

# Controle e Automação

André Laurindo Maitelli e Takashi Yoneyama

15 jan 2000



# Capítulo 1

## Introdução

O objetivo deste texto é apresentar alguns conceitos essenciais utilizados em instrumentação, controle e automação industrial, enfatizando interpretações qualitativas dos fenômenos e evitando, sempre que possível, o emprego de ferramentas matemáticas sofisticadas. Aspectos tecnológicos são valorizados e diversos exemplos inspirados em aplicações práticas são fornecidos, mas sem prescindir de rigor quanto a análise destes sistemas.

O texto busca oferecer uma visão relativamente ampla de instrumentação, controle e automação industrial, para um público atuante no setor, podendo ser utilizado para estudo individual ou como material de apoio para um curso de especialização.

A leitura do texto requer um mínimo de conhecimentos de cálculo diferencial e integral, álgebra linear e fundamentos de física, sendo adequados os conteúdos das disciplinas dos primeiros anos do currículo de engenharia.

### 1.1 Organização do Texto

O texto foi didaticamente dividido em 10 capítulos, cada um enfatizando um conjunto de conceitos relacionados entre si. Entretanto, é conveniente ressaltar que os capítulos, por sua vez, também apresentam forte interdependência, de modo que, em termos gerais, é recomendada uma leitura sequencial. Eventualmente, alguns tópicos mais estanques poderiam ser estudados em separado, como o caso do capítulo 2 (Sensores e Atuadores), capítulo 5 (Automação empregando CLP) e capítulo 9 (Comunicação de Dados).

### 1.2 Sugestões para Leitura Suplementar

Existem diversos livros em língua portuguesa que abordam alguns dos temas aqui apresentados, podendo-se citar: Barczak [2] e [3], Bolton [6], Bottura [8] e [7], Carvalho [10], Castrucci e Batista [11], Castrucci e Curti [12], Castrucci e Sales [13], Cruz [14], Dianese [15], Feinstein [18], Hemerly [20], Nascimento e

Yoneyama [25], Silveira e Santos [34], Slonczewski [35] e Werneck [41]. Entre os de língua estrangeira estão: Doebelin [16], Dorf e Bishop [17], Ogata [27], Föllinger [40], Franklin; Powell; Emami-Naeini [19], Kuo [21], Nise [26], Luenberger [22], Smith e Corripio [36], Shimmers [32], St-Clair [29], Stephanopoulos [37], Takahashi; Rabins; Auslander [38] e Van de Vegte [39].

### **1.3 Exercícios**

## Capítulo 2

# Objetivos da Automação e Controle

O objeto de estudo considerado aqui é o Problema de Controle e Automação. Como ponto de partida, é conveniente que se apresente uma formulação geral deste problema. Para tal, são necessárias as definições de Sistema Físico e Especificações de Desempenho:

### 2.1 Sistema Físico

**Definição 1** *Sistema Físico é a parte do Universo que foi delimitada para estudo.*

**Definição 2** *A parte do Universo que não foi incluída no Sistema Físico é denominada de Meio Ambiente.*

A figura 2.1 apresenta um sistema físico genérico que interage com o meio ambiente através de entradas  $w$  e  $u$  e saídas  $z$  e  $y$ . Aqui, para facilitar a apresentação, será assumida a hipótese simplificadora de que as entradas exógenas (ruído ou perturbações) são inexistentes e que as saídas observadas coincidem com as de interesse. Logo, ao longo do texto, considera-se que  $w \equiv 0$  e  $y \equiv z$ , de modo que as entradas são denotadas por  $u$  e as saídas por  $y$ .

### 2.2 Especificações de Desempenho

**Definição 3** *Especificações de Desempenho são descrições do comportamento ou das características a ser apresentadas pelo Sistema Físico após a instalação do controlador.*

Entre os comportamentos e características usualmente requeridas pelo usuário de um sistema de controle estão:

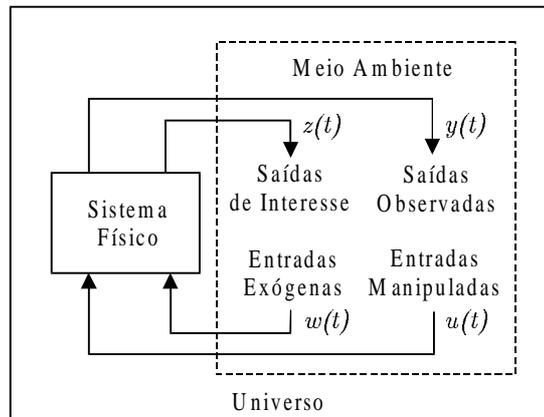


Figura 2.1: Esquema Geral de um Sistema Físico

- velocidade de resposta
- segurança na operação
- conforto do operador
- precisão na execução da tarefa
- eficiência na operação
- custo de instalação
- custo de manutenção
- atendimento a normas técnicas
- restrições ambientais
- simplicidade
- expansibilidade

### 2.3 Problema de Controle

Um Problema de Controle consiste em determinar uma forma afetar um Sistema Físico de modo que o seu comportamento atenda as Especificações de Desempenho que haviam sido fornecidas a priori.

**Problema 4** (*Formulação Básica de um Problema Controle*) **Dado** um **Sistema Físico** e um conjunto de **Especificações de Desempenho**, **Obter** uma forma de **afetar** o Sistema Físico, de modo que o seu comportamento atenda às Especificações de Desempenho.

O comportamento do Sistema Físico depende de variáveis exógenas. As variáveis exógenas compreendem aquelas que podem ser manipuladas pelo controlador (variáveis de controle) e outras sobre as quais não há mecanismos para influenciá-las (ruídos ou perturbações). Em aplicações industriais o controlador é, usualmente, um equipamento. É importante ressaltar, porém, que o conceito de controlador não se limita apenas a tais equipamentos.

- **Controlador** é a entidade que afeta o sistema físico de modo que sejam atendidas as especificações de desempenho.
- **Controle** é a ação de fazer um sistema físico comportar-se conforme as especificações de desempenho.

**Exemplo 5** (*Sala com Ar Condicionado*)

*Sistema Físico = Escritório*

*Especificação de Desempenho = Manutenção da Temperatura em uma faixa confortável para o ser humano.*

*Controlador = Sensores de Temperatura + Trocadores de Calor + Circuladores de Ar*

**Exemplo 6** (*Avião*)

*Sistema Físico = Avião de Passageiros*

*Especificação de Desempenho = Reduzida sensibilidade a turbulências atmosféricas.*

*Controlador = Acelerômetros + Computador com Interfaces + Superfícies de Comando (Leme, Profundor, Ailerons).*

**Exemplo 7** (*Avião*)

*Sistema Físico = Avião de Combate tipo Caça*

*Especificação de Desempenho = Grande manobrabilidade*

*Controlador = Acelerômetros + Computador com Interfaces + Superfícies de Comando (Leme, Profundor, Ailerons).*

**Exemplo 8** (*Pâncreas Artificial*)

*Sistema Físico = Paciente Diabético*

*Especificação de Desempenho = Manutenção da Glicemia dentro de uma faixa de variação adequada para o corpo humano.*

*Controlador = Sensor de Concentração de Glicose no Sangue + Bomba de Infusão de Insulina.*

**Exemplo 9** (*Robô para Solda*)

*Sistema Físico = Manipulador Mecânico com Efetor tipo Soldador*

*Especificação de Desempenho = Posicionamento Preciso do Efetor*

*Controlador = Encoders + Microprocessador + Cilindros Hidráulicos*

## 2.4 Automação

Observa-se que no caso dos exemplos da estufa, do avião e da bomba de infusão, o controlador requer pouca interferência humana que se restringe a tarefas de ajustes periódicos e monitoração, não participando diretamente na geração das variáveis manipuladas. No caso da pesca, da espingarda e da bicicleta, a função de controlador é exercida exclusivamente por um humano. controladores onde o operador humano não participa diretamente da geração das variáveis manipuladas são ditos serem Automáticos. O controle executado por um operador humano é dito ser do tipo manual.

- **Automático** é aquele sistema onde a interferência humana não é requerida diretamente para a realização da ação principal. No caso de controladores, a geração das variáveis manipuladas não requer constante atenção do operador humano.
- **Automação** é a ação de fazer um sistema adquirir um caráter automático.

**Problema 10** (*Formulação Básica de um Problema Controle Automático*) **Da-**  
**do um Sistema Físico e um conjunto de Especificações de Desempenho,**  
**Obter um dispositivo que não requer interferência direta de operadores**  
**humanos e que afeta o Sistema Físico, de modo que o seu comportamento**  
**atenda às Especificações de Desempenho.**

## 2.5 Projeto de Controladores Automáticos

O projeto de um controlador automático pode ser organizado, para efeito didático, em etapas. Uma das etapas de maior importância é a obtenção de um modelo.

- **Modelo** de um determinado Sistema Físico é a representação das suas características relevantes para o seu estudo.
- **Modelamento** (Modelização, Modelagem) é a ação de obter um Modelo de um dado Sistema Físico.

Um mapa é um modelo para efeito de representação das características geográficas de uma região. Um maquete é um modelo para efeito de representação de características arquitetônicas de um prédio. Um rato é um modelo para efeito de estudo farmacológico de um novo medicamento para tratamento médico de humanos.

Na Engenharia de Controle Automático o tipo de modelo de maior interesse é aquele que fornece informações quantitativas sobre o Sistema Físico. Neste contexto, são utilizados Modelos Matemáticos que podem ser Equações, Gráficos, Tabelas e Diagramas, entre outras.

A tarefa de solucionar um Problema de Controle segue, de modo geral, as seguintes atividades, não necessariamente realizadas nesta ordem:

- A partir das informações fornecidas pelo cliente formular o Problema de Controle, ou seja, caracterizar o Sistema Físico e as Especificações de Desempenho.
- Modelamento do Sistema Físico
- Interpretação, em termos quantitativos, das Especificações de Desempenho.
- Análise da Solvabilidade (responder a questões como: Existe solução para a equação de estado?, As especificações são consistentes? Pode ocorrer mau condicionamento numérico? Os dados experimentais disponíveis são suficientes? As hipóteses são realistas?)
- Seleção da Abordagem (sintética, numérica, gráfica, heurística)
- Determinação da Lei de Controle
- Implementação (considerar questões como: Os materiais e a tecnologia requerida são disponíveis a curto prazo? Qual a implementação mais simples e parcimoniosa? O desenvolvimento pode ser realizado de forma modular? Que facilidades o produto apresenta em termos de estabilidade? O protótipo pode ser transformado em modelo de produção? Há recursos humanos preparados para realizar a implementação?)
- Teste (simulação com modelos de validação, simulação com *hardware in the loop*, avaliação de protótipos, plantas piloto, operação assistida)
- Documentação, Expansão, Atualização Tecnológica, Manutenção

## 2.6 Sugestões para Leitura Suplementar

Entre os livros mais elementares de autores nacionais, recomendados para uma primeira leitura sobre o tema de controle e automação, estão: Barczak [2], Bolton [6], Bottura [8] e [7], Silveira e Santos [34] e Slonczewski [35]. Entre os livros texto mais populares utilizados nos cursos de graduação em engenharia estão: Entre os de língua estrangeira estão: Dorf e Bishop [17], Ogata [27], Föllinger [40], Franklin et al [19], Kuo [21], Nise [26], Raven [28], Shinnars [32] e Van de Vegte [39]. É conveniente observar, entretanto, que a maioria destes livros faz uso extensivo de conceitos matemáticos como funções de variável complexa, transformada de Laplace, auto-valores e auto-vetores, integrais de convolução e exponencial de matrizes, entre outros.

## 2.7 Exercícios



## Capítulo 3

# Vantagens da Realimentação

A realimentação (retroação, feedback) é utilizada para alterar a dinâmica de um sistema ou para combater incertezas. Usualmente a dinâmica é alterada para se melhorar as suas características de estabilidade. As incertezas comparecem, em geral, sob a forma de perturbações exógenas, como os casos de ruídos de medida e sinais de entrada não monitorados, ou de limitação na informação sobre o modelo, como os casos de erros de modelamento, falhas abruptas no sistema e variações lentas do sistema com o tempo.

### 3.0.1 Robustez a incertezas no modelo

Um modelo sempre apresenta incertezas. Estas incertezas podem advir de uma série de fatores como desconhecimento de alguns fenômenos que afetam os processos, aproximações que foram feitas para simplificar o modelamento, variações no processo devido a alterações do ponto de operação ou envelhecimento de componentes e muitos outros.

Considere um amplificador de ganho  $A$  e incerteza  $\Delta A$ , conectado em malha aberta como no lado esquerdo da figura 3.1.

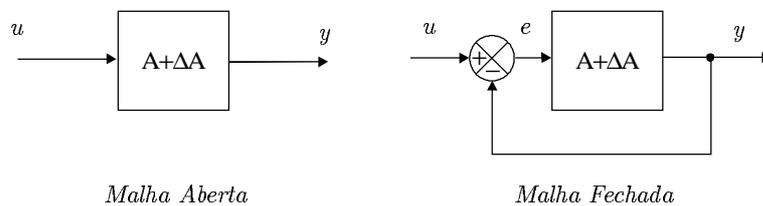


Figura 3.1: Efeito das incertezas no modelo

A saída  $y$  é dada, em função da entrada  $u$ , pela equação

$$y = (A + \Delta A)u \quad (3.1)$$

$$= Au + \Delta Au \quad (3.2)$$

e quando não há incertezas, a saída é

$$y_{nom} \triangleq y|_{\Delta A=0} = Au \quad (3.3)$$

Supondo agora que a incerteza do modelo é de 10%,

$$\frac{\Delta A}{A} \times 100\% = 10\% \quad (3.4)$$

tem-se que a saída possui um erro percentual de

$$\frac{y - y_{nom}}{y_{nom}} \times 100\% = \frac{Au + \Delta Au - Au}{Au} \times 100\% \quad (3.5)$$

$$= \frac{\Delta A}{A} \times 100\% \quad (3.6)$$

$$= 10\% \quad (3.7)$$

Portanto, sem realimentação, a incerteza sobre o modelo é diretamente transferida para a saída.

Considere agora o mesmo amplificador de ganho  $A$  e incerteza  $\Delta A$ , conectado em malha fechada como no lado direito da figura 3.1.

Observando-se a figura 3.1, é imediato verificar que

$$e = u - y \quad (3.8)$$

$$y = (A + \Delta A)e \quad (3.9)$$

ou seja,

$$y = (A + \Delta A)(u - y) \quad (3.10)$$

$$y(1 + A + \Delta A) = (A + \Delta A)u \quad (3.11)$$

$$y = \frac{A + \Delta A}{1 + A + \Delta A}u \quad (3.12)$$

Quando não há incertezas, a saída é dada por

$$y_{nom} = \frac{A}{1 + A}u \quad (3.13)$$

e supondo novamente que a incerteza do modelo é de 10%,

$$\frac{\Delta A}{A} \times 100\% = 10\% \quad (3.14)$$

tem-se que a saída possui um erro percentual de

$$\frac{y - y_{nom}}{y_{nom}} \times 100\% = \frac{\frac{A+\Delta A}{1+A+\Delta A}u - \frac{A}{1+A}u}{\frac{A}{1+A}u} \times 100\% \quad (3.15)$$

$$= \frac{1}{(1+A+\Delta A)} \frac{\Delta A}{A} \times 100\% \quad (3.16)$$

$$= \frac{1}{1+A+\Delta A} 10\% \quad (3.17)$$

Supondo que foi escolhido o valor  $A = 100$  a equação 3.17 permite escrever

$$\frac{y - y_{nom}}{y_{nom}} \times 100\% = \frac{1}{1 + 100 \pm 10} 10\% \quad (3.18)$$

de modo que o erro percentual da saída se situa na faixa

$$\frac{y - y_{nom}}{y_{nom}} \times 100\% \in [0.9, 1.1] \% \quad (3.19)$$

### 3.0.2 Rejeição de distúrbios

Um sistema está sempre sujeito a ruídos que podem ser de diversas naturezas.

Considere a saída de um amplificador de ganho  $A$ , sujeito a um ruído aditivo  $n$  (lembrando *noise*) e conectado em malha aberta, como ilustrado no lado esquerdo da figura 3.2.

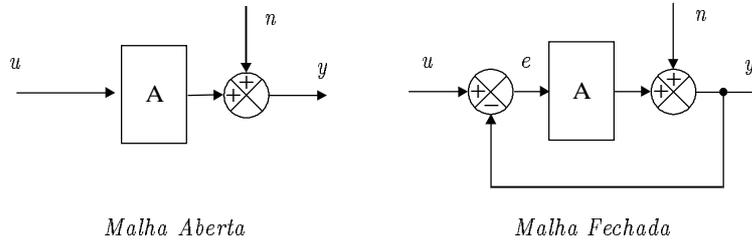


Figura 3.2: Efeito do ruído aditivo na saída.

Diretamente da figura 3.2, tem-se que

$$y = Au + n \quad (3.20)$$

ou seja, se  $y_{nom}$  é a saída quando não há ruído,

$$y_{nom} = Au \quad (3.21)$$

observa-se, combinando as equações 3.20 e 3.2 que

$$y = y_{nom} + n \quad (3.22)$$

Logo, o ruído está se superpondo diretamente ao sinal de saída.

Considere, agora, o caso realimentado, ilustrado na parte direita da figura 3.2. Novamente, por inspeção,

$$e = u - y \quad (3.23)$$

$$y = n + Ae \quad (3.24)$$

que, rearranjando, fornece

$$y = n + A(u - y) \quad (3.25)$$

$$= n + Au + Ay \quad (3.26)$$

Explicitando-se  $y$  a partir da equação 3.26, tem-se

$$y = \frac{A}{1+A}u + \frac{1}{1+A}n \quad (3.27)$$

e chamando de  $y_{nom}$  o caso sem ruído,

$$y_{nom} = \frac{A}{1+A}u \quad (3.28)$$

resulta que

$$y = y_{nom} + \frac{1}{1+A}n \quad (3.29)$$

Fazendo-se  $A = 100$  na expressão 3.29, verifica-se que o ruído é atenuado em aproximadamente 100 vezes,

$$y = y_{nom} + 0.01n \quad (3.30)$$

### 3.0.3 Estabilidade

Considere um integrador puro operando em malha aberta, como ilustrado no lado esquerdo da figura 3.3.

Se o sinal de entrada  $u$  é do tipo degrau unitário,

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

a saída correspondente, a partir de  $y(0) = 0$  é

$$y(t) = \int_0^t u(\tau) d\tau \quad (3.32)$$

$$= \int_0^t 1 d\tau \quad (3.33)$$

$$= t \quad (3.34)$$

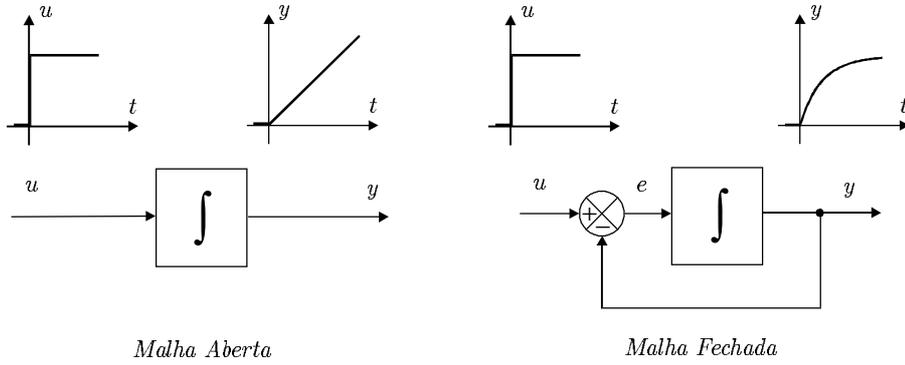


Figura 3.3: Influência da realimentação na estabilidade de sistemas.

que é um sinal que cresce indefinidamente (até violar as condições para a validade do modelo utilizado). Em outras palavras, trata-se de um sistema instável no sentido BIBO (*bounded input - bounded output*).

Fazendo-se uma realimentação como ilustrado na parte direita da figura 3.3 e admitindo que  $y(0) = 0$ , tem-se que

$$y(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3.35)$$

$$e(t) = u(t) - y(t) \quad (3.36)$$

Diferenciando-se ambos os lados da equação ?? em relação a  $t$ , obtém-se que

$$\frac{dy(t)}{dt} = e(t) \quad (3.37)$$

onde, substituindo-se a expressão do erro 3.35, resulta

$$\frac{dy(t)}{dt} = u(t) - y(t) \quad (3.38)$$

onde, como antes,  $u(t) = 1$  para  $t \geq 0$ , caso a entrada seja do tipo degrau unitário.

É fácil verificar que a função

$$y(t) = 1 - e^{-t} \quad (3.39)$$

satisfaz a equação 3.38. De fato, substituindo-se a expressão 3.39 em 3.38,

$$\frac{d \overbrace{(1 - e^{-t})}^{y(t)}}{dt} = \overbrace{1}^{u(t)} - \overbrace{(1 - e^{-t})}^{y(t)} \quad (3.40)$$

$$-\frac{de^{-t}}{dt} = 1 - 1 + e^{-t} \quad (3.41)$$

$$e^{-t} = e^{-t} \quad (3.42)$$

### 3.0.4 Critérios para análise da estabilidade

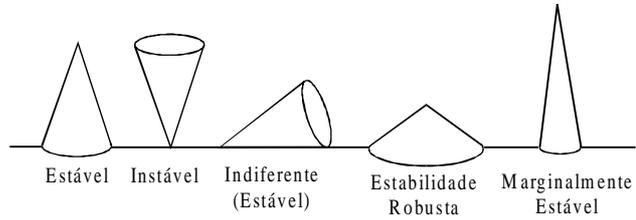


Figura 3.4: Ilustração do conceito de estabilidade

## 3.1 Sugestões para Leitura Suplementar

## 3.2 Exercícios

## Capítulo 4

# Instrumentação Industrial

### 4.1 Medição

**Definição 11** *Medição é um conjunto de operações cujo objetivo é a determinação de um valor de uma grandeza.*

**Exemplo 12** *Medição de vazão em um duto: conjunto de operações cujo objetivo é determinar um valor numérico que represente a quantidade de líquido que flui por este duto, por unidade de tempo.*

**Definição 13** *A grandeza submetida à medição é denominada de mensurando.*

**Exemplo 14** *Temperatura, pressão, vazão, pH, nível, posição, velocidade, força, diferença de potencial elétrico, turbidez, concentração de um reagente, etc.*

**Definição 15** *Instrumento de medição é um dispositivo utilizado para uma medição, sozinho ou em conjunto com dispositivos complementares.*

**Exemplo 16** *Voltímetro, termômetro, medidor de pH, balança, tacômetro, etc.*

**Definição 17** *Sensor é um elemento de um instrumento de medição que é diretamente afetado pelo mensurando.*

**Exemplo 18** *Sensor piezoelétrico, sensor capacitivo, LVDT, par termoelétrico, etc.*

**Definição 19** *Transdutor é um elemento que converte uma grandeza física em outra, usualmente desempenhando a função de sensor.*

**Exemplo 20** *Transdutor de Temperatura: Um termistor converte temperatura para valor de resistência elétrica.*

**Exemplo 21** *Transdutor de Força: Uma célula de carga, quando submetida a uma força externa, a sua deformação é convertida para valor de resistência elétrica de um strain gauge.*

### 4.1.1 Critérios de Qualidade da Medição

**Definição 22** *Exatidão ou Acurácia* : grau de concordância entre o resultado de uma medição e o valor verdadeiro do mensurando.

