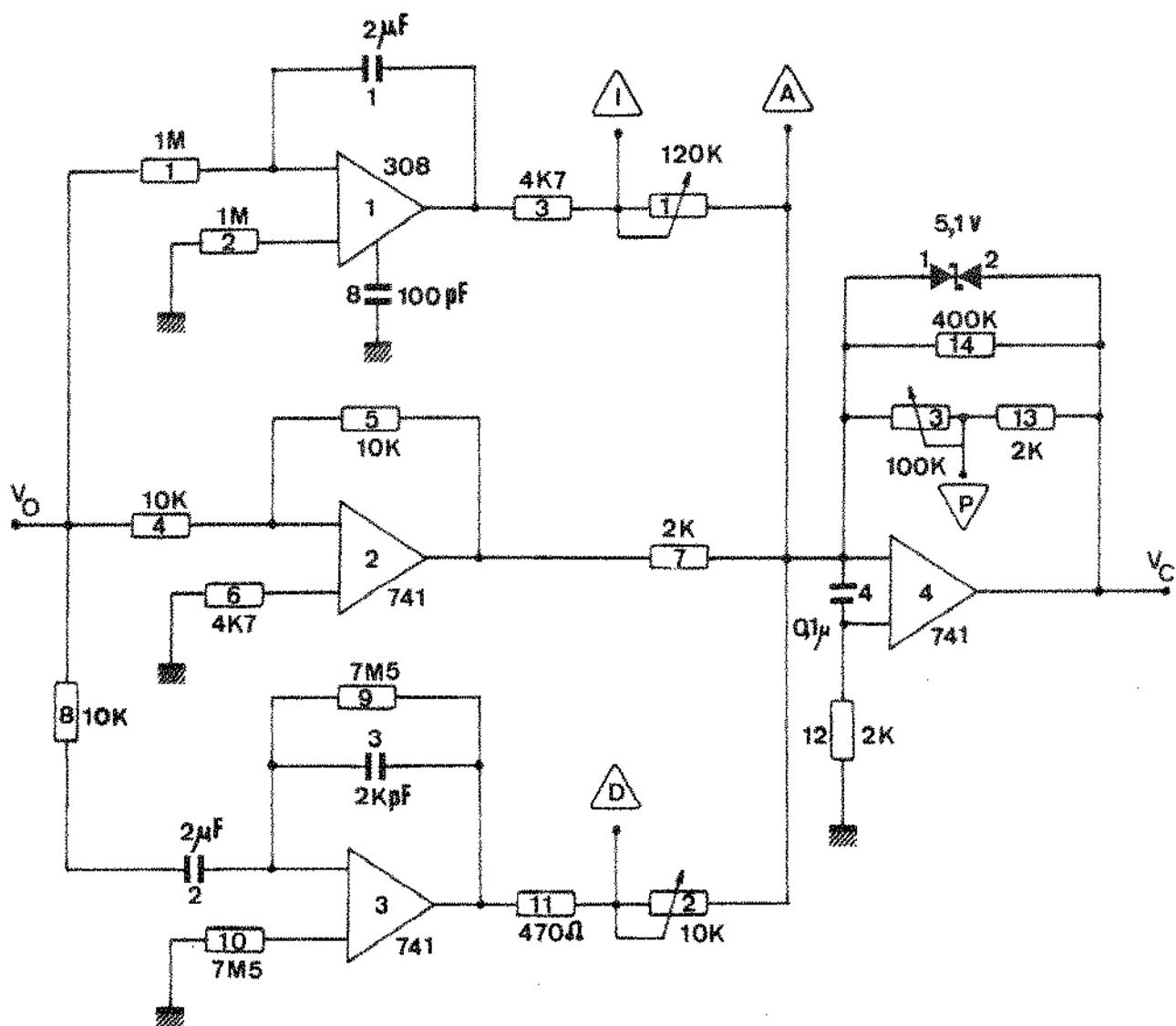


Fig. A.16 - P.I.D. utilizado.

A.5 - Ajuste do Controlador

Veremos a seguir, resumidamente, o tipo de análise que leva à obtenção dos parâmetros ótimos do controlador P.I.D., para em seguida estabelecer uma rotina para ajuste destes parâmetros.

Considerando a resposta a sinais senoidais, veremos como se comportam os controladores proporcional, integral e derivativo, independentemente.

O controlador proporcional, da maneira como foi definido, não introduz desvio de fase em um sinal senoidal do tipo $K \sin 2\pi t / \tau_0$, onde $\tau_0 = 1/f_0$.

É possível mostrar que, para qualquer frequência, um controlador integral introduz um desvio de fase de -90° no sinal de erro (transforma o seno em -cosseno), e que o ganho deste tipo de controlador será dado por:

$$G_I = \frac{\tau_0}{2\pi R}$$

Usando o mesmo tipo de raciocínio vemos que um controlador derivativo introduz sempre um desvio de $+90^\circ$, sendo o ganho dado por:

$$G_D = \frac{2\pi D}{\tau_0}$$

Se num só controlador tivermos as três contribuições, proporcional, integral e derivativa, podemos representar o ganho total G como o módulo do vetor resultante de três vetores, como mostra a figura A.17.

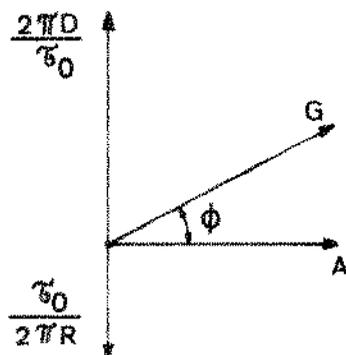


Fig. A.17 - Representação fasorial do P.I.D.

O desvio de fase equivalente é representado por ϕ , indicando o desvio de fase em relação ao sinal de entrada.

O ponto ótimo de operação do controlador será aquele no qual a contribuição de fase do controlador for nula na frequência natural do sistema [Shinsky]. Para que ϕ seja igual a zero devemos ter:

$$\frac{\tau_0}{2\pi D} = \frac{2\pi D}{\tau_0} \quad RD = \frac{\tau_0^2}{4\pi^2}$$

Se fizermos $D = R$ teremos:

$$R = D = \frac{\tau_0}{2\pi}$$

A.5.1 - Ajuste dos Parâmetros

Com base no que foi discutido, podemos ajustar a banda proporcional e as constantes de tempo D e R de acordo com a seguinte rotina [Shinsky, pag. 102]:

a) Com R máximo ($1/R$ mínimo) e D mínimo, excita-se o sistema a oscilar, diminuindo ao máximo a banda proporcional. O controlador agirã, então, quase como puramente proporcional.

b) Medindo o período de oscilação τ_0 ajusta-se D e R de modo que:

$$D = \frac{\tau_0}{2\pi} \quad e \quad \frac{1}{R} = \frac{2\pi}{\tau_0}$$

c) Reajusta-se a banda proporcional para obter o amortecimento maior possível.

d) Se τ_0 é maior que antes, aumenta-se D e R , corrigindo possíveis desvios nos ajustes dos painéis.

Estes ajustes podem ser realizados utilizando um sensor auxiliar para medir a temperatura da região do forno de maior interesse, ou usando a saída do amplificador de erro da zona central, que deverá ser nula quando a temperatura estabilizar.

APÊNDICE **B**

Termopares e Compensação de junção fria

As medidas de temperatura usando termopares baseiam-se no fato de na junção de dois materiais diferentes desenvolver-se uma diferença de potencial que depende da temperatura, cuja polaridade é função dos materiais utilizados. Uma propriedade importante é ilustrada na figura B.1, onde deve-se notar que todas as junções encontram-se à mesma temperatura.

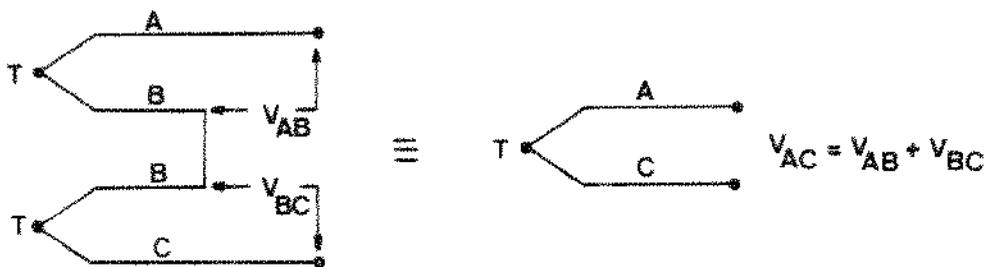


Fig. B.1 - Soma algébrica de potenciais termoelétricos.

Desta propriedade decorre, na figura B.2, que a corrente I é nula.

Se construirmos com o material C, por exemplo, um resistor como mostrado na figura B.3, nenhuma condição se altera, donde vemos porque o potencial termoelétrico não pode ser detetado se a junção sensora e o instrumento de medida se encontrarem à mesma temperatura.

Desta forma, é preciso estabelecer uma referência de temperatura e se, na figura B.3, aquecermos a junção AB, a referência será a temperatura

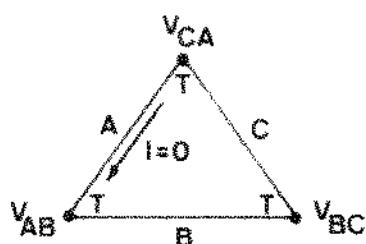


Fig. B.2 - Junções de tres materiais diferentes à mesma temperatura.

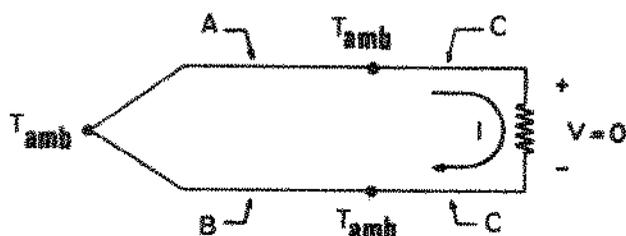


Fig. B.3 -

ambiente (T_{amb}) onde estarão as junções AC e BC. A forma mais comum, porém, é utilizar uma referência a 0°C (e obter tabelas para os diversos tipos de termo pares), como na figura B.4.

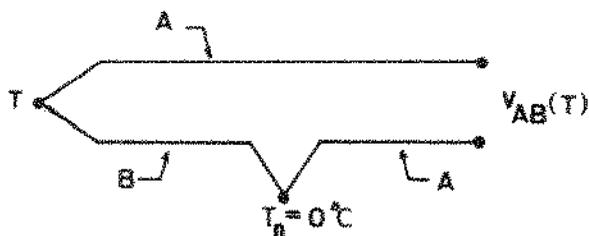


Fig. B.4 - Termopar e junção fria.

Caso não seja utilizada a junção fria o erro cometido na leitura é igual a $V_{AB}(T_{amb})$, e nisto se baseia a simulação elétrica de uma junção fria, como vemos na figura B.5. Para que a leitura seja correta devemos ter $I(T_{amb}) \cdot R = V_{AB}(T_{amb})$, para qualquer valor de T_{amb} .

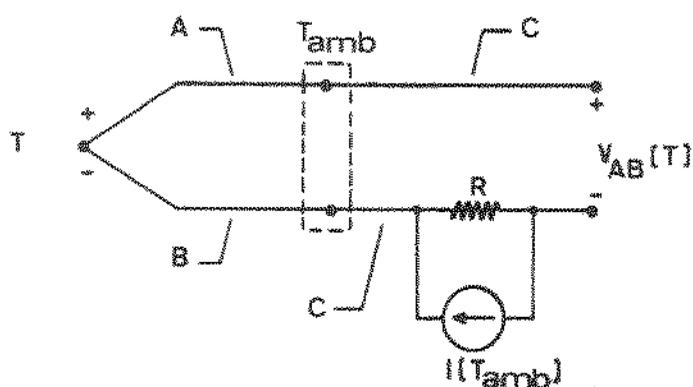


Fig. B.5 - Compensação de junção fria (C.J.F.).

Como muitas vezes os termopares são construídos com materiais caros, como Platina, são utilizados os chamados fios de extensão, escolhidos de forma a introduzir um erro muito pequeno numa faixa de temperaturas que vai normalmente desde 0°C até cerca de 200°C (figura B.6).

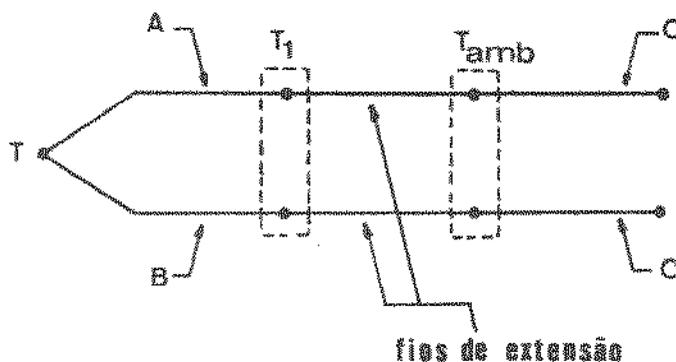


Fig. B.6 - Termopar com fios de extensão.

B.1 - Características do Termopar Utilizado

Alguns metais nobres são utilizados na confecção de termopares, principalmente para medidas em altas temperaturas. Estes metais (Ouro, Prata, Platina, Ródio, Iridio) são, em geral, bastante inertes. É necessário, porém, que apresentem um grau de pureza elevado, pois sua característica termoelétrica se altera com a adição de impurezas. A Platina e algumas de suas ligas com Ródio possuem propriedades excelentes para uso em termopares, sendo mais utilizados aqueles formados por um fio de Platina e outro de liga Platina-Ródio (10% Ródio - Tipo S, 13% Ródio - Tipo R).

A escala internacional de temperatura de 1927 define temperatura na faixa de 660°C a 1063°C em termos da tensão de um termopar tipo S. Em 1968 a IPTS (International Practical Temperature Scale) usa a mesma definição, entre $630,74 \pm 0,2^{\circ}\text{C}$ e 1064°C (pontos de fusão da Prata e do Ouro). Medidas posteriores indicam que esta especificação difere da escala internacional por menos que $0,1^{\circ}\text{C}$ na faixa citada, e isto vale também para os termopares tipo R.

Os fabricantes de termopares especificam uma tolerância de $\pm 0,5\%$ para os termopares comuns e $\pm 0,25\%$ para os de referência, como máximo desvio em relação à escala prática. Para usos industriais os termopares tipo R são preferidos, por serem ligeiramente mais baratos e apresentarem potência termoelétrica (dV/dT) maior, embora um pouco menos lineares. A Tabela I fornece os valores de tensão (em milivolts) versus temperatura para o termopar tipo R. Os fios de extensão usados para estes termopares são de Cobre (+) e Cobre-Níquel (-), introduzindo um erro menor que $1 \mu\text{V}$ abaixo de 100°C , chegando a $30 \mu\text{V}$ por volta de 200°C .

DEG C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	DEG C
THERMOELECTRIC VOLTAGE IN ABSOLUTE MILLIVOLTS												
0	0.000	0.008	0.011	0.016	0.021	0.027	0.033	0.038	0.043	0.049	0.054	0
10	0.054	0.060	0.066	0.071	0.077	0.083	0.088	0.094	0.100	0.105	0.111	10
20	0.113	0.117	0.123	0.129	0.135	0.141	0.147	0.153	0.158	0.165	0.171	20
30	0.171	0.177	0.183	0.189	0.195	0.201	0.207	0.214	0.220	0.226	0.232	30
40	0.238	0.243	0.249	0.255	0.261	0.267	0.273	0.279	0.285	0.291	0.297	40
50	0.296	0.303	0.310	0.316	0.323	0.329	0.336	0.343	0.349	0.356	0.362	50
60	0.367	0.374	0.381	0.388	0.395	0.402	0.409	0.416	0.423	0.430	0.437	60
70	0.441	0.448	0.455	0.462	0.469	0.476	0.483	0.490	0.497	0.504	0.511	70
80	0.516	0.524	0.531	0.538	0.545	0.552	0.559	0.566	0.573	0.580	0.587	80
90	0.593	0.601	0.608	0.615	0.622	0.629	0.636	0.643	0.650	0.657	0.664	90
100	0.671	0.678	0.685	0.692	0.699	0.706	0.713	0.720	0.727	0.734	0.741	100
110	0.748	0.755	0.762	0.769	0.776	0.783	0.790	0.797	0.804	0.811	0.818	110
120	0.825	0.832	0.839	0.846	0.853	0.860	0.867	0.874	0.881	0.888	0.895	120
130	0.902	0.909	0.916	0.923	0.930	0.937	0.944	0.951	0.958	0.965	0.972	130
140	0.979	0.986	0.993	1.000	1.007	1.014	1.021	1.028	1.035	1.042	1.049	140
150	1.056	1.063	1.070	1.077	1.084	1.091	1.098	1.105	1.112	1.119	1.126	150
160	1.133	1.140	1.147	1.154	1.161	1.168	1.175	1.182	1.189	1.196	1.203	160
170	1.210	1.217	1.224	1.231	1.238	1.245	1.252	1.259	1.266	1.273	1.280	170
180	1.287	1.294	1.301	1.308	1.315	1.322	1.329	1.336	1.343	1.350	1.357	180
190	1.364	1.371	1.378	1.385	1.392	1.399	1.406	1.413	1.420	1.427	1.434	190
200	1.441	1.448	1.455	1.462	1.469	1.476	1.483	1.490	1.497	1.504	1.511	200
210	1.518	1.525	1.532	1.539	1.546	1.553	1.560	1.567	1.574	1.581	1.588	210
220	1.595	1.602	1.609	1.616	1.623	1.630	1.637	1.644	1.651	1.658	1.665	220
230	1.672	1.679	1.686	1.693	1.700	1.707	1.714	1.721	1.728	1.735	1.742	230
240	1.749	1.756	1.763	1.770	1.777	1.784	1.791	1.798	1.805	1.812	1.819	240
250	1.826	1.833	1.840	1.847	1.854	1.861	1.868	1.875	1.882	1.889	1.896	250
260	1.903	1.910	1.917	1.924	1.931	1.938	1.945	1.952	1.959	1.966	1.973	260
270	1.980	1.987	1.994	2.001	2.008	2.015	2.022	2.029	2.036	2.043	2.050	270
280	2.057	2.064	2.071	2.078	2.085	2.092	2.099	2.106	2.113	2.120	2.127	280
290	2.134	2.141	2.148	2.155	2.162	2.169	2.176	2.183	2.190	2.197	2.204	290
300	2.211	2.218	2.225	2.232	2.239	2.246	2.253	2.260	2.267	2.274	2.281	300
310	2.288	2.295	2.302	2.309	2.316	2.323	2.330	2.337	2.344	2.351	2.358	310
320	2.365	2.372	2.379	2.386	2.393	2.400	2.407	2.414	2.421	2.428	2.435	320
330	2.442	2.449	2.456	2.463	2.470	2.477	2.484	2.491	2.498	2.505	2.512	330
340	2.519	2.526	2.533	2.540	2.547	2.554	2.561	2.568	2.575	2.582	2.589	340
350	2.596	2.603	2.610	2.617	2.624	2.631	2.638	2.645	2.652	2.659	2.666	350
360	2.673	2.680	2.687	2.694	2.701	2.708	2.715	2.722	2.729	2.736	2.743	360
370	2.750	2.757	2.764	2.771	2.778	2.785	2.792	2.799	2.806	2.813	2.820	370
380	2.827	2.834	2.841	2.848	2.855	2.862	2.869	2.876	2.883	2.890	2.897	380
390	2.904	2.911	2.918	2.925	2.932	2.939	2.946	2.953	2.960	2.967	2.974	390
400	2.981	2.988	2.995	3.002	3.009	3.016	3.023	3.030	3.037	3.044	3.051	400
410	3.058	3.065	3.072	3.079	3.086	3.093	3.100	3.107	3.114	3.121	3.128	410
420	3.135	3.142	3.149	3.156	3.163	3.170	3.177	3.184	3.191	3.198	3.205	420
430	3.212	3.219	3.226	3.233	3.240	3.247	3.254	3.261	3.268	3.275	3.282	430
440	3.289	3.296	3.303	3.310	3.317	3.324	3.331	3.338	3.345	3.352	3.359	440
450	3.366	3.373	3.380	3.387	3.394	3.401	3.408	3.415	3.422	3.429	3.436	450
460	3.443	3.450	3.457	3.464	3.471	3.478	3.485	3.492	3.499	3.506	3.513	460
470	3.520	3.527	3.534	3.541	3.548	3.555	3.562	3.569	3.576	3.583	3.590	470
480	3.597	3.604	3.611	3.618	3.625	3.632	3.639	3.646	3.653	3.660	3.667	480
490	3.674	3.681	3.688	3.695	3.702	3.709	3.716	3.723	3.730	3.737	3.744	490
500	3.751	3.758	3.765	3.772	3.779	3.786	3.793	3.800	3.807	3.814	3.821	500
510	3.828	3.835	3.842	3.849	3.856	3.863	3.870	3.877	3.884	3.891	3.898	510
520	3.905	3.912	3.919	3.926	3.933	3.940	3.947	3.954	3.961	3.968	3.975	520
530	3.982	3.989	3.996	4.003	4.010	4.017	4.024	4.031	4.038	4.045	4.052	530
540	4.059	4.066	4.073	4.080	4.087	4.094	4.101	4.108	4.115	4.122	4.129	540
550	4.136	4.143	4.150	4.157	4.164	4.171	4.178	4.185	4.192	4.199	4.206	550
560	4.213	4.220	4.227	4.234	4.241	4.248	4.255	4.262	4.269	4.276	4.283	560
570	4.290	4.297	4.304	4.311	4.318	4.325	4.332	4.339	4.346	4.353	4.360	570
580	4.367	4.374	4.381	4.388	4.395	4.402	4.409	4.416	4.423	4.430	4.437	580
590	4.444	4.451	4.458	4.465	4.472	4.479	4.486	4.493	4.500	4.507	4.514	590
600	4.521	4.528	4.535	4.542	4.549	4.556	4.563	4.570	4.577	4.584	4.591	600
610	4.598	4.605	4.612	4.619	4.626	4.633	4.640	4.647	4.654	4.661	4.668	610
620	4.675	4.682	4.689	4.696	4.703	4.710	4.717	4.724	4.731	4.738	4.745	620
630	4.752	4.759	4.766	4.773	4.780	4.787	4.794	4.801	4.808	4.815	4.822	630
640	4.829	4.836	4.843	4.850	4.857	4.864	4.871	4.878	4.885	4.892	4.899	640
650	4.906	4.913	4.920	4.927	4.934	4.941	4.948	4.955	4.962	4.969	4.976	650
660	4.983	4.990	4.997	5.004	5.011	5.018	5.025	5.032	5.039	5.046	5.053	660
670	5.060	5.067	5.074	5.081	5.088	5.095	5.102	5.109	5.116	5.123	5.130	670
680	5.137	5.144	5.151	5.158	5.165	5.172	5.179	5.186	5.193	5.200	5.207	680
690	5.214	5.221	5.228	5.235	5.242	5.249	5.256	5.263	5.270	5.277	5.284	690
700	5.291	5.298	5.305	5.312	5.319	5.326	5.333	5.340	5.347	5.354	5.361	700
710	5.368	5.375	5.382	5.389	5.396	5.403	5.410	5.417	5.424	5.431	5.438	710
720	5.445	5.452	5.459	5.466	5.473	5.480	5.487	5.494	5.501	5.508	5.515	720
730	5.522	5.529	5.536	5.543	5.550	5.557	5.564	5.571	5.578	5.585	5.592	730
740	5.599	5.606	5.613	5.620	5.627	5.634	5.641	5.648	5.655	5.662	5.669	740
750	5.676	5.683	5.690	5.697	5.704	5.711	5.718	5.725	5.732	5.739	5.746	750
760	5.753	5.760	5.767	5.774	5.781	5.788	5.795	5.802	5.809	5.816	5.823	760
770	5.830	5.837	5.844	5.851	5.858	5.865	5.872	5.879	5.886	5.893	5.900	770
780	5.907	5.914	5.921	5.928	5.935	5.942	5.949	5.956	5.963	5.970	5.977	780
790	5.984	5.991	5.998	6.005	6.012	6.019	6.026	6.033	6.040	6.047	6.054	790
800	6.061	6.068	6.075	6.082	6.089	6.096	6.103	6.110	6.117	6.124	6.131	800
810	6.138	6.145	6.152	6.159	6.166	6.173	6.180	6.187	6.194	6.201	6.208	810
820	6.215	6.222	6.229	6.236	6.243	6.250	6.257	6.264	6.271	6.278	6.285	820
830	6.292	6.299	6.306	6.313	6.320	6.327	6.334	6.341	6.348	6.355	6.362	830
840	6.369	6.376	6.383	6.390	6.397	6.404	6.411	6.418	6.425	6.432	6.439	840
850	6.446	6.453	6.460	6.467	6.474	6.481	6.488	6.495	6.502	6.509	6.516	850
860	6.523	6.530	6.537	6.544	6.551	6.558	6.565	6.572	6.579	6.586	6.593	860
870	6.600	6.607	6.614	6.621	6.628	6.635	6.642	6.649	6.656	6.663	6.670	870
880	6.677	6.684	6.691	6.698	6.705	6.712	6.719	6.726	6.733	6.740	6.747	880
890	6.754	6.761	6.768	6.775	6.782	6.789	6.796	6.803	6.810	6.817	6.824	890
900	6.831	6.838	6.845	6.852	6.859	6.866	6.873	6.880	6.887	6.894	6.901	900
910	6.908											

