

Suplemento 1

Sistemas com atraso

1.1 Introdução

Neste suplemento se considera a modelagem de sistemas com atraso de transporte, bem como algumas abordagens e estratégias de controle para essa classe de sistemas. Sistemas com atraso são extremamente comuns em processos industriais e em inúmeras aplicações, e controlá-los de maneira adequada pode ser uma tarefa bastante delicada.

1.1.1 Atraso de transporte

Considere o sistema da figura abaixo, composto de uma tubulação alimentando um tanque com um flu-

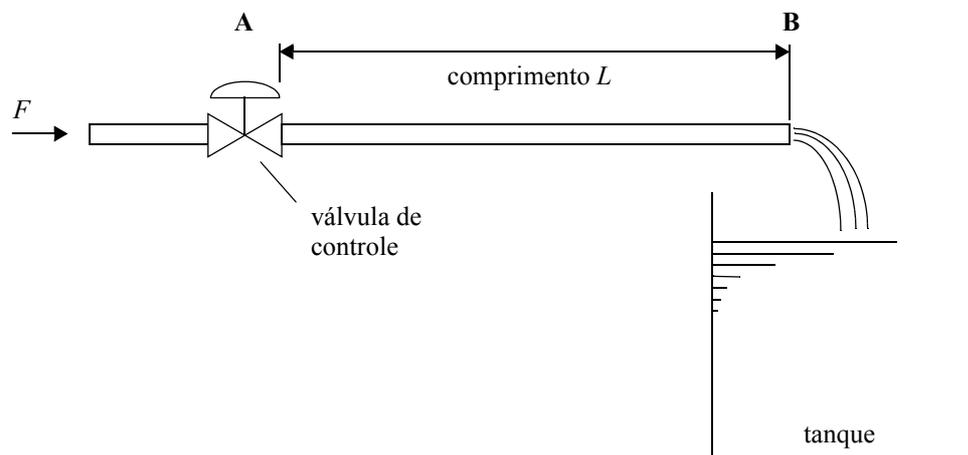


Figura 1.1 Exemplo de atraso de transporte.

ído qualquer. Caso se abra ou feche a válvula de controle no ponto A, o efeito dessa atuação não se fará sentir instantaneamente no ponto B, pois o fluido leva um certo tempo para percorrer o comprimento L da tubulação. Somente após a frente de onda correspondente à atuação da válvula atingir o ponto B é que o tanque percebe uma alteração na vazão do fluido. Nesse ínterim não há absolutamente nenhum efeito da alteração na vazão sobre o tanque, e dizemos então que o efeito da atuação da válvula sobre o tanque sofre um *atraso de transporte*. O razão do termo transporte é derivada da própria natureza física do fenômeno.

Atrasos como esse surgem numa infinidade de sistemas. Fluido escoando em tubulações, como no exemplo acima; matéria prima sendo transportada em uma esteira; o tempo que um sinal de rádio leva para atingir seu destino (note que apesar deste tempo ser basicamente desprezível para a maioria das situações práticas, nem sempre podemos ignorá-lo. O sistema de posicionamento global por satélite do Departamento de Defesa dos Estados Unidos é todo baseado na medida do atraso de transporte do sinal dos satélites GPS); o tempo que um computador leva para analisar um dado sinal coletado e informar ao operador, e que pode ser considerado como um atraso na medida deste sinal, etc. são apenas alguns exemplos de atraso de transporte.

1.1.2 Modelagem do atraso de transporte

Ao contrário do que se possa pensar, o atraso de transporte, quando constante, é um fenômeno essencialmente linear. Pode-se descrever um atraso como

$$y(t - \theta) = x(t), \quad (1.1)$$

de onde notamos que o sinal $y(t)$ corresponde ao sinal $x(t)$ atrasado de um intervalo de tempo θ (veja a Figura 1.2). Por simplicidade e para nos mantermos dentro do domínio dos sistemas lineares, nós nos restrin-