**Definição 23** *Repetitividade ou Precisão*: grau de concordância entre os resultados de medições sucessivas de um mesmo mensurando, efetuadas sob as mesmas condições de medição.

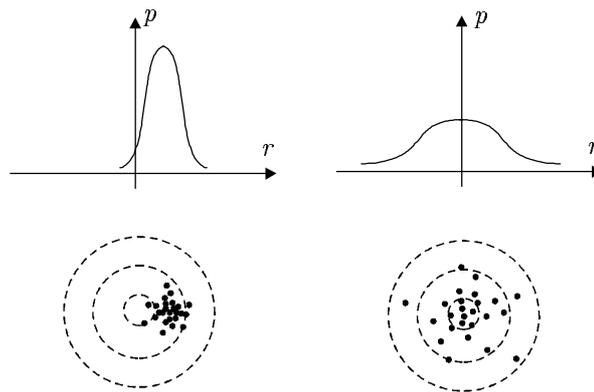


Figura 4.1: À esquerda um instrumento preciso, porém pouca exatidão. À direita, um instrumento pouco preciso, porém com maior exatidão.

**Definição 24** *Reprodutividade*: grau de concordância entre os resultados de medições sucessivas de um mesmo mensurando, efetuadas sob condições variadas de medição.

**Definição 25** *Incerteza de Medição*: parâmetro associado ao resultado de uma medição e que caracteriza a dispersão dos valores que podem ser fundamentadamente atribuídos a um mensurando. Pode ser, por exemplo, um desvio padrão.

**Definição 26** *Sensibilidade*: variação da resposta de um instrumento de medição dividida pela correspondente variação do estímulo.

**Definição 27** *Resolução*: menor diferença entre indicações que pode ser significativamente percebida.

**Definição 28** *Deriva (drift)*: variação lenta de uma característica de um instrumento de medição.

**Definição 29** *Tendência (bias)*: erro sistemático de indicação de um instrumento de medição.

## 4.2 Interfaceamento de Transdutores

### 4.2.1 Pontes de Wheatstone

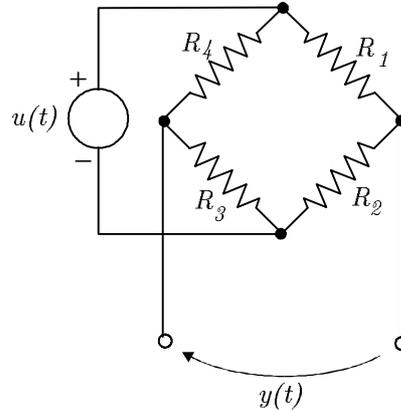


Figura 4.2: Ponte de Wheatstone.

Notando que as resistências  $R_1$  e  $R_2$ , bem como  $R_4$  e  $R_3$  formar divisores de tensão, tem-se que

$$y(t) = \frac{R_3}{R_4 + R_3}u(t) - \frac{R_2}{R_1 + R_2}u(t) \quad (4.1)$$

$$= \frac{R_3R_1 - R_2R_4}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2)}u(t) \quad (4.2)$$

A ponte é dita balanceada quando

$$R_3R_1 = R_2R_4 \quad (4.3)$$

ou seja,  $y(t) = 0$ . Usualmente a tensão  $u(t)$  é mantida constante, de modo que, doravante, a notação  $t$  é suprimida.

Admitindo que a ponte está balanceada, inicialmente, introduz-se uma variação  $\Delta R_1$  na resistência  $R_1$ . Neste caso,

$$y = \frac{R_3(R_1 + \Delta R_1) - R_2R_4}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2)}u \quad (4.4)$$

$$= \frac{\overbrace{R_3R_1 - R_2R_4}^0}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2)}u + \frac{\Delta R_1 R_3}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2)}u \quad (4.5)$$

e a saída  $y$  é proporcional à variação  $\Delta R_1$ . Esta propriedade pode ser utilizada para converter variações da resistência em tensões.

### 4.2.2 Amplificação, Isolação e Compensações

- Ampliadores Operacionais

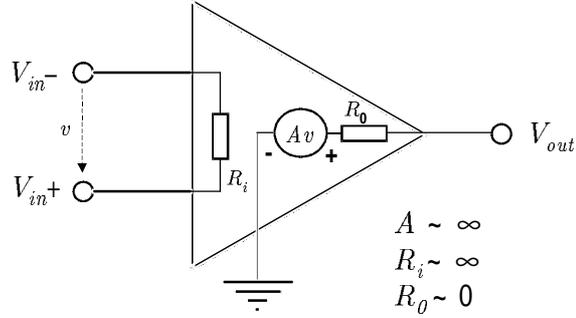


Figura 4.3: Esquema geral de um Amplificador Operacional (OpAmp).

Ampliadores Operacionais, às vezes chamados de OpAmps, são circuitos eletrônicos ativos com ganhos ( $A$ ) elevados, impedância de entrada ( $R_i$ ) muito grande e impedância de saída ( $R_o$ ) muito pequena. Nestas condições,

$$Av \simeq V_{out} \quad (4.6)$$

$$I_{in} \simeq 0 \quad (4.7)$$

e a análise de circuitos que utilizam OpAmps é bastante facilitado.

Considere o circuito da figura 4.4. Como  $v_{out} \simeq A\varepsilon$ , onde  $A$  é um número muito grande,  $\varepsilon \simeq 0$ . Logo, o potencial do terminal  $-$  do OpAmp é praticamente igual a 0 (potencial da terra) e, em conseqüência,

$$I_1 = \frac{v_1}{R_1} \dots I_4 = \frac{v_4}{R_4} \quad (4.8)$$

Como a corrente que entra no terminal  $-$  do OpAmp é muito pequena,

$$I = I_1 + \dots + I_4 \quad (4.9)$$

$$= \frac{v_1}{R_1} + \dots + \frac{v_4}{R_4} \quad (4.10)$$

que leva a

$$v_{out} = -RI \quad (4.11)$$

$$= -\frac{R}{R_1}v_1 - \dots - \frac{R}{R_4}v_4 \quad (4.12)$$

- Isolação Galvânica e Barreiras Intrínsecas
- Linearização e Compensação de Deriva

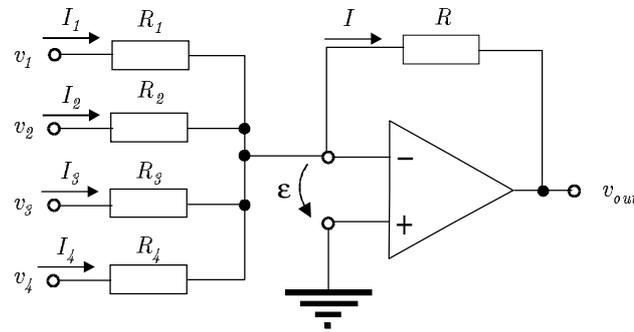


Figura 4.4: Somador de 4 entradas utilizando OpAmp.

### 4.2.3 Interferências

- Filtro de Ruídos

## 4.3 Exemplos de Sensores e Transdutores

O estudo de Sensores e Transdutores é uma área multidisciplinar de conhecimentos de grande abrangência, não sendo possível, portanto, apresentar detalhes aprofundados sobre o tema em apenas uma seção. Assim, neste texto, são apresentados alguns exemplos de Sensores e Transdutores. Entre as obras que tratam o tema de forma mais completa estão Doebelin [16], Werneck [41] e Sighieri e Nishinari [33].

### 4.3.1 Medição de Tempo

A medição de intervalos de tempo tem sido uma preocupação da humanidade há longa data e diversas invenções engenhosas como relógio d'água, ampulheta, pêndulo, osciladores de quartzo e, mais modernamente, relógios utilizando átomos de Césio.

Os livros de História mencionam calendários sumerianos datado 3.000 BC, mostradores maias da época de 2.600 BC e obeliscos egípcios para indicar o instante do dia, construídos em torno de 1.300 BC. Os relógios de água, mais tarde conhecidos como clepsidras, foram inventados em torno de 325 BC e, ainda hoje, existe em Atenas, o Horologion, também chamado de Torre dos Ventos. O relógio utilizando pêndulo foi inventado por C. Huygens em 1656. Mecanismos com o de escape e molas em espiral foram introduzidos por volta de 1.500. O relógio utilizando cristal de quartzo foi inventado por J.W. Horton e W.A. Marrison em 1927.

O primeiro relógio atômico utilizando Césio 133 foi instalado no Laboratório Nacional de Física da Inglaterra em 1955. Relógios atômicos modernos possuem precisão da ordem de 0.1 ns/dia de deriva, sendo que o tempo é determinado

observando-se a frequência natural de ressonância do Césio (9.192.631.770 Hz em temperatura próxima a  $0^\circ K$ ).

A exatidão requerida para a grande maioria de aplicações industriais pode ser conseguida com osciladores de quartzo com interfaces eletrônicas apropriadas.

### 4.3.2 Medição de Deslocamentos Lineares

A seleção do método para a medição de deslocamentos depende da faixa e da resolução requeridas.

#### Deslocamentos muito pequenos (mm)

- Extensômetros

Extensômetros elétricos são resistores de filme metálico montado sobre uma película de material isolante, utilizados para medida de pequenas deformações de peças mecânicas (Vide figura 4.5). É baseado no fato que a resistência de um filme é proporcional ao seu comprimento (supondo que a sua área transversal é constante). Assim, quando a peça à qual está fixado o extensômetro sofre deformação, o comprimento do filme é alterado, modificando proporcionalmente a sua resistência.

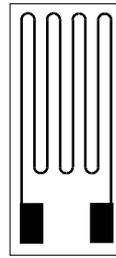


Figura 4.5: Um extensômetro uniaxial.

O filme resistivo pode ser de Constantan (45%Ni, 55%Cu), Nicromo (80%Ni, 20%Cr), Isoelástico (35%Ni, 8% Cr, 0.5% Mo, 55.5% Fe) ou outra liga metálica. O material isolante pode ser poliamida, epóxi, poliéster, resina fenólica, baquelita ou outro. Os extensômetros são fixados à peça, após tratamento adequado da superfície (desengraxe, lixamento, condicionamento e neutralização) com colas à base de epoxi ou cianoacrilato.

Usualmente, a relação entre a deformação  $\varepsilon$  e a variação relativa da resistência  $\frac{\Delta R}{R}$  é dada por

$$\varepsilon = \frac{1}{K} \frac{\Delta R}{R} \quad (4.13)$$

onde  $K$  é uma constante (tipicamente  $K = 2.1, 2.1$  e  $3.6$  para Constantan, Nicromo e Isoelástico, respectivamente). Usualmente  $R$  é da ordem de  $100 \Omega$ .

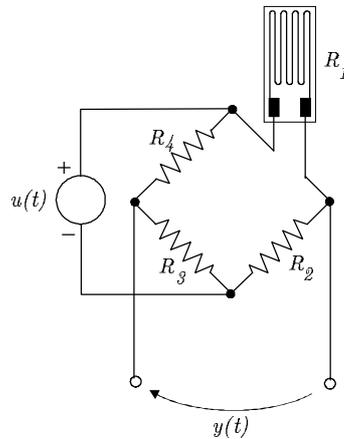


Figura 4.6: Strain-gauge montado em um esquema um, quarto de ponte.

A informação sobre a deformação sofrida pela peça é fornecida na forma de resistência, enquanto, em geral, deseja-se que o dado esteja representado como tensão ou corrente. Um modo de transformar a informação de resistência em valores de tensão é utilizar pontes de Wheatstone 4.4. A figura 4.6 apresenta o esquema mais simples de utilização da ponte de Wheatstone, onde  $R_1$  é um extensômetro. Assumindo que  $R_1, \dots, R_4 = R$  e as deformações produzem variações  $\Delta R_1$  no valor da resistência do extensômetro, obtém-se, combinando as equações 4.5 e 4.13, que

$$y = \frac{Ku}{4} \varepsilon \quad (4.14)$$

Utilizando-se de 2 extensômetros, é possível compensar os efeitos da variação de temperatura ou, então, aumentar a sensibilidade do sistema. A variação de temperatura altera o comprimento do filme resistivo em função de dilatação. Uma forma de compensar a variação de temperatura é utilizar 2 extensômetros iguais fixados na mesma peça (de modo que a temperatura seja a mesma nos dois extensômetros) e conectados como na figura 4.7 Neste caso, se as resistências  $R_1 = R_4 = R$  sofrem a mesma variação  $\Delta R_{temp}$  devido à variação de temperatura mas somente  $R_1$  sofre uma variação  $\Delta R_{def}$  devido à deformação da peça, tem-se, assumindo novamente que  $R_3 = R_2 = R$ , a partir da equação

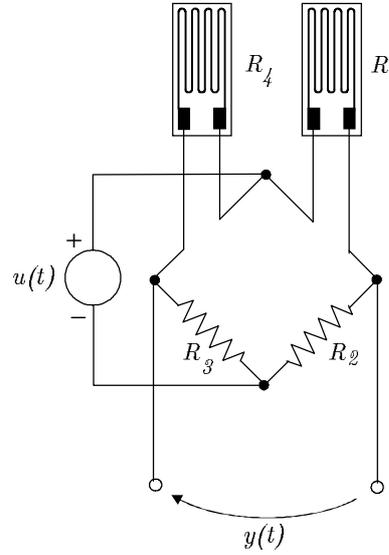


Figura 4.7: Compensação da variação de temperatura utilizando ponte com 2 extensômetros.

4.5, que

$$y = \frac{R_3 \overbrace{(R + \Delta R_{temp} + \Delta R_{def})}^{R_1} - R_2 \overbrace{(R + \Delta R)}^{R_4}}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2)} u \quad (4.15)$$

$$= \frac{\Delta R_{def}}{4R} u \quad (4.16)$$

$$= \frac{Ku}{4} \varepsilon \quad (4.17)$$

Uma forma de obter  $R_1$  dependente da deformação mas  $R_4$  insensível a este é utilizar o arranjo como ilustrado à esquerda da figura 4.8.

Para aumentar a sensibilidade pode-se usar o arranjo como o ilustrado à direita da figura 4.8, juntamente com o circuito 4.9. Neste caso, a partir da equação 4.5, tem-se que, admitindo novamente que  $R_1, \dots, R_4 = R$ ,

$$y = \frac{R_3 (R + \Delta R) - (R - \Delta R) R_4}{(R_4 + R_3)(R_1 + R_2)} u \quad (4.18)$$

$$= \frac{\Delta R}{2R} u \quad (4.19)$$

$$= \frac{Ku}{2} \varepsilon \quad (4.20)$$

- Capacitores Variáveis

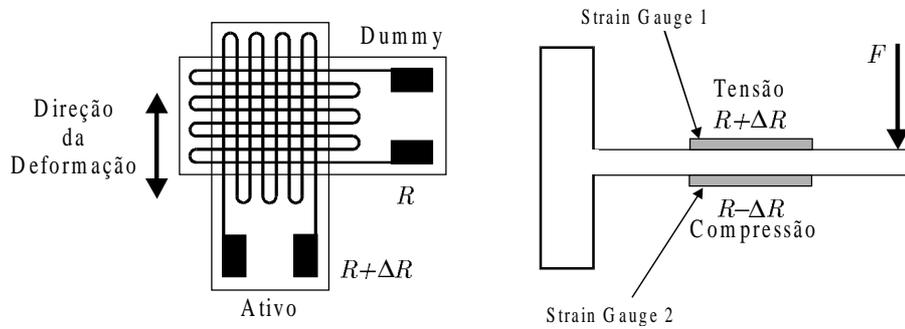


Figura 4.8: À esquerda, utilização de 2 strain-gauges para efeito de compensação do efeito da temperatura. À direita, utilização de 2 strain-gauges para efeito de aumento (duplicação) da sensibilidade.

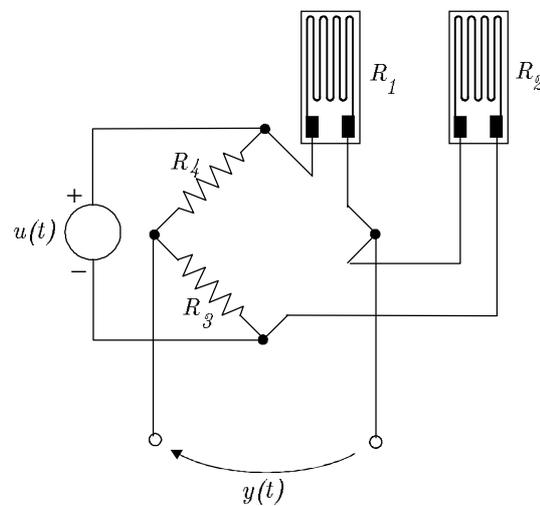


Figura 4.9: Circuito com sensibilidade melhorada com a utilização de 2 extensômetros

- Sensores Piezoelétricos

### Deslocamentos pequenos (cm)

- Potenciômetros Lineares
- Transformadores Diferenciais

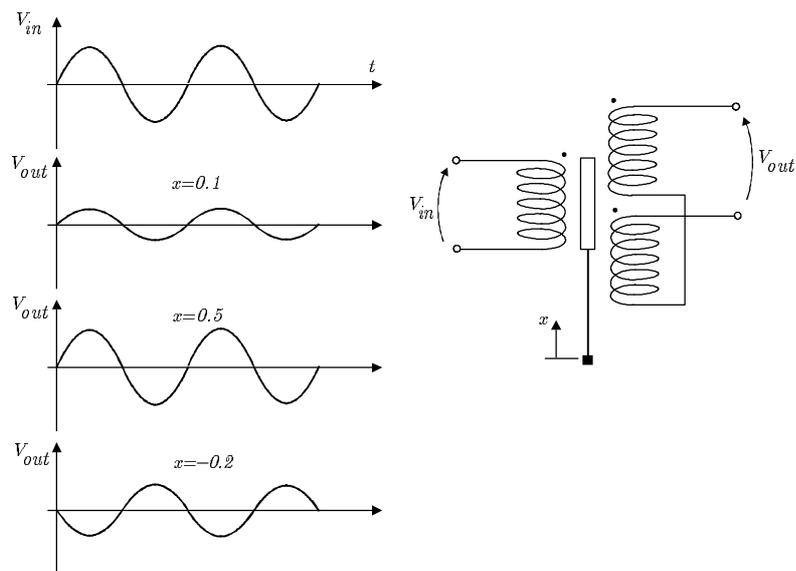


Figura 4.10: Tensão observada na saída de um LVDT, em função da posição do núcleo (admitindo que a saída nula corresponde à posição  $x = 0$ ).

- Sensores de Proximidade

### Deslocamentos médios (m)

- Telêmetros ultrassônicos: São fatores relevantes o fato que a densidade da energia do sinal acústico decai com o quadrado da distância à fonte, há absorções de energia acústica pelo meio de condução e a reflectividade depende da forma, das dimensões e do material do alvo. Usualmente há necessidade de significativo esforço de processamento para reduzir os efeitos de ruído e de ecos fantasmas.

- Telêmetros LASER

**Deslocamentos grandes (km)**

- Equipamentos empregando radiofrequência: Nesta categoria estão equipamentos ativos como Radares e os equipamentos passivos como INS, GPS e ADF/VOR.
- Plataformas inerciais.

**4.3.3 Medição de Deslocamentos Angulares**

- Potenciômetros
- Girômetros
- Encoders

**4.3.4 Medição de Força e Torque**

- Células de Carga
- Sensores piezoelétricos

**4.3.5 Medição de Pressão**

- Transdutores Elásticos

**4.3.6 Medição de Vazão**

- Orifícios e Tubos de Venturi
- Turbinas
- Sensor Doppler

**4.3.7 Medição de Temperatura**

- Materiais Dilatáveis
- Pares Termoelétricos
- RTD
- Termistores
- Pirômetros

**4.3.8 Medição de Nível**

Bóias

- Borbulhadores
- Capacitância Variável
- Sensores Ópticos

### 4.3.9 Medição de Grandezas Elétricas

- Galvanômetro D'Arsonval
- Voltímetros
- Amperímetros
- Analisador de Espectros

## 4.4 Atuadores

### 4.4.1 Dispositivos Eletromecânicos

- Motores DC

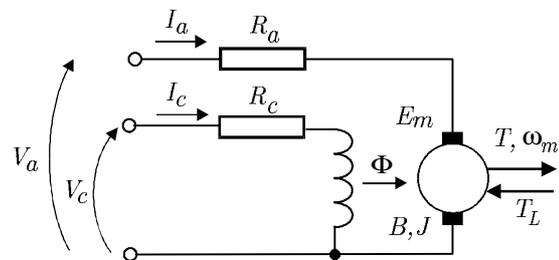


Figura 4.11: Representação simplificada de um motor DC.

- Motores AC

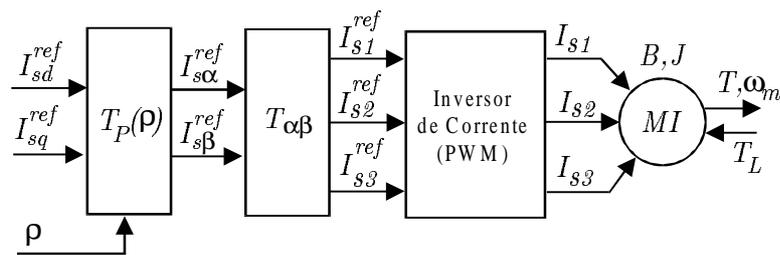


Figura 4.12: Motor de Indução acoplado a Inversor de Estado Sólido

- Motor de Passos

Os motores de passo (step motors) são dispositivos de conversão eletromecânica cujo eixo possui posições preferenciais de equilíbrio. Assim, na forma mais usual de utilização de um motor de passos, o eixo se desloca de um ângulo definido, a cada comando de acionamento.

Entre as vantagens de se utilizar um motor de passos estão:

- Não necessita de realimentação para controle de posição ou de velocidade
- Não acumula erros, desde que não ocorra desgarramento ou travamento do eixo
- Compatível com equipamentos digitais

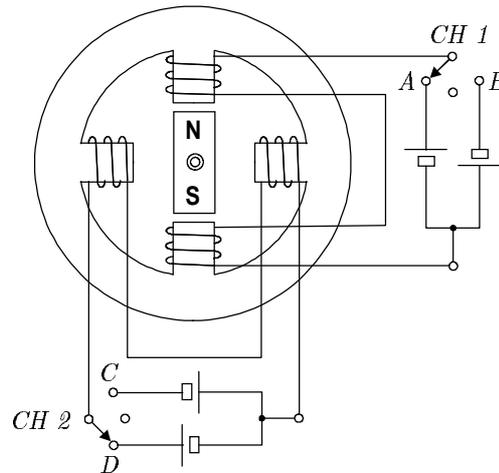


Figura 4.13: Representação simplificada de um motor de passos.

A figura 4.13 apresenta uma representação simplificada de um motor de passos do tipo ímã permanente. acionando-se convenientemente as chaves 1 e 2 é possível energizar os enrolamentos do motor de passos de modo a se obter a seqüência de passos ilustrada na figura 4.14.

Em geral, as chaves utilizadas no controle da energização dos enrolamentos do motor de passos (vide figura 4.13) são do tipo estado sólido (semicondutor). A figura 4.15 mostra a filosofia de acionamento dos motores com enrolamentos bifilares (onde existe acesso a uma tomada central) e unifilares (como no caso da figura 4.13).