DEG C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	DEG C
THERMOELECTRIC VOLTAAGE IN ABSOLUTE MILLIVOLTS											
900	9.203	9.216	9.229	9.242	9.254	9.267	9.280	9.293	9.306	9.319	900
910	9.331	9.344	9.357	9.370	9.383	9.396	9.409	9.422	9.434	9.447	910
920	9.466	9.479	9.492	9.505	9.518	9.531	9.544	9.557	9.569	9.582	920
930	9.599	9.612	9.624	9.637	9.650	9.663	9.676	9.689	9.701	9.714	930
940	9.733	9.746	9.758	9.771	9.784	9.797	9.810	9.823	9.835	9.848	940
950	9.868	9.881	9.894	9.907	9.920	9.933	9.946	9.959	9.971	9.984	950
960	9.997	10.010	10.023	10.036	10.049	10.062	10.075	10.088	10.100	10.113	960
970	10.126	10.139	10.152	10.165	10.178	10.191	10.204	10.217	10.229	10.242	970
980	10.255	10.268	10.281	10.294	10.307	10.320	10.333	10.346	10.358	10.371	980
990	10.384	10.397	10.410	10.423	10.436	10.449	10.462	10.475	10.487	10.500	990
1000	10.513	10.526	10.539	10.552	10.565	10.578	10.591	10.604	10.616	10.629	1000
1010	10.642	10.655	10.668	10.681	10.694	10.707	10.720	10.733	10.745	10.758	1010
1020	10.771	10.784	10.797	10.810	10.823	10.836	10.849	10.862	10.874	10.887	1020
1030	10.900	10.913	10.926	10.939	10.952	10.965	10.978	10.991	11.003	11.016	1030
1040	11.029	11.042	11.055	11.068	11.081	11.094	11.107	11.120	11.132	11.145	1040
1050	11.158	11.171	11.184	11.197	11.210	11.223	11.236	11.249	11.261	11.274	1050
1060	11.287	11.300	11.313	11.326	11.339	11.352	11.365	11.378	11.390	11.403	1060
1070	11.416	11.429	11.442	11.455	11.468	11.481	11.494	11.507	11.519	11.532	1070
1080	11.545	11.558	11.571	11.584	11.597	11.610	11.623	11.636	11.648	11.661	1080
1090	11.674	11.687	11.700	11.713	11.726	11.739	11.752	11.765	11.777	11.790	1090
1100	11.803	11.816	11.829	11.842	11.855	11.868	11.881	11.894	11.906	11.919	1100
1110	11.932	11.945	11.958	11.971	11.984	11.997	12.010	12.023	12.035	12.048	1110
1120	12.061	12.074	12.087	12.100	12.113	12.126	12.139	12.152	12.164	12.177	1120
1130	12.190	12.203	12.216	12.229	12.242	12.255	12.268	12.281	12.293	12.306	1130
1140	12.319	12.332	12.345	12.358	12.371	12.384	12.397	12.410	12.422	12.435	1140
1150	12.448	12.461	12.474	12.487	12.500	12.513	12.526	12.539	12.551	12.564	1150
1160	12.577	12.590	12.603	12.616	12.629	12.642	12.655	12.668	12.680	12.693	1160
1170	12.706	12.719	12.732	12.745	12.758	12.771	12.784	12.797	12.809	12.822	1170
1180	12.835	12.848	12.861	12.874	12.887	12.900	12.913	12.926	12.938	12.951	1180
1190	12.964	12.977	12.990	13.003	13.016	13.029	13.042	13.055	13.067	13.080	1190
1200	13.093	13.106	13.119	13.132	13.145	13.158	13.171	13.184	13.196	13.209	1200
1210	13.222	13.235	13.248	13.261	13.274	13.287	13.300	13.313	13.325	13.338	1210
1220	13.351	13.364	13.377	13.390	13.403	13.416	13.429	13.442	13.454	13.467	1220
1230	13.480	13.493	13.506	13.519	13.532	13.545	13.558	13.571	13.583	13.596	1230
1240	13.609	13.622	13.635	13.648	13.661	13.674	13.687	13.700	13.712	13.725	1240
1250	13.738	13.751	13.764	13.777	13.790	13.803	13.816	13.829	13.841	13.854	1250
1260	13.867	13.880	13.893	13.906	13.919	13.932	13.945	13.958	13.970	13.983	1260
1270	13.996	14.009	14.022	14.035	14.048	14.061	14.074	14.087	14.100	14.112	1270
1280	14.125	14.138	14.151	14.164	14.177	14.190	14.203	14.216	14.228	14.241	1280
1290	14.254	14.267	14.280	14.293	14.306	14.319	14.332	14.345	14.357	14.370	1290
1300	14.383	14.396	14.409	14.422	14.435	14.448	14.461	14.474	14.486	14.500	1300
1310	14.513	14.526	14.539	14.552	14.565	14.578	14.591	14.604	14.616	14.629	1310
1320	14.642	14.655	14.668	14.681	14.694	14.707	14.720	14.733	14.745	14.758	1320
1330	14.771	14.784	14.797	14.810	14.823	14.836	14.849	14.862	14.874	14.887	1330
1340	14.900	14.913	14.926	14.939	14.952	14.965	14.978	14.991	15.003	15.016	1340
1350	15.029	15.042	15.055	15.068	15.081	15.094	15.107	15.120	15.132	15.145	1350
1360	15.158	15.171	15.184	15.197	15.210	15.223	15.236	15.249	15.261	15.274	1360
1370	15.287	15.300	15.313	15.326	15.339	15.352	15.365	15.378	15.390	15.403	1370
1380	15.416	15.429	15.442	15.455	15.468	15.481	15.494	15.507	15.519	15.532	1380
1390	15.545	15.558	15.571	15.584	15.597	15.610	15.623	15.636	15.648	15.661	1390
1400	15.674	15.687	15.700	15.713	15.726	15.739	15.752	15.765	15.777	15.790	1400
1410	15.803	15.816	15.829	15.842	15.855	15.868	15.881	15.894	15.906	15.919	1410
1420	15.932	15.945	15.958	15.971	15.984	15.997	16.010	16.023	16.035	16.048	1420
1430	16.061	16.074	16.087	16.100	16.113	16.126	16.139	16.152	16.164	16.177	1430
1440	16.190	16.203	16.216	16.229	16.242	16.255	16.268	16.281	16.293	16.306	1440
1450	16.319	16.332	16.345	16.358	16.371	16.384	16.397	16.410	16.422	16.435	1450
1460	16.448	16.461	16.474	16.487	16.500	16.513	16.526	16.539	16.551	16.564	1460
1470	16.577	16.590	16.603	16.616	16.629	16.642	16.655	16.668	16.680	16.693	1470
1480	16.706	16.719	16.732	16.745	16.758	16.771	16.784	16.797	16.809	16.822	1480
1490	16.835	16.848	16.861	16.874	16.887	16.900	16.913	16.926	16.938	16.951	1490
1500	16.964	16.977	16.990	17.003	17.016	17.029	17.042	17.055	17.067	17.080	1500
1510	17.093	17.106	17.119	17.132	17.145	17.158	17.171	17.184	17.196	17.209	1510
1520	17.222	17.235	17.248	17.261	17.274	17.287	17.300	17.313	17.325	17.338	1520
1530	17.351	17.364	17.377	17.390	17.403	17.416	17.429	17.442	17.454	17.467	1530
1540	17.480	17.493	17.506	17.519	17.532	17.545	17.558	17.571	17.583	17.596	1540
1550	17.609	17.622	17.635	17.648	17.661	17.674	17.687	17.700	17.712	17.725	1550
1560	17.738	17.751	17.764	17.777	17.790	17.803	17.816	17.829	17.841	17.854	1560
1570	17.867	17.880	17.893	17.906	17.919	17.932	17.945	17.958	17.970	17.983	1570
1580	17.996	18.009	18.022	18.035	18.048	18.061	18.074	18.087	18.100	18.112	1580
1590	18.125	18.138	18.151	18.164	18.177	18.190	18.203	18.216	18.228	18.241	1590
1600	18.254	18.267	18.280	18.293	18.306	18.319	18.332	18.345	18.357	18.370	1600
1610	18.383	18.396	18.409	18.422	18.435	18.448	18.461	18.474	18.486	18.500	1610
1620	18.513	18.526	18.539	18.552	18.565	18.578	18.591	18.604	18.616	18.629	1620
1630	18.642	18.655	18.668	18.681	18.694	18.707	18.720	18.733	18.745	18.758	1630
1640	18.771	18.784	18.797	18.810	18.823	18.836	18.849	18.862	18.874	18.887	1640
1650	18.900	18.913	18.926	18.939	18.952	18.965	18.978	18.991	19.003	19.016	1650
1660	19.029	19.042	19.055	19.068	19.081	19.094	19.107	19.120	19.132	19.145	1660
1670	19.158	19.171	19.184	19.197	19.210	19.223	19.236	19.249	19.261	19.274	1670
1680	19.287	19.300	19.313	19.326	19.339	19.352	19.365	19.378	19.390	19.403	1680
1690	19.416	19.429	19.442	19.455	19.468	19.481	19.494	19.507	19.519	19.532	1690
1700	19.545	19.558	19.571	19.584	19.597	19.610	19.623	19.636	19.648	19.661	1700
1710	19.674	19.687	19.700	19.713	19.726	19.739	19.752	19.765	19.777	19.790	1710
1720	19.803	19.816	19.829	19.842	19.855	19.868	19.881	19.894	19.906	19.919	1720
1730	19.932	19.945	19.958	19.971	19.984	19.997	20.010	20.023	20.035	20.048	1730
1740	20.061	20.074	20.087	20.100	20.113	20.126	20.139	20.152	20.164	20.177	1740
1750	20.190	20.203	20.216	20.229	20.242	20.255	20.268	20.281	20.293	20.306	1750
1760	20.319	20.332	20.345	20.358	20.371	20.384	20.397	20.410	20.422	20.435	1760
1770	20.448	20.461	20.474	20.487	20.500	20.513	20.526	20.539	20.551	20.564	1770
1780	20.577	20.590	20.603	20.616	20.629	20.642	20.655	20.668	20.680	20.693	1780
1790	20.706	20.719	20.732	20.745	20.758	20.771	20.784	20.797	20.809	20.822	1790
1800	20.835	20.848	20.861</								

A figura B.7 mostra como esta característica é ligeiramente não linear, sugerindo que os sistemas de medida e controle devam ser ajustados à característica do sensor.

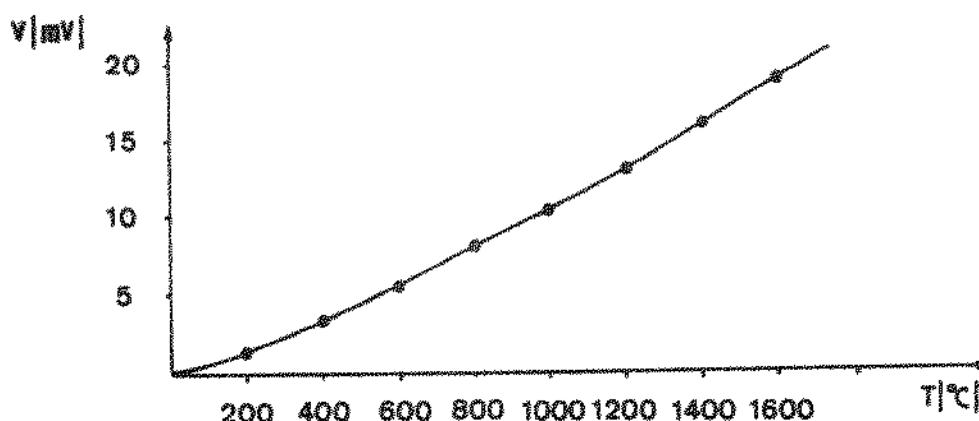


Fig. B.7 - Curva $V \times T$ para termopar tipo R.

Quando os valores mostrados na Tabela I não satisfazem às necessidades de precisão, ou quando se deseja controlar processos via computador, pode-se usar funções que forneçam os valores da tensão em função da temperatura. No Apêndice C ("Set-Point") veremos como uma dessas funções foi utilizada para gerar as tensões de referência.

B.2 - Compensação de Junção Fria

Um experimento que mostra o funcionamento da compensação de junção fria foi realizado com a configuração mostrada na figura B.8.

Para $T = T_{amb} = 24^{\circ}\text{C}$, com $V_1 = 0$, a leitura de V_2 , como era esperado, foi equivalente a um valor de V_3 muito próximo de zero ($< 2 \mu\text{V}$). Para que a leitura de V_2 indicasse a tensão tabelada para $T = 24^{\circ}\text{C}$, igual a $135 \mu\text{V}$ (ver Tabela I) V_1 foi ajustada para 1,35 volts, equivalendo à correção necessária no nível de referência. A partir de então a temperatura T foi aumentada, e o valor de V_3 , calculado dividindo V_2 por 20.000, foi comparado ao valor real. Até 50°C o desvio foi aproximadamente constante e igual a $2 \mu\text{V}$. As medidas entre 50°C e 60°C indicaram um desvio também constante, de $2,5 \mu\text{V}$. Esta variação no desvio ($0,5 \mu\text{V}$) deve ter sido causada por variação da temperatura ambiente

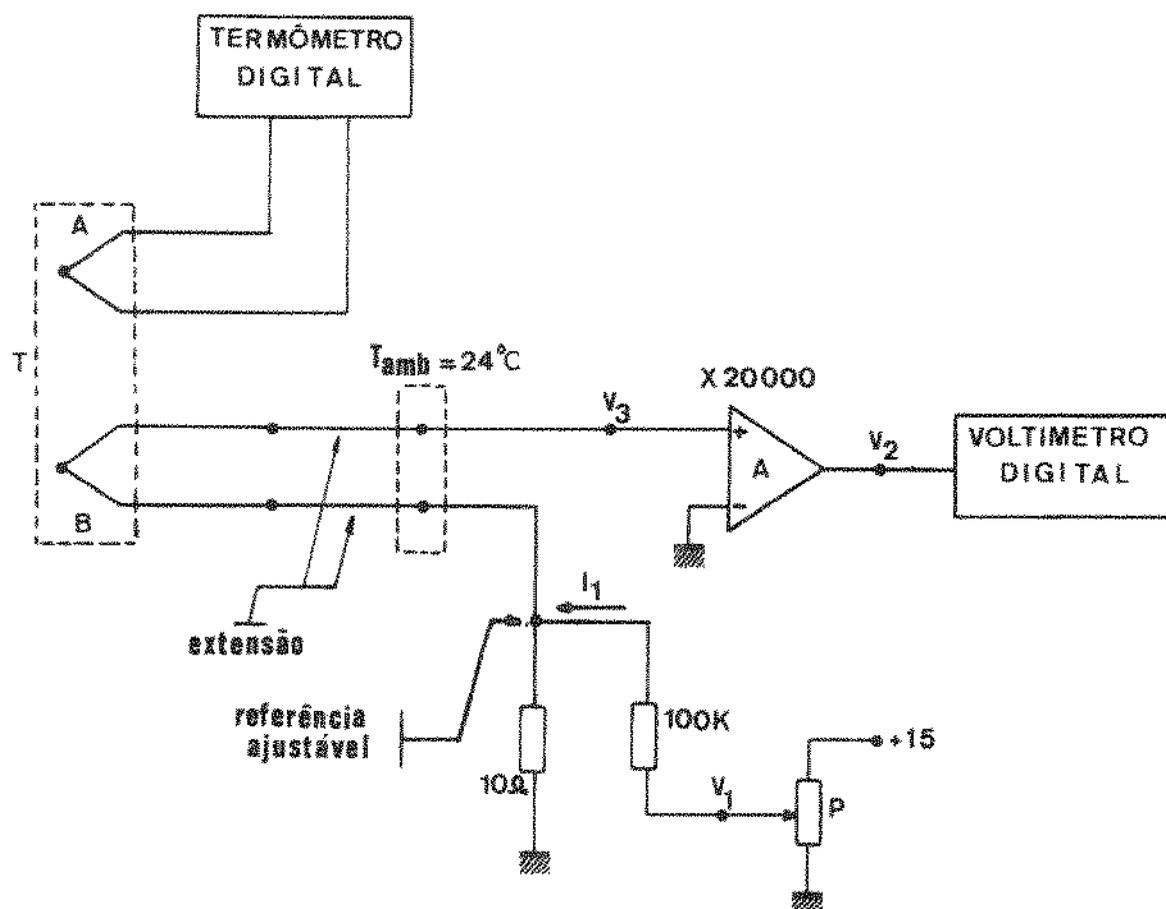


Fig. B.8 - Testes para compensação de junção fria.