Enrolamentos (indutores) armazenam energia que deve ser dissipada para passar ao estado desenergizado. Além disso, rotores em movimento também possuem energia cinética que deve ser dissipada. A figura 4.16 apresenta um supressor que utiliza um diodo e um resistor. Quando o transistor está ligado (em saturação), a corrente pelo supressor é nula. Quando o transistor passa para o estado desligado (em corte), a corrente devida a energia armazenada no indutor e também à força contra eletromotriz ( $f_{cem}$ ) induzida (o rotor é um ímã que se está em movimento, induz tensão nos enrolamentos do motor de passos)

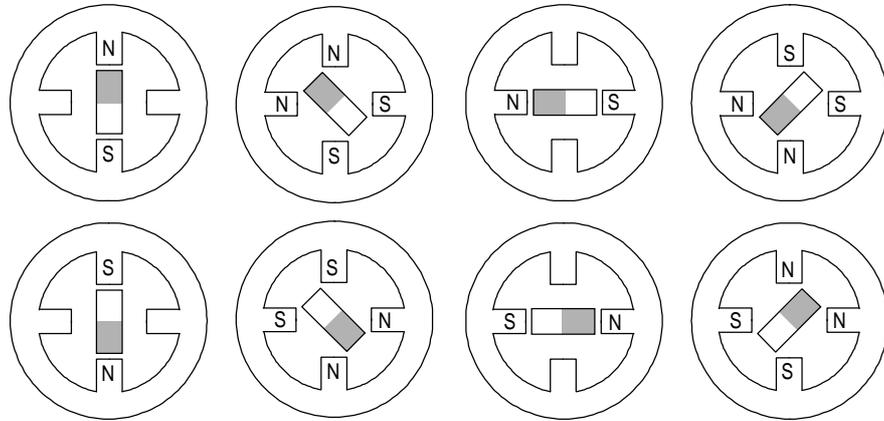


Figura 4.14: Posições de equilíbrio do rotor de um motor de passos em função das condições de energização dos seus enrolamentos.

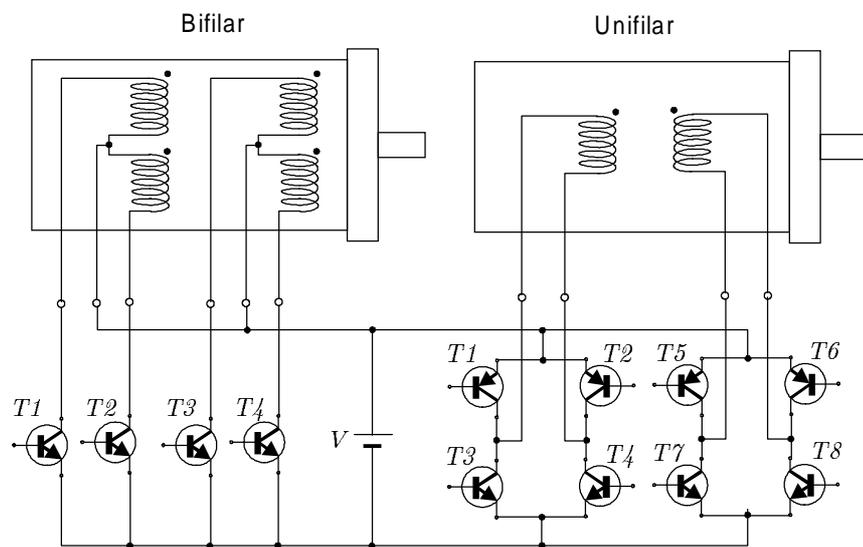


Figura 4.15: Acionamento de motores de passos bifilares e unifilares.

circula pelo supressor, onde o resistor dissipa a energia na forma de calor.

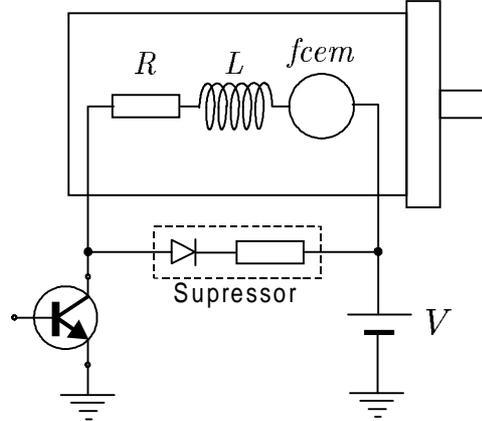


Figura 4.16: Supressores de corrente para proteção do componente chaveador do acionamento de motores de passos.

A seqüência de energização dos enrolamentos pode ser gerada por um circuito lógico tipo contador. O circuito apresentado na figura 4.17 produz os sinais  $T1 - T4$  requeridos pelo acionamento da figura 4.15 de modo que, a cada pulso do relógio ( $CLK$ ), o motor avança um passo, no sentido horário ou anti-horário, dependendo do sinal  $CW/CCW$ .

As especificações de motores de passos incluem:

- Torque (ou Momento) de Retenção: aquele requerido para deslocar de 1 passo o eixo do motor em repouso.
- Torque Dinâmico: aquele desenvolvido em uma dada velocidade de operação (passos/s).
- Torque Residual: aquele que se manifesta com os enrolamentos desenergizados.
- Velocidade Máxima (tipicamente 500 a 10.000 passos/s)
- Tensão do Enrolamento (tipicamente 5 a 25 V)
- Parâmetros Elétricos ( $R, L$ )
- Ângulo de Passo (tipicamente  $3.75^\circ$  a  $15^\circ$ )
- Temperatura de Operação (usualmente  $< 100^\circ$ )
- Peso e Dimensões

#### 4.4.2 Dispositivos Fluídicos

- Válvulas Hidráulicas
- Cilindros Hidráulicos
- Motores Hidráulicos

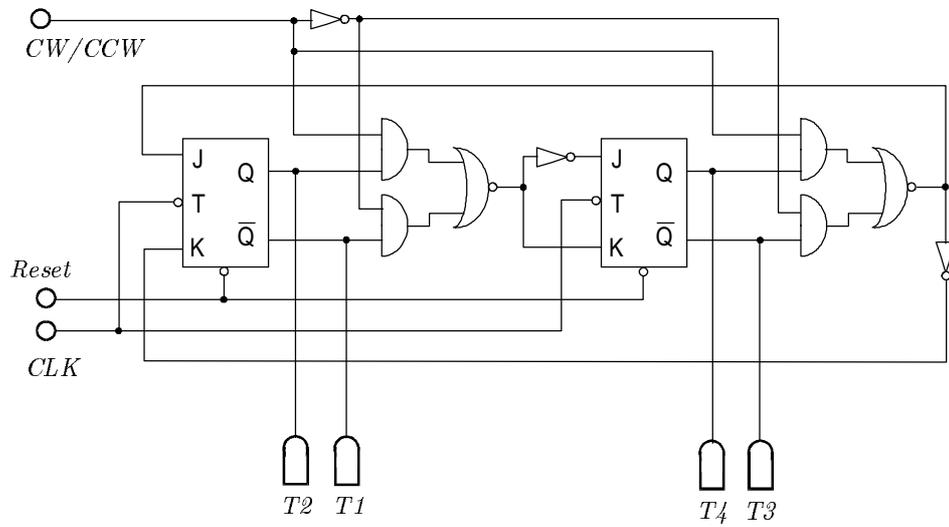


Figura 4.17: Um circuito lógico simples para sequenciamento das energizações dos enrolamentos de um motor de passos.

- Cilindros Pneumáticos

#### 4.4.3 Dispositivos Térmicos

- Resistência Elétrica
- Queimadores
- Elementos Peltier

#### 4.4.4 Conversão I/P

### 4.5 Sugestões para Leitura Suplementar

Doebelin [16], Sheingold [31], Werneck [41]

### 4.6 Exercícios

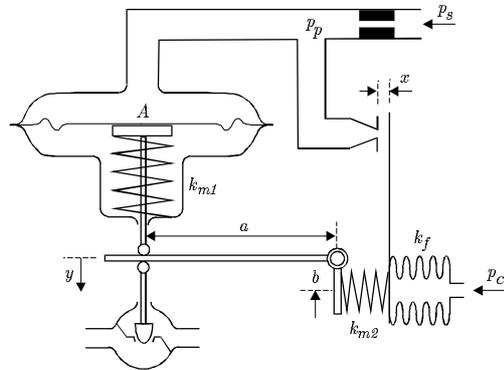


Figura 4.18: Posicionador Pneumático para Válvulas

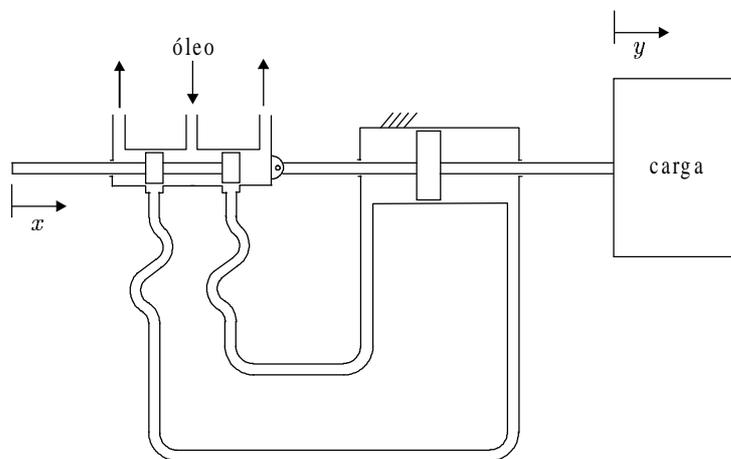


Figura 4.19: Atuador hidráulico



## Capítulo 5

# Automação Empregando CLP

### 5.1 Estrutura de um CLP

Um CLP é um aparelho digital que usa memória programável para armazenar instruções que implementam funções como: lógica, sequenciamento, temporização, contagem e operações aritméticas, para controlar através de módulos de entrada e saída (digital e analógica) diversos tipos de máquinas e processos.

São sistemas modulares compostos basicamente de: fonte de alimentação, CPU, memória, módulos de entradas e saídas, linguagens de programação, dispositivos de programação, módulos de comunicação e módulos especiais (opcionais).

Durante a década de 50 os dispositivos eletromecânicos foram os recursos mais utilizados para efetuar controles lógicos e de intertravamento nas linhas de produção e em máquinas isoladas. Tais dispositivos, baseados principalmente em relés, tinham especial importância na indústria automobilística em que a complexidade dos processos envolvidos exigia, não raro, instalações em painéis e cabines de controle com centenas de relés e, conseqüentemente, um grande número de interconexão entre eles.

Tais sistemas de controle discreto, apesar de funcionais, apresentavam problemas de ordem prática bastante relevantes. Como as instalações possuíam uma grande quantidade de elementos, a ocorrência de uma falha qualquer em um deles significava o comprometimento de várias horas ou mesmo dias de trabalho de pesquisa e correção do elemento defeituoso.. Além disso, pelo fato dos relés apresentarem dimensão física elevada, os painéis ocupavam grande espaço, o qual deveria ser protegido contra a umidade, sobretemperatura, gases inflamáveis, oxidações, poeira, entre outros.

Outro fator ainda comprometedor das instalações à relés era o fato de que como a programação lógica do processo controlado era realizada por interconexões elétricas com lógica fixa, eventuais alterações na mesma exigiam interrupções no

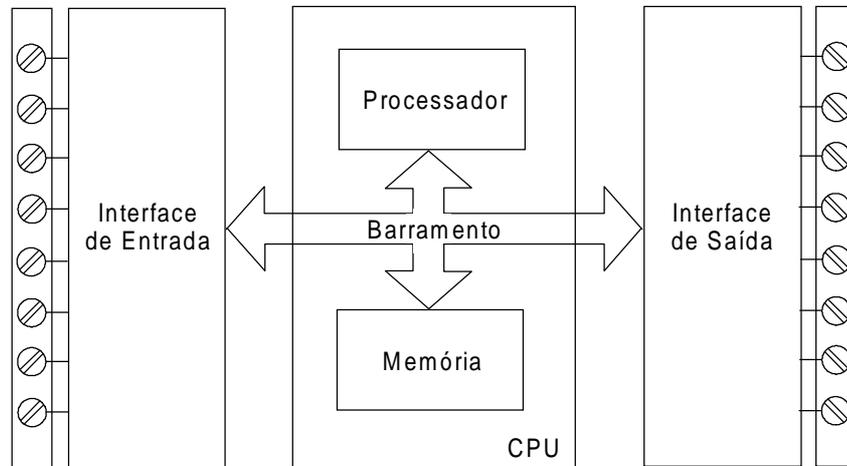


Figura 5.1: Estrutura geral de um CLP.

processo produtivo a fim de que se reconectarem os elementos. Interrupções estas nem sempre bem vindas na produção industrial. Como consequência ainda, tornava-se obrigatória a atualização de listas de fiação como garantia de manter a documentação do sistema.

Com o advento da tecnologia de estado sólido, desenvolvida a princípio em substituição às válvulas à vácuo, alguns dispositivos transistorizados foram utilizados no final da década de 50 e início dos anos 60, sendo que tais dispositivos reduziam muitos dos problemas existentes nos relés. Porém, foi com o surgimento dos componentes eletrônicos integrados em larga escala (LSI), que novas fronteiras se abriram ao mundo dos computadores digitais e, em especial, às tecnologias para automação industrial.

A primeira experiência com o uso de um controle lógico que permitisse a programação por software foi realizada em 1968 na divisão de Hidráulicos da General Motors Corporation. O controlador proposto utilizava dispositivos periféricos, capazes de realizar operações de entrada/saída e um minicomputador.

Esta primeira geração de CLPs recebeu sensíveis melhorias com o advento dos microprocessadores ocorrida na década de 70. Assim, além de dispensarem o uso de computadores de grande porte, tornando-a uma unidade isolada, foram adicionados ainda recursos importantes, tais como: interfaces de operação e programação facilitadas ao usuário, instruções de aritmética e manipulação de dados poderosas e recursos de comunicação em redes de CLPs.

Assim, os técnicos em automação passaram a contar com um dispositivo capaz de:

- a) Permitir fácil diagnóstico de funcionamento ainda em fase de projeto do sistema e/ou reparos que venham a ocorrer em sua operação
- b) Ser instalado em cabines reduzidas devido ao pequeno espaço físico exigido

- c) Operar com reduzido grau de proteção, pelo fato de não serem geradores de faiscamentos
- d) Ser facilmente reprogramado sem a necessidade de interromper o processo produtivo (programação on-line)
- e) Possibilitar a criação de um banco de armazenamento de programas que podem ser reutilizados a qualquer momento
- f) Manter a documentação sempre atualizada com o processo em execução
- g) Apresentar baixo consumo de energia
- h) Manter o funcionamento da planta de produção com uma reduzida equipe de manutenção
- i) Garantir maior confiabilidade pela menor incidência de defeitos
- j) Emitir menores níveis de ruídos eletrostáticos
- k) Ter a flexibilidade da expansão do número de entradas e saídas a serem controladas
- l) Ter a capacidade de se comunicar com diversos outros equipamentos
- m) Dispensar o uso de relés auxiliares

Em suma, o CLP apresenta como vantagens: maior confiabilidade, flexibilidade, velocidade, permitir funções avançadas, permitir comunicações e diagnóstico

Em nível de Brasil porém, o uso dos CLPs passou a ser largamente difundido na década de 80, primeiramente nas indústrias multinacionais e, atualmente, nas indústrias em geral, independente de seu porte ou ramo de atividade.

Atualmente, encontramos CLPs utilizados na implementação de painéis seqüenciais de intertravamento, controle de malhas, servo-posicionamento, sistemas SCADA (Supervisory Control and Data Acquisition), sistemas de controle estatístico de processo, sistema de controle de estações, sistemas de controle de células de manufatura, etc. Os CLPs são encontrados em processos de: empacotamento, engarrafamento, enlatamento, transporte e manuseio de materiais, usinagem, geração de energia; em sistemas de controle predial de ar condicionado, sistemas de segurança, montagem automatizada, linhas de pintura e sistemas de tratamento de água, existentes em indústrias de alimentos, bebidas, automotiva, química, têxtil, plásticos, papel e celulose, farmacêutica e siderúrgica/metalúrgica.

De uma maneira geral, os CLPs tem aplicação na automação de processos discretos (controle ON-OFF) e na automação de processos contínuos (controle de malhas).

### 5.1.1 COMPONENTES DE UM CLP

#### FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A fonte de alimentação do CLP converte a tensão alternada da rede elétrica para uma tensão contínua.

O CLP possui um bateria interna que mantém as informações gravadas durante algum tempo, em caso de falta de energia.

### CPU

Pode ser interpretada como o "cérebro" de controle de todas as operações de um CLP. Inclui todos os circuitos de controle da interpretação e execução de um programa em memória.

O princípio básico de funcionamento de um CLP é a execução, por parte da CPU, de um programa que realiza continuamente um ciclo de varredura, com os seguintes passos:

- a) Obtém dados de vários módulos de entrada;
- b) Executa as instruções do programa
- c) Atualiza as saídas, transferindo os dados ao equipamento controlável através dos módulos de saída

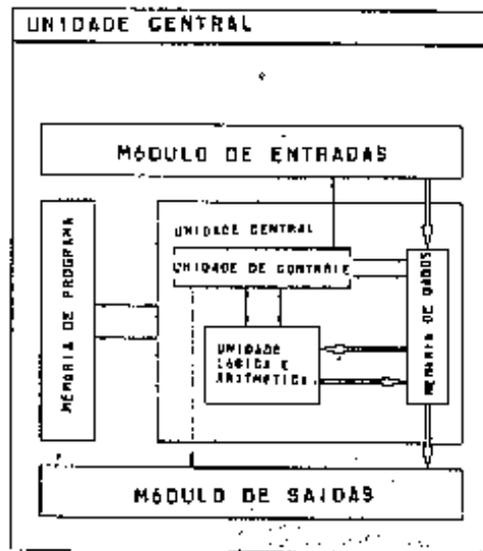


Figura 5.2:

Os microprocessadores (CPU compacta) utilizados nos CLP's podem ser classificados pelo tamanho da palavra, frequência de clock, memória máxima endereçável, etc..

### MEMÓRIAS

A memória de um CLP pode ser dividida em 4 partes: memória do programa executivo, memória do usuário, memória de dados e memória imagem das entradas e saídas.

- Programa Executivo

A principal função dos microprocessadores é o gerenciamento de todo o sistema composto pelo CLP. Tal função é efetuada através da execução de um

programa inserido em uma parte da memória e, denominado de programa executivo.

A memória referente ao executivo deve ser do tipo não-volátil e, juntamente com sua área de trabalho (dedicada ao armazenamento temporário de dados) constituem-se em uma região transparente ao usuário do CLP. Normalmente são inacessíveis por serem de única e exclusiva responsabilidade do fabricante do equipamento.

- Memória do Usuário

É a memória que armazena o programa do usuário. Esta memória, reservada ao programa do usuário, contém alguns Kbytes de palavras-livres que serão processadas pela CPU. A cada ciclo, a CPU processa este programa, atualiza a memória de dados internos e as imagens das entradas e saídas.

- Memória de Dados

É a área reservada para o controle do programa do usuário. Nesta área se encontram dados referentes ao processamento do programa do usuário.

- Memória-Imagem das Entradas e Saídas

Área de memória reservada para a interligação entre Controladores Programáveis e equipamentos. Esta memória é a imagem real das entradas e saídas do CLP.

AQUI VAI FIGURA DA (5.1)

MAPA DE MEMÓRIA-SAÍDA DE CLP (5.2)

## MÓDULOS DE ENTRADAS E SAÍDAS

Os módulos de entradas e saídas realizam a conexão física entre a CPU e o mundo externo através de circuitos de interfaceamento.

Os módulos de entrada tem que ser seguros contra destruição das entradas por excesso ou alimentação de tensão indevida; e devem possuir filtros de supressão para impulsos parasitários.

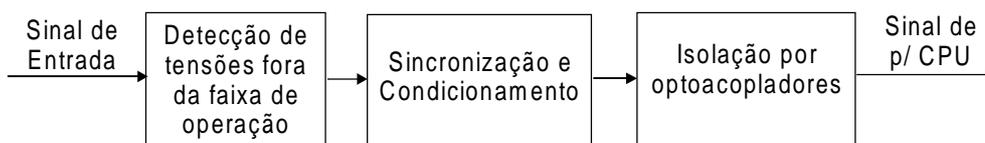


Figura 5.3: Exemplo de uma cadeia de processamento do sinal de entrada.

Os módulos de saídas devem ser amplificados e possuir proteção contra curto-circuito.

Os módulos de entradas e saídas podem ser subdivididos em dois grupos distintos: digitais (discretos) e analógicos (numéricos).

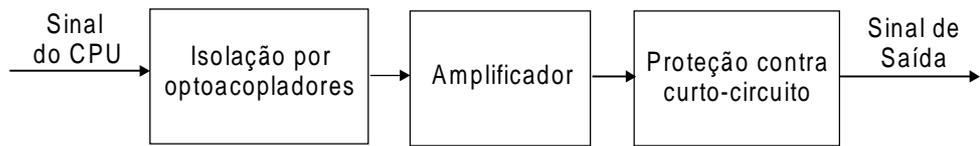


Figura 5.4: Exemplo de uma cadeia de condicionamento do sinal de saída.

### Entradas e Saídas Digitais

São os tipos de sinais mais comuns encontrados em sistemas automatizados com CLP. Nestes tipos de interface a informação consiste em um estado binário da variável de controle (ligado ou desligado, por exemplo).

Exemplos:

Entradas	Saídas
Chaves Seletoras	Alarmes
Sensores Fotoelétricos	Ventiladores
Chaves Fim de Curso	Lâmpadas
Sensores de Proximidade	Buzinas
Chaves Sensoras de Nível	Válvulas
Contatos de Relés	Solenóides

Cada um destes dispositivos é acionado por fontes de alimentação distintas e que normalmente não são da mesma magnitude ou natureza. Por isto, as interfaces com dispositivos de entrada e saída digitais são disponíveis em vários níveis de tensão CA ou CC, por exemplo: 12/24 Vcc, 110/220 Vca, sem tensão (por contatos), por nível TTL.

Exemplos de Interfaces Digitais:

- Interface típica para entrada de sinais em CA/CC
- Interface típica para saída de um sinal em CA

### Entradas e Saídas Analógicas

Com as potencialidades de processamento aritmético e de manipulação de dados disponíveis nos microprocessadores que passaram a incorporar os CLPs, novas características de controle, que os antigos diagramas de relés não possuíam, puderam ser facilmente incorporadas ao CLPs atuais. Ou seja, os mesmos ganharam a capacidade de controlar grandezas da forma analógica pura ou oriundas de conversões analógicas para digital (A/D).

A diferença básica com relação às entradas e saídas discretas é que aqui mais de um Bit deverá ser manipulado, seja paralelamente (todos ao mesmo tempo) ou serialmente (um Bit de cada vez), a fim de se controlar a grandeza física do processo em questão.