(0,1°C), não detectável durante o experimento. A parte constante do desvio, de menor importância, pode ser atribuída à diferenças entre os termopares A e B ou ainda a erros introduzidos pelos fios de compensação. De qualquer modo, 2μV representam, nesta faixa de temperaturas, um erro menor que 0,5°C. Este experimento mostra que a junção fria pode ser substituída por um circuito que mude a referência elétrica de zero volts para $V(T_{amb})$, obtida da Tabela I. O amplificador utilizado na montagem do circuito da figura B.8 foi o próprio amplificador de erro do controlador (Apêndice D), e o sistema foi calibrado utilizando uma fonte DC de referência (Fluke-731B).

Como o valor da referência elétrica deve ser igual a $V(T_{amb})$, a corrente I_1 (figura B.8) não pode ser fixa, mas deve variar, seguindo a carac-

Uma vez que dV_{BE}/dT é função de V_{BE} e de T , para pequenas correntes, deve ser reprodutível para transistores de uma mesma família. Foram realizadas medidas com 11 transistores tipo BC 179, de vários fabricantes, operando com cerca de $55 \mu A$, com V_{BE} em torno de 570 mV . Variando a temperatura desde $25^\circ C$ a $50^\circ C$ a variação de V_{BE} , para todos os transistores, situou-se entre 56 e 58 mV , o que equivale a um coeficiente de temperatura médio de $-2,28 \text{ mV}/^\circ C \pm 1,75\%$. Curvas típicas para três transistores estão esboçadas na figura B.10, onde a escala utilizada não permite notar as não linearidades.

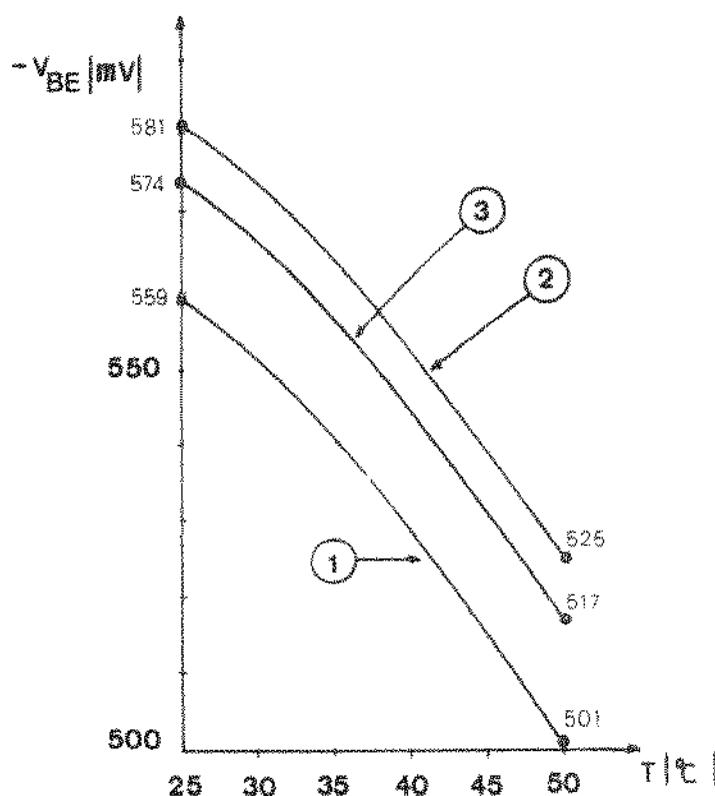


Fig. B.10 - $V_{BE} \times T$ para três transistores BC179.

Embora quase constante, o coeficiente de temperatura aumenta ligeiramente (em módulo) à medida que T aumenta. A potência termoelétrica dos termopares tipo R utilizados também cresce com a temperatura, sendo possível escolher um valor inicial para V_{BE} de modo que as duas características se aproximem.

A figura B.11 mostra um trecho da curva $V \times T$ para o termopar tipo R, onde os valores foram divididos por 2,719 para obter um gráfico com a

mesma escala da figura B.10.

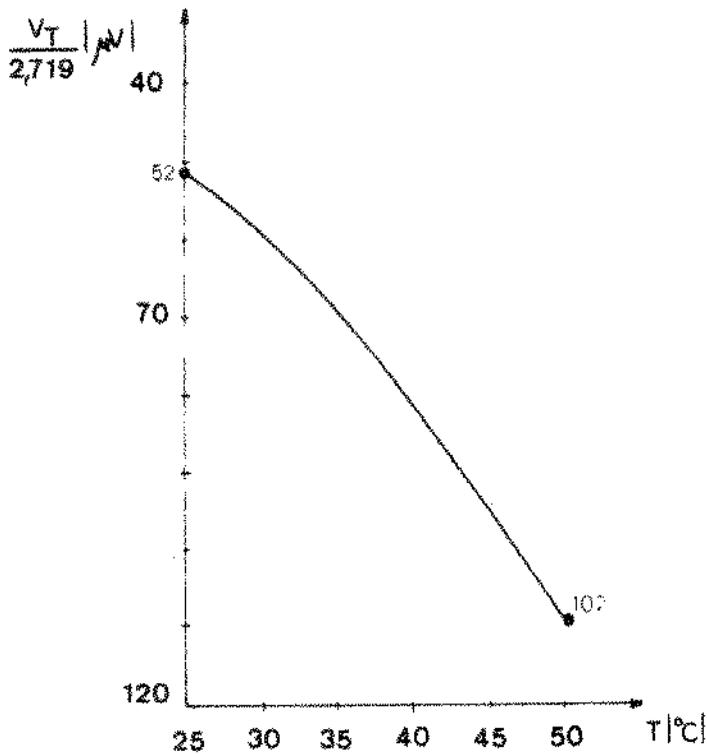


Fig. B.11 - Curva característica do termopar tipo R.

Superpondo a figura B.11 à figura B.10 podemos escolher a curva do transistor que mais se aproxima da curva do termopar. A curva número 2, na figura B.10, foi a que mostrou-se mais adequada para construir a compensação de junção fria. Esta curva foi obtida com um transistor que apresentou $V_{BE} = -574$ mV à 25°C , medido como indicado na figura B.12.

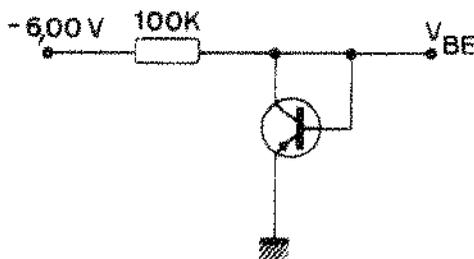


Fig. B.12 - Medida de V_{BE} .

Para o circuito mostrado na figura B.9 teremos $V_A = K(V_{BE} - V)$, onde K é dado por:

$$K = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2 + R_3} = \frac{R_1}{R_2 + R_3} + 1.$$

Basearemos o projeto num transistor que, à temperatura de 25°C apresente V_{BE} igual a 574 ± 5 mV, que deverá, portanto, ser escolhido.

Para simplificar os cálculos dos componentes, suponhamos $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$ $V_{BE}(25^\circ\text{C}) = -574$ mV e $V_{BE}(50^\circ\text{C}) = -517$ mV. Nesta temperatura (25°C) a correção necessária na referência é de $+141$ μV (ver Tabela I), que é a tensão fornecida pela tabela do termopar usado. Esta correção será dada por $I_{T_{\text{amb}}}$, com V_A ajustado para zero.

Quando a temperatura variar, V_A criará a corrente $I(\Delta T)$, que deverá, a 50°C , tornar V_3 igual a $+296$ μV , pela Tabela I, o que dá $\Delta V_3 = 155$ μV .

Supondo $I(\Delta T)$ dado por (figura B.9):

$$I(\Delta T) = \frac{V_A}{R_A}$$

teremos:

$$\Delta V_3 = \frac{V_A}{R_A} \cdot 10\Omega = \frac{(V_{BE} - V) \cdot K}{R_A} \cdot 10\Omega = 155 \mu\text{V}$$

A 50°C $(V_{BE} - V) = 57$ mV, o que nos leva à condição:

$$\frac{K \cdot 57 \times 10^{-3}}{R_A} \cdot 10 = 155 \times 10^{-6}$$

$$\therefore \frac{K}{R_A} = 2,719 \times 10^{-4}$$

A aproximação no cálculo de $I(\Delta T)$ é válida para $V_A \gg V_3$, ou, ainda,

$K \cdot 57$ mV \gg 155 μV , o que impõe um limite inferior para K .

Para $R_A = 100\text{ K}\Omega$ teremos $K = 27,2$, que atende com folga a $V_A \gg V_3$. Com os valores mostrados na figura B.9 temos $K = 27,5$, que gera um erro de cerca de 1% ou $0,01^\circ\text{C}$ na correção da referência, tornando-se desprezível.

B.3 - Calibração

Na fase de calibração deverá ser consultada a Tabela I, conhecida a temperatura ambiente (medida próxima ao sensor T_1), e utilizada a montagem apresentada na figura B.13.

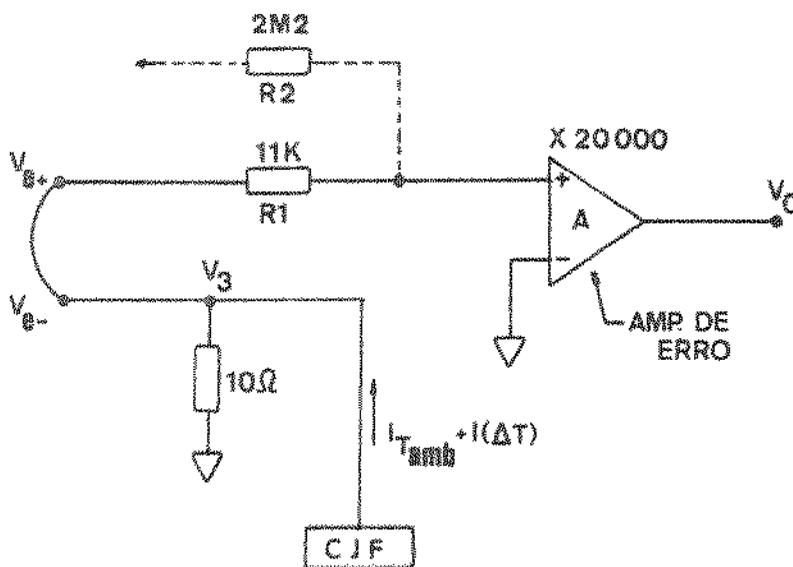


Fig. B.13 - Circuito usado para calibração da C/F.

Em primeiro lugar V_A deve ser anulada, ajustando P_2 (figura B.9). Desta forma teremos $I(\Delta T) = 0$.

Em seguida P_4 deve ser ajustado de modo a obter $V_0 = +2,82$ volts, o que equivale a $V_3 = 141\ \mu\text{V}$. Com este ajuste eliminam-se possíveis tensões residuais do amplificador de erro.

Deve-se então ler a temperatura ambiente, e consultando a tabela I obter $V_T(T_{\text{amb}})$, e reajustar P_2 ($I(\Delta T)$) até que V_0 seja igual a $20.000 \cdot V_T(T_{\text{amb}})$.

Para exemplificar a calibração, suponhamos uma temperatura ambiente de 27°C . Pela Tabela I vemos que $V_T(27^\circ\text{C}) = 152\ \mu\text{V}$ e, nas três fases da ca-

libração deverão ser feitas as leituras:

$$a) V_A = 0,00 \text{ volts } (P_2)$$

$$b) V_0 = 20.000 \times 141 \text{ } \mu\text{V} = 2,820 \pm 2 \text{ mV } (P_4)$$

$$c) V_0 = 20.000 \times 152 \text{ } \mu\text{V} = 3,040 \pm 2 \text{ mV } (P_2)$$

A partir deste ponto a referência será corrigida pela variação de V_A com T .

Dois ajustes poderão ser realizados com o forno funcionando. O primeiro diz respeito à acuidade da temperatura. Se for necessário ajustar o "set-point" para que a leitura no painel coincida com a temperatura num ponto do forno, P_4 pode ser reajustado, alterando-se assim $I_{T_{amb}}$.

Com um segundo ajuste pode-se anular os efeitos de variações na temperatura ambiente, alterando a corrente de correção $I(\Delta T)$. Para isso deve-se forçar que a temperatura ambiente varie, e, enquanto isto acontece, o resistor R_A deve ser ajustado para manter a temperatura do forno constante. Este ajuste é difícil de ser realizado, já que o controlador deverá permanecer nas mesmas condições que em funcionamento normal, principalmente no que diz respeito à temperatura dentro da caixa onde for instalado. As medidas da temperatura ambiente podem ser tomadas ao longo de um dia, com a sala não refrigerada.

Durante a calibração da CJF (figura B.13) o resistor R_2 ($2,2 \text{ M}\Omega$), que pertence ao "set-point", deve estar desconectado. Quando em funcionamento, o erro introduzido pela corrente que flui por este resistor causará um desvio percentual na temperatura do forno dado por:

$$D = \frac{10\Omega}{11\text{K}\Omega} < 0,1\%$$

A resistência série do termopar, que vale cerca de 2Ω à temperatura ambiente (para termopar de fio nº 30 com 30 cm de comprimento), e que varia aproximadamente $1\Omega/100^\circ\text{C}$ causará efeitos da mesma ordem de grandeza. Nenhum desses efeitos, entretanto, altera a estabilidade da temperatura, afetando apenas a exatidão, podendo, como já foi visto, ser anulados.

APÊNDICE C

'Set-point' e Conversor

Neste Apêndice é feito um estudo sobre os requisitos necessários ao "set-point" do forno de difusão, para que as especificações de acuidade, estabilidade e repetibilidade sejam atendidas. São avaliados os erros devidos à interpolação na curva $V \times T$ do termopar utilizado. A influência do ponto de operação do forno nos parâmetros do controlador P.I.D. é corrigida nos circuitos de conversão da tensão de controle em potência entregue à carga. São apresentados os circuitos utilizados e descritos seus princípios de funcionamento.

C.1 - "Set-Point" do Controlador de Temperatura

C.1.1 - Princípio de Funcionamento

Como já vimos, a temperatura do forno deve ser medida e comparada à temperatura desejada. A figura C.1 mostra os termopares dispostos de modo que as temperaturas nas zonas laterais de aquecimento sejam referidas à temperatura na zona central.

As temperaturas T_D e T_E (direita e esquerda) das zonas laterais deverão ser ajustadas entre -50°C e $+50^{\circ}\text{C}$ em relação à zona central. Como podemos notar, também na figura C.1, os termopares laterais não necessitam de compensação de junção fria (CJF), uma vez que são referenciados à zona central e seus terminais de saída são do mesmo material.

Os circuitos que formam os "set-points" do forno devem então estabelecer as tensões adequadas (para as temperaturas selecionadas) que, uma vez

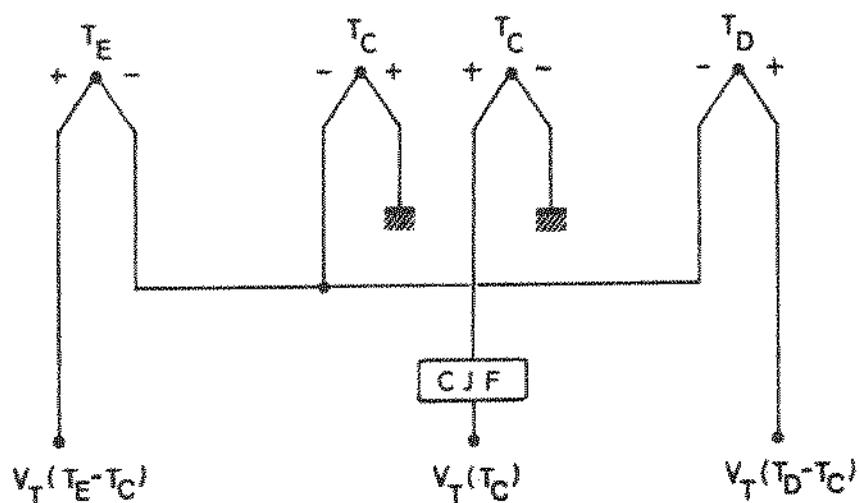


Fig. C.1 - Arranjo dos termopares no forno.

comparadas aos sinais dos sensores, gerarão os sinais de erro para cada controlador, como indicado na figura C.2.

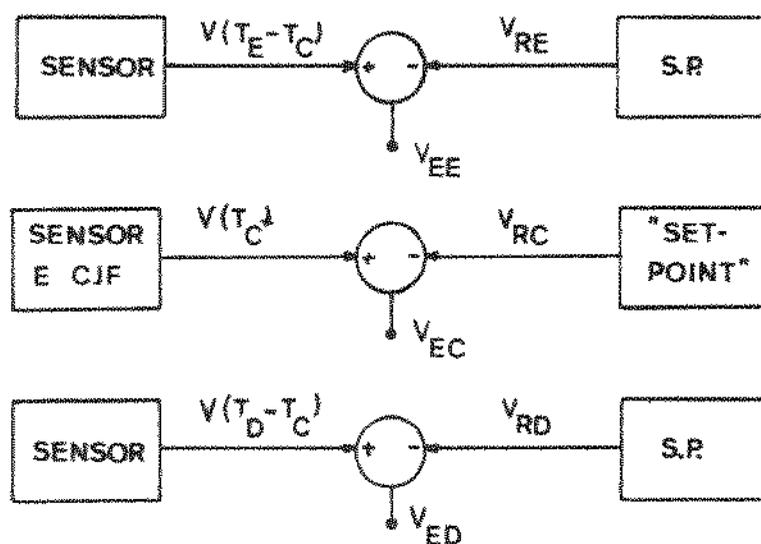


Fig. C.2 - Diagrama funcional dos "set-points".

Os circuitos de comparação, que geram os sinais de erro, atuam diretamente sobre os sinais dos sensores, influenciando na acuidade da temperatura.

ra (figura C.2).

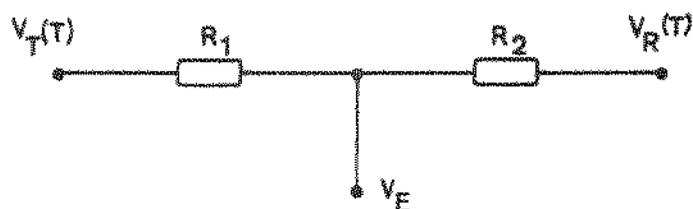


Fig. C.3 - Geração de sinal de erro.

Usando $-V_R < 0$ teremos $V_E = 0$ quando V_T for igual a $V_R \cdot R_1/R_2$. Com $R_2 = 200R_1$ podemos ter V_R compatível com os limites de erros introduzidos pelos circuitos ativos normalmente utilizados. Como os termopares utilizados possuem potência termoelétrica da ordem de $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, para que o "set-point" assegure erro máximo de 1°C a tensão de referência deve valer $200 \cdot V(T) \pm 2 \text{ mV}$. Por exemplo, como $V_T(1000^\circ\text{C}) = 10,503 \text{ mV}$, $V_R(1000^\circ\text{C})$ deve ser igual a $2100,6 \pm 2 \text{ mV}$, o que equivale a aproximadamente $0,1\%$ para $T = 1000^\circ\text{C}$.

C.1.2 - Compensação de não Linearidades do Sensor

Para estabelecer os valores de V_R para cada temperatura devemos examinar a tabela de tensões para o termopar tipo R (Apêndice B). Se a relação $V \times T$ fosse linear poderia ser usado um potenciômetro linear para estabelecer as tensões de referência. Muitas vezes são utilizados potenciômetros caracterizados, ou ainda circuitos formadores que reproduzem as não-linearidades do sensor. Por facilidade de construção e para não depender de componentes específicos, foi usado um sistema de interpolação, através de uma chave seletora e de potenciômetros lineares. A seguir faremos uma avaliação dos erros introduzidos pelo método escolhido.