Exemplos:

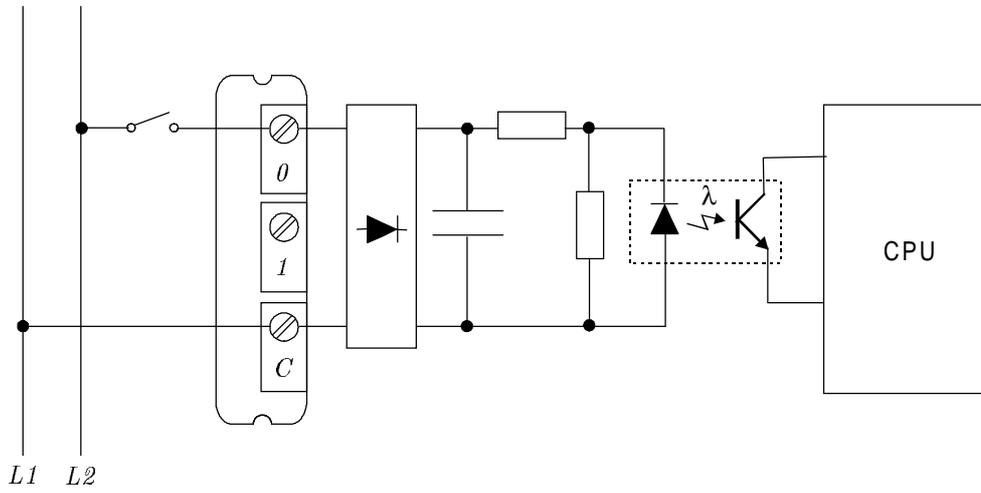


Figura 5.5: Um exemplo de circuito de entrada.

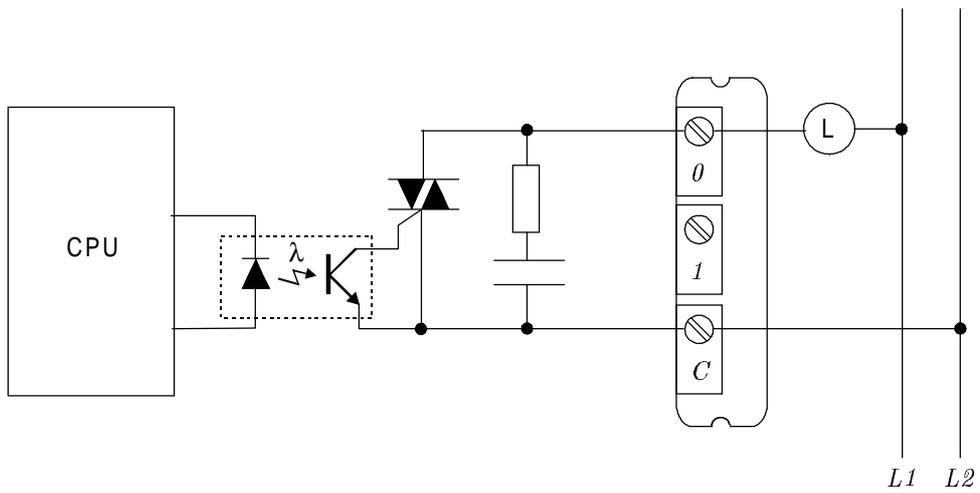


Figura 5.6: Exemplo de um circuito de saída.

Entradas	Saídas
Transdutor de Temperatura	Válvula Analógica
Transdutor de Pressão	Atuador Analógico
Transdutores Óticos	Mostrador Gráfico
Transdutor de Umidade	Acionamento de Motor
Transdutor de Fluxo	Medidor Analógico

As entradas/saídas analógicas possuem padrões pré-definidos, por exemplo: 4 a 20 mA, 0 a +1 Vcc, 0 a +5 Vcc, etc.

Exemplo de Interface Analógicas:

a) Interface típica para entrada/saída de sinais analógicos

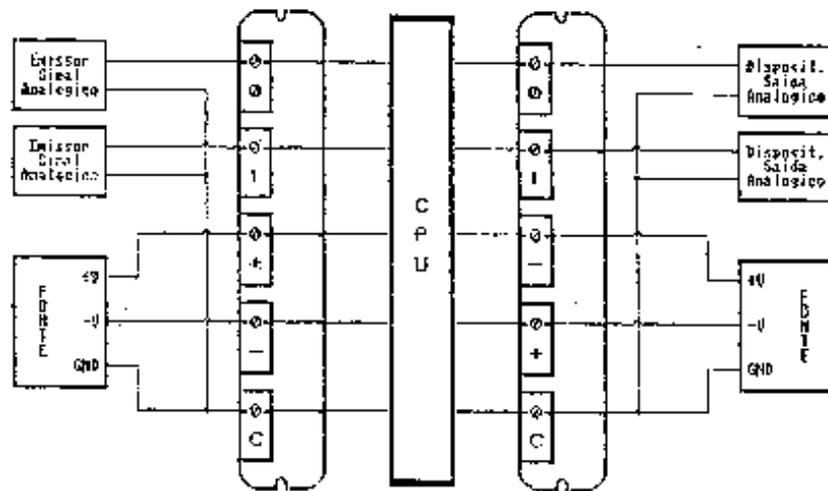


Figura 5.7:

b) Interface de entrada para Encoder

## 5.2 Programação de CLP

As linguagens de programação permitem aos usuários se comunicar com o CLP através de um dispositivo de programação e definir as tarefas que o CLP deve executar.

As linguagens mais usadas são:

- Diagrama de Contatos (Ladder Diagram) e
- Lista de Instruções (Statement List)

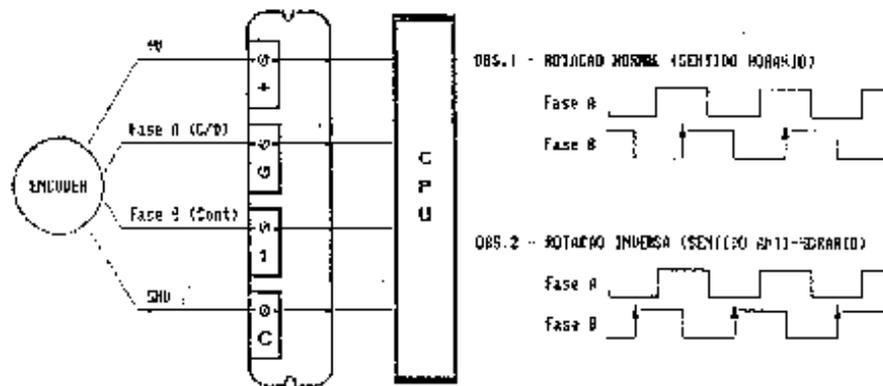


Figura 5.8:

### 5.2.1 DIAGRAMA DE CONTATOS (DIAGRAMA LADDER)

É um diagrama de relés cujos símbolos representam:

- contatos normalmente abertos -| |-
- contatos normalmente fechados -| / |-
- saída, representando a bobina -( )-

Estes símbolos representando entradas e saídas formam sentenças lógicas. A lógica do diagrama de contatos assemelha-se à lógica de relés.

As figuras abaixo mostram o comando de um relé e uma linha lógica equivalente.

Diagrama de ligação de CH1 e do relé junto com o CLP

O Diagrama Ladder é como uma escada, sendo feito entre duas linhas verticais, onde a esquerda será conectada à tensão da fonte e a da direita ao terra. Linhas horizontais são feitas interligando as duas linhas verticais e nelas são colocados os símbolos de entrada e saída. Um programa em LADDER (Diagrama de contatos) é composto de linhas de comando. Cada linha de comando é formada por uma PARTE CONDICIONAL (subdividida em seções - chamada de contatos) e uma PARTE EXECUTIVA (chamada de bobina).

Entradas em série formam a função lógica E e entradas em paralelo formam a função lógica OU entre as mesmas. A negação da entrada é representada pelo contato normalmente fechado.

As saídas, cujo símbolo [ -( )- ] são colocadas do lado direito do final da linha horizontal. Quando programamos, cada símbolo se refere a um endereço real do CLP na forma simplificada (endereço simbólico).

EXEMPLO:

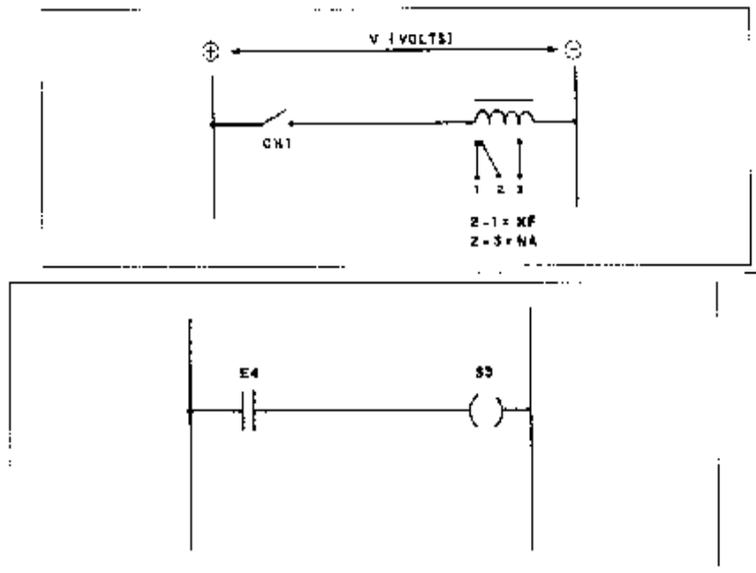


Figura 5.9:

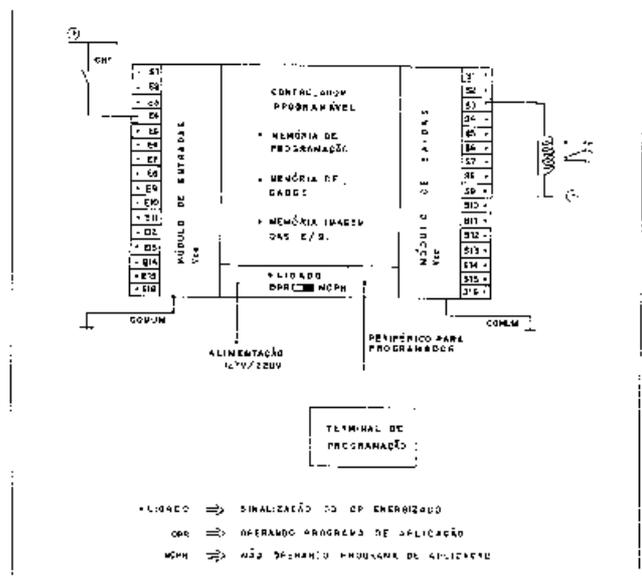


Figura 5.10:

Aplicação da lógica de Diagrama de Contatos para acionamento de um motor elétrico:

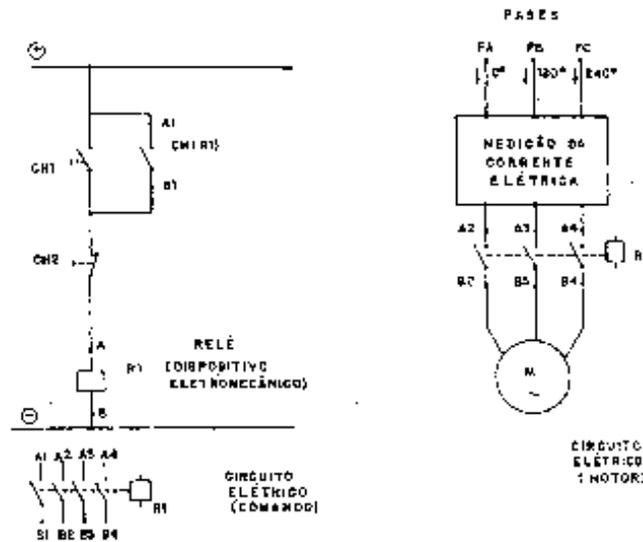


Figura 5.11:

Diagrama de Contatos correspondente:

Diagrama de ligação para o motor elétrico comandado por CLP:

Uma bobina pode ter as seguintes funções:

- ( ) — Atribuição não retentiva
- ( / ) — Atribuição negada não retentiva
- ( S ) — Ativa e retém (Set and Hold)
- ( R ) — Desativa (Reset)
- ( INC ) — Incrementa contador
- ( DEC ) — Decrementa contador
- >> — Cria um marcador de jump

### 5.2.2 LISTA DE INSTRUÇÕES (STATEMENT LIST - STL)

Ao contrário do Ladder, não é uma representação gráfica, mas a descrição literal do programa.

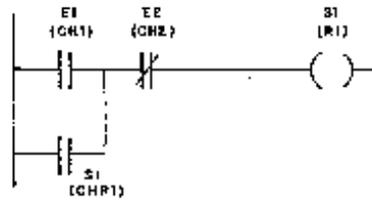


Figura 5.12:

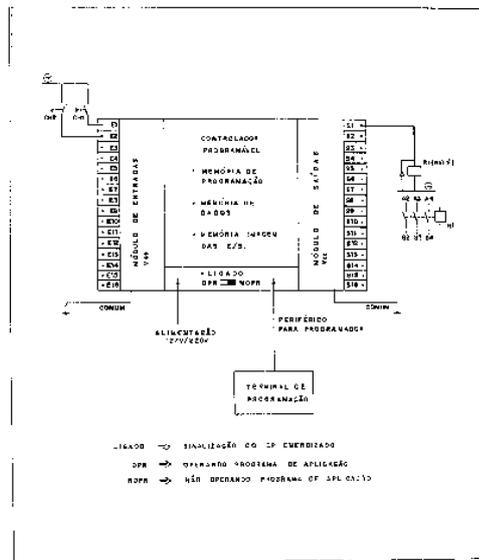


Figura 5.13:

A linguagem de programação por Lista de Instruções permite ao programador resolver tarefas de comando usando instruções simples em inglês, para descrever as operações desejadas de comando. A natureza modular da linguagem permite resolver tarefas complexas de uma maneira eficiente e de documentação própria do usuário.

Os programas de lista de instruções são construídos usando alguns elementos importantes, e o modo pelo qual os elementos são combinados tem grande influência no modo que o programa irá operar.

A lista de instruções é formada por "linhas de instrução", cada uma mostrando uma instrução individual. Uma instrução é formada por uma sentença, nível mais básico da organização do programa, sendo formada por uma parte condicional e uma parte executiva.

Exemplos de sentenças:

- a) IF E1.0 se a entrada 1.0 for ativa  
THEN SET S1.2 então ativar a saída 1.2
- b) IF E6.0 se a entrada 6.0 é ativa  
AND NE2.1 e a entrada 2.1 não é ativa  
AND S3.1 e a saída 3.1 está ligada  
THEN RESET S2.1 então desativar a saída 2.1  
RESET T6 e desativar o temporizador T6

EXEMPLO:

Acionamento de um motor elétrico visto anteriormente.

Entradas: 1 - Chave CH1 (chave de ligar)

2- Chave CH2 (chave de desligar)

Saída: 1- Energização do relé R1

· Programa:

STEP1 passo 1

IF ( E1 se a entrada 1 (CH1) está ativa  
OR S1 ) ou a saída 1 (Relé R1) está ligada  
AND NE2 e a entrada 2 (CH2) não está ativa  
THEN SET S1 então ativar a saída 1 (ligar o motor)  
JUMP TO 1 retornar ao passo STEP 1

Podemos incluir uma sinalização de motor ligado:

Saída adicional: 2 - Lâmpada de sinalização

STEP 2

IF S1

THEN SET S2

## 2.6- DISPOSITIVOS DE PROGRAMAÇÃO

A programação de CLPs é realizada através de dispositivos de programação separados que são compartilhados por vários CLPs de uma instalação.

Os controladores mais simples são programados apenas em modo off-line, através de dispositivos que após a edição do programa, o transfere para memórias EPROM que são instaladas no corpo do CLP.

Os terminais de programação mais sofisticados tem capacidade de alterar o conteúdo da memória do controlador tanto em modo off-line (edição e posterior

descarga) com no modo on-line (edição e descarga simultânea com o CLP em operação).

O uso de PCs como ferramenta de programação tem grande aceitação. Apesar dos PCs não possuírem as características de robustez necessárias para aplicação contínua em ambiente industrial, custo e grande desempenho viabilizam a sua aplicação. Além disso, o uso de redes de CLPs permite que o terminal de programação fique afastado das hostilidades do processo a ser controlado.

## 5.3 Representações Gráficas

### 5.3.1 Rede de Petri

A rede de Petri é uma ferramenta gráfica que foi concebida por Carl Adam Petri em 1962. A rede de Petri tem encontrado diversas aplicações no contexto de automatização de sistemas envolvendo eventos discretos.

A apresentação aqui segue os capítulos iniciais de Cardoso e Valette [9] e Miyagi [24].

### 5.3.2 MFG

## 5.4 Sugestões para Leitura Suplementar

## 5.5 Exercícios

1. Mudança de esteira transportadora

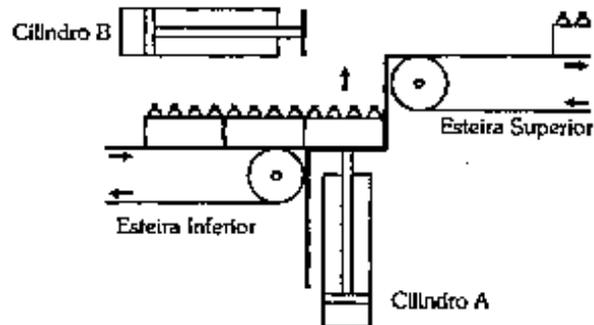


Figura 5.14:

- Cilindro A - levanta a peça da esteira inferior
- Cilindro B - empurra a peça para a esteira superior
- Passo 1 - cilindro A avança (A+)

Passo 2 - cilindro B avança (B+)

Passo 3 - cilindro A retorna (A-)

Passo 4 - cilindro B retorna (B-)

2. Controle de uma furadeira: O objetivo é automatizar uma furadeira, representada esquematicamente na figura 5.15, de modo que ao se pressionar o botão  $G$ , a furadeira é baixada ( $d = \text{down}$ ) até que a micro chave  $L$  seja ativada, quando então o movimento é revertido ( $u = \text{up}$ ) até que  $H$  seja ativada.

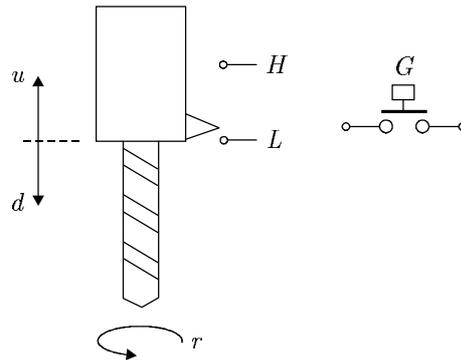


Figura 5.15: Controle de uma furadeira

**Exemplo 30** Existem várias soluções para este problema de controle de furadeira. Uma possibilidade seria conceber um Circuito Digital especialmente projetado, a ser utilizado em uma configuração como a apresentada na figura 5.16.

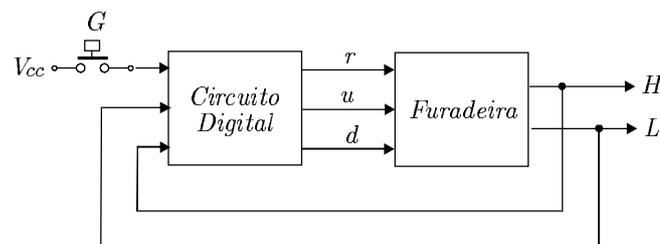


Figura 5.16: Um esquema de controle para furadeira



## Capítulo 6

# Controladores PID

A figura 6.1 ilustra um pré-aquecedor para líquidos que envolve duas malhas de controle. A malha de controle de temperatura é constituída por um transmissor de temperatura (TT) que fornece ao controlador de temperatura (TC) o valor atual da temperatura do líquido ( $\theta_1$ ). O controlador de temperatura ajusta convenientemente a abertura da válvula que, por sua vez, ajusta o fluxo de vapor na serpentina. A outra malha de controle é constituída por um transmissor de nível (LT) que fornece ao controlador de nível (LC) o valor do nível do líquido no vaso. O controlador de nível ajusta convenientemente a abertura da válvula da linha de saída do produto.

O tema deste capítulo é estudar como devem ser estes controladores que são, usualmente, do tipo PID, de modo que as especificações estabelecidas *a priori* sejam satisfeitas.

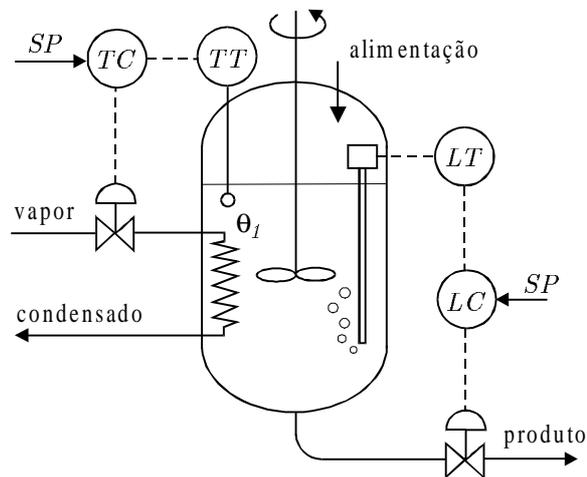


Figura 6.1: Controle de um sistema de pré-aquecimento de líquidos

## 6.1 Controladores PID

Controladores PID são amplamente utilizados na indústria. Segundo Åström e Hägglund [1], 95% dos laços em controle de processos é do tipo PID e, muitos destes são, de fato, do tipo PI.

### 6.1.1 Algoritmo básico

Um Controlador PID de tempo contínuo é caracterizado por

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de}{dt}(t) \quad (6.1)$$

ou seja, a saída é a composição de três termos. O termo integral significa que a ação de controle depende da área abaixo do sinal  $e(t)$ , conforme a figura 6.2.

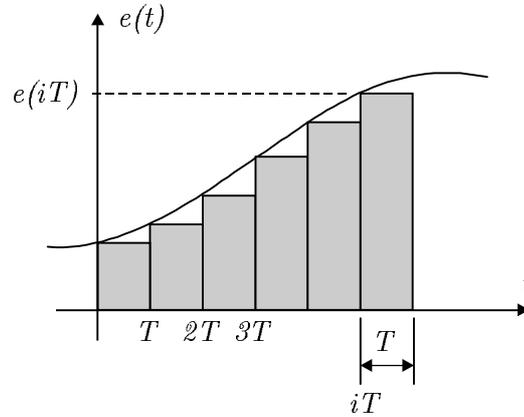


Figura 6.2: Aproximação do termo integral pela soma das áreas dos retângulos.

Esta área pode ser aproximada por uma somatória

$$\int_0^{kT} e(\tau) d\tau \simeq \sum_{i=0}^k e(iT) T \quad (6.2)$$

O termo derivativo pode ser obtido da inclinação da reta que aproxima a função  $e(t)$  no instante de interesse, como ilustrado na figura 6.3. ou seja,

$$\frac{de}{dt}(kT) \simeq \frac{e(kT) - e((k-1)T)}{T} \quad (6.3)$$

Substituindo-se as fórmulas 6.2 e 6.3 na expressão do controlador PID contínuo 6.1, obtém-se a versão discretizada que pode ser usado em sistemas microprocessados

$$u(kT) = K_P e(kT) + K_I \sum_{i=0}^k e(iT) T + K_d \frac{e(kT) - e((k-1)T)}{T} \quad (6.4)$$

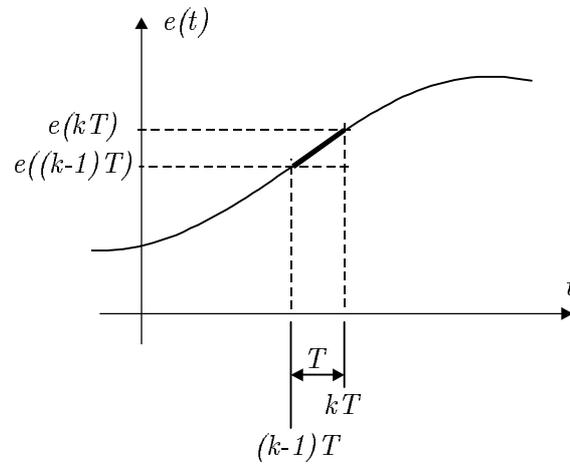


Figura 6.3: Aproximação da derivada pela inclinação da reta.