A Tabela 1 fornece os valores da tensão V_T para as centenas que cobrem a faixa de operação do forno. Na coluna 4 é indicada a potência termoelétrica média na centena, calculada por:

$$S(n_1) = \frac{V_T(n_1 + 100) - V_T(n_1)}{100}$$

n_1	T °C	V_T mV	$S(n_1)$ μ V/°C
400	400	3,407	10,64
500	500	4,471	11,11
600	600	5,582	11,59
700	700	6,741	12,08
800	800	7,949	12,54
900	900	9,203	13,00
1000	1000	10,503	13,43
1100	1100	11,846	13,78
1200	1200	13,224	14,00
1300	1300	14,624	

Tabela 1 - Características do termopar tipo R.

Para termopares de Platina/Platina-Ródio a função $V_T(T)$ pode ser expressa por um polinômio do 3º grau, capaz de reproduzir a característica do termopar com erro menor que centésimo de grau. Sendo assim teremos:

$V_{TR} = A + BT + CT^2 + DT^3$, onde o segundo índice (R) foi usado para indicar a tensão "real" fornecida pelo termopar. Substituindo T por n_1+n_2 , onde n_1 é múltiplo de 100 e n_2 é um inteiro entre 0 e 99, teremos:

$$V_{TR}(n_1+n_2) = A + B(n_1+n_2) + C(n_1+n_2)^2 + D(n_1+n_2)^3 .$$

Usando interpolação linear, tomando como pontos intermediários as centenas exatas teremos a seguinte função para V_{Ti} (interpolada):

$$V_{Ti}(n_1+n_2) = V_{TR}(n_1+n_2) + n_2 \frac{V_{TR}(n_1+100) - V_{TR}(n_1)}{100}$$

Resta agora avaliar os erros cometidos ao substituir V_{TR} por V_{Ti} no "set-point" do forno, como ilustrado na figura C.4.

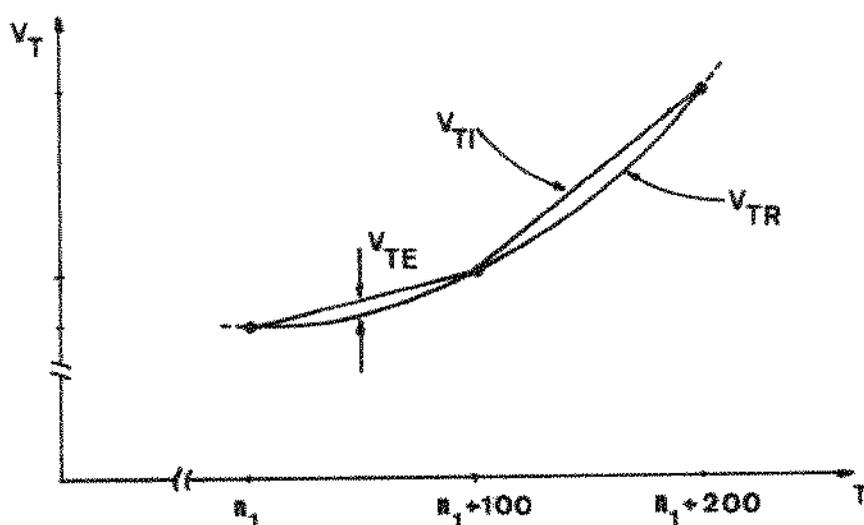


Fig. C.4 - Interpolação linear.

Desenvolvendo V_{Ti} , fazendo a diferença

$$V_{TE} = V_{Ti} - V_{TR}$$

e usando os valores adequados para A, B, C e D |Benedict|, chegaremos à seguinte expressão, válida para a faixa de 630°C a 1064°C:

$$V_{TE} = 2,9623 \times 10^{-4} n_2 - 8,0628 \times 10^{-8} n_1 n_2 - 2,9892 \times 10^{-6} n_2^2 + 8,0628 \times 10^{-10} n_1 n_2^2 + 2,6876 \times 10^{-10} n_2^3$$

A avaliação dos valores de V_{TE} para T variando de grau em grau dentro da faixa acima mostrou que o erro máximo introduzido é sempre menor que

0,6°C, diminuindo nas temperaturas mais altas, onde o termopar é mais linear.

C.1.3 - Requisitos Necessários ao "Set-Point"

Tendo como objetivo alcançar uma acuidade melhor que 0,5% e considerando que os termopares comuns (tipo R) são especificados para $\pm 0,25\%$ de desvio máximo, o controlador do forno, depois de calibrado, poderá contribuir com no máximo $\pm 0,25\%$ de erro. Os mais significantes são os erros de interpolação, pois afetam diretamente a referência usada para comparação. Todos os demais erros podem ser anulados na fase de calibração, e se a interpolação for responsável por 0,1% de desvio, como foi estimado, resta ainda uma folga de 0,15%. Para assegurar este desempenho os resistores que formam o divisor utilizado na interpolação bem como R_1 e R_2 , que geram o sinal de erro, devem ser precisos dentro de 0,1% (figura C.5).

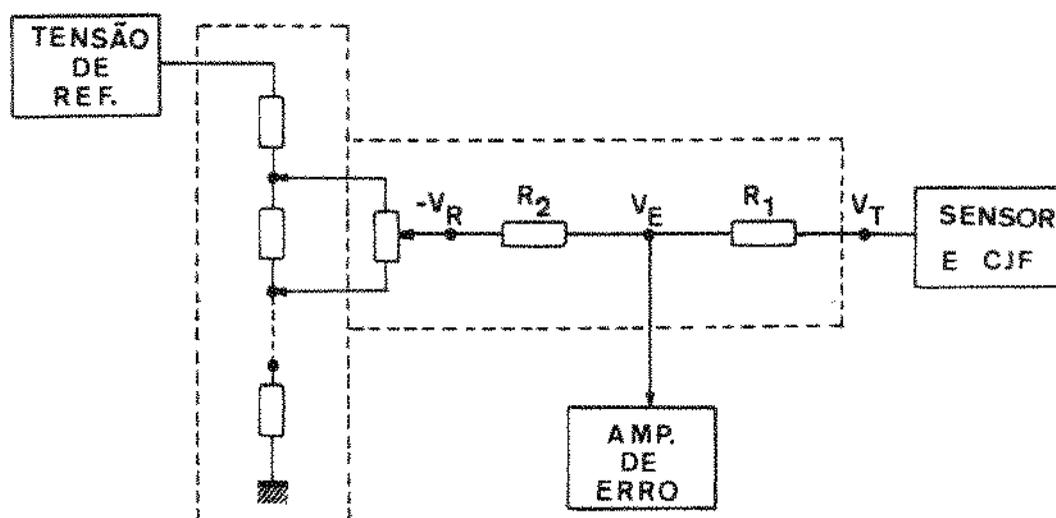


Fig. C.5 - Diagrama do sistema de entrada do controlador.

A repetibilidade do "set-point" diz respeito ao erro máximo introduzido ao selecionar-se por várias vezes o mesmo ponto de operação. Com o potenciômetro utilizado (figura C.5), que possui 10 volts e um dial digital com três dígitos (000 até 999), temos uma resolução melhor que 0,1°C para qualquer faixa de operação e para as três zonas de aquecimento.

Os efeitos das variações da temperatura ambiente sobre a temperatu

ra do forno são devidos principalmente às derivas dos circuitos de "set-point", compensação de junção fria (Apêndice B) e amplificador de erro (Apêndice D). A figura C.6 mostra com mais detalhes o circuito utilizado para o "set-point", e servirá de base para a análise que faremos a seguir.

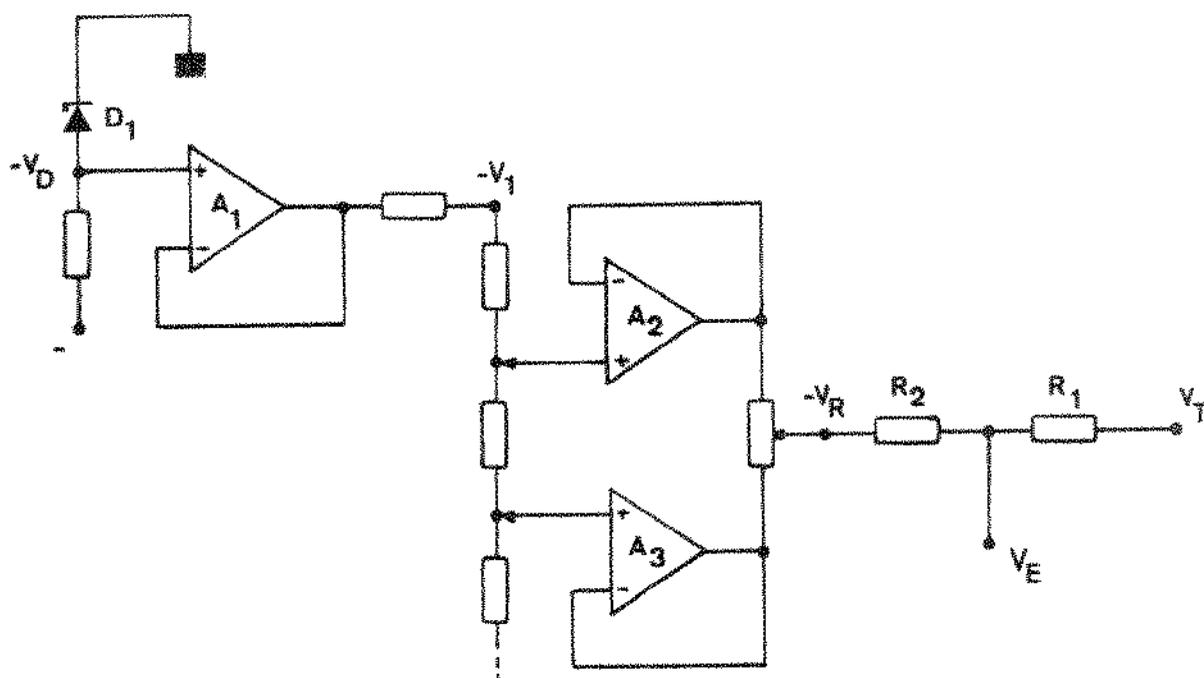


Fig. C.6 - Circuito simplificado do "set-point".

Consideremos inicialmente o circuito mostrado na figura C.7. É fácil notar que a tensão V_C será nula quando tivermos $V_A R_B = V_B R_A$, logo, dado um

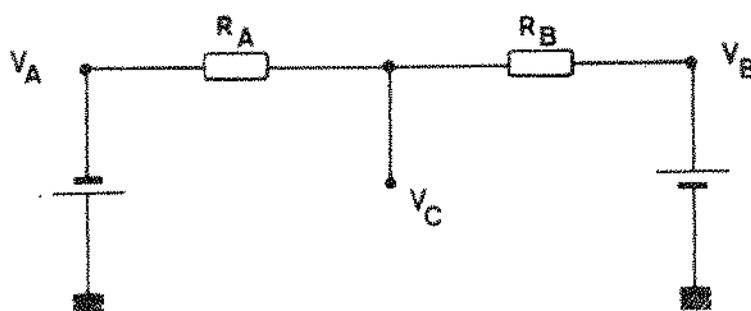


Fig. C.7 - Circuito auxiliar.

valor para V_A , a tensão V_B necessária para que V_C se anule será

$$V_B = V_A \frac{R_B}{R_A}$$

donde vemos que a sensibilidade de V_B à variações de V_A pode ser expressa por

$$\frac{dV_B}{V_B} = \frac{dV_A}{V_A}$$

Podemos então prever os desvios ocorridos em $V_T(T)$ causados por variações em V_R . Supondo que tais variações sejam causadas por A_1 e D_1 (e notando que $-V_R$ é uma fração de $-V_1$) os desvios em $-V_1$, $-V_R$ e V_T serão percentualmente iguais.

Usando D_1 com coeficiente de temperatura menor que $0,002\%/^{\circ}\text{C}$ ($20 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$) e admitindo uma variação na tensão residual de A_1 de até $50 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, equivalente a aproximadamente $0,001\%$ (10 ppm) para $V_D = 6 \text{ volts}$, teremos em $-V_1$, e portanto em V_T , um desvio de no máximo $0,003\%$ por grau centígrado de variação na temperatura ambiente. Este valor representa, a 400°C menos que um terço do desvio especificado, que foi de $0,1^{\circ}\text{C}$ por grau de temperatura ambiente. Para temperaturas mais altas este erro é ainda menor, devido a não linearidade da relação tensão-temperatura do sensor.

A título de exemplo calcularemos o erro devido à variação de um grau no ambiente, estando o forno a 1000°C .

$$V_R(1000^{\circ}\text{C}) = 2100 \text{ mV}$$

$$V_T(1000) = \frac{V_R(1000)}{200} = 10,5 \text{ mV}$$

$$0,003\% \cdot V_T(1000) = 0,32 \mu\text{V}$$

Como nesta temperatura a potência termoelétrica vale cerca de $13 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ teremos equivalente a $0,025^{\circ}\text{C}$.

Ainda da figura C.7 podemos concluir que

$$\frac{dV_B}{V_B} = \frac{dR_B}{R_B} = - \frac{dR_A}{R_A}$$

Usando então R_1 e R_2 (figura C.6) do mesmo material e com coeficientes de temperatura máximos de $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ($0,005\%/^\circ\text{C}$) podemos esperar erros também muito pequenos devidos a variações de R_1 e/ou R_2 .

No divisor resistivo foram utilizados resistores ajustáveis e com coeficiente de temperatura menor que $20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Como estes resistores são de valores pequenos e muito próximos os erros são ainda menores.

Os erros gerados por A_2 e A_3 serão reduzidos de cerca de uma ordem de grandeza por ter sido usado um par de operacionais construído na mesma pastilha de silício.

C.1.4 - Circuito Utilizado e Calibração

O circuito completo usado para o "set-point" está mostrado na figura C.8, com os valores dos componentes utilizados. No divisor foram utilizados resistores da marca Vishay, mas seus valores permitem fácil construção utilizando fio metálico (Manganina). Os demais resistores são de carvão (5%), exceto quando indicação em contrário. Os ajustes são feitos por potenciômetros do tipo "Cermet" de 20 voltas, e os resistores de 1% de filme metálico.

A calibração da tensão de referência é feita em P_1 , ajustando a saída de A_1 para 6,000 volts, com um voltímetro de 4 1/2 dígitos. Se não for necessário acuidade melhor que uma parte em duas mil, um divisor de precisão e um voltímetro com um dígito a menos podem ser usados.

O ajuste de V_1 e V_2 é feito, com a chave seletora em qualquer posição, através de P_2 e P_3 , de modo a repetirem-se os valores de V_1' e V_2' , respectivamente.

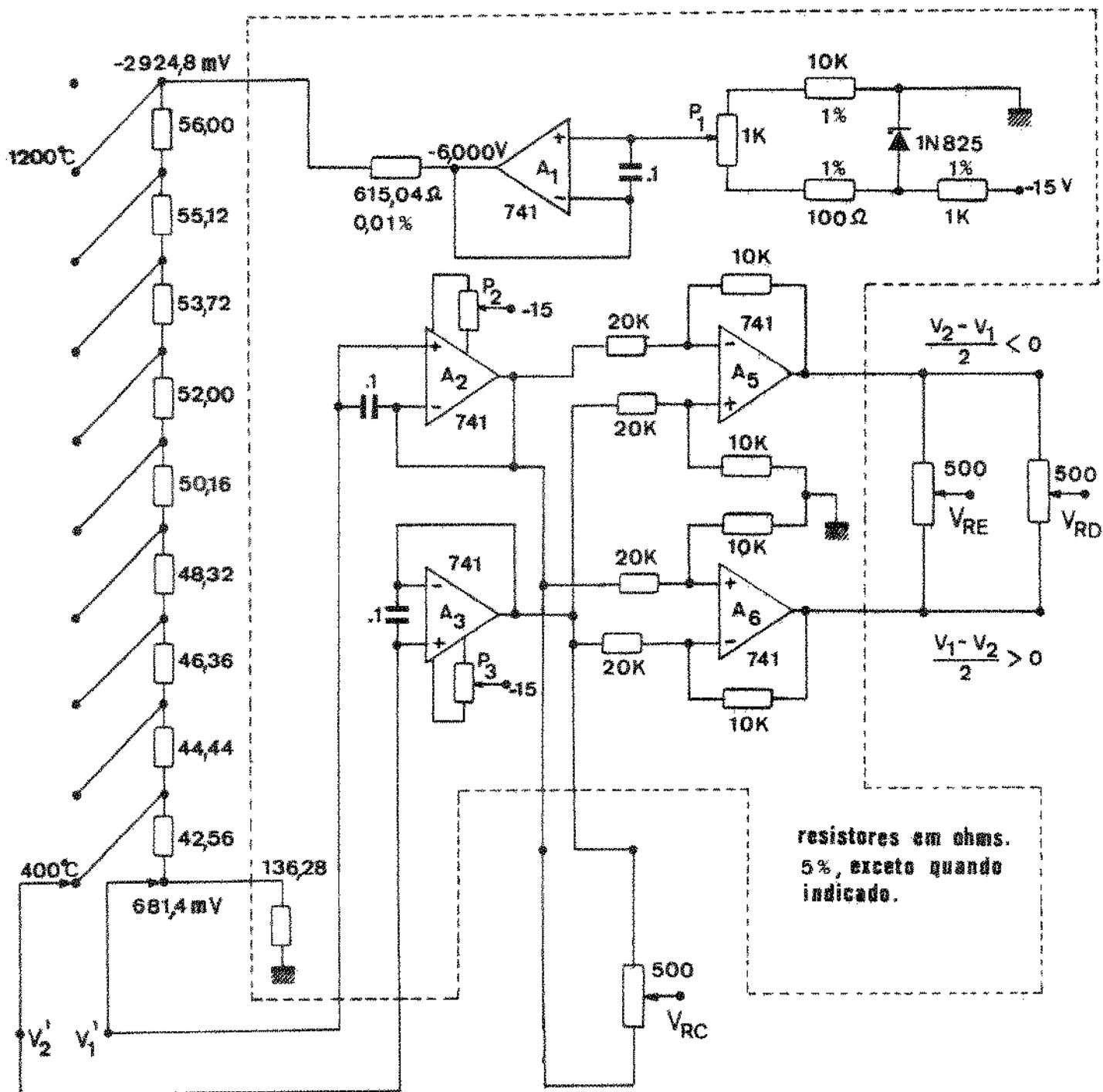


Fig. C.8 - "Set-Point" completo.

Podemos notar ainda na figura C.8 que as referências para as zonas laterais são obtidas a partir das tensões V_1 e V_2 . A acuidade para as zonas laterais se mantêm, uma vez que são utilizados os mesmos pontos de interpolação,

e utilizada a mesma potência termoeétrica média para a faixa de operação da zona central. Para ajustar a temperatura das zonas laterais deve-se subtrair 50,0 do número lido dos diais.

O circuito formado por A_6 e A_5 gera as tensões (positiva e negativa) relativas a $+50^{\circ}\text{C}$ e -50°C em relação à zona central. Como veremos mais adiante, $(V_2 - V_1)/2$ será utilizada como referência para o estabelecimento da banda proporcional. Uma vez que a potência termoeétrica não é a mesma para todas as centenas, um mesmo valor da tensão de erro pode corresponder, em graus, a desvios diferentes, dependendo da faixa de operação.

C.2 - Conversor Tensão - Largura de Pulso

Como podemos ver no Apêndice A, os circuitos P.I.D. geram um sinal de controle (V_C) que deve comandar a entrega de potência aos elementos aquecedores, como mostrado na figura C.9 abaixo.

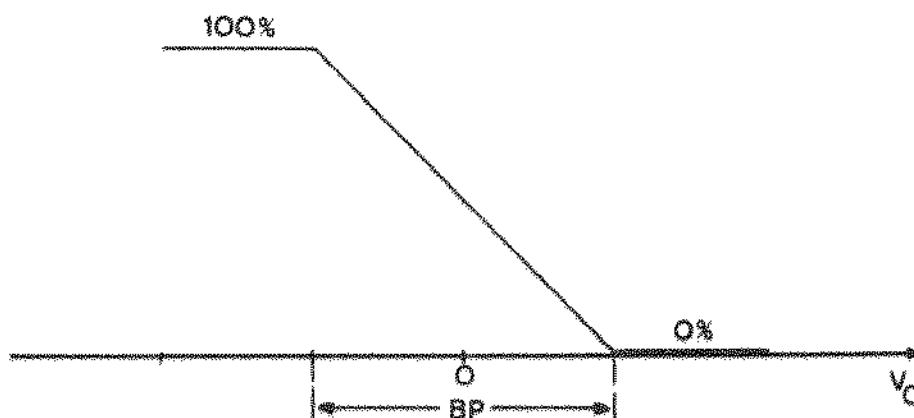


Fig. C.9 - Potência versus sinal de controle.