A expressão 6.4 não é conveniente para implementação digital por não ser recursiva, ou seja, o termo em somatória teria que ser calculada a cada instante. Subtraindo-se  $u((k-1)T)$  de  $u(kT)$ , tem-se

$$u(kT) - u((k-1)T) = K_P e(kT) - K_P e((k-1)T) \quad (6.5)$$

$$+ K_I T e(kT) \quad (6.6)$$

$$+ K_D \frac{-e((k-1)T) + e((k-2)T)}{T} \quad (6.7)$$

ou

$$u(kT) = u((k-1)T) + (K_P + K_I T) e(kT) \quad (6.8)$$

$$- \left( K_P + \frac{K_D}{T} \right) e((k-1)T) + \frac{K_D}{T} e((k-2)T) \quad (6.9)$$

### 6.1.2 Funções dos Termos P, I e D

#### Termo Proporcional P

#### Termo Integral I

#### Termo Derivativo D

### 6.1.3 Facilidades Adicionais

Os controladores PID utilizados na indústria incorporam facilidades adicionais como o *anti-reset wind-up* e o *bumpless transfer*.

Anti-reset wind-up

Bumpless transfer PID

Outras Funções

## 6.2 Ajuste de Controladores PID

### 6.2.1 Método da Tentativa e Erro

O sucesso do método da tentativa e erro depende dos conhecimentos e da experiência do operador humano. Uma vez que o modelamento dos atributos do operador humano é de difícil realização, não se considera nesta obra a discussão de tal método.

### 6.2.2 Métodos Heurísticos

São métodos que utilizam regras simples porém não gerais. São regras heurísticas ou empíricas, obtidas de uma grande quantidade de observação prática, porém não deduzidas de modo formal. Eventualmente, para uma classe restrita de aplicações, estas regras podem ser avaliadas de maneira quantitativa e rigorosa. No entanto, a idéia é utilizá-los em contextos mais amplos, considerando-se que estas regras oferecem, ainda, soluções adequadas.

#### Método de Ziegler-Nichols

Controladores PID são muito utilizados na prática e muitas vezes são ajustados por tentativa e erro, a partir da experiência prévia do instrumentista. Porém, um método que não depende da experiência prévia do instrumentista e que proporciona uma sintonização adequada em um grande número de processos é o de Ziegler-Nichols, proposto em 1942.

Há dois procedimentos para aplicação do método de Ziegler-Nichols: da Curva de Reação e do Limiar de Oscilação

**Método da Curva de Reação** Estando o controlador em manual, aplica-se um degrau e a partir da resposta, denominada curva de reação, obtém-se os parâmetros  $\alpha$  e  $\beta$ , como visto na figura 6.4

- A partir de  $\alpha$  e  $\beta$  os ganhos  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $K_D$  são obtidos diretamente de

Controlador	$K_P$	$K_I$	$K_D$
$P$	$\frac{1}{\alpha}$		
$PI$	$\frac{0.9}{\alpha}$	$\frac{0.9}{3\alpha\beta}$	
$PID$	$\frac{1.2}{\alpha}$	$\frac{1.2}{2\alpha\beta}$	$\frac{1.2\beta}{2\alpha}$

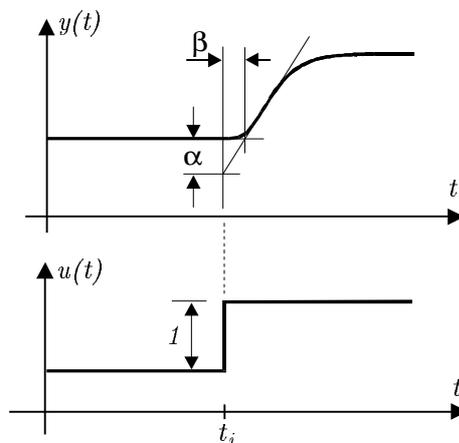


Figura 6.4: Curva de Reação

### Método do Limiar de Oscilação

Estando o controlador em automático, faz-se  $K_I = 0$  e  $K_D = 0$ . Ajusta-se, então,  $K_P$  até que a saída seja oscilatória com amplitude constante como visto na figura 6.5

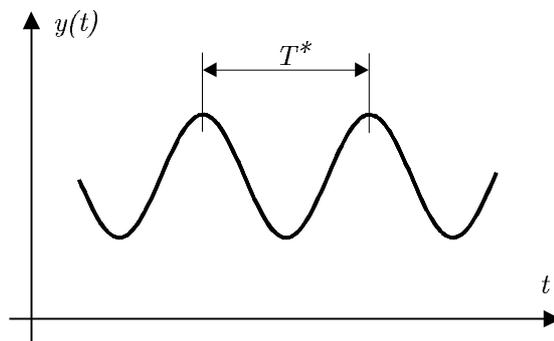


Figura 6.5: Limiar de Oscilação

O ganho  $K_P$  que corresponde a esta oscilação de amplitude constante é denotado  $K^*$  e o período  $T^*$ . Nestas condições, os ganhos  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $K_D$  são obtidos diretamente de

Controlador	$K_P$	$K_I$	$K_D$
$P$	$0.5K^*$		
$PI$	$0.4K^*$	$\frac{K^*}{2T^*}$	
$PID$	$0.6K^*$	$\frac{1.2K^*}{T^*}$	$0.72K^*T^*$

O método da curva de reação é aplicável a plantas que são estáveis para entradas tipo degrau, às vezes chamados de auto-regulados.

O método do limiar da oscilação pode ser utilizado para sintonia automática de controladores. Inicialmente o controlador é ajustado no modo proporcional com ganho muito grande, de modo que se comporte como relé. Se houver oscilação, o seu período é associado a  $T^*$  e a sua amplitude  $Y$  fornece

$$K^* = \frac{4M}{\pi Y} \quad (6.10)$$

em vista do método da linearização harmônica.

O método de Ziegler-Nichols é particularmente eficaz no controle de plantas do tipo

$$G_P(s) = \frac{K e^{-sT}}{s + a} \quad (6.11)$$

### 6.2.3 Métodos Iterativos

São métodos que exigem intensa participação do projetista que, a cada passo, deve tomar decisões sobre as alternativas quanto às escolhas dos parâmetros, das ferramentas, das simplificações, etc. As tarefas do projetista podem ser reduzidas significativamente com o uso de programas de computador como o ©*MATLAB*.

### 6.2.4 Métodos Numéricos

#### Método das Desigualdades de Zakian

O método proposto por Zakian consiste em expressar as especificações de desempenho em termos de desigualdades a serem satisfeitas pelas grandezas envolvidas, quando o controlador encontra-se sintonizado adequadamente. Nestas condições, faz-se uma busca numérica dos parâmetros do controlador, de modo que todas as desigualdades sejam satisfeitas. Por exemplo, quando o controlador é do tipo PID, como ilustrado na figura ??, a tarefa seria de obter valores adequados para  $K_P$ ,  $K_I$  e  $K_D$ , de modo que desigualdades do tipo

$$\begin{aligned} g_1(K_P, K_I, K_D) &= \text{tempo de subida} \leq t_r^{\max} \\ g_2(K_P, K_I, K_D) &= \text{erro de regime} \leq e^{\max}(\infty) \\ g_3(K_P, K_I, K_D) &= \text{sobressinal} \leq M_P^{\max} \\ g_3(K_P, K_I, K_D) &= - \text{margem de fase} \leq -MF^{\max} \end{aligned}$$

A busca por valores dos parâmetros que permite a satisfação de todas as desigualdades pode ser realizada numericamente pelo método das fronteiras móveis, combinado com técnicas de geração de direções, como o de Rosenbrock e o de Hooke-Jeeves. Aqui, descreve-se um algoritmo mais simples, onde a busca é realizada na direção dos eixos do sistema de coordenadas.

**Método das Fronteiras Móveis** Considere o conjunto de desigualdades

$$g_i(\theta) \leq c_i \quad i = 1, 2, \dots, m$$

e defina a região viável como sendo o conjunto

$$V = \{\theta | g_i(\theta) \leq c_i \quad i = 1, 2, \dots, m\}$$

cuja fronteira é caracterizada por

$$Fr[V] = \{\theta | g_i(\theta) = c_i \quad i = 1, 2, \dots, m\}$$

A partir de uma escolha inicial arbitrária  $\theta_0$ , deseja-se gerar uma seqüência  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$ , de modo que

$$g_i(\theta_{k+1}) \leq g_i(\theta_k) \quad i = 1, 2, \dots, m$$

e

$$g_i(\theta_N) \leq c_i \quad i = 1, 2, \dots, m$$

Ainda que para uma dada iteração  $k$ ,  $\theta_k$  não esteja na região viável, pode-se imaginá-lo como pertencente a uma região maior, com fronteiras dilatadas e, gerando-se  $\theta_{k+1}$  de forma adequada, este estaria em uma região menor, o que corresponderia a uma movimentação das fronteiras, justificando o nome do algoritmo.

A busca é realizada, nestas condições, seguindo-se os seguintes passos:

1. Escolher  $tol > 0$ ,  $h_{\max} > tol$  e  $\theta_0 \in R^n$ . Fazer  $k = 0$ .

2. **novo-d:**

Fazer  $\Delta\theta_k = 0$ .

3. Para  $j = 1, \dots, n$

Fazer  $h = h_{\max}$

**novo-h:**

Se  $|h| < tol$  Então  $h = 0$ .

Fazer  $\theta_{k+1} = \theta_k + h d^j$

Fazer  $contador = 0$

Para  $i = 1, \dots, m$

Se  $g_i(\theta_{k+1}) < g_i(\theta_k)$  Então Fazer  $contador = contador + 1$

Próximo  $i$

Se  $contador = m$  Então Fazer  $\Delta\theta_k^j = h$  e Próximo  $j$

Se  $contador < m$  Então Fazer  $h = -\frac{h}{2}$  e retornar ao **novo-h**.

Próximo  $j$

4. Fazer  $\theta_{k+1} = \theta_k + \Delta\theta_k$

5. Se  $g_i(\theta_{k+1}) < g_i(\theta_k) \quad \forall i = 1, 2, \dots, m$  Então **fim**.

Senão Fazer  $k = k + 1$  e retornar a **novo-d**.

### Otimização Numérica

A otimização numérica pode ser utilizada para automatizar a busca de parâmetros de controladores. A figura ?? ilustra o caso em que o vetor de parâmetros  $\theta$  deve ser ajustado de modo que, o controlador e a planta, em malha fechada, aproximem as características do modelo.

Uma medida objetiva de quão boa está a aproximação pode ser fornecida por índices de desempenho do tipo

$$J(\theta) = \int_0^{\infty} d^2(\tau) d\tau$$

que deve ser minimizada, através da escolha de  $\theta$ . No caso, deseja-se que a diferença  $d(t)$  entre a saída do modelo  $y_m(t)$  e  $y(t)$  seja pequena, no sentido de integral do quadrado.

**Poliedros Flexíveis** Um algoritmo de otimização que requer poucas informações sobre a função  $J(s)$  é o de poliedros flexíveis, ou de Nelder e Mead.

### Algoritmos Genéticos

## 6.3 Controle Cascata

A figura 6.6 apresenta uma configuração denominada de cascata: na parte superior tem-se uma malha simples com apenas 1 controlador, enquanto na parte inferior, tem-se dois controladores, denominados de mestre e escravo (ou primário e secundário). O controlador ( $TC_1$ ) mestre ajusta a referência do escravo ( $TC_2$ ) que, então atua sobre o processo.

O diagrama de blocos da estrutura de controle cascata encontra-se na figura 6.7, onde são reconhecidas duas malhas, denominadas de interna e externa. Embora ambos os controladores tenham sido denotados por ( $TC$ ), lembrando que fazem parte de uma estrutura de controle de temperatura, note que o controlador escravo ( $TC_2$ ) é, na verdade, um controlador de fluxo ( $FC$ ). Enquanto as malhas de controle de temperatura tendem a ser lentas devido à inércia térmica, malhas de controle de fluxo tendem a ter respostas rápidas. Logo, no controle em cascata, usualmente utiliza-se uma frequência natural maior (mais rápido) na malha interna (controlador escravo ou secundário), enquanto a malha externa (controlador mestre ou primário) utiliza frequências menores (mais lentos). Usualmente procede-se a sintonização começando pela malha interna, de modo que as perturbações são compensadas rapidamente..

## 6.4 Controladores Comerciais

Controladores utilizados na prática podem ser mecânicos, pneumáticos, hidráulicos, eletrônicos analógicos e eletrônicos digitais. Embora os controladores eletrô-

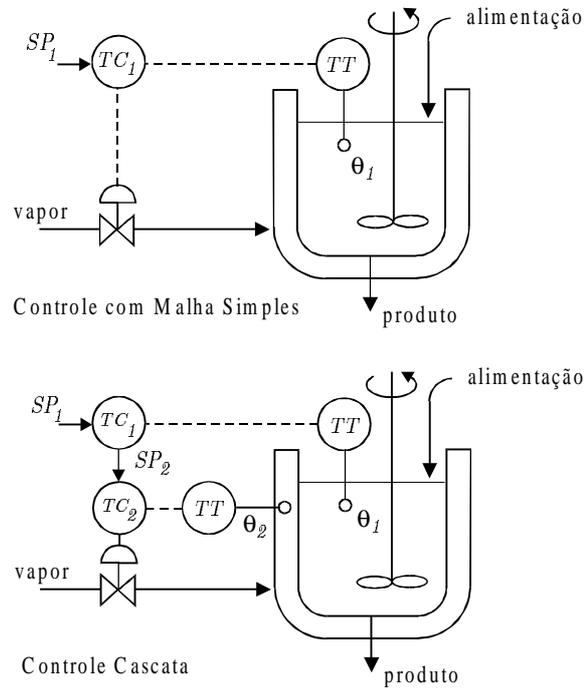


Figura 6.6: Controle em Malha Simples e em Cascata

cos tenham se disseminado com grande momentum, há ainda diversas plantas que utilizam controladores pneumáticos.

#### 6.4.1 Controladores Pneumáticos

Um dos principais elementos empregados em controladores pneumáticos é o conjunto bocal-palheta, ilustrado na figura 6.8.

O arranjo visto na figura 6.9 é um controlador proporcional, ou seja,

$$p_c = K_P e \quad (6.12)$$

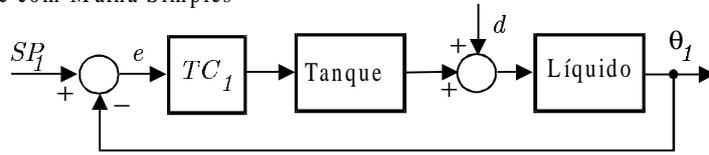
O controlador visto na figura 6.10 realiza uma função do tipo PID, ou seja,

$$p_c = K_P e + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de}{dt} \quad (6.13)$$

#### 6.4.2 Controladores Eletrônicos Analógicos

Os controladores (eletrônicos) analógicos buscam implementar a relação  $e(t) \rightarrow u(t)$ , conforme a expressão 6.1, através de circuitos. Geralmente utilizam-se

Controle com Malha Simples



Controle Cascata

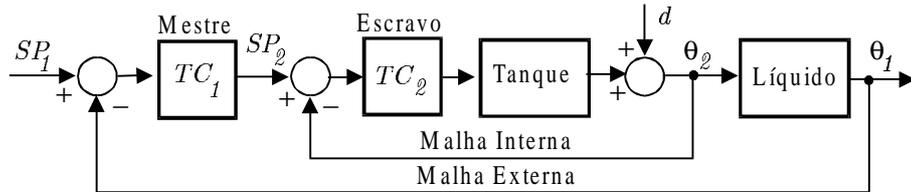


Figura 6.7: Diagrama de Blocos do Esquema de Controle em Cascata

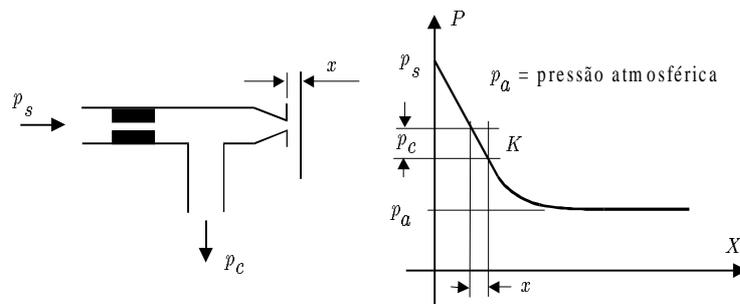


Figura 6.8: Conjunto Bocal-Palheta, muito utilizado em dispositivos fluídicos

OpAmps nestes circuitos pela facilidade que estes oferecem. Um problema a ser superado é o da sensibilidade do termo derivativo aos ruídos. Em geral, os ruídos possuem componentes de alta frequência (flutuam rapidamente). Logo, as suas derivadas são sinais de grande intensidade. Uma solução seria incluir um filtro passa-baixas para reduzir o efeito dos ruídos.

O filtro mais simples é o de 1ª ordem

$$\frac{de_f}{dt}(t) = -\omega_c e_f(t) + \omega_c e_r(t) \quad (6.14)$$

onde  $e_f(t)$  é o sinal filtrado e  $e_r(t)$  é o sinal ruidoso. Utilizando-se  $e_f(t)$  no

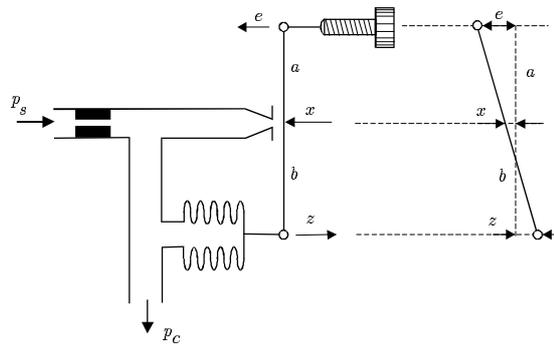


Figura 6.9: Controlador Proporcional

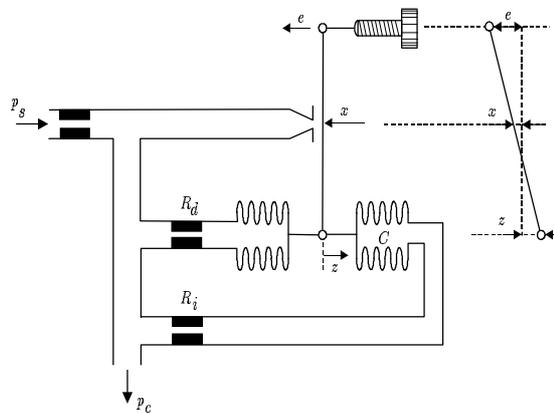


Figura 6.10: Controlador PID pneumático

lugar de  $e(t)$  na expressão do controlador PID, equação 6.1, tem-se que

$$u(t) = K_P e_f(t) + K_I \int_0^t e_f(\tau) d\tau + K_d \frac{de_f}{dt}(t) \quad (6.15)$$

$$= K_P e_f(t) + K_I \int_0^t e_f(\tau) d\tau + K_d (-\omega_c e_f(t) + \omega_c e_r(t)) \quad (6.16)$$

A figura 6.11 apresenta um circuito empregando OpAmps que realiza as

expressões 6.14 e 6.15, onde se deve ter

$$\frac{1}{R_1 C} = \omega_c \quad (6.17)$$

$$\frac{R}{R_2 R_6 C} = K_I \quad (6.18)$$

$$\frac{R^2}{R_3 R_7} = K_P \quad (6.19)$$

$$\frac{R}{R_5} = K_d \omega_c \quad (6.20)$$

$$\frac{R^2}{R_7 R_4} = K_d \omega_c \quad (6.21)$$

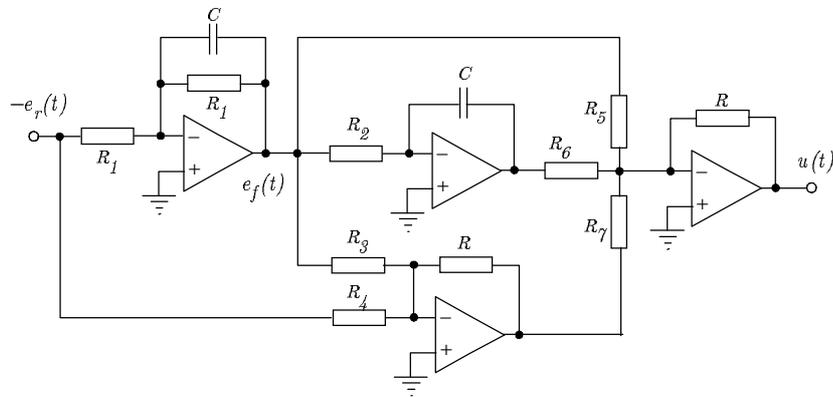


Figura 6.11: Controlador PID dotado de filtro passa baixa, implementado com OpAmps.

### 6.4.3 Controladores Eletrônicos Digitais

Os controladores (eletrônicos) digitais são, na sua essência, computadores dotados de interfaces que permitem ler os valores numéricos das grandezas físicas medidas (geralmente tensões e correntes) e fornecer sinais que são empregados para acionar os atuadores. Neste caso, o computador realizaria, simplesmente, os cálculos da expressão 6.9.

As grandezas analógicas (usualmente tensões) são transformadas em uma representação digital (usualmente binária) através de conversores A/D (Analogico-Digital). Os resultados dos cálculos feitos realizados pelo computador, portanto em uma representação digital (usualmente binária) são transformados em grandezas analógicas (usualmente tensões), através de conversores D/A (Digital-Analógico). A seguir são apresentados alguns circuitos típicos de conversores D/A e A/D.

### Conversão D/A

Considerando a representação binária de um número  $X$  com  $n$  bits

$$X = b_{n-1}2^{n-1} + \dots + b_12^1 + b_02^0 \quad (6.22)$$

e supondo que, no circuito, cada  $b_k = 1$  significa que o terminal da posição  $k$  está com  $+5V$  e  $b_k = 0$  significa que o terminal da posição  $k$  está com  $+0V$ , a tensão correspondente a  $X$  seria obtida por mera soma ponderada, onde os pesos seriam proporcionais a  $2^k$ . A constante de proporcionalidade  $\alpha$  dependeria da construção do circuito. Por exemplo, supondo  $n = 4$  e  $X = 10_{base\ 10} = 1010_{base\ 2}$ , ou seja,

$$1010_{base\ 2} = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 \quad (6.23)$$

a tensão correspondente seria

$$X_{volts} = 5 \times (\alpha 2^3) + 0 \times (\alpha 2^2) + 5 \times (\alpha 2^1) + 0 \times (\alpha 2^0) \quad (6.24)$$

$$= \alpha 50V \quad (6.25)$$

Considerando o circuito somador utilizando OpAmp, já visto anteriormente, um conversor D/A simples seria como a ilustrada na figura 6.12. As chaves  $b_1$  a  $b_4$  seriam abertas ou fechadas, de acordo com o valor assumido pelo  $b_k$ , 0 ou 5V.

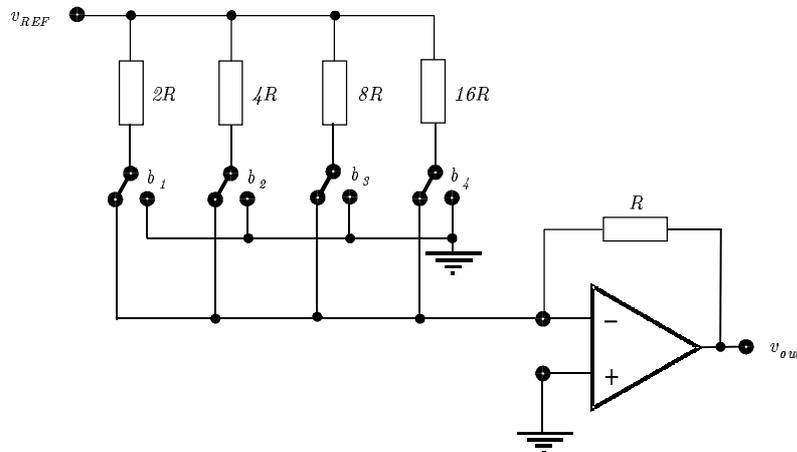


Figura 6.12: Um conversor D/A do tipo somador, onde os pesos são proporcionais às potências de 2.

Um problema apresentado por este tipo de conversor D/A é que as resistências utilizadas possuem valores muito diferentes. Por exemplo, em um conversor

de 10 bits, a relação entre o maior e o menor resistor seria de 512. Logo, qualquer incerteza no valor do resistor maior (por exemplo de 1%), já mascararia o efeito do resistor menor.

Um arranjo de resistores que resolve este problema é a rede R-2R, ilustrada na figura 6.13. Neste arranjo, todos os resistores estão na mesma faixa e existem redes comerciais calibrados com precisão no mercado.

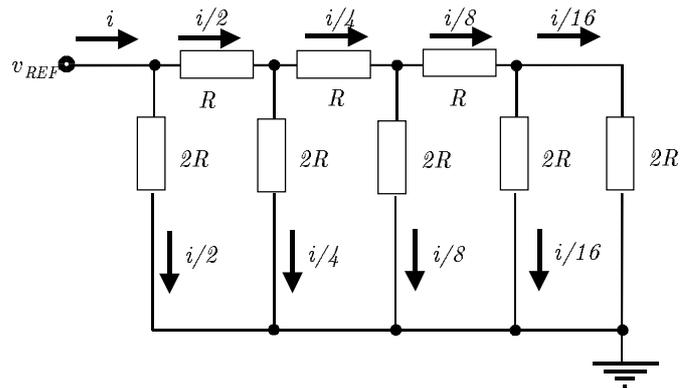


Figura 6.13: Circuito R-2R utilizado em conversores D/A.

Nota-se que as correntes que são drenadas para a terra, em cada ramo da rede R-2R, é da forma  $i/2^k$ . A idéia é, então, construir um circuito que possa somar as correntes dos ramos que correspondem a  $b_k = 1$ . O circuito da figura 6.14 realiza esta tarefa.

### Conversão A/D

- Conversor A/D tipo Contador

Uma forma simples de obter uma representação binária do valor de uma tensão ( $v_{in}$ ) é através do uso de contadores. Considere o circuito da figura 6.15. Suponha, de início, que o contador foi zerado e está no modo UP. A saída do contador é, então, incrementado a cada pulso do relógio. Esta saída é aplicada à entrada de um conversor D/A. Se a saída do contador ainda não atingiu o valor da tensão  $v_{in}$ , o contador continua a ser incrementado. Caso a saída do contador ultrapasse o valor  $v_{in}$ , a saída do comparador atua sobre o terminal UP/DOWN. A desvantagem deste circuito é que o tempo de conversão depende de  $v_{in}$ . Quanto maior for o valor de  $v_{in}$ , mais tempo demorará até que o contador totalize o valor correspondente de pulsos do relógio.

- Conversor A/D do tipo Aproximações Sucessivas

O circuito é similar ao conversor tipo contador, exceto pelo fato de que existe, agora, um circuito lógico que altera o conteúdo de um registrador de

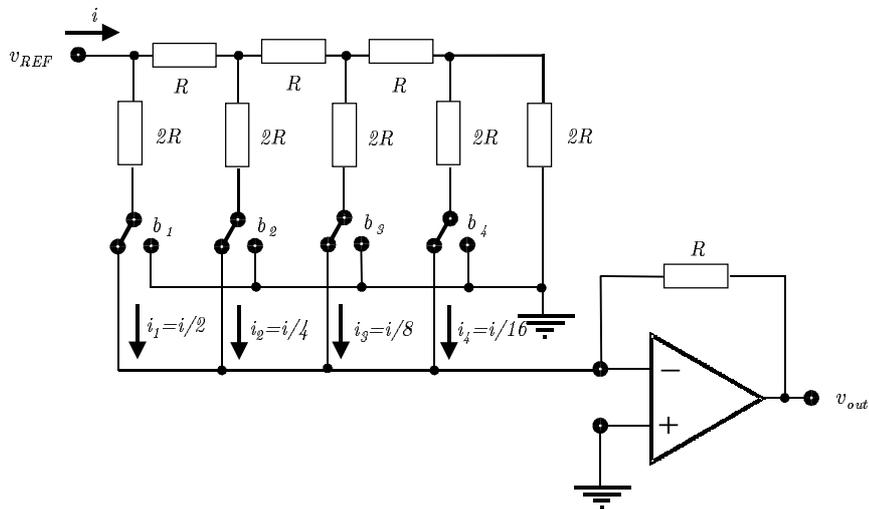


Figura 6.14: Conversor D/A utilizando uma rede de resistências R-2R.

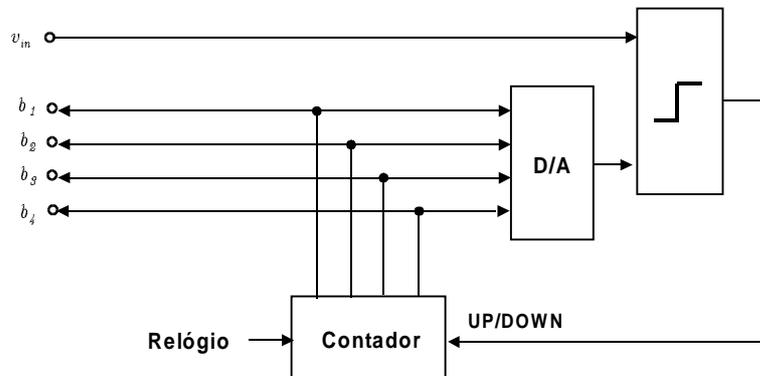


Figura 6.15: Conversor A/D utilizando um contador UP/DOWN e um D/A.

modo mais eficiente. Ao iniciar a conversão, o circuito lógico ativa o bit mais significativo do registrador, no caso  $b_1$  (vide figura 6.17), obtendo-se a saída 1000. A saída do registrador é aplicada à entrada do conversor D/A. Caso o valor da tensão correspondente à representação digital 1000 seja maior que  $v_{in}$ , o circuito lógico desativa este bit. Caso contrário, mantém este bit ativado. No caso do exemplo ilustrado na figura 6.17, o bit  $b_1$  foi mantido ativado. No pulso seguinte do relógio, o bit seguinte,  $b_2$  é ativado. Novamente, o circuito lógico desativa ou não este bit, dependendo do resultado da comparação entre a tensão correspondente à representação digital 1100 e  $v_{in}$ . No caso do exemplo,  $b_2$  foi desativado. Prossegue-se, sucessivamente, até o bit menos significativo,  $b_4$ . No exemplo, o resultado final é  $b_1b_2b_3b_4 = 1011_{base\ 2}$ .

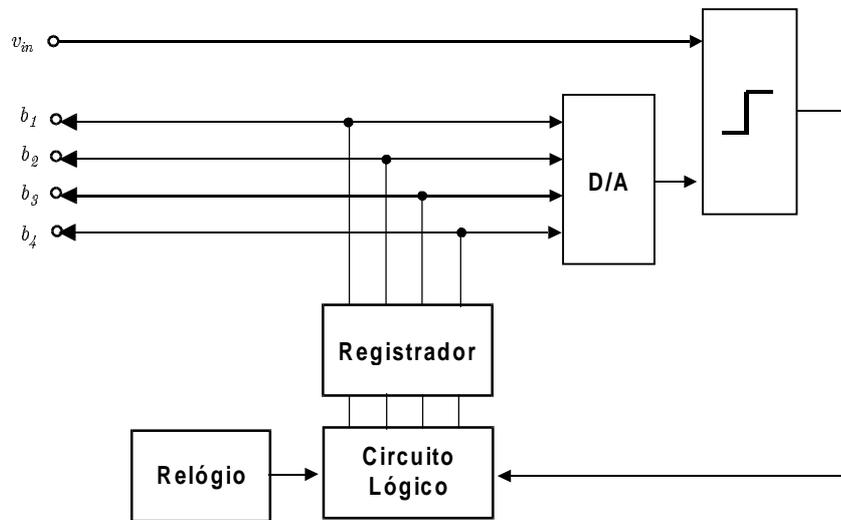


Figura 6.16: Conversor A/D utilizando aproximações sucessivas.

A vantagem deste circuito é que o tempo de conversão é fixo. A complicação adicional introduzida com o circuito lógico que ativa ou desativa os bits é de pouca importância para a tecnologia de circuitos integrados modernos. Assim, conversores A/D utilizando o método da aproximação sucessiva desfruta de grande popularidade onde se deseja velocidades e precisões moderadas (<1 Mhz e <12 bits).

- Conversor A/D tipo Dupla Rampa (Dual Slope)

Este circuito compara os tempos de integração (em termos de número de pulsos de relógio) da tensão de entrada  $v_{in}$  (assumida constante) e  $v_{ref}$ , uma tensão de referência. Como a integral de um sinal constante é uma rampa cuja inclinação depende do seu valor, é possível estabelecer uma relação entre  $v_{in}$  e  $v_{ref}$ . A partir do zero, o sinal  $v_{in}$  é integrado por um período de tempo fixo,

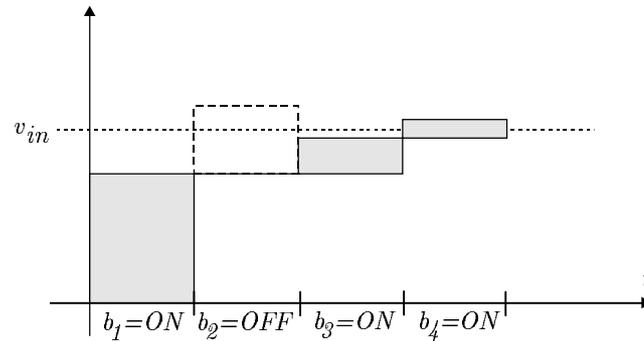


Figura 6.17: Sequência de comparações de tensões em um conversor A/D do tipo aproximações sucessivas.

durante o qual o relógio gera  $N_{in}$  pulsos. A entrada é, então, chaveada de  $v_{in}$  para  $v_{ref}$  e conta-se o número de pulsos do relógio  $N_{ref}$  até que  $v_x$  atinge o valor 0. A figura 6.18 apresenta um circuito esquemático deste método. A partir da forma de onda observada em  $v_x$ , constata-se que

$$\frac{N_{in}}{N_{ref}} = \frac{v_{ref}}{v_{in}} \quad (6.26)$$

ou seja,

$$v_{in} = \frac{N_{ref}}{N_{in}} v_{ref} \quad (6.27)$$

A vantagem deste conversor é a sua grande imunidade ao ruído. Desde que a média do sinal aditivo de ruído em  $v_{in}$  seja 0, ela é quase que totalmente eliminada pelo integrador. A desvantagem é o tempo de conversão, mas este circuito possui grande popularidade em controle de processos, onde a questão do ruído é relevante e as velocidades exigidas não são, muitas vezes, grandes.

- Conversor A/D tipo Comparador (Flash Converter)

Este circuito utiliza uma rede resistiva divisora de tensão e um banco de comparadores, conforme ilustrado na figura 6.19. Visto que os comparadores operam em paralelo, o tempo de conversão é muito grande, justificando o nome *flash converter*. A desvantagem é a necessidade de utilizar  $2^n$  comparadores, onde  $n$  é o número de bits. No exemplo,  $n = 3$  e o circuito possui  $2^3 = 8$  comparadores. Por outro lado, a moderna tecnologia de circuitos integrados tem possibilitado a construção de conversores *flash* com um número considerável de bits (por exemplo, 10).

- Conversor A/D utilizando *Pipeline*

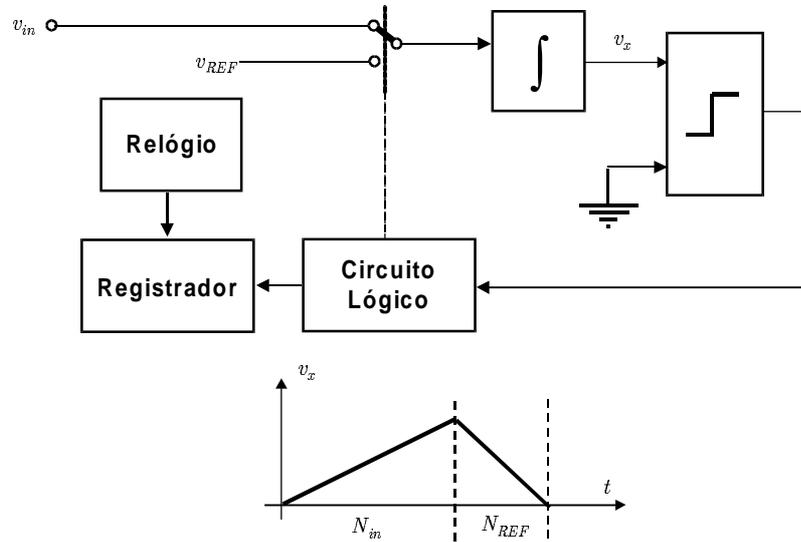


Figura 6.18: Esquema básico de um conversor A/D do tipo integrador ou dupla rampa.

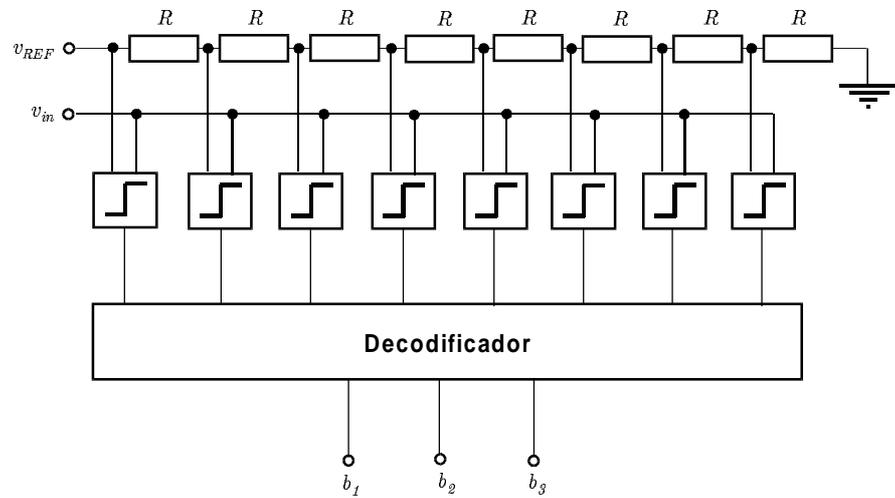


Figura 6.19: Esquema de um conversor A/D rápido de 3 bits baseado em comparadores (flash converter).

Conversores que utilizam *pipeline* tentam combinar as filosofias dos circuitos comparadores com as aproximações sequenciais. A figura 6.20 ilustra o exemplo de um conversor de 12 bits, onde cada estágio utiliza um conversor *flash* de 3 bits. No primeiro estágio, a tensão é grosseiramente convertida com a utilização de um A/D de 3 bits. O resultado desta conversão ( $b_1 b_2 b_3$ ) é reconvertida para uma tensão analógica. Devido ao fato de se ter utilizado apenas 3 bits, há um significativo erro de conversão. Este erro é calculado e multiplicado por 4, escalonando-o para valores adequados para processamento pelo estágio 2.

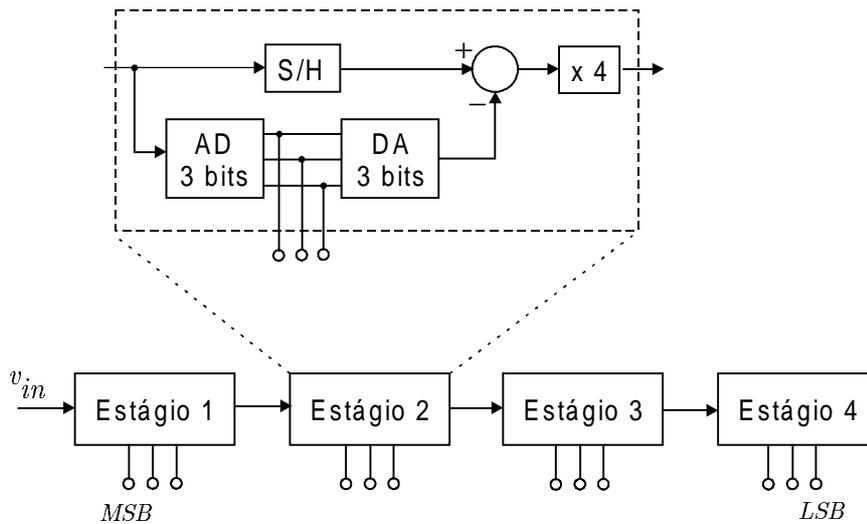


Figura 6.20: Conversor A/D utilizando conceito de pipeline

- Conversor A/D usando Modulação Sigma-Delta

O conversor que utiliza a modulação sigma-delta tem como base os conceitos de *oversampling* e *noise shaping*. A teoria de processamento digital de sinais que permite precisar estes conceitos foge ao escopo desta obra. Intuitivamente, o ruído devido ao erro de quantização possui um espectro de potência que se distribui em uma faixa de frequências entre 0 e  $f_s/2$ , onde  $f_s$  é a frequência de amostragem. Fazendo-se *oversampling* de um fator  $k$ , o ruído passa a ocupar uma faixa maior, de 0 e  $kf_s/2$ . Com a utilização de *noise shaping* (conseguido através do circuito utilizando o integrador na figura 6.21), deforma-se o espectro de modo que o ruído fique concentrado nas frequências mais elevadas, de modo que pode ser removido por filtros digitais passa baixa. Com este mecanismo de redução drástica do ruído devido ao erro de quantização é possível obter conversores A/D com grande número de bits (16 a 24). Conforme ilustrado na figura 6.22, a saída 0 e  $f_s/2$  (ou  $r$ ) é um string de bits, onde a média é proporcional a  $v_{in}$ . A informação na forma digital pode ser recuperada, por

exemplo, por um contador. No caso ilustrado na figura 6.21, um *string* de 1 bit/6.4MHz é transformado em 16 bits/100kHz.

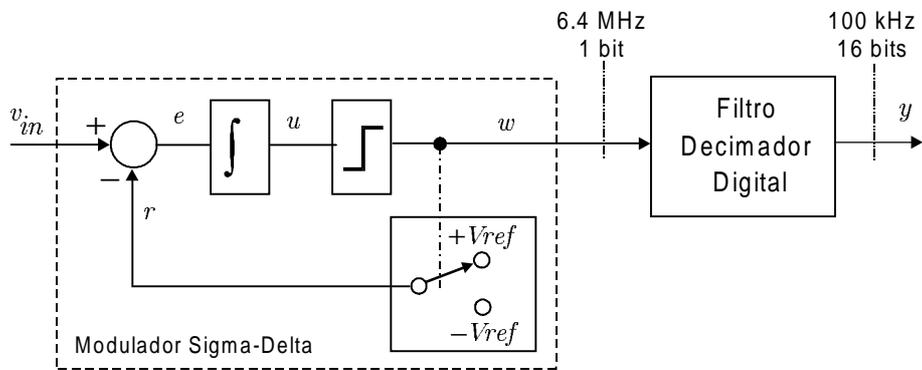


Figura 6.21: Conversor A/D utilizando modulação sigma-delta de primeira ordem.

## 6.5 Sugestões para Leitura Suplementar

## 6.6 Exercícios

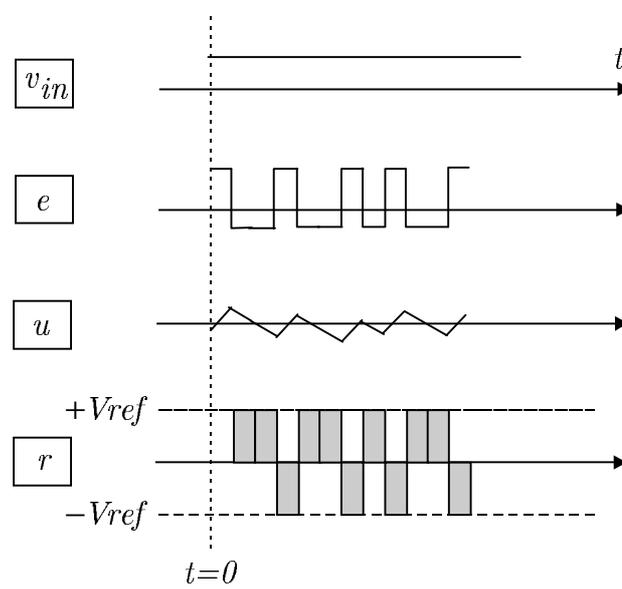


Figura 6.22: Formas de onda vistas no modulador sigma-delta.



## Capítulo 7

# Controladores Especiais

Além de PID, existem outros controladores utilizados industrialmente.

### 7.1 Controladores Feedforward

São controladores ( $G_C(s)$ ) onde a variável manipulada  $u$  é calculada somente a partir dos valores da referência  $r$ , conforme ilustrado na figura 7.1.

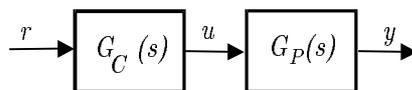


Figura 7.1: Controlador Feedforward

Como operam em malha aberta, não são capazes de realizar correções quando há incertezas que não haviam sido consideradas.

**Exemplo 31** *Semáforo:* Um sistema de semáforo onde os tempos de verde e vermelho são fixos não poderia, por exemplo, adequar-se a um tráfego alterado devido a um acidente.

**Exemplo 32** *Farmacoterapia:* A utilização de doses fixas de medicamentos pode resultar em concentrações diferentes do princípio ativo para diferentes pacientes, eventualmente com aumento de efeitos colaterais. Usualmente, em crianças, a dose é ajustada de acordo com o peso corporal.

**Exemplo 33** *Telecurso:* As lições são transmitidas nos horários marcados, não importando se os alunos estando ou não acompanhando os programas.

## 7.2 Controladores envolvendo chaveamentos

Os sistemas de controle utilizados na indústria envolvem, com freqüência, ações de chaveamentos (comutações, liga-desliga), muitas vezes for razões de segurança.