Os limites superior e inferior de V_C é que irão definir a largura da banda proporcional (BP) e os níveis máximo e mínimo da potência fornecida, de acordo com os circuitos de disparo utilizados. No controlador construído este sinal é acessível, e pode ser usado para gerar uma saída em corrente, usual nos controladores que modulam a potência por meio do ângulo de disparo de tiristores.

C.2.1 - Princípio de Funcionamento

Como os fornos de difusão são em geral "lentos", ou seja, com grandes constantes de tempo, a taxa de amostragem do sinal de controle pode ser finita (consideramos infinita no caso de atualização contínua) e a entrega de potência pode ser pulsada, sem acarretar grandes flutuações na temperatura. Nos sistemas de controle por ângulo de disparo a potência é modulada através do tempo de condução das chaves controladas, que é uma fração do período da rede de alimentação. Uma outra forma de controle, já bastante utilizada, é a condução de ciclos inteiros, e o controle do número de ciclos por unidade de tempo, como ilustrado na figura C.10.

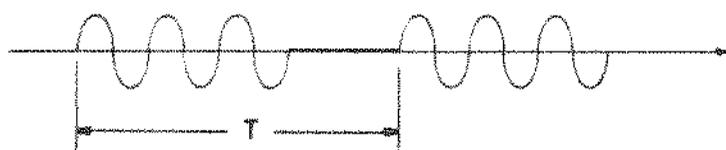


Fig. C.10 - Controle por ciclos inteiros.

Este tipo de fornecimento de potência permite o fechamento das chaves quando a rede passa por um zero, eliminando assim as inconvenientes interferências (RFI) causadas por variações muito rápidas em altas correntes.

A informação V_C deve então ser transformada em um pulso com largura variável e proporcional a V_C . O sistema construído tem seu princípio de funcionamento explicado a seguir (figura C.11).

O tempo T utilizado foi de $5/6$ seg., equivalente a 50 ciclos completos da rede, e o circuito funciona da seguinte forma: por um curto período de tempo a chave Q fecha e carrega o capacitor C_1 , com a tensão de controle V_C . Quando a chave \bar{Q} abre, a tensão V cai linearmente, com uma taxa $1/C$. Quando V cruza o valor de V_{REF} o comparador muda de estado e só retorna quando o capacitor é carregado com o valor atualizado de V_C . O tempo que V_p permanece em nível "1" é utilizado para a entrega de potência.

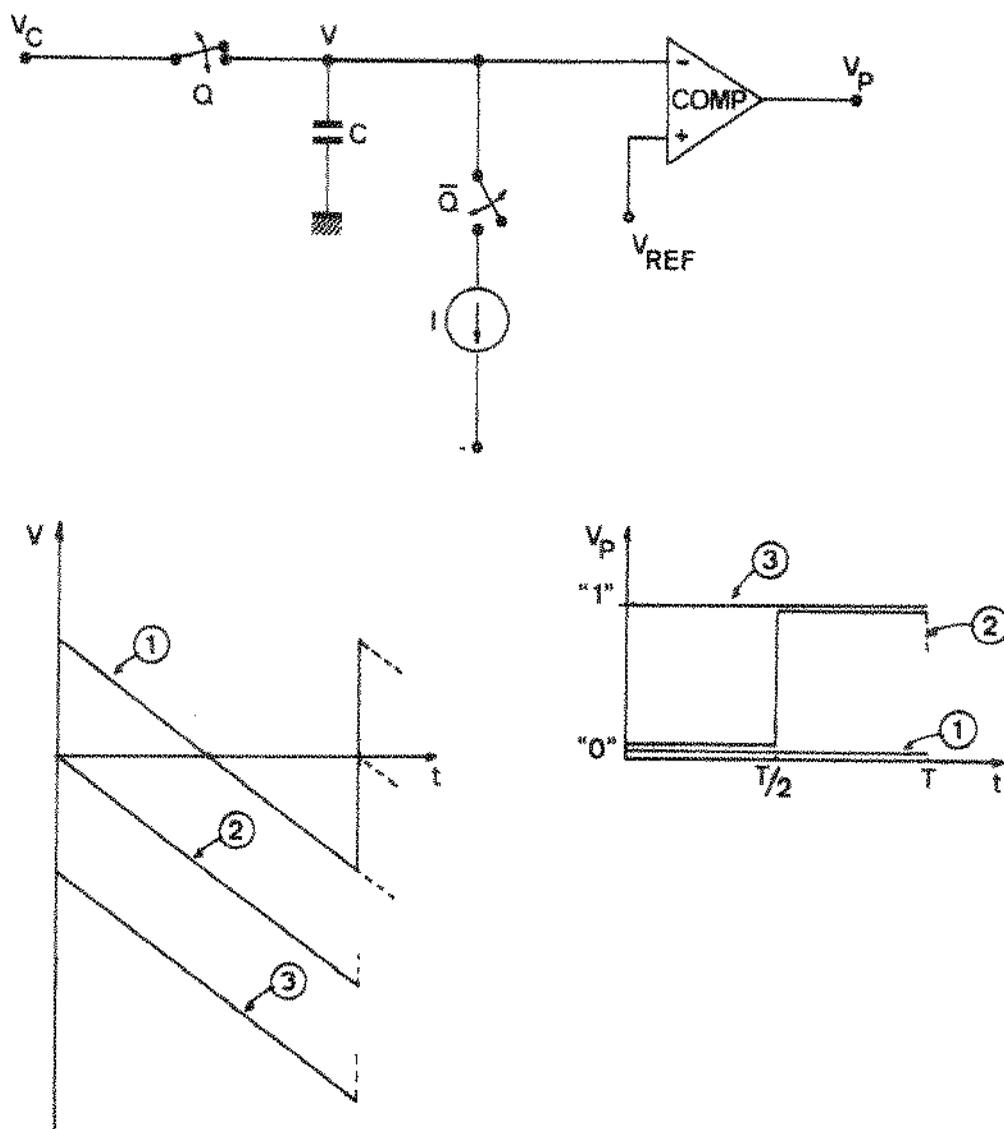


Fig. C.11 - Princípio de funcionamento do conversor.

A tensão V_{REF} e a corrente I definem os limites da banda proporcional, que devem estar de acordo com os circuitos P.I.D. (Apêndice A). Como vemos o sinal de erro V_E é multiplicado por 20.000, gerando um sinal que varia 200 mV por grau de variação da temperatura do forno. Assim, se quisermos uma banda proporcional de 20°C (10+10) os limites de V_C para mínima e máxima potência serão, respectivamente, +2V e -2V, o que nos indica $V_{REF} = -2V$.

Logo, teremos:

$$\frac{I}{C} = \frac{\Delta V_C}{T} = \frac{4}{5/6} \quad |\text{volts/seg.}|$$

Para $C = 1 \mu\text{F}$ teremos então $I = 4,8 \mu\text{A}$.

Como é evidente, o valor de V_{REF} é função da potência termoeletrica (S), e pode ser calculado por

$$|V_{\text{REF}}| = 10 \times 20.000S = 2 \times 10^5 \cdot S$$

Do valor de $|V_{\text{REF}}|$, fixando C em $1 \mu\text{F}$, sai o cálculo de I :

$$I = 2 |V_{\text{REF}}| \cdot C \cdot \frac{6}{5} = 2,4 |V_{\text{REF}}| \quad |\mu\text{A}|$$

Como

$$S = \frac{V_2 - V_1}{100} \cdot \frac{1}{200} = \frac{V_2 - V_1}{2 \times 10^4} \quad (\text{ver "Set-Point"}),$$

podemos obter V_{REF} a partir de $V_2 - V_1/2$, que já existe em função das zonas laterais, fazendo:

$$V_{\text{REF}} = 2 \cdot 10^5 \cdot \frac{V_2 - V_1}{2 \times 10^4} = 10(V_2 - V_1) = 20 \frac{V_2 - V_1}{2}$$

e então obter:

$$I = 2,4 |V_{\text{REF}}| \quad |\mu\text{A}|$$

Com o circuito mostrado na figura C.12 temos $I = \frac{|V_A| - |V_B|}{R}$, que deve ser igual a $2,4 |V_{\text{REF}}|$.

Fazendo $R = 210 \text{ K}\Omega$ teremos então

$$|V_A| - |V_B| = \frac{|V_{\text{REF}}|}{2}$$

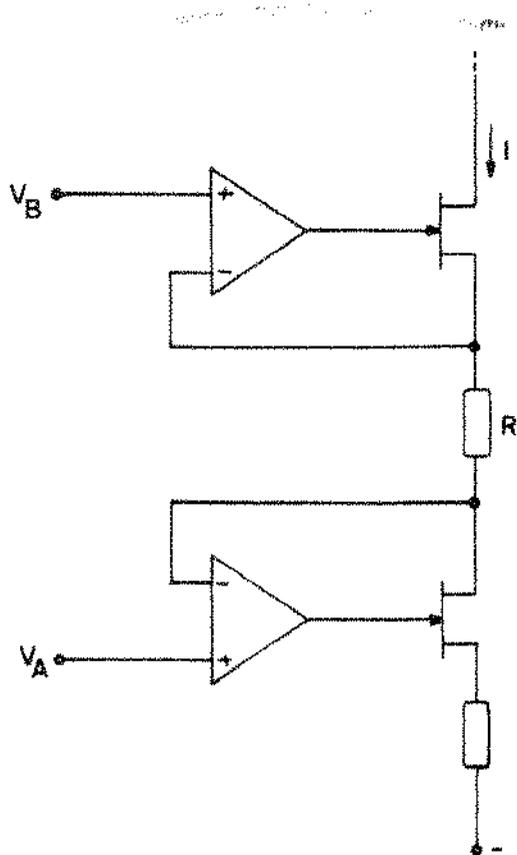


Fig. C.12 - Obtenção de I.

Para que V sempre cruze o valor de V_{REF} podemos fazer $|V_B| = 2|V_{REF}|$ o que nos leva a $|V_A| = 5/2 |V_{REF}|$ (figura C.13).

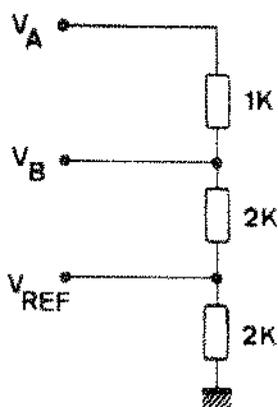


Fig. C.13 - Obtenção de tensões de referência.

Usando o fato de que temos $|V_{REF}| = 20 \frac{V_2 - V_1}{2}$ podemos obter $V_A = 50 \frac{V_2 - V_1}{2}$ e daí então V_B e V_{REF} usando um divisor, como na figura C.14. Os circuitos que geram os sinais de comando serão descritos no Apêndice E.

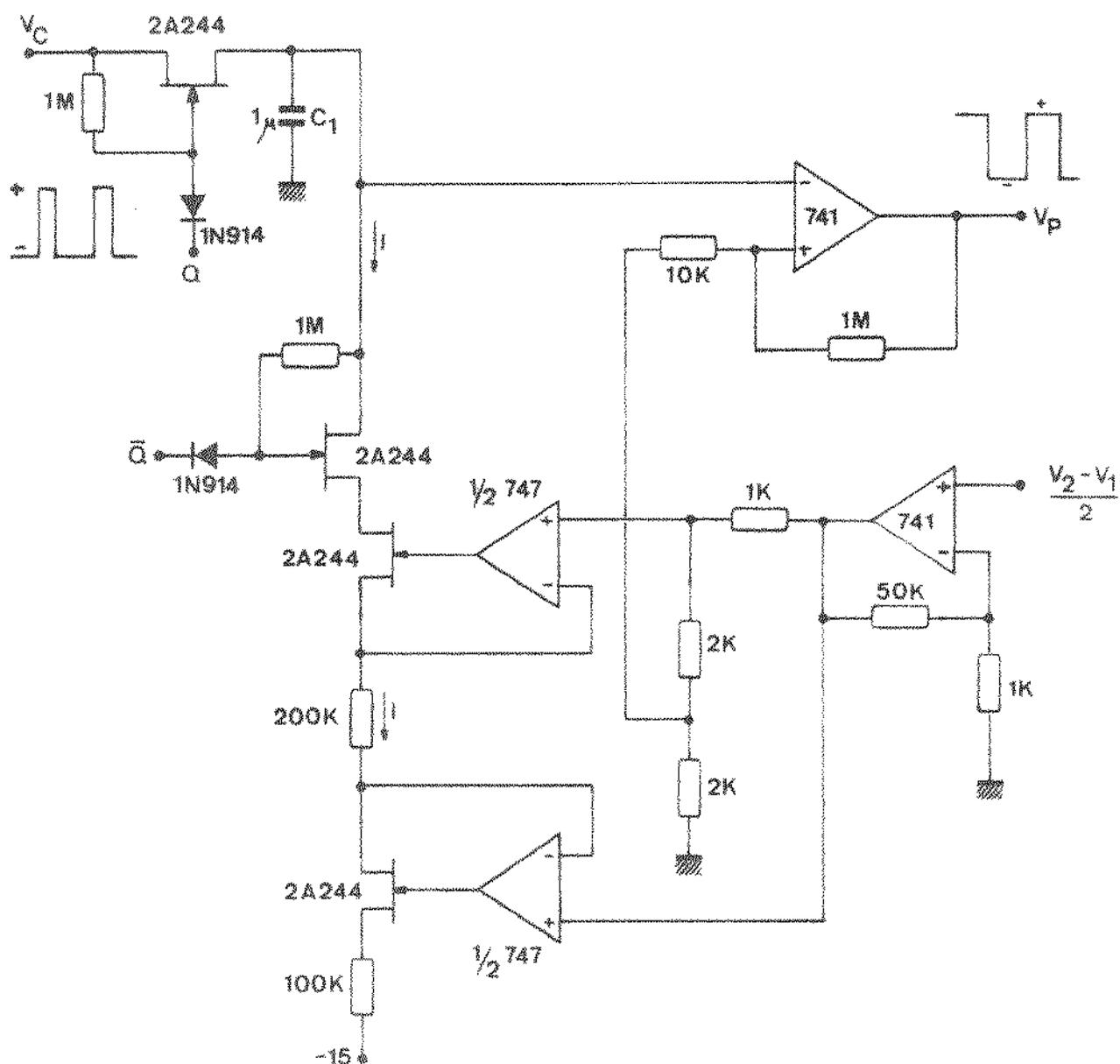


Fig. C.14 - Conversor completo.

APÊNDICE **D**

Amplificador de erro

Os circuitos mais críticos do controlador de temperatura são aqueles que manipulam sinais muito pequenos. O sinal de erro, como já foi descrito anteriormente, representa a diferença entre tensão correspondente à temperatura do forno e a correspondente à temperatura desejada, e dele depende o controle da potência entregue aos elementos aquecedores. Os amplificadores chaveados ("choppers") são normalmente utilizados para este fim, e o circuito escolhido é uma variação deste tipo de amplificador.

D.1 - Requisitos Necessários ao Amplificador de Erro

Considerando que a temperatura do forno deve ser mantida constante dentro de $\pm 1/2^{\circ}\text{C}$, e que um erro de 1°C é equivalente a aproximadamente $10\ \mu\text{V}$, os erros introduzidos pelo amplificador de erro devem ser menores que $5\ \mu\text{V}$. Além disso, para que a histerese do controlador seja mínima ($0,1^{\circ}\text{C}$), sinais da ordem de $1\ \mu\text{V}$ devem ser detetados e amplificados, gerando correções de até 10% na potência, para banda proporcional de 1°C (Apêndice A). Como requisito dos circuitos PID, o amplificador de erro deve ter ganho igual a 20.000, e faixa dinâmica de $\pm 260\ \mu\text{V}$, em função da maior banda proporcional utilizada, que é de 20°C ($260\ \mu\text{V} = 20^{\circ}\text{C} \times 13\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$). A deriva térmica do amplificador deve ser a menor possível, e será discutida mais adiante.

D.2 - Amplificador Desenvolvido

O funcionamento do amplificador baseia-se na correção periódica do nível de zero, eliminando o efeito da tensão residual (off-set). Tais amplificadores são por isso chamados amplificador com zero automático, ou ainda auto-zero. Para ilustrar sua operação um circuito simplificado é mostrado na figura D.1.

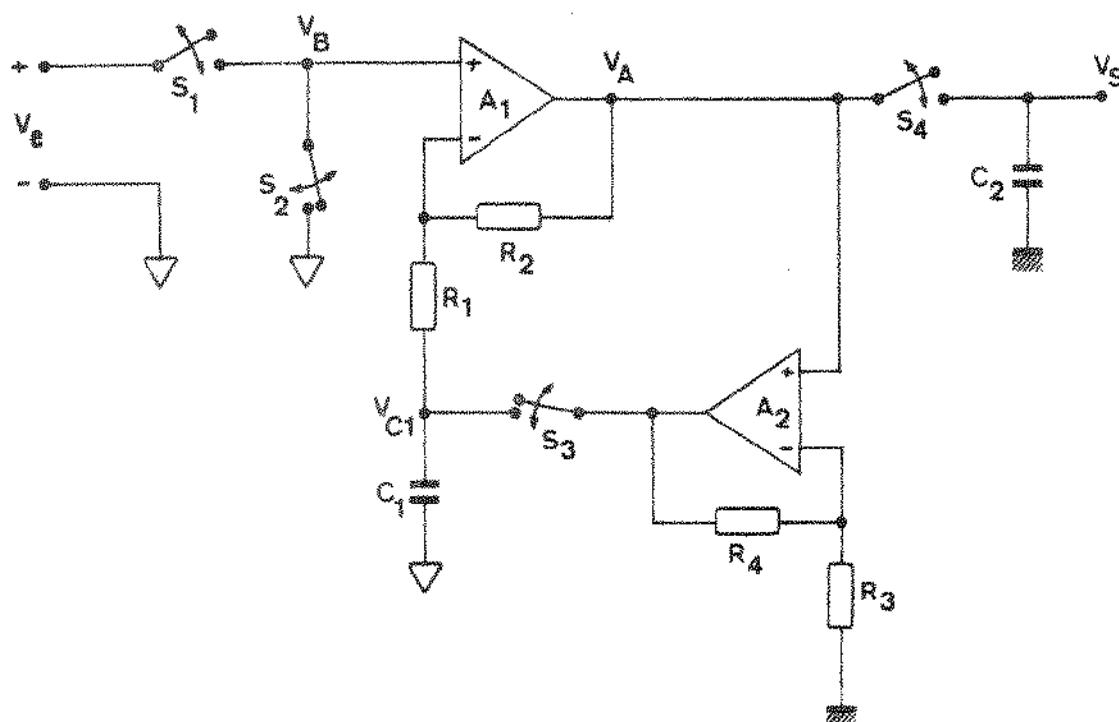


Fig. D.1 - Circuito simplificado do amplificador de erro.

As chaves S_1 e S_4 fecham simultaneamente, enquanto S_2 e S_3 permanecem abertas. O sinal V_e é amplificado por A_1 e armazenado em C_2 por um tempo suficientemente pequeno para que as variações em V_e sejam desprezíveis. Quando S_1 e S_4 abrem as chaves S_2 e S_3 fecham, e inicia-se então um ciclo de correção da tensão residual de A_1 , que funciona da seguinte maneira: como S_2 leva a entrada de A_1 a zero volts o nível da saída (V_A) representa a tensão residual de A_1 (V_{OS1}) multiplicada pelo ganho de A_1 , que vale aproximadamente R_2/R_1 . Esta tensão é ainda multiplicada por R_4/R_3 , através de A_2 , e usada para carregar o capacitor C_1 . À medida que C_1 se carrega, V_{C1} anula o efeito de V_{OS1} , e a tensão de saída tende a um valor próximo de zero, equivalendo a uma tensão residual (V_{OST}) muito pequena, como ilustrado na figura D.2, onde é mostrado apenas um ciclo de ajuste da tensão residual. O intervalo T é o tempo de corre-

ção da tensão residual, e o instante t_1 é usado para indicar que a convergência da tensão residual final (V_{OST}) deve ocorrer antes de terminado o ciclo de ajuste. Depois do ciclo de ajuste temos um ciclo de amplificação, e quando este terminar, novo ciclo de ajuste ocorrerá, atualizando a tensão de correção armazenada em C_1 .