Considere, por exemplo, a estrutura utilizada para controle de um compressor, ilustrado na figura 7.2.

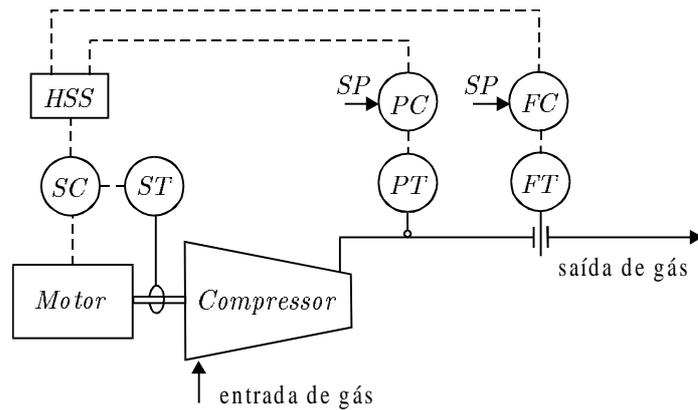


Figura 7.2: Controle override para proteção de compressor

Como um outro exemplo que utiliza idéias bastante semelhantes, considere o sistema de controle de um gerador de vapor, ilustrado na figura 7.3.

Quando a pressão do gás de saída do compressor ultrapassa um valor pré-ajustado, o controle passa a ser exercido pela malha de pressão, ao invés da malha de fluxo, através da chave HSS ativada por valores altos.

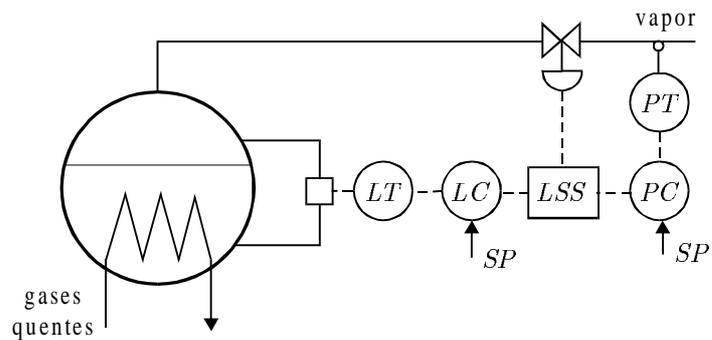


Figura 7.3: Controle override para proteção de geradores de vapor

Inicialmente o controle busca manter a pressão na linha de vapor. Quando o nível se torna muito baixo, o controle passa a ser exercido pela malha de nível.

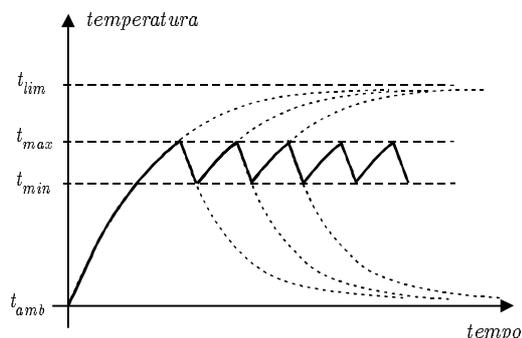


Figura 7.4: Gráfico da temperatura de um ferro de passar roupas controlado por uma chave baseada em bimetal.

### 7.2.1 Controladores Liga-Desliga

Controladores Liga-Desliga são muito populares devido ao baixo custo, além da facilidade de projeto e de manutenção.

**Exemplo 34 Ferro Elétrico:** Os ferros elétricos para passar roupas utilizam, em geral, uma chave baseada em bimetal que apresenta histerese. Assim, quando a temperatura do ferro é menor que um determinado valor  $t_{\min}$  (ajustado pelo usuário) a resistência de aquecimento é ligada. Quando a temperatura ultrapassa  $t_{\max}$  a resistência é desligada. Observa-se, neste caso, uma oscilação de temperatura entre os valores  $t_{\min}$  e  $t_{\max}$ , conforme visto em 7.4.

### 7.2.2 Controlador de Razão

Uma modalidade de controlador de 2 graus de liberdade muito utilizada na prática (embora não seja linear) é o controlador de razão. Como motivação inicial, considere um reator como a ilustrada na figura 7.5, onde o objetivo é manter a relação estequiométrica



Caso as concentrações ( $[A]$  e  $[B]$ ) dos reagentes sejam fixas e invariantes no tempo, corresponde a manter constante a relação entre as vazões  $v_A$  e  $v_B$  dos reagentes

$$\frac{v_A}{v_B} = R \quad (7.2)$$

A figura 7.6 apresenta uma forma de se implementar um controlador de razão, de modo que os reagentes A e B sejam introduzidos no reator na proporção estequiométrica caracterizada por  $R$ .

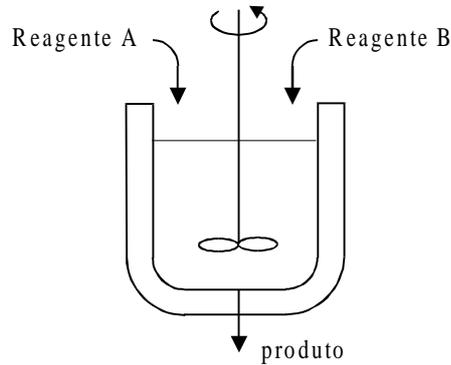


Figura 7.5: Um reator simples

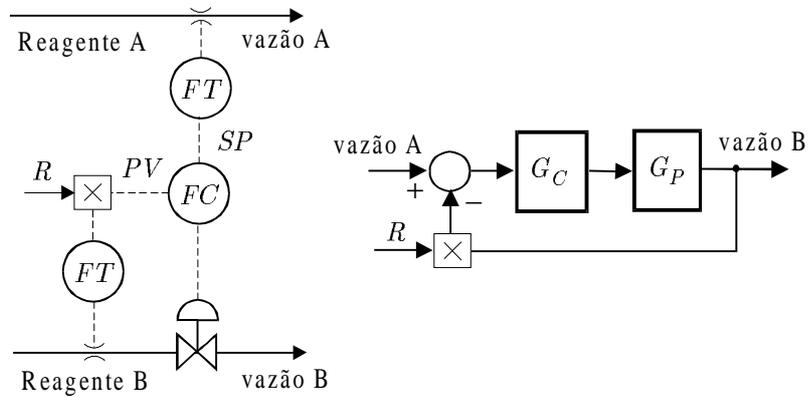


Figura 7.6: Representação esquemática e em diagrama de blocos do controle de razão

### 7.2.3 Limite Cruzado

Um arranjo particularmente importante é o chamado limite cruzado. Considere inicialmente um esquema de controle onde se utiliza um controle de razão simples.

Nota-se que na figura 7.7 que a sequência de eventos como resposta a  $P \uparrow$  é  $v_{combustível} \downarrow \Rightarrow v_{ar} \downarrow \Rightarrow (chama) \downarrow$ . Em particular, é importante observar que a vazão de combustível tende a cair antes da vazão do ar. Porém, quando  $P \downarrow$  é  $v_{combustível} \uparrow \Rightarrow v_{ar} \uparrow \Rightarrow (chama) \uparrow$ . Neste caso, há um aumento na vazão do combustível que é acompanhado pelo aumento na vazão de ar, mas com atraso. Entrementes, ocorre combustão incompleta, com possível emissão de CO e, eventualmente acúmulo de combustível na câmara. Este problema pode ser resolvido com a adoção do controle com limite cruzado, esquematizado

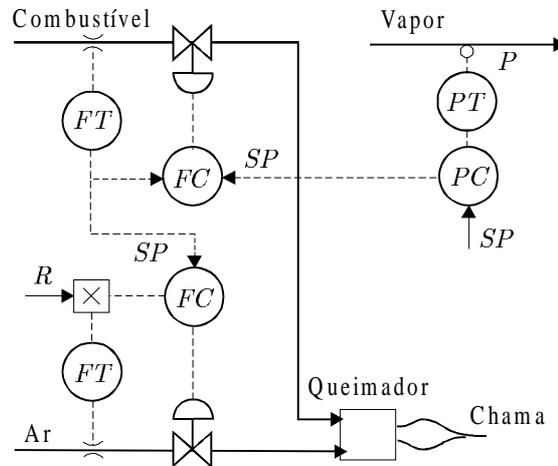


Figura 7.7: Controle do Queimador sem Limite Cruzado

na figura 7.8.

## 7.3 Controladores Baseados em Modelos (MPC)

### 7.4 Controladores empregando IA

As ferramentas da área inteligência artificial como sistemas especialistas, redes neurais, computação evolutiva e lógica nebulosa podem ser utilizadas para dotar sistemas de controle automático de novas capacidades como aprendizado autônomo, decisão na presença de incertezas e adaptação a situações inéditas, entre outras.

#### 7.4.1 Controladores Neurais

As redes neurais são constituídas de um grande número de unidades simples de processamento, chamadas de neurônios, que estando interconectados, são capazes de realizar tarefas mais complexas, incluindo a representação de conhecimentos. As redes neurais são, portanto, ferramentas para processamento distribuído, onde tarefas de maior porte são executadas como o resultado coletivo de tarefas mais elementares realizados por cada neurônio.

Um neurônio geral encontra-se representado na figura 7.9. Possui como entrada um vetor  $x = [x_1 \dots x_m]$  e produz uma saída  $y$ . A saída  $y$  é calculada a

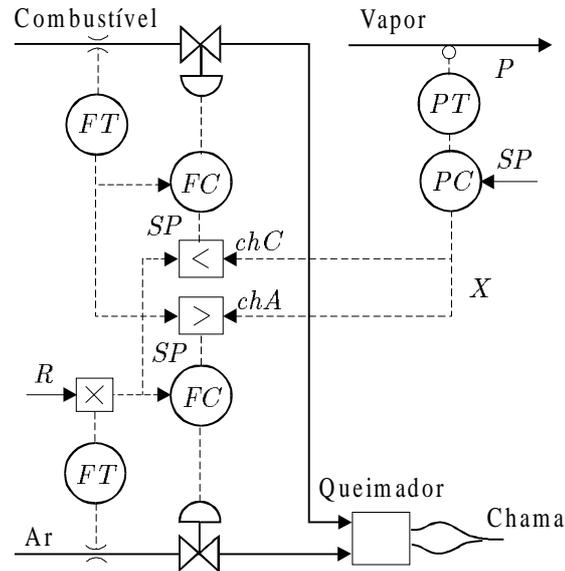


Figura 7.8: Controle de Queimador com Limite Cruzado

partir de  $x$  e de um sinal  $b$  chamado de *bias*, através de equações da forma

$$\begin{aligned} y(t) &= h(a(t), b(t)) \\ a(t + \Delta t) &= g(a(t), net(t)) \\ net(t) &= f(w_1 * x_1(t), \dots, w_m * x_m(t)) \end{aligned}$$

onde  $h : R \times R \rightarrow R$ ,  $g : R \times R \rightarrow R$ ,  $f : R^m \rightarrow R$  e  $*$   $\in \{\times, +, -, \vee\}$ .

**Exemplo 35** *Neurônio Linear*

$$\begin{aligned} f(w_1 * x_1(t), \dots, w_m * x_m(t)) &= w_1 x_1(t) + \dots + w_m x_m(t) \\ g(a(t), net(t)) &= net(t) \\ h(a(t), b) &= a(t) + b \end{aligned}$$

**Exemplo 36** *Neurônio com Função de Ativação Sigmoideal*

$$\begin{aligned} f(w_1 * x_1(t), \dots, w_m * x_m(t)) &= w_1 x_1(t) + \dots + w_m x_m(t) \\ g(a(t), net(t)) &= net(t) \\ h(a(t), b) &= \frac{1}{1 + \exp(-a(t) + b)} \end{aligned}$$

Alternativamente, poder-se-ia empregar

$$h(a(t), b) = \tanh(-a(t) + b)$$

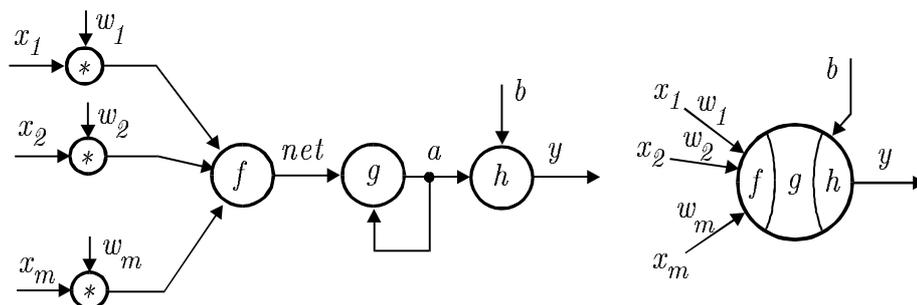


Figura 7.9: Um neurônio geral e sua representação compacta.

**Exemplo 37** *Neurônio com Função de Base Radial*

$$f(w_1 * x_1(t), \dots, w_m * x_m(t)) = \frac{1}{\tau} \sum_{i=1}^m \|x_i(t) - w_i\|^2$$

$$g(a(t), net(t)) = net(t)$$

$$h(a(t), b) = \exp(-a^2(t))$$

onde a operação  $*$  corresponde a  $-$ .

A figura 7.10 apresenta um exemplo de rede neural, obtida pela interconexão de 5 neurônios e que produz 3 sinais de saída ( $y_1, y_2, y_3$ ) em resposta a uma excitação com dois componentes ( $e_1, e_2$ ).

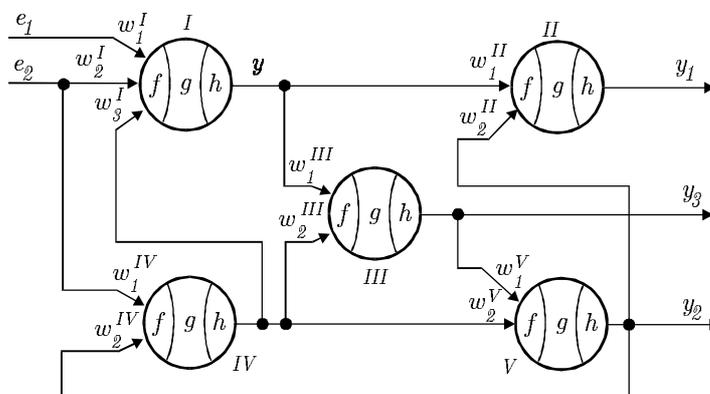


Figura 7.10: Uma rede neural com 5 neurônios, 3 saídas e 2 entradas

**Teorema 38** (de Cybenko): *Seja  $f : [0, 1]^n \rightarrow R$  uma função contínua e  $\sigma :$*

$R \rightarrow R$  uma função sigmoideal. Então, dado um  $\varepsilon > 0$ , existe

$$f^{RN}(x, w) = \sum_{j=1}^N v^j \sigma \left( (w^j)^T x + b^j \right)$$

onde  $w^j \in R^n, b^j \in R$  e  $v^j \in R$  de forma que

$$|f^{RN}(x, w) - f(x)| \leq \varepsilon \quad \forall x \in [0, 1]^n$$

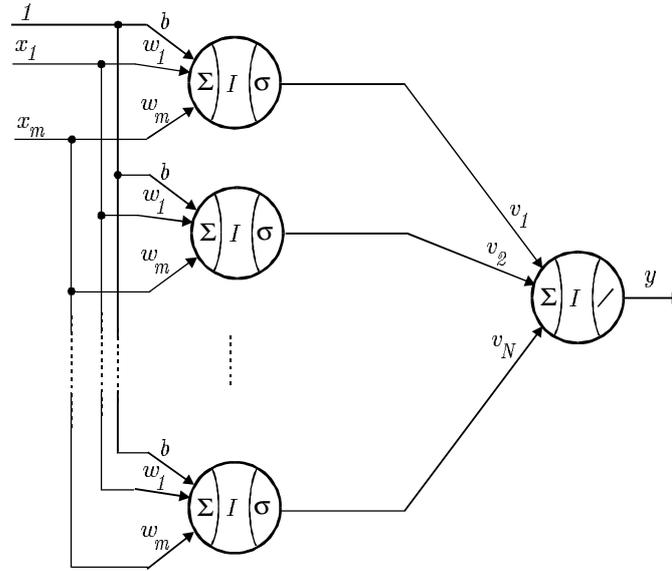


Figura 7.11: Aproximação universal por uma rede de neural composta por neurônios com funções de ativação sigmoideais e lineares

Em vista do Teorema de Cybenko 38, uma rede neural do tipo apresentado na figura 7.11 é uma função  $(x_1, \dots, x_n) \rightarrow y$ , cujas características podem ser ajustadas pela escolha dos pesos  $w = (w^1, \dots, w^N)$ .

**Teorema 39** (Aproximação Universal por uma rede com Funções de Base Radial)

Considere um conjunto compacto  $S \subset R^n$  e uma função  $f : S \rightarrow R$ . Então, dado  $\varepsilon > 0$ , existem constantes  $v_1, \dots, v_N \in R$  e centróides  $w_1, \dots, w_N \in R^n$ , tais que

$$f^{RBF}(x, w, v) = \sum_{i=1}^N v_i G(x - w_i)$$

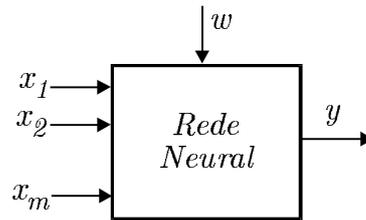


Figura 7.12: Rede Neural como uma função cujas características são ajustadas através de pesos  $w$ .

satisfaz, para  $\forall x \in S$ ,

$$|f^{RBF}(x, w, v) - f(x)| < \varepsilon$$

onde

$$G(x - w_i) = \exp\left(- (x - w_i)^T (x - w_i)\right)$$

#### 7.4.2 Controladores Baseados em Conhecimento

Muitas vezes, embora não se disponha de um modelo matemático para o processo, operadores humanos são capazes de realizar controle manual, com base em conhecimentos adquiridos com a sua experiência. Nestes casos, pode ser viável a representação destes conhecimentos através de ferramentas próprias de Inteligência Artificial, de modo que os operadores humanos seja liberados de tarefas insalubres, cansativas, repetitivas ou longas. Além disso, os seus conhecimentos podem ser reproduzidos, armazenados e distribuídos.

Uma forma de representar conhecimentos faz uso de regras de produção do tipo

Se {condições} Então {ações}

#### 7.4.3 Controladores Nebulosos

Muitas tarefas executadas por operadores humanos utilizam regras onde as condições e as ações são expressas de forma simbólica, através de valores baseados em senso comum. Por exemplo, um instrutor de auto-escola pode sugerir ações como *mais um pouco à direita*, *pise forte no freio*, *ande mais lento*, etc... Por outro lado, um controlador convencional estaria trabalhando com informações do tipo *posição do veículo = -0.3m*, *pressão nos cilindros do freio = 1200psi* ou *velocidade < 25km/h*, etc... Uma vez que não parece ser adequado considerar como *lenta* uma velocidade de 24.9km/h e *rápida* uma de 25.01km/h, define-se o conjunto nebuloso de valores de velocidade considerados

lentos através de uma função de pertinência. A figura 7.13 mostra, à esquerda, um conjunto clássico, caracterizado pela função indicadora  $I_A$ , definida por

$$I_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{se } x \in A \\ 0 & \text{se } x \notin A \end{cases}$$

No caso de conjuntos nebulosos, utiliza-se uma função  $\mu_A(x)$  que atribui o grau de pertinência do ponto  $x$  ao conjunto  $A$ , como ilustrado à direita da figura 7.13.

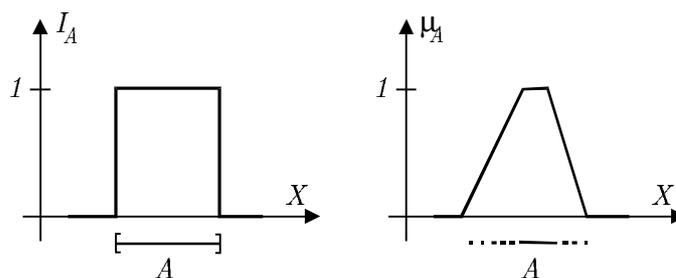


Figura 7.13: Comparação entre um conjunto no sentido clássico e um conjunto nebuloso.

Utilizando-se os conjuntos nebulosos, podem ser caracterizadas expressões como erro-grande-negativo (EG-), erro-mediano-negativo (EM-), erro-pequeno (EP), erro-mediano-positivo (EM+) e erro-grande-positivo (EG+), como ilustra a figura 7.14.

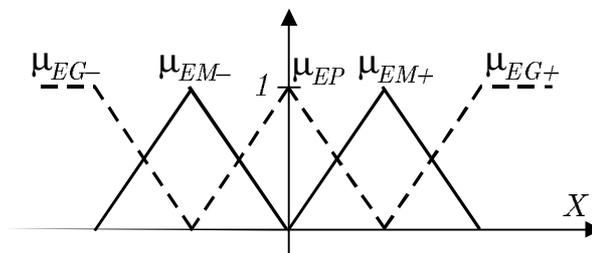


Figura 7.14: Funções de pertinência para caracterizar linguisticamente uma grandeza positiva/negativa, pequena/mediana/grande.

Um controlador nebuloso com estrutura tipo Mamdani encontra-se ilustrado na figura 7.15, onde as entradas são os sinais  $e_1$  e  $e_2$  e a saída é o sinal  $u$ . No exemplo, são ilustradas apenas duas regras (1 e 2).

A relação entre a saída e a entrada de um controlador nebuloso pode ser alterada modificando-se as funções de pertinência ou adotando-se um conjunto diferente de regras. Tal fato encontra-se ilustrado na figura 7.16.

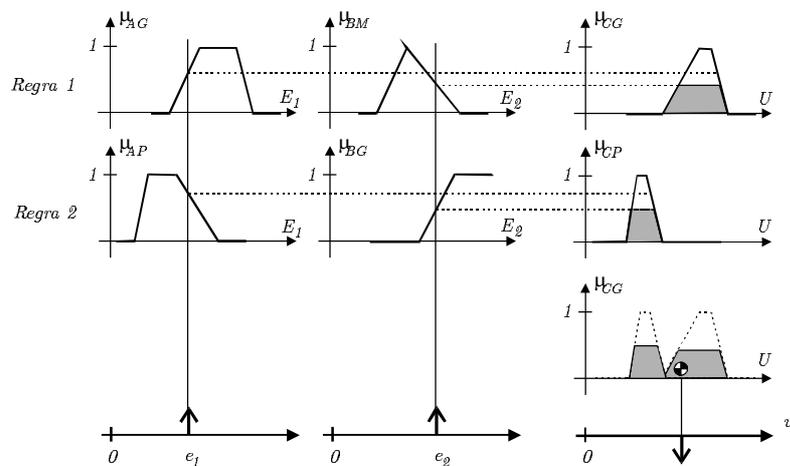


Figura 7.15: Controlador nebuloso com estrutura tipo Mamdani.

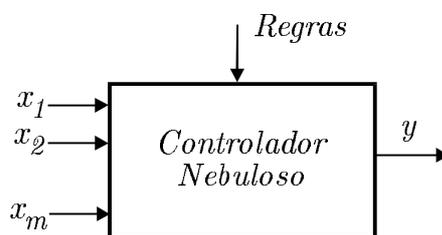


Figura 7.16: Controlador nebuloso como Aproximador Universal, ajustado mediante uma seleção conveniente de regras.

Uma outra estrutura utilizada com sucesso em controladores nebulosos é a de Takagi-Sugeno-Kang, ilustrada na figura 7.17.

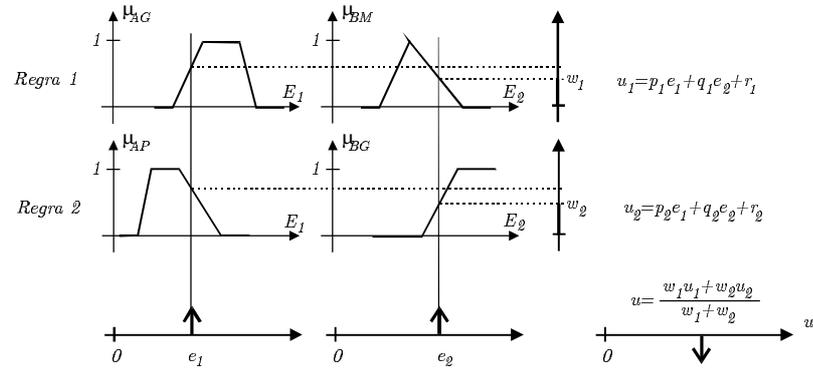


Figura 7.17: Controlador nebuloso com estrutura tipo Takagi-Sugeno-Kang.

## 7.5 Controladores Avançados

### 7.5.1 Controladores Ótimos

### 7.5.2 Controladores Adaptativos

### 7.5.3 Controladores Robustos

### 7.5.4 Detecção, Identificação e Acomodação de Falhas

## 7.6 Sugestões para Leitura Suplementar

## 7.7 Exercícios

## Capítulo 8

# Controle por Computador

Computadores Digitais têm sido empregados em tarefas de Controle Automático em função de apresentarem diversas vantagens em relação a sistemas baseados em Alavancas e Cames, ou Circuitos Elétricos, Pneumáticos ou Hidráulicos. Entre outras, os controladores automáticos baseados em Tecnologia Digital podem apresentar as seguintes vantagens:

- Possibilidade de realizar funções complexas de controle (por exemplo, controladores tolerantes a falhas) e de tratamento de sinais (por exemplo, fusão de sensores). De fato, técnicas de inteligência artificial podem ser incluídas nessas funções de controle e tratamento de sinais, por exemplo em mecanismos de escalonamento de ganhos, de seleção automática dos sensores ativos, de reorganização on-line de controladores e outros.
- Facilidade de alteração dos controladores, permitindo versatilidade na adaptação e incorporação de melhorias no sistema. Uma vez que o hardware está instalado, a troca do controlador seria apenas um processo de substituição do programa antigo de computador por uma versão atualizada.
- Facilidade de Comunicação, Monitoração a Distância, Telecomando, incluindo possibilidades para segurança na comunicação de dados (por exemplo com códigos corretores de erros, mensagens criptografadas), racionalização da utilização dos canais (por exemplo, empregando multiplexagem para transmitir os sinais de mais baixa frequência com períodos maiores de amostragem), aproveitamento de redes já existentes, e outros.
- Portabilidade, uma vez que as interfaces dos computadores com a instrumentação de campo têm sido, progressivamente, padronizadas.
- Facilidade para Validação dos Projetos de Controladores (por exemplo, empregando técnicas de Hardware In-Line), para depuração dos códigos (por exemplo, empregando Ferramentas de Engenharia de Software), e para manutenção (por exemplo, através de análise dos dados registrados

em memórias de massa como o disco magnético, com emprego de Data-Loggers)

- Melhoria da Confiabilidade no Controle de Processos (por exemplo, pela utilização de Cães de Guarda (Watch Dogs), Redundância de Máquina, Rotinas para Auto Diagnóstico, Códigos Corretores de Erros). Ressalte-se, ainda, que detalhes de construção como a Eliminação de Partes Móveis, Gabinetes Selados, Resfriamento por Trocador de Calor, Películas Anti-Corrosivas, Blindagem Eletrostática, Seleção de Componentes de Melhor Qualidade, Mecanismos de Proteção Contra Surtos e Curtos, entre outros, também ajudam a melhorar a confiabilidade. Ainda, frequentemente se emprega o processo de Burn-In. Por outro lado, as próprias técnicas de IA podem ser empregadas para detecção, identificação e acomodação de falhas.
- Possibilidade de Aliar o Processamento Simbólico com o Numérico (por exemplo, amalgamando Expert Systems com Rotinas Numéricas de Otimização). A vantagem, neste caso, entre outras, é o aproveitamento de conhecimentos heurísticos do operador humano.
- Eficácia na Interação Homem-Máquina, através de técnicas de comunicação visual, interfaces multimídia e outras. Novamente aqui as técnicas de inteligência artificial podem ser utilizadas, quer para prover melhorias no treinamento, quer para facilitar as operações ou para auxiliar a manutenção.
- Controladores empregando Inteligência Artificial

As ferramentas da área inteligência artificial como sistemas especialistas, redes neurais, computação evolutiva e lógica nebulosa podem ser utilizadas para dotar sistemas de controle automático de novas capacidades como aprendizado autônomo, decisão na presença de incertezas e adaptação a situações inéditas, entre outras.

- Controladores Neurais
- Controladores Nebulosos
- Sistemas Baseados em Conhecimento
- Algoritmos Genéticos

## **8.1 Controle Direto Digital**

## **8.2 Controle Supervisório**

## **8.3 Controle Distribuído**

## **8.4 Micro-Controladores**

## **8.5 DSP em Controle**

## **8.6 Sugestões para Leitura Suplementar**

A utilização de inteligência artificial em sistemas de controle é estudada em Shaw e Simões [30] e Nascimento Jr. e Yoneyama [25].

## **8.7 Exercícios**



## Capítulo 9

# Comunicação de Dados

### 9.1 Fieldbus

Fieldbus é um termo que descreve redes digitais de comunicação de dados, concebidos para substituir as linhas de 4-20 mA. São utilizados para conectar dispositivos tais como controladores, atuadores e sensores.

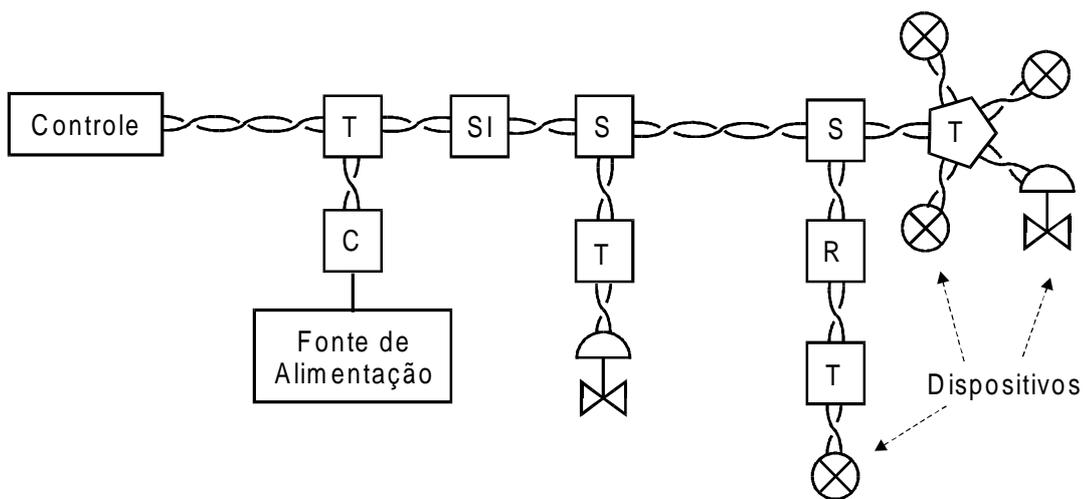


Figura 9.1: Esquema ilustrando os principais elementos do fieldbus.

Na figura 9.1, SI são barreiras de segurança intrínseca, S são *spurs*, R são repetidores e T são terminadores. Estes são interligados por pares de fios trançados e blindados, 18 AWG,  $100 \Omega \pm 20\%$  em 31.25 kHz,

As redes Fieldbus são:

- digitais

- bi-direcionais
- multidrop
- serial

As normas e a padronização internacional são formalmente suportadas pelo IECISA SP50 Fieldbus Committee que congrega a Instrument Society of America (ISA), International Electrotechnical Commission (IEC), Profibus (Alemanha) e FIP (França). Os dois grupos principais na área de Fieldbus, ISP (Interoperable Systems Project) e WorldFIP (Factory Instrumentation Protocol) juntaram forças em 1994, tornando-se Fieldbus Foundation.

## 9.2 Ethernet Industrial

A tendência moderna é interligar eletronicamente os diversos setores de um complexo industrial, incluindo-se o chão de fábrica e os escritórios gerenciais, de modo que todo o processo produtivo esteja integrado. Sistemas ERP, CRM e SCM poderiam trocar informações de forma eficiente com os diversos setores como o de produção, embalagem, armazenamento, manutenção, vendas e outros, melhorando a resposta às necessidades do cliente.

## 9.3 Sugestões para Leitura Suplementar

## 9.4 Exercícios

# Capítulo 10

## Prólogo

### 10.1 Marcos Históricos

O desenvolvimento da área de sistemas de controle e automação acompanha o progresso da tecnologia e o desenvolvimento da humanidade. Assim, por exemplo, de um lado o desenvolvimento de máquinas a vapor controladas alavanca decisivamente o progresso da humanidade, e por outro lado, eventos como a II Guerra Mundial, produz necessidade de se concentrar esforços para desenvolvimento de novas armas e, por conseguinte, melhores sistemas de controle. Se a implementação de controladores mais sofisticados tornou-se possível graças ao desenvolvimento de microprocessadores, a própria fabricação de microprocessadores mais complexos tornou-se viável graças a sistemas sofisticados de controle de processos.

Embora questionável, costuma-se denominar o período até 1960 de clássico, onde a utilização de computadores digitais era pequena e os projetos faziam uso de gráficos, heurística e, eventualmente, fórmulas fechadas. O período posterior a 1960 é denominado moderno, onde a ampla disponibilidade de computadores digitais aliado a emergência de técnicas baseadas no espaço de estados permitiu a implementação de controladores sofisticados, utilizados, por exemplo, no programa Apollo. Métodos do período moderno que fazem amplo uso de resposta em frequência, utilizando valores singulares, são referidos como neo-clássicos. Os termos clássico, moderno e neo-clássico são aqui apresentados apenas para facilitar a leitura de alguns textos que os utilizam.

A lista cronológica que segue pretende apenas ilustrar o progresso da área de sistemas de controle e automação e certamente sofre de omissões importantes. Os estudiosos da área de história podem obter informações mais completas em [23], [4] e [5].

- 270 A.C. Ktesibios inventa um controlador de nível para relógio de água, baseado em boia e válvula.
- 1624 Cornelius Drebbel inventa reguladores de temperatura para fornalhas e para incubadoras de ovos

- 1681 D. Papin inventou um mecanismo de segurança para panelas de pressão e uma versão aperfeiçoada foi utilizada para regulação de pressão em máquinas a vapor.
- 1758 Patente obtido por J. Brindley de um sistema de boia e válvula para regular o nível de água de tubulões para caldeiras a vapor.
- 1769 J. Watt inventa uma máquina a vapor automatizada, mais eficiente que a máquina de T. Newcomen de 1712 que era controlada manualmente. A máquina a vapor, juntamente com sistemas de controle automático para a sua regulação, marcam o início da revolução industrial.
- 1788 J. Watt completa o desenvolvimento do mecanismo de regulação de velocidade de rotação de máquinas a vapor utilizando esferas suspensas por haste e submetidas a força centrífuga.
- 1775 A. Cummings patenteia, no Reino Unido, um mecanismo de descarga para latrinas. Embora simples do ponto de vista tecnológico, produziu um impacto gigantesco em termos de higiene e, em conseqüência, na saúde pública.
- 1840 G. B. Airy, astrônomo, inventa um mecanismo para apontagem de telescópios, compensando automaticamente a rotação da Terra. Tendo notado que o seu mecanismo apresentava oscilações, propôs uma discussão sobre a instabilidade de sistemas de malha fechada e introduziu a utilização de equações diferenciais para a sua análise.
- 1868 J.C. Maxwell apresenta o primeiro artigo com uma análise matemática rigorosa de um sistema de controle realimentado.
- 1877 E.J Routh apresenta um método numérico para verificar se um sistema possui polos no semi-plano esquerdo.
- 1877 I.I. Vishnegradsky analisou a estabilidade de reguladores utilizando equações diferenciais, independentemente de J.C. Maxwell.
- 1893 A.B. Stodola estudou a regulação de uma turbina de água utilizando as técnicas desenvolvidas por Vishnegradsky.
- 1892 A.M. Lyapunov estudou a estabilidade de equações diferenciais não-lineares utilizando a noção de energia generalizada.
- 1898 O. Heaviside apresenta o cálculo operacional e estuda o comportamento transitório de sistemas, introduzindo o conceito análogo ao de função de transferência.
- 1910 E. A. Sperry inventa o giroscópio que então utiliza para estabilização de navios.
- 1914 E. H. Bristol inventa um amplificador pneumático utilizando plalheta e bocais.

- 1922 N. Minorsky introduz o controlador de três termos, mais tarde popularizados como controladores PID.
- 1927 H.S. Black utiliza realimentação negativa para reduzir a distorção em amplificadores.
- 1932 H. Nyquist propõe a teoria da regeneração para projeto de amplificadores estáveis e apresenta o critério de estabilidade de Nyquist.
- 1934 H. L. Hazen publica *Teoria de Servomechanismos*.
- 1938 H.W. Bode utiliza a resposta em frequência para análise de estabilidade em malha fechada e introduz as noções de margem de ganho e de fase.
- 1942 N. Wiener utiliza processos estocásticos para modelamento e análise de sistemas de processamento de informação e desenvolve o filtro ótimo estocástico.
- 1942 J.G. Ziegler e N.B. Nichols propõem regras heurísticas para sintonização de controladores tipo PID.
- 1947 N. B. Nichols desenvolve a Carta de Nichols para projeto gráfico de sistemas de controle.
- 1947 H.M. James, N.B. Nichols e R.S. Phillips organizam um texto com base nos trabalhos desenvolvidos na época da II Grande Guerra no M.I.T. Radiation Lab.
- 1948 W.R. Evans concebe o método do lugar geométrico das raízes.
- 1948 J. von Neumann dirigiu a construção de um computador digital com programa armazenado em Princeton.
- 1952 J.R. Ragazzini e L.A. Zadeh propõe métodos para análise de sistemas de tempo discreto.
- 1952 R. Bellman concebe a programação dinâmica para resolver problemas de controle ótimo de sistemas discretos no tempo.
- 1956 L.S. Pontryagin desenvolve o princípio do máximo para solução de problemas de controle ótimo.
- 1958 R.E. Kalman desenvolve um controlador auto-otimizante.
- 1960 Ocorre em Moscow a primeira conferência do International Federation of Automatic Control (IFAC).
- 1960 C.S. Draper inventa um sistema de navegação inercial baseado em giroscópios e acelerômetros.

- 1960 R. E. Kalman trata dos problemas de regulador linear quadrático e do filtro de Kalman.
- 1960 J. P. LaSalle mostra a natureza bang-bang de soluções de problema de controle ótimo de mínimo tempo.
- 1960 A. A. Feldbaum desenvolve a teoria de controle dual, onde se demonstra a necessidade do adequado balanceamento entre o desempenho em termos de controle e em termos de estimação dos parâmetros do sistema.
- 1962 V.M. Popov desenvolve um critério para estabilidade absoluta de sistemas.
- 1962 O controle direto digital é utilizado pela ICI no Reino Unido
- 1962 H.J. Kushner obtém condições de otimalidade para sistemas estocásticos.
- 1963 G Zames obtém condições de estabilidade na forma do teorema de pequenos ganhos.
- 1965 L.A. Zadeh introduz a lógica nebulosa.
- 1966 P.C. Parks propõe o projeto de controladores adaptativos com modelos de referência (MRAC) utilizando teoria de Lyapunov.
- 1966 H Rosenbrock desenvolve métodos no domínio da frequência para tratar sistemas lineares multivariáveis.
- 1970 P.A. Brunovsky investiga formas canônicas.
- 1971 D.G. Luenberger obtém resultados sobre observadores.
- 1972 V.I.Utkin sistematiza a utilização de controles chaveados e modos de escorregamento em controle.
- 1972 M. Fujisaki, G. Kallianpur e H. Kunita obtém a solução para o problema de filtragem não-linear.
- 1973 K.J. Åström e B. Wittenmark publicam o artigo clássico sobre reguladores auto-sintonizáveis.
- 1974 D.C. Youla caracteriza a classe de controladores que estabiliza um sistema linear multivariáveis.
- 1974 E.H. Mamdani desenvolve um controlador nebuloso.
- 1976 G. Zames propõe a utilização de funções de sensibilidade ponderadas e norma  $H_\infty$  para solução de problemas de robustez.
- 1981 J. Doyle e G. Stein utilizam o conceito de valores singulares para projeto de sistemas lineares multivariáveis robustos.

- 1985 J.J. Hopfield e D.W. Tank apresentam uma rede neural capaz de realizar tarefas de otimização.
- 1986 D.E. Rumelhart, G.E. Hinton e R.J. Williams desenvolvem o algoritmo de propagação retrógrada de erros para treinamento de redes neurais multicamadas.
- 1988 K. Glover e J.C. Doyle obtêm fórmulas no espaço de estado para problema de controle  $H_\infty$ .
- 1988 T. Kohonen propõe uma estrutura de rede neural com capacidade de auto-organização.
- 1990 E. Ott, C. Grebogi e J.A. Yorke propõem um método para controlar fenômenos caóticos.

## 10.2 Sugestões para Leitura Suplementar

### 10.3 Exercícios



# Bibliografia

- [1] K. J. ASTRÖM AND T. HÄGGLUND, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.
- [2] C. L. BARCZAK, *Uma Introdução À Análise de Sistemas Lineares*, Edgard Blücher, SP, 1977.
- [3] ———, *Controle Digital de Sistemas Dinâmicos*, Edgard Blücher, SP, 1995.
- [4] S. BENNETT, *A History of Control Engineering: 1800-1930*, Peter Peregrinus, Stevenage, 1979.
- [5] ———, *A History of Control Engineering: 1930-1955*, Peter Peregrinus, 1993.
- [6] W. BOLTON, *Instrumentação e Controle*, Hemus Editora, São Paulo, 1982.
- [7] C. P. BOTTURA, *Análise Linear de Sistemas*, Guanabara Dois, RJ, 1982.
- [8] ———, *Princípios de Controle e Servomecanismos*, Guanabara Dois, RJ, 1982.
- [9] J. CARDOSO AND R. VALETTE, *Redes de Petri*, Editora da UFSC, Florianópolis, SC, 1997.
- [10] J. L. M. CARVALHO, *Sistemas de Controle Automático*, Livros Técnicos e Científicos, Rio de Janeiro, 2000.
- [11] P. B. L. CASTRUCCI AND L. BATISTA, *Controle Linear - Método Básico*, Edgard Blücher, SP, 1980.
- [12] P. B. L. CASTRUCCI AND R. CURTI, *Sistemas Não-Lineares*, Edgard Blücher, SP, 1981.
- [13] P. B. L. CASTRUCCI AND R. M. SALES, *Controle Digital*, Edgard Blücher, SP, 1990.
- [14] J. CRUZ, *Controle Robusto Multivariável*, EDUSP, SP, 1996.
- [15] A. DIANESE, *Computação e Simulação Analógica e Híbrida*, Guanabara Dois, RJ, 1984.

- [16] E. DOEBELIN, *Measurement Systems - Application and Design*, McGraw Hill, NY, 1990.
- [17] R. DORF AND R. BISHOP, *Modern Control Systems*, Addison Wesley, 7th ed., 1995.
- [18] J. FEINSTEIN, *Teoria de Sistemas de Controle*, Editora Campus, RJ, 1979.
- [19] G. FRANKLIN, J. POWELL, AND A. EMAMI-NAEINI, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison Wesley, 1986.
- [20] E. M. HEMERLY, *Controle Por Computador de Sistemas Dinâmicos*, Edgard Blücher, SP, 1996.
- [21] B. KUO, *Automatic Control Systems*, Prentice Hall, 7th ed., 1995.
- [22] D. LUENBERGER, *Introduction to Dynamic Systems: Theory, Models and Applications*, John Wiley, 1979.
- [23] O. MAYR, *The Origins of Feedback Control*, The M.I.T. Press, 1970.
- [24] P. MIYAGI, *Controle Programável: Fundamentos Do Controle de Sistemas a Eventos Discretos*, Edgard Blücher, São Paulo, 1995.
- [25] C. L. NASCIMENTO JR AND T. YONEYAMA, *Inteligência Artificial Em Controle e Automação*, Edgard Blücher, SP, 2000.
- [26] N. NISE, *Control System Engineering*, Addison Wesley, 1995.
- [27] K. OGATA, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, 1970.
- [28] F. RAVEN, *Automatic Control Engineering*, McGraw Hill, 1978.
- [29] D. W. SAINT-CLAIR, *Controller Tuning and Control Loop Performance*, Straight-Line Control Company, Newark, DE, 1993.
- [30] I. S. SHAW AND M. G. SIMÕES, *Controle e Modelagem Fuzzy*, Edgard Blücher, SP, 1999.
- [31] D. H. SHEINGOLD, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Norwood, Massachusetts, 1980.
- [32] S. SHINNERS, *Modern Control Systems Theory and Applications*, Addison-Wesley, 1972.
- [33] L. SIGHIERI AND A. NISHINARI, *Controle Automático de Processos Industriais*, Edgard Blücher, São Paulo, 1997.
- [34] P. R. SILVEIRA AND W. E. SANTOS, *Automação e Controle Discreto*, Editora Érica, 1999.
- [35] T. SLONCZEWSKI, *Controles a Realimentação*, McGraw Hill do Brasil, SP, 1983.

- [36] C. A. SMITH AND A. B. CORRIPIO, *Principles and Practice of Automatic Process Control*, John Wiley, New York, 1997.
- [37] G. STEPHANOPOULOS, *Chemical Process Control: An Introduction to Theory and Practice*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- [38] Y. TAKAHASHI, M. RABINS, AND D. AUSLANDER, *Control and Dynamic Systems*, Addison Wesley, 1972.
- [39] J. VAN DE VEGTE, *Feedback Control Systems*, Prentice Hall, 1990.
- [40] O. VON FÖLLINGER, *Regelungstechnik: Einführung in Die Methoden und Ihre Anwendung*, Oldenburg, München, 1985.
- [41] M. M. WERNECK, *Transdutores e Interfaces*, Livros Técnicos e Científicos, Rio de Janeiro, 1996.

# Índice

acurácia, 16  
algoritmos genéticos, 56, 84  
automático, 6  
automação, 6  
  
bias, 16  
  
controladores, 5  
    nebulosos, 84  
    neurais, 75, 84  
    PID, 52  
controle, 5  
  
deriva, 16  
drift, 16  
  
exatidão, 16  
  
incerteza  
    de medição, 16  
  
método  
    de Ziegler-Nichols, 52  
medição, 15  
mensurando, 15  
modelos, 6  
  
precisão, 16  
  
repetitividade, 16  
reprodutividade, 16  
resolução, 16  
  
sensibilidade, 16  
sensor, 15  
sistemas  
    físicos, 3  
  
tendência, 16  
transdutor, 15