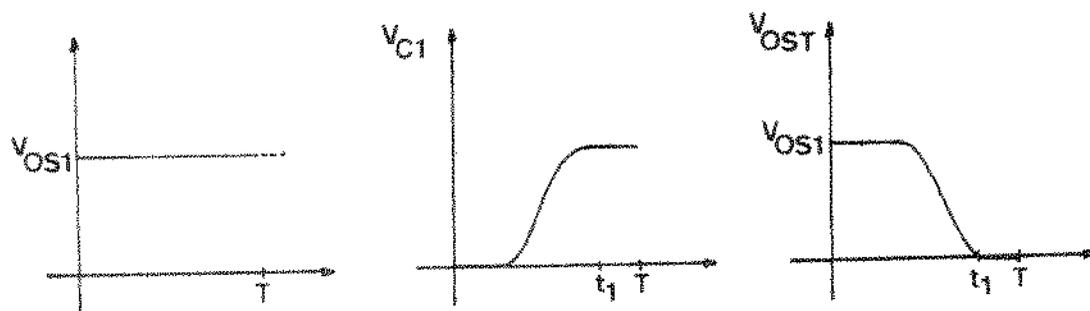


Fig. D.2 - Ciclo de ajuste do amplificador.

Como os ciclos de ajuste ocorrem a intervalos regulares e pequenos, os efeitos da temperatura sobre V_{OST1} são praticamente eliminados. Na figura D.3 vemos vários ciclos de ajuste e amplificação, através das formas de onda em diversos pontos do circuito, usando como referência de tempo o estado da chave S_1 (0-aberta; 1-fechada).

A seguir é feita uma análise simplificada do circuito, que nos permite avaliar melhor seu funcionamento.

O nível $V_{OST} \cdot R_2/R_1$ representa o resíduo equivalente do amplificador multiplicado pelo seu ganho, que aproximamos por R_2/R_1 . Ainda com relação à figura D.1 podemos escrever, para o ciclo de ajuste que:

$$V_A = (V_B + V_{OS1} - V_{C1}) \cdot A_1 \quad (1)$$

e
$$V_{C1} = (V_A + V_{OS2}) \cdot A_2 \quad (2), \text{ onde } A_1 \text{ e } A_2 \text{ valem aproximadamente } R_2/R_1, \text{ e } R_4/R_3. \text{ Supondo } V_B = 0 \text{ (chave ideal) teremos:}$$

$$V_A = (V_{OS1} - V_{C1}) \cdot A_1 \quad (3)$$

e
$$V_{C1} = (V_A + V_{OS2}) \cdot A_2 \quad (4)$$

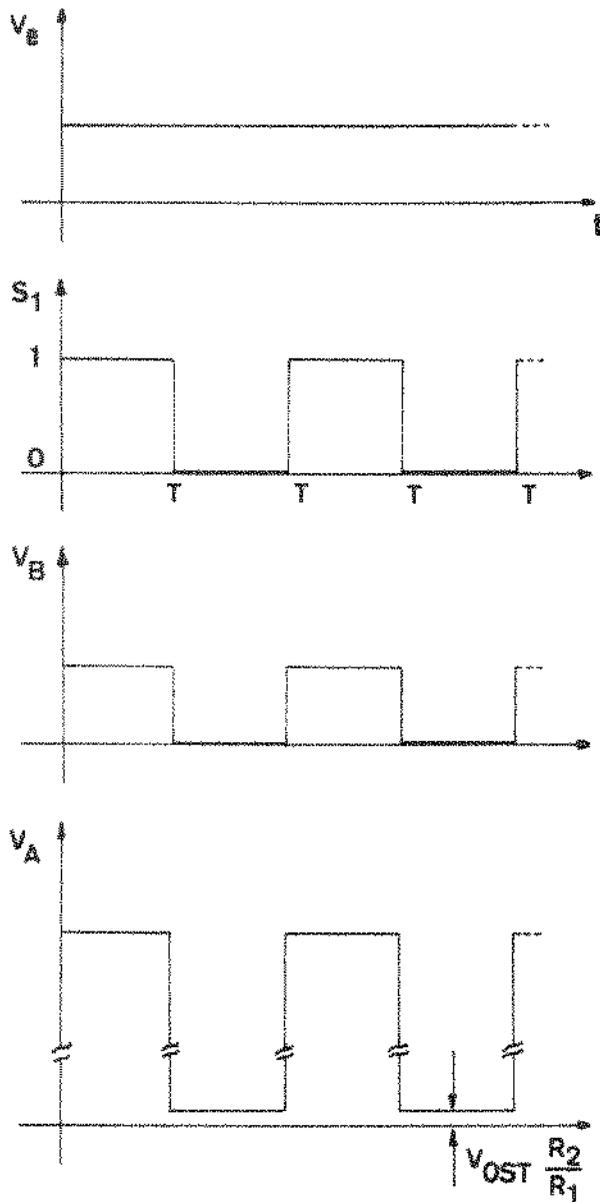


Fig. D.3 - Formas de onda do amplificador.

Substituindo (3) em (4) temos:

$$(1 + A_1 A_2) V_A = A_1 V_{OS1} - A_1 A_2 V_{OS2} \quad ,$$

ou ainda, para $A_1 A_2 \gg 1$,

$$V_A = \frac{V_{OS1}}{A_2} - V_{OS2} \quad (5)$$

Este valor de V_A será o nível de "zero" na saída, e, como vemos, pode ser anulado pelo ajuste de V_{OS2} . Teremos então, para a tensão residual, a relação:

$$V_{OST} \cdot A_1 \stackrel{\Delta}{=} V_A = \frac{V_{OS1}}{A_2} - V_{OS2} \quad (6)$$

$$\therefore V_{OST} = \frac{V_{OS1}}{A_1 A_2} - \frac{V_{OS2}}{A_1} \quad (7)$$

Usando $A_1 = 4000$ e $A_2 = 10$ teremos, da equação (7):

$$V_{OST} = \frac{V_{OS1} - 10V_{OS2}}{40000} \quad (8), \text{ que pode, teoricamente, ser anu}$$

lado. Mais tarde veremos que existem outros fatores que contribuem para aumentar V_{OST} .

A deriva térmica do amplificador pode também ser calculada. A partir da equação (8), valendo:

$$\frac{dV_{OST}}{dT} = \frac{dV_{OS1}}{dT} - 10 \frac{dV_{OS2}}{dT} \cdot \frac{1}{40000} \quad (9).$$

Considerando $\frac{dV_{OS1}}{dT} = 50 \mu V/^{\circ}C$ e $\frac{dV_{OS2}}{dT} = -50 \mu V/^{\circ}C$, este va

lor será menor que $15 \text{ nV}/^{\circ}C$, sem se considerar outros efeitos, que serão tratados quando o circuito completo for estudado.

D.3 - Circuito Completo - Influência dos Componentes

Neste ítem serão discutidas as principais características e limitações do circuito utilizado. Para o controlador de temperatura os fatores mais importantes são o alto ganho e a pequena deriva, e para otimizá-los outras características, como banda passante, são sacrificados. Na figura D.4 é mostrado o circuito completo utilizado, e a influência das características dos componentes no desempenho do circuito será comentada a seguir.

Os pontos A, \bar{A}_1 e \bar{A}_2 são ligados aos circuitos de comando das chaves S_1 a S_4 , realizadas com os transistores T_1 a T_4 , respectivamente. Os circuitos de comando serão descritos no Apêndice E. Ainda com relação à figura D.4, J_1 representa um curto circuito, eliminando o efeito do resistor R_1 , que pertence ao circuito de compensação de junção fria, como visto no Apêndice B.

Amplificador Operacional A_1

a) Tensão Residual (V_{OS1}) - Como já vimos, os efeitos de V_{OS1} , bem como de sua variação com temperatura, são compensados durante o ciclo de correção do circuito, não representando parâmetro de importância.

b) Corrente de Polarização (I_{B1}) - Como podemos observar na figura D.4, a corrente de polarização da entrada não-inversora de A_1 , denominada I_{B1} , passa através da trajetória do sinal, ora por R_1 e R_2 , no ciclo de amplificação, ora por R_3 e R_4 , no ciclo de ajuste. Por este motivo estes dois caminhos foram construídos com resistores de mesmo valor. Assim, como $R_3+R_4 = R_1+R_2$ dentro de 5% ($10\text{ K}\Omega \pm 500\ \Omega$), e com I_{B1} da ordem de 10 pA, o erro máximo introduzido é de cerca de 5 nV ($500\ \Omega \times 10\ \text{pA}$), e portanto pode ser desprezado.

c) Produto Ganho-Banda - É um dos fatores que limitam a frequência de operação do circuito. Utilizando um ganho DC elevado, a frequência de corte do amplificador realimentado se torna baixa, podendo comprometer a onda quadrada que deve ser obtida na saída de A_1 .

Existe uma conveniência em utilizar frequências altas de operação, pois o efeito do relógio sobre o sinal pode ser mais atenuado pelos filtros utilizados na saída.

No amplificador construído foi utilizada uma frequência de chaveamento de 100 Hz. Para o amplificador operacional utilizado (CA3140) a banda passante de 4,5 MHz com ganho unitário fica reduzida a 1 KHz com ganho de 4500, o que permite chavear um sinal pequeno em 100 Hz com erro muito pequeno (tempo de subida de aproximadamente 350 μseg).

A velocidade de subida (slew-rate) de A_1 impõe também uma limitação, quando são necessárias grandes excursões, o que não é nosso caso.

Chaves Analógicas T_1 e T_2

Como foi usado um amplificador operacional com impedância de entrada elevada e correntes de polarização muito pequenas, o efeito das resistências de condução não nulas das chaves analógicas não é relevante. As correntes de fuga destas chaves, somadas à corrente de polarização do amplificador, definem a corrente de polarização do circuito, se não forem compensadas. Considerando estes dois fatores, os transistores construídos especialmente para serem usados como chaves (de junção ou MOS com proteção) são comparáveis aos transistores de junção utilizados (2A244), que possuem correntes de fuga típicas de 1 pA e resistência de condução (R_{ON}) no entorno de 200 Ω . O tempo de comutação, uma vez que a frequência de chaveamento é baixa, também não oferece limitações.

O maior problema encontrado ao chavear sinais muito pequenos foi devido às capacitâncias das chaves, que para os transistores de junção são praticamente capacitâncias de depleção. Os transientes gerados pelo chaveamento podem ser armazenados nos capacitores de filtro ou na capacitância de entrada do amplificador (figura D.5).

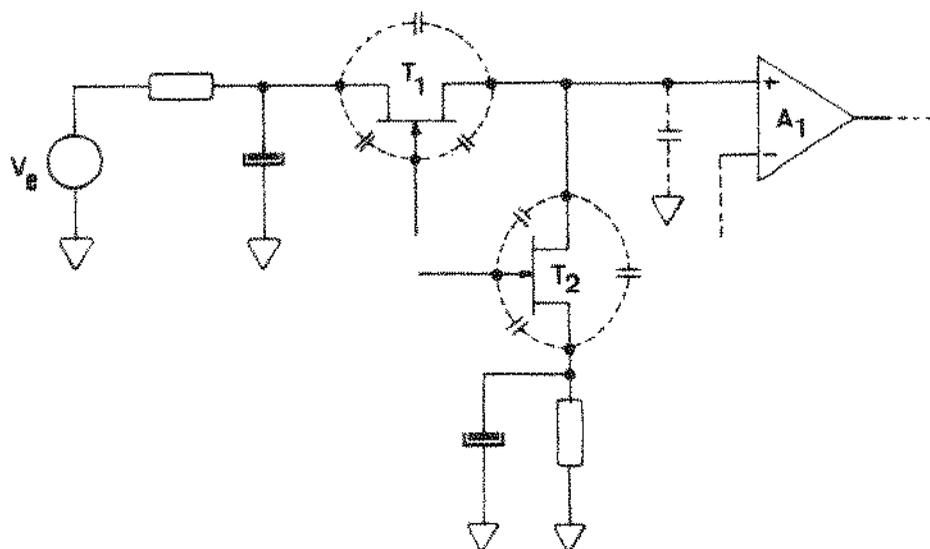


Fig. D.5 - Estágio de entrada simplificado.

Estas cargas só podem escoar através dos filtros, que possuem constantes de tempo elevadas em relação aos tempos de condução das chaves. Para minimizar estes erros foram utilizados capacitores de valores elevados nos filtros, e tam-

Os transientes gerados por este chaveamento, embora atenuados pela banda reduzida de A_1 , geram resíduos que passam por T_3 e alteram a tensão armazenada em C_5 , que estabelece o nível de zero para o ciclo de condução. Aumentando o valor de C_5 , ou formando um passa-baixas incluindo um resistor entre T_3 e C_5 o circuito pode oscilar, por rotação de fase excessiva. Este efeito foi bastante diminuído abrindo a chave T_3 antes de T_2 , e, logo, antes da ocorrência do transiente, restando apenas o acoplamento dreno-fonte de T_3 , que é suficientemente pequeno. A figura D.8 mostra os sinais utilizados para comandar as chaves.

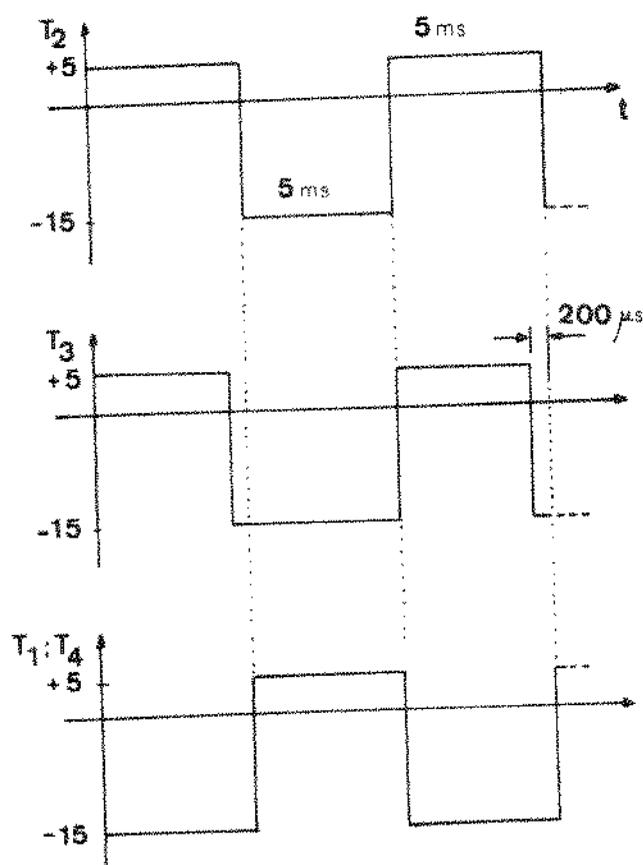


Fig. D.8 - Sinais de comando das chaves.

R_5, R_6 e C_5

Da razão de R_6 e R_5 depende o ganho do amplificador, tendo sido usados resistores de filme metálico (1% - 100 ppm/ $^{\circ}$ C). Um compromisso na escolha destes resistores decorre de que R_5 deve ser grande o suficiente para que C_5 não se descarregue, mas não tão grande que R_6 tenha que ter valor muito elevado. C_5 deve possuir correntes de fuga tais que não causem erros durante o pe

ríodo de condução. Para C_5 foram usados 3 capacitores de Tântalo de 100 μF , ligados em paralelo.

Outros Componentes

O amplificador A_2 não necessita atender a nenhum requisito especial, além de permitir ajuste de tensão residual. O amplificador de saída, A_3 , serve para ajustar o ganho total do circuito para 20.000, e sua contribuição para a deriva térmica é dividida pelo ganho do estágio anterior. Foi usado um amplificador com baixa corrente de polarização (LM308), para minimizar os erros gerados pelos resistores dos filtros de saída.

Os diodos Zener utilizados impedem polarização direta das junções de T_3 e T_4 .

D.4 - Construção e Montagem

Quando se manipula sinais muito pequenos deve-se tomar cuidados adicionais na confecção do circuito. Como já vimos, existem fatores que contribuem para aumentar a deriva térmica do amplificador, como diferenças nas chaves analógicas. Para diminuir efeitos de variações na temperatura ambiente, os transistores T_1 e T_2 , bem como A_1 e os resistores associados, foram montados bem próximos.

As interferências de sinais estranhos são evitadas separando ao máximo as linhas de comando das trajetórias do sinal, usando capacitores de desacoplamento nas fontes e evitando componentes com terminais longos. As linhas de terra para sinal não conduzem correntes excessivas, e são ligadas diretamente à fonte de alimentação.

Um efeito detetado foi a sensibilidade do circuito à umidade na placa impressa. Depois de montado, a placa foi lavada com álcool para remover resíduos de solda. Em seguida lavada em água e seca em estufa a 100°C por 20 minutos, e coberta com uma camada de verniz incolor, inclusive do lado dos componentes.

Para evitar ainda erros por efeito termoelétrico as duas linhas de entrada do circuito (V_{e+} e V_{e-}) foram ligadas à placa em pontos próximos. Com a instrumentação disponível não se chegou a detetar efeitos devidos à solda ser de material diferente do dos fios condutores (cobre). Considerando que por

dem existir duas junções estranhas quando se soldam dois fios de cobre com solda de liga Estanho-Chumbo, como ilustrado na figura D.9, o erro introduzido por estas junções depende da diferença de temperatura entre elas, que é muito pequena, pois a solda funciona como curto circuito térmico, além de elétrico.



Fig. D.9 - Junções estranhas.

Se as duas junções estiverem à mesma temperatura, o que é provável pela boa condutividade térmica da solda, o erro líquido introduzido é nulo. O mesmo vale para os conectores e pinos de entrada cobertos com Ouro ou outro metal. Nos resistores este erro será também muito pequeno se a temperatura do resistor for razoavelmente uniforme.

Na figura D.10 vemos uma fotografia do amplificador de erro, com A_1 no centro da placa. O potenciômetro de ajuste de zero (P_1) aparece no canto superior esquerdo, junto à A_2 .

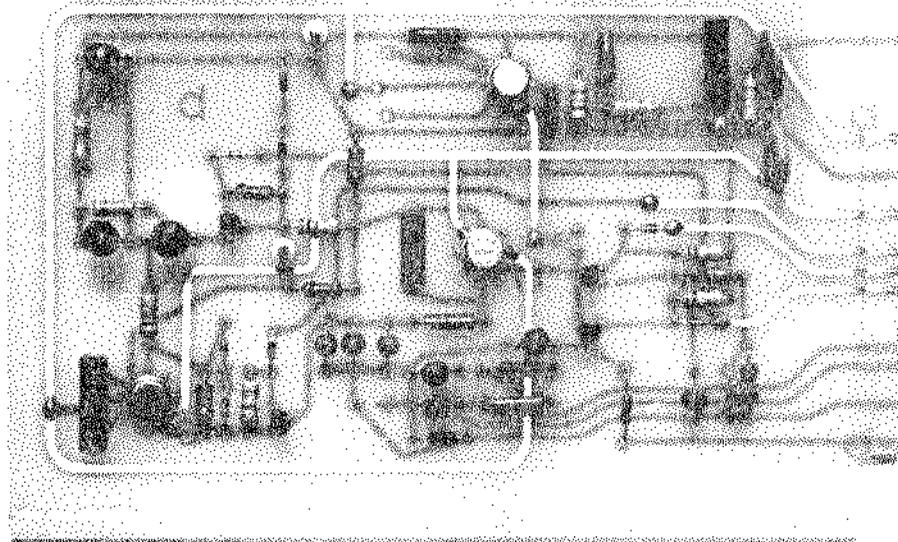


Fig. D.10 - Foto do amplificador de erro.

D.5 - Calibração e Medidas

A calibração de zero do amplificador foi feita com um voltímetro com sensibilidade para 10 mV, com as entradas V_{e+} e V_{e-} do amplificador ligadas em curto, como esboçado na figura D.11.

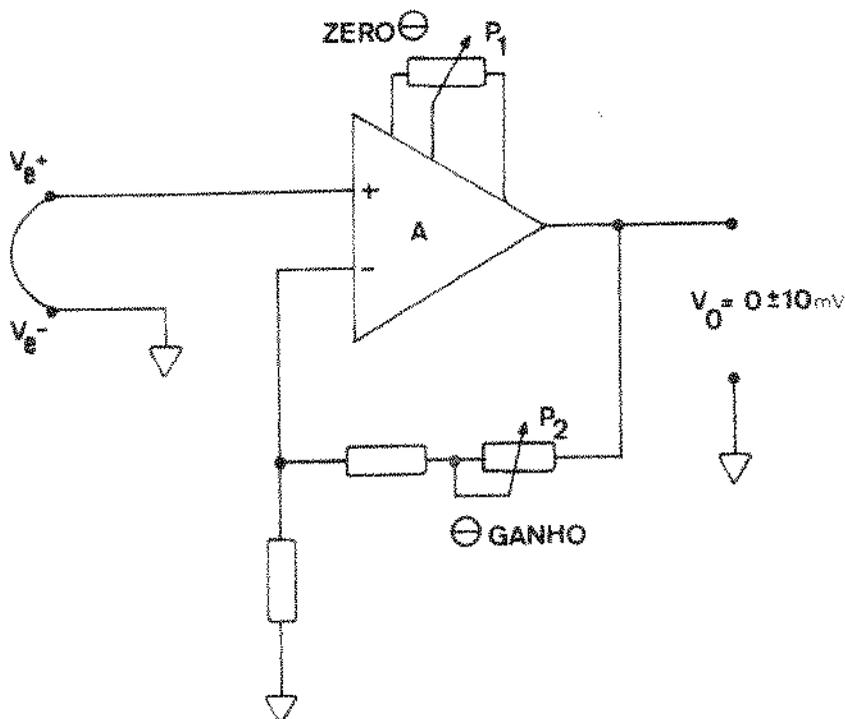


Fig. D.11 - Representação funcional do amplificador completo.

Aqui, os potenciômetros P_1 e P_2 são os mesmos indicados na figura D.4. O ajuste de P_1 compensa os resíduos restantes na saída de A_1 e os efeitos de correntes e tensões residuais de A_3 . Para este ajuste foi utilizado um voltímetro ANALOG, que, na escala de 2 volts, é sensível a sinais de 1 mV. A precisão requerida no ajuste de ± 10 mV em torno do zero, corresponde a um resíduo máximo de $\pm 0,5$ μ V, já que o amplificador possui ganho de 20.000.

O ajuste de ganho é realizado através de P_2 , ligando à entrada uma tensão de 200 μ V obtida de uma fonte de referência (Fluke 731B), e ajustando a saída para $4,00 \pm 0,01$ volts, com o mesmo voltímetro, o que garante um ganho de $20.000 \pm 0,25\%$. O ganho do amplificador afetará apenas a largura da banda proporcional do controlador (Apêndice A), não interferindo diretamente no desempenho do controlador.

O circuito apresenta uma ondulação na saída que limita sua sensibi

lidade, pois gera uma região de incerteza em torno do zero. Parte desta ondulação, como foi verificado, é função da frequência de chaveamento, e é atenuada reduzindo-se a banda passante dos filtros de saída, cujas constantes de tempo não podem ser tão grandes que o sinal de erro seja integrado. O circuito usado possui constante de tempo de cerca de 15 segundos, ainda pequena em relação às constantes de tempo dos fornos (normalmente de centenas de segundos), mas suficiente para manter as ondulações menores que $1 \mu\text{V}$, quando referidas à entrada.

Os parâmetros mais importantes do amplificador, no que diz respeito à variações de ambiente, são a deriva de zero (Zero Drift) e a variação do ganho. Estas características foram medidas utilizando uma fonte de referência ajustável desde 0 até $999 \mu\text{V}$ (Fluke 731B), um voltímetro digital (ANALOG), um termômetro digital (Fluke 2100A) e uma estufa, como indicado na figura D.12.

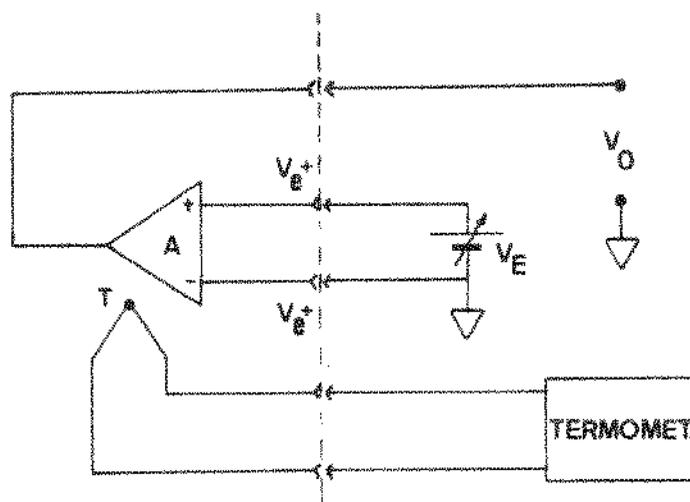


Fig. D.12 - Circuito para medida de variações com a temperatura.

Os pontos de entrada, V_{e+} e V_{e-} , foram ligados a terminais adjacentes no conector (fixado à estufa para entrada e saída de fios) para evitar erros devidos às diferenças de temperatura.

Com $V_E = 0$, a temperatura foi variada desde 25°C até 45°C , com V_0 variando de 0 até 35 mV , o que equivale a (figura D.13):

$$\frac{dV_0}{dT} \text{ médio} = \frac{35 - 0}{45 - 25} = 1,75 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$$

Considerando o ganho inalterado, e valendo 20.000, podemos referir a deriva à entrada e obter

$$\left. \frac{dV_{OST}}{dT} \right|_{\text{médio}} = \frac{1,75}{20000} = 0,09 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

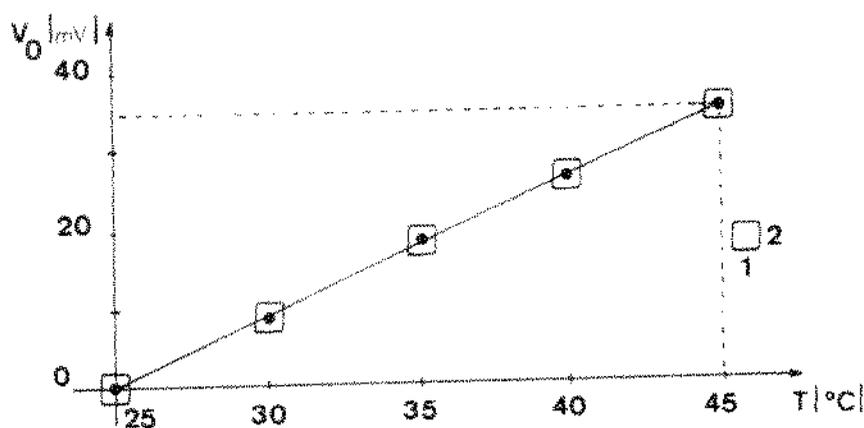


Fig. D.13 - Variação de V_0 com temperatura.

Para verificar a variação do ganho foi aplicada à entrada uma tensão de 200 μV , com a temperatura ainda no entorno de 45 $^{\circ}\text{C}$. A tensão de saída lida foi de 4,04 volts, o que mostra que a tensão residual na saída (35 mV) foi somada aos 4,00 volts causados pelo sinal aplicado, indicando que o ganho não se alterou sensivelmente.

Tanto a impedância de entrada do amplificador quanto sua banda passante são definidas pelos filtros utilizados na entrada e na saída, como mostra o circuito completo da figura D.4, sendo da ordem de 10 $\text{K}\Omega$ com 50 μF em série.

Foi verificado ainda que o circuito é insensível à troca de componentes, sendo críticos apenas os transistores T_1 e T_2 , cujas diferenças causaram, para dois transistores escolhidos ao acaso, uma tensão residual de 100 μV .

APÊNDICE **E**

Circuitos auxiliares

Além dos circuitos discutidos nos apêndices anteriores o controlador de temperatura possui tres placas de circuito impresso com circuitos auxiliares, que são as fontes de tensão, os relógios para comando dos amplificadores de erro e dos conversores, e ainda os circuitos de mostra de desvio de temperatura e de mostra de potência fornecida. Neste apêndice será mostrado, também, o sistema utilizado para comutação da potência fornecida aos elementos aquecedores.

E.1 - Fontes de Tensão

Os amplificadores de erro, bem como os circuitos do "set-point" utilizam fontes de +15 volts e -15 volts. Estas devem ser bastante estáveis, pois delas depende a estabilidade desses circuitos, principalmente da fonte de tensão de referência usada no "set-point" (Apêndice C). Também, como os sinais amplificados são muito pequenos e em baixa frequência, as fontes não devem introduzir perturbações, provenientes da rede de alimentação ou dos relógios de comando. Um outro fator importante ao trabalhar com sinais muito pequenos é manter as correntes que fluem nas linhas de terra do sinal bastante reduzidas, para evitar diferenças de potencial que possam causar erros de medida. Como exemplo notemos que uma corrente de 10 mA passando em um condutor com resistência de 1 m Ω causa uma diferença de potencial de 10 μ V, que é da mesma ordem de grandeza dos sinais amplificados. Por estes motivos foram utilizadas fontes independentes para alimentar os circuitos mais críticos, que são os amplificadores de erro e o "set-point".

Os circuitos PID, conversores, relógios e demais circuitos do controlador são alimentados com fontes de +5 volts, +15 volts e -15 volts, que não exigem nenhuma atenção especial. As fontes de +15 volts e -15 volts alimentam apenas circuitos de baixa potência, constituídos em sua maioria de amplificadores operacionais, cujo consumo médio de corrente se situa na faixa de 2 a 4 mA por amplificador. Os reguladores de tensão utilizados (7815 e 7915) atendem com folga às necessidades, pois podem fornecer até 1A de corrente, com dissipadores adequados.

A fonte de 5 volts alimenta apenas cinco circuitos integrados da família "TTL" e alguns circuitos discretos de baixo consumo, tendo sido utilizado um regulador integrado (7805), também sem necessidade de dissipador de calor.

Na figura E.1 vemos os circuitos utilizados para obtenção das tensões de alimentação, onde as saídas que alimentam os circuitos que exigem maior cuidado estão identificadas por um asterisco (*). As tensões não reguladas, indicadas pela letra ene (N), são obtidas do circuito da figura E.2.

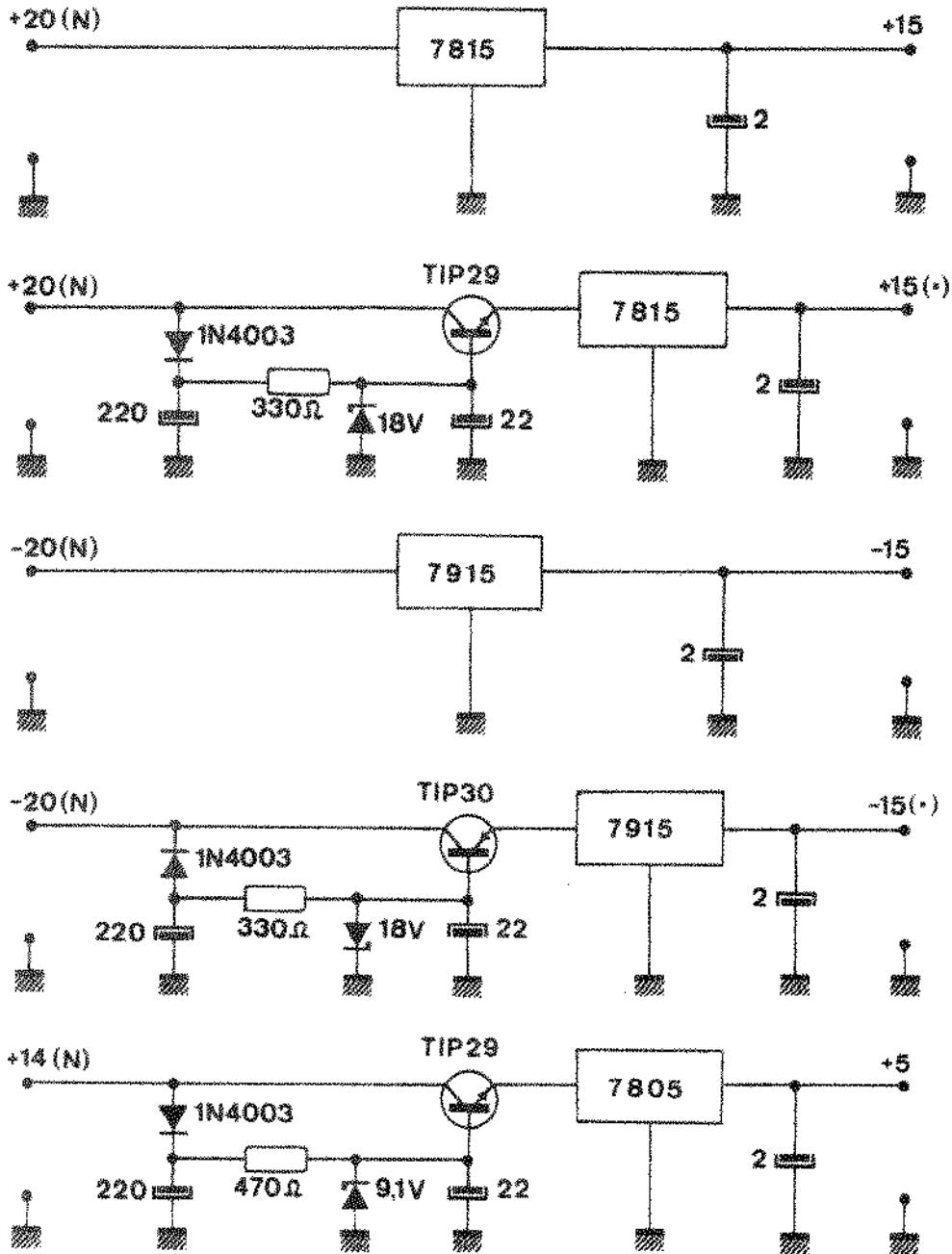


Fig. E.1 - Fontes de alimentação.

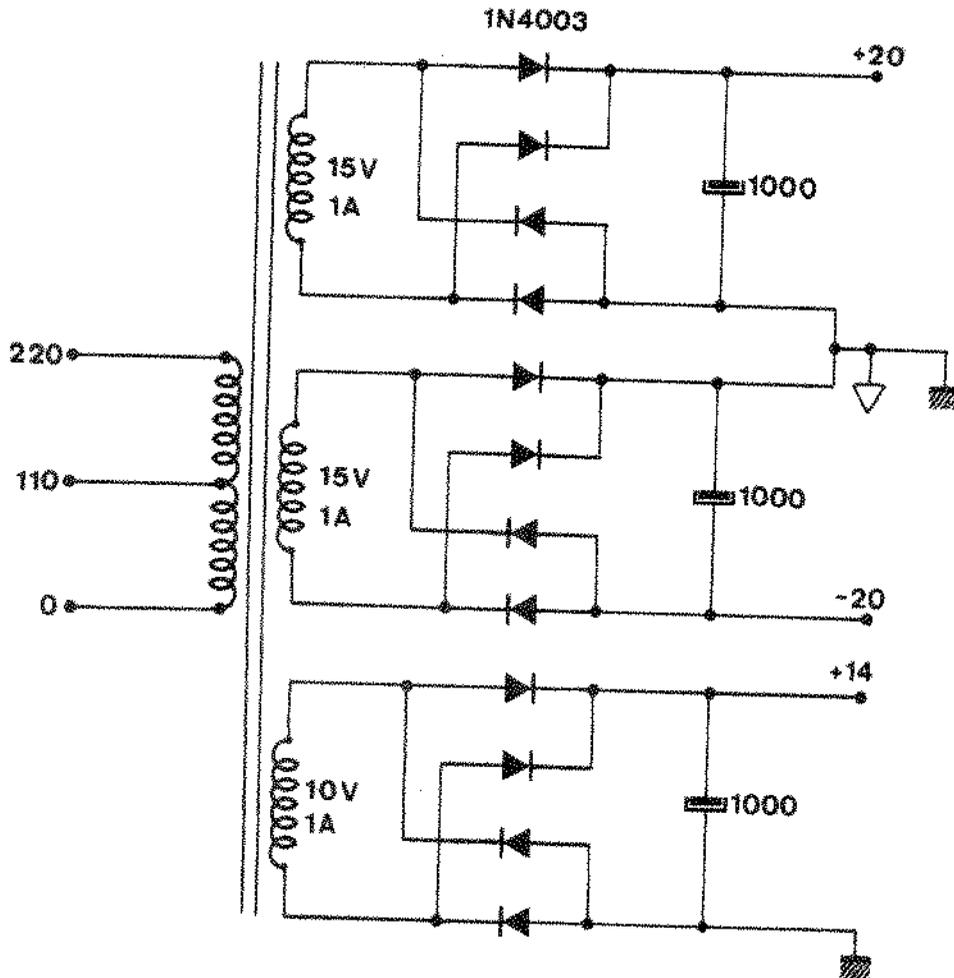


Fig. E.2 - Obtenção das tensões não reguladas.

E.2 - Relógios

São dois os circuitos que comandam o funcionamento do controlador de temperatura. Um deles estabelece os intervalos de amplificação e ajuste de zero dos amplificadores de erro, como foi discutido no Apêndice D, e o outro comanda os conversores tensão-largura de pulso (Apêndice C), determinando a frequência de atualização da potência fornecida aos elementos aquecedores.

Os requisitos desses circuitos já foram discutidos nos apêndices anteriores, de modo que apresentaremos apenas seus princípios básicos de funcionamento e formas de onda mais importantes.

E.2.1 - Relógio de Comando dos Amplificadores de Erro

Os sinais necessários ao comando das chaves T_1 a T_4 , dos amplificadores de erro, são mostrados na figura E.3.

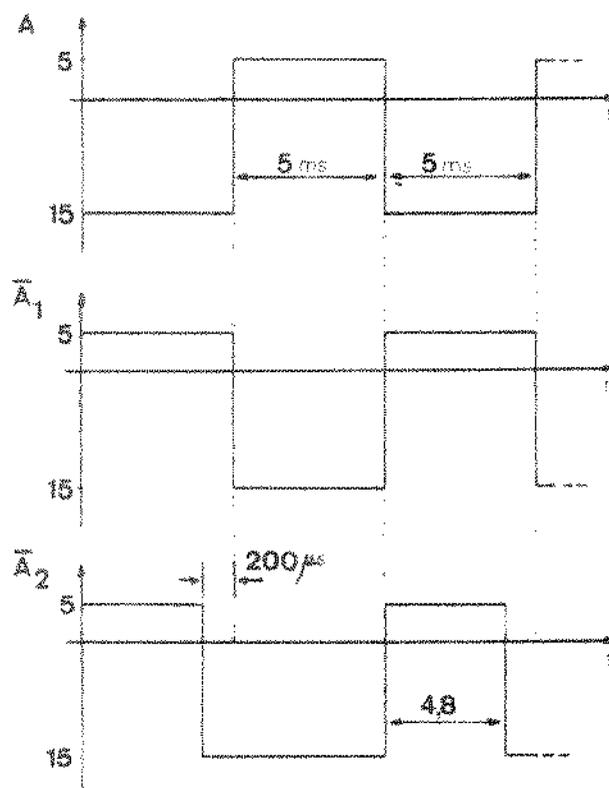


Fig. E.3 - Sinais de comando dos amplificadores de erro.

O circuito que gera estes sinais de comando é composto por um multivibrador astável e inversores a transistores, como mostrado na figura E.4. O "flip-flop" utilizado (7473) serve para quadrar o sinal gerado pelo multivibrador, de modo a se obter os ciclos de ajuste e condução com a mesma duração. Um multivibrador monoestável (74121) é utilizado para gerar o sinal de controle \bar{A}_2 , ajustando o potenciômetro P_1 até obter os 4.8 milisegundos indicados na figura E.3. A saída \bar{A}_2 é ainda filtrada através de R_{13} e C_4 , de modo a levar o transistor T_3 (Apêndice D) da condução ao corte sem gerar transientes elevados.

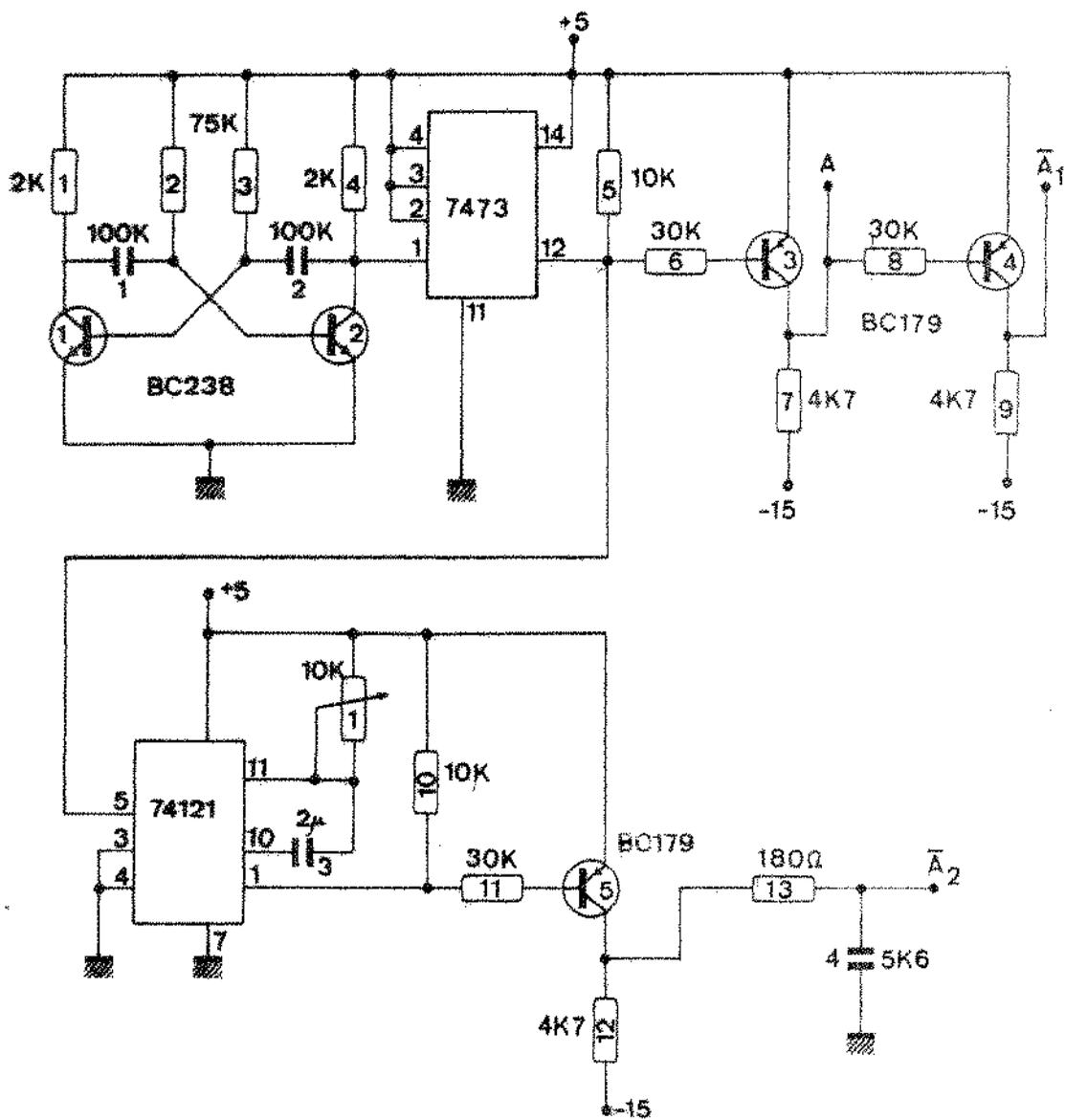


Fig. E.4 - Circuito de comando dos amplificadores de erro.

E.2.2 - Comando do Conversor Tensão-Largura de Pulso

Como foi estudado no Apêndice C, o sinal de controle V_c (ver figura C.11) comanda a entrega de potência ao elemento aquecedor. Este sinal é amostrado e armazenado no capacitor C_1 , e deve ser atualizado a cada $5/6$ de segundo, o que equivale a cinquenta ciclos da rede de alimentação (60 Hz). Esta atualização se faz pelo fechamento, durante $1/120$ de segundo, da chave Q , indicada na figura C.11. As chaves Q e \bar{Q} são realizadas por transistores de efeito de campo de junção (2A244), como indicado no circuito completo do conversor, na figura C.14. Os sinais de comando para estes transistores deve, portanto, ter as características mostradas na figura E.5 abaixo.

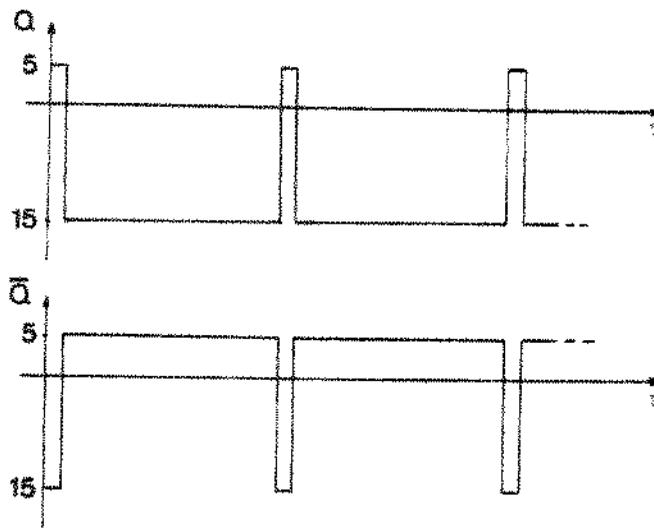


Fig. E.5 - Sinais de comando do conversor V e t .

Estes sinais são obtidos pela contagem de semiciclos da rede de alimentação. A cada 99 contagens a chave Q é fechada durante o tempo de duração de um semiciclo. Depois do centésimo semiciclo, o contador cíclico formado por duas décadas contadoras volta ao zero e inicia nova contagem, com a chave Q novamente aberta. Na figura E.6 mostramos o circuito completo utilizado para gerar os sinais Q e \bar{Q} , a partir da rede de alimentação, utilizando o transformador que alimenta as fontes de tensão contínua do controlador.

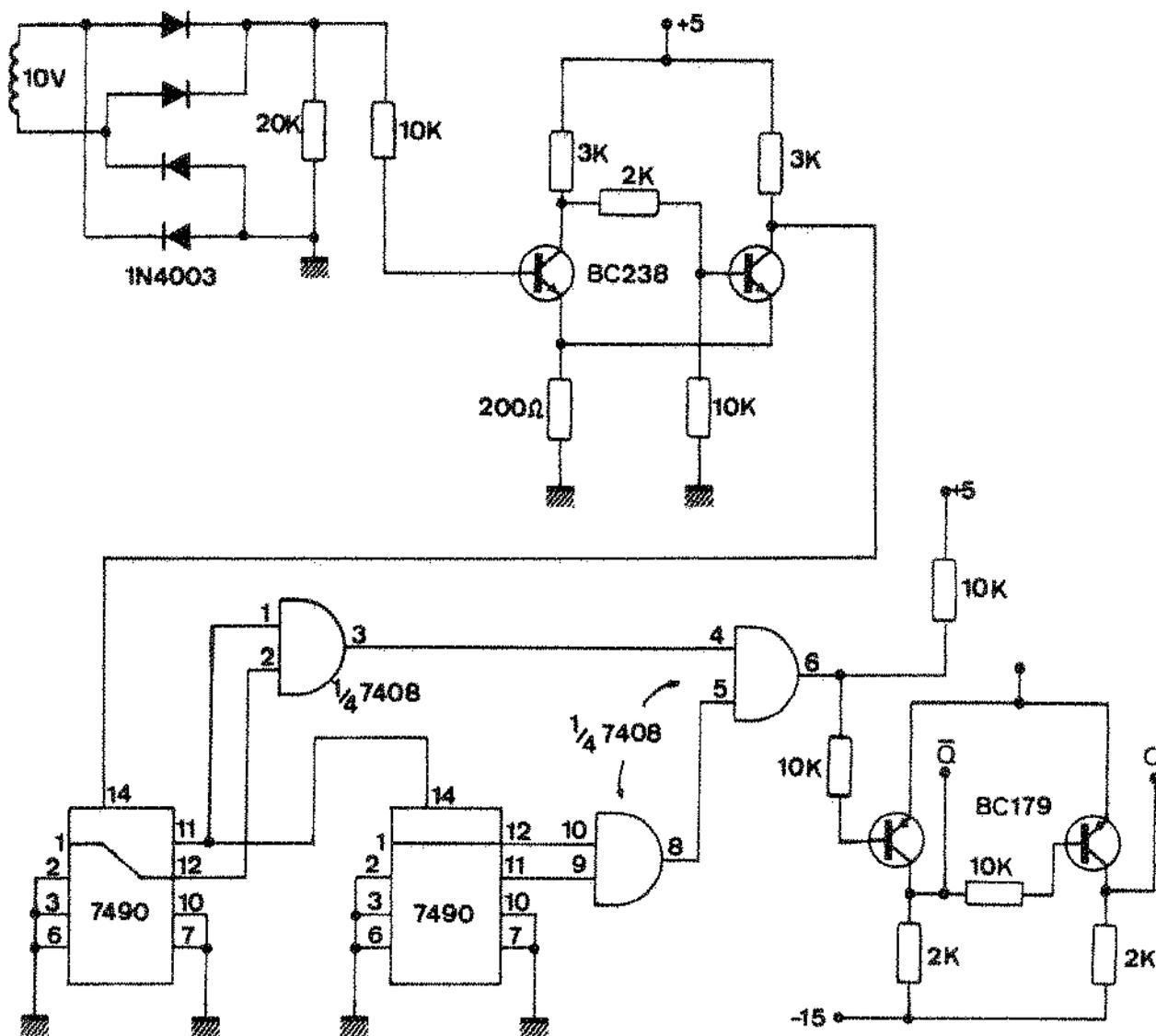


Fig. E.6 - Circuito de comando do conversor.

E.3 - Circuitos de Mostra

Para monitorar o funcionamento do forno são utilizados mostradores para indicar desvios ocorridos na temperatura da zona central e porcentagem de potência fornecida nas tres zonas. Durante a utilização do forno qualquer defeito ocorrido em uma das zonas de aquecimento poderá ser detetado pelo operador pela observação desses mostradores.

E.3.1 - Indicador de Desvio

Qualquer desvio ocorrido na temperatura da zona central do forno pode ser detectado na saída do amplificador de erro do controlador da zona central. Este sinal varia cerca de $200 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ por grau de desvio na temperatura do forno, e foi utilizado para indicar desvios de no máximo 20°C , com o circuito mostrado na figura E.7

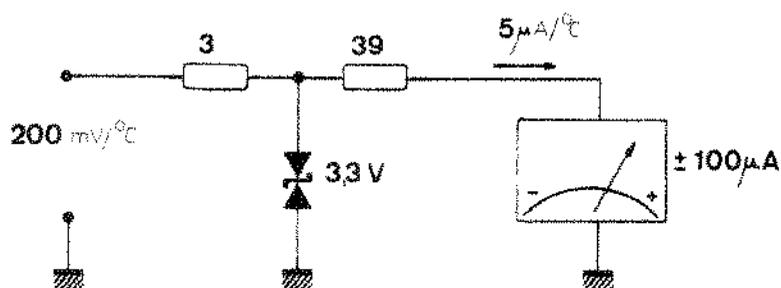


Fig. E.7 - Indicação de desvio na temperatura.

O indicador de desvio funcionará normalmente em torno do zero, quando o forno estiver operando à temperatura desejada. Por isso não se torna importante o fato de os $200 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ mencionados acima não serem constantes, mas variarem com a temperatura de operação.

E.3.2 - Indicação de Potência

Para indicação de potência em cada zona de aquecimento foram utilizados os sinais de controle de potência (V_p), gerados pelos conversores tensão-largura de pulso. O circuito mostrado na figura E.8 integra o sinal V_p e comanda um miliamperímetro que indica o valor da potência entre zero e 100%.

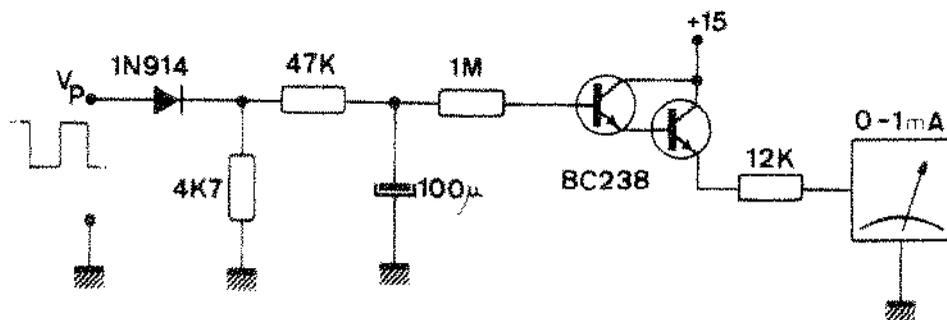


Fig. E.8 - Indicação de potência.

E.4 - Circuitos de Disparo

O tempo de duração da parte positiva do sinal de controle de potência (V_p), como vimos anteriormente, define a potência fornecida aos elementos aquecedores. Este tempo pode chegar a 5/6 de segundo, para 100% de potência, o que equivale a ligar toda a potência durante cinquenta ciclos inteiros da rede de alimentação. Este tipo de sinal de comando permite realizar o chaveamento da corrente no cruzamento de zero, o que evita variações bruscas em altas correntes, normalmente causadoras de interferências. O disparo das chaves controladas (TRIAC'S ou SCR'S) é feito normalmente por circuitos que detetam o zero da rede e geram um pulso de disparo, que deve ser convenientemente atrasado, no caso de cargas indutivas, quando corrente e tensão não estão em fase.

No nosso caso verificamos não haver necessidade de chaveamento no zero, pois a indutância dos enrolamentos do primário do transformador de potência limita a taxa de subida da corrente. Desta forma o chaveamento da potência fica simplificado, sendo necessário utilizar apenas uma chave de controle isolada da rede e circuitos RC para absorver transientes.

Na figura E.9 vemos o esquema dos circuitos de chaveamento de potência, onde a chave CH é realizada com um relê de ampola (Reed Relay). Estes relês tem um tempo de vida médio de 10^7 operações, à frequência de cerca de 1 KHz e conduzindo correntes de cerca de 1A. Embora não tenhamos dados reais a respeito de seu funcionamento em baixas frequências (1 Hz) e com pequenas correntes, achamos conveniente adotá-los.

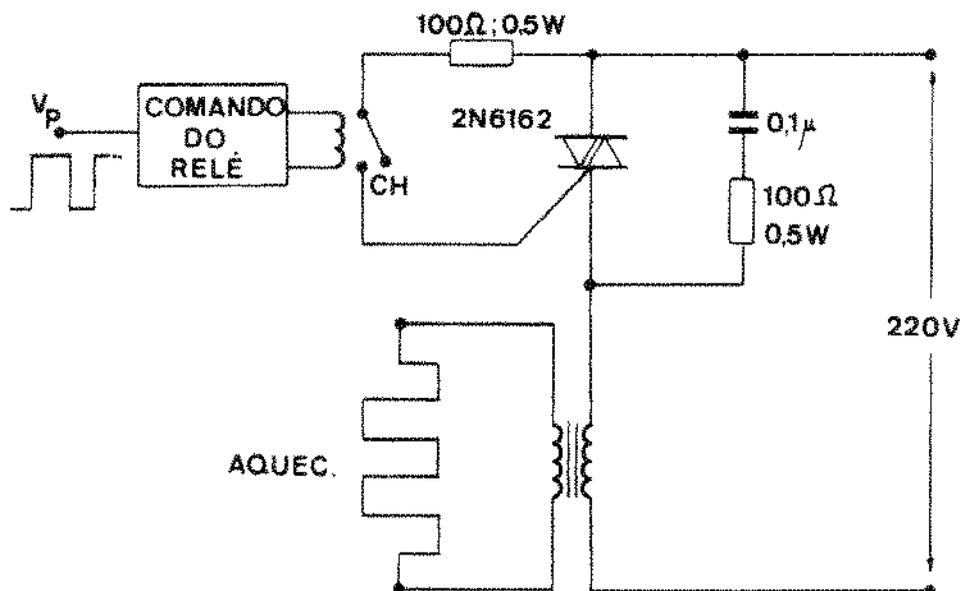


Fig. E.9 - Disparo das chaves controladas.

O circuito de comando do relé é bastante simples, e aparece na figura E.10.

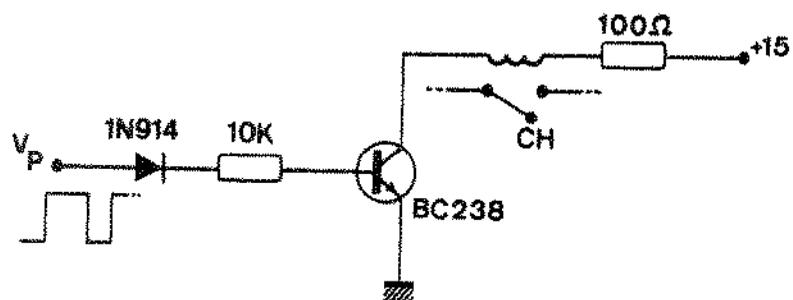


Fig. E.10 - Comando do relé.

APÊNDICE **F**

Bibliografia

Sensores Térmicos

- KINZIE, P.A. *"Thermocouple temperature measurement"* John Wiley, 1973
cap's 1 e 2.
- BAKER, H.D., RYDER, E.A., BAKER, N.H. *"Temperature measurement in engineering"*
J. Wiley, cap. 1.
- MERCER, D. *"How to obtain the best results from thermocouples"* Contr. and
Instr., Set/73, p. 50.
- LAMOUREX, R.T. *"Millivolts to temperature..."* Instr. and Contr. Sys.,
Jan/75, p.43.
- *The Omega temperature measurement handbook* Omega Engineering Inc., Stamford
1977.
- BARTON, D.M. *"How to achieve the full potential from thermocouples"* Contr.
and Instr., Fev/72, p.30.
- PEDERSON, R. *"Choosing thermocouples or resistance thermometers"* Instr.
and Contr. Sys., Jun/75, p.39.
- BENEDICT, R.P. *"Generating thermocouple reference tables"* Instr. and Contr.
Sys., Jan/74, p.53.
- *Temperature it's measurement and control in science and industry* Industry
Society of America, 1972, vol. 4, partes 2 e 3.
- BENEDICT, R.P. *"Fundamentals of temperature, pressure and flow measurement"*
J. Wiley, 1969.

MALMSTADT, ENKE, CROUCH *"Electronic analog measurements and transducers"*
W.A. Benjamin Inc., 1973.

HOLLANDER, B.R. *"Referencing thermocouple junctions"* Instr. and Contr. Sys.
Mar/73, p.38.

Instrumentação e Controle

- AVILEZ F., OSEAS VALENTE e MAMMANA, C.I.Z. "Desenvolvimento de um forno de difusão" Campinas, UNICAMP/TELEBRÁS - 143/76 (CODEX RG-008 - fev/77).
- CHO, CHUN H. "Analysing process control systems" Instr. and Contr. Sys. Pittsburgh; 47 (9): 77, Set/74.
- KALLEN, HOWARD P. "Handbook of instrumentation and controls" New York, McGraw Hill, 1961.
- OGATA, KATSUHIKO "Modern control engineering" N. Jersey, Prentice Hall, 1970, cap. 5, p. 155-193.
- SHINNERS, STANLEY M. "Modern control systems: theory and applications" Addison - Wesley, 1972.
- EVELEIGH, VIRGIL H. "Introduction to control systems design" New York, McGraw Hill, 1972.
- SHINSKEY, I.G. "Process control systems" McGraw Hill, 1963, cap. 1-4, p. 3-122.
- RICE, J.W. "Selecting temperature controllers" Instr. and Contr. Sys., Fev/73, p.67.

Componentes e Circuitos Eletrônicos

- AVILEZ Fº, OSÉAS VALENTE e MAMMANA, C.I.Z. "Amplificador de erro para controlador de temperatura" Campinas, UNICAMP/TELEBRÁS 143/76 (CODEX RT-002, mar/77).
- TOBEY, GRAEME, HUELSMAN "Operational amplifiers: design and applications" McGraw Hill, 1971, cap. 6, p. 213-219.
- GRAEME, J.G. "Applications of operational amplifiers - third generation techniques" McGraw Hill, 1973.
- COBBOLD, R.S.C. "Theory and applications of field-effect transistors" Wiley - Interscience, 1970.
- HOOD, B.H.; ADEM, A.; EBENHOECH, H. "Control switching - transients" Instr. and Contr. Sys., Jun/74, p. 71.
- HNATEK, E.R. "Applications of linear integrated circuits" John Wiley, 1975, cap. 3.

Diversos

- *Manual do controlador ANA-LOCK* Orange, California, catálogo nº 100, 1974.
- ETHERINGTON, H. e ETHERINGTON, G. *Modern furnace technology*" London, 1961.
- WERYCH, E.R. "The element is the heart of a diffusion furnace" *Solid State Tech.*, Nov/75, vol. 18, nº 11, p. 43-46,
- *Manual do termômetro digital "FLUKE 2100A"* John Fluke MFG. Co. Inc., Washington, Jul/75.