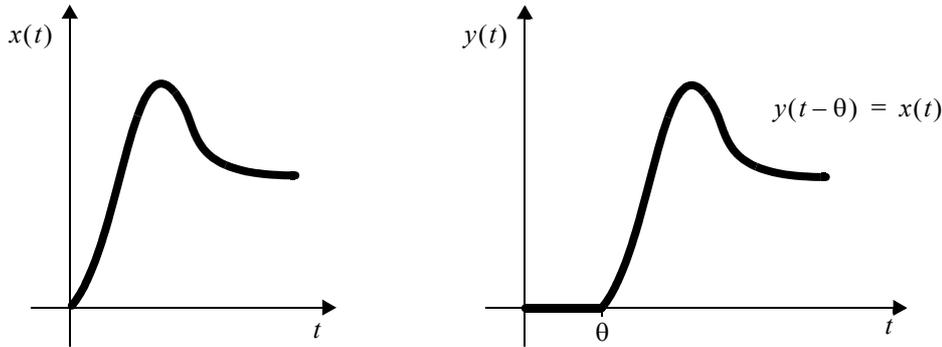


Figura 1.2 Uma função com atraso.

giremos aqui apenas aos casos em que o atraso θ é um valor constante. Note que isso pode não ser uma boa hipótese simplificadora em muitas situações. O próprio exemplo apresentado acima é um desses casos, pois quando se fecha a válvula de controle, diminuindo o escoamento, diminui também a velocidade do fluido, o que faz com que o atraso aumente.

Uma propriedade que torna o atraso constante particularmente interessante é que ele pode ser expresso de maneira direta no domínio de Laplace, isto é,

$$y(t - \theta) = x(t) \Leftrightarrow e^{-\theta s} Y(s) = X(s), \quad (1.2)$$

onde $X(s)$, $Y(s)$ são as transformadas de Laplace de $x(t)$ e $y(t)$.

Apesar de termos uma expressão bastante elegante e compacta para o atraso no domínio de Laplace, há alguma dificuldade em se incluir o atraso de transporte no projeto usual de controladores segundo as técnicas de Controle Clássico, basicamente porque essas técnicas fazem uso de funções de transferência racionais da forma $G(s) = \frac{n(s)}{d(s)}$, com $n(s)$ e $d(s)$ polinômios, o que não é absolutamente o caso do atraso $e^{-\theta s}$. Nos itens a seguir isso será discutido em mais detalhe.

1.2 Atraso e controle

Atraso de transporte pode ser incluído nos projetos de controle de formas diversas, conforme a técnica de projeto empregada. Caso seja necessário utilizar uma aproximação racional para o atraso, caso do projeto segundo técnicas de Controle Clássico, é possível aproximar o atraso por uma expressão racional equivalente. Caso o projeto seja realizado a partir de Diagramas de Bode, é possível utilizar diretamente o diagrama do atraso sem aproximações. Além disso, muitas técnicas avançadas, especialmente a tempo discreto, são capazes de lidar diretamente com o atraso.

1.2.1 Aproximação de Padé

Dentre as aproximações racionais mais populares para o atraso de transporte, se destacam as aproximações de Padé, que aproximam o atraso de transporte por uma função de transferência racional com ordem arbi-

trária. Quanto mais precisão se requer da aproximação, maior a ordem escolhida. Para a maioria das aplicações utiliza-se ordem 1 ou 2.

Relembrando, a expansão em Série de Taylor de $e^{-\theta s}$ é dada por

$$e^{-\theta s} = 1 - \theta s + \frac{\theta^2 s^2}{2!} - \frac{\theta^3 s^3}{3!} + \frac{\theta^4 s^4}{4!} - \dots \quad (1.3)$$

Supondo que se deseje aproximar o atraso acima pela expressão de primeira ordem (já acompanhada de sua expansão em série de Taylor)

$$\frac{b_0 s + b_1}{a_0 s + 1} = b_1 + (b_0 - a_0 b_1)s - a_0(b_0 - a_0 b_1)s^2 + a_0^2(b_0 - a_0 b_1)s^3 + \dots, \quad (1.4)$$

tem-se, igualando os três primeiros coeficientes (pois este é o número de parâmetros na expressão acima), que

$$e^{-\theta s} \cong \frac{1 - (\theta s/2)}{1 + (\theta s/2)}. \quad (1.5)$$

Caso utilizássemos uma expressão de segunda ordem, teríamos

$$e^{-\theta s} \cong \frac{1 - \theta s/2 + (\theta s)^2/12}{1 + \theta s/2 + (\theta s)^2/12}, \quad (1.6)$$

e assim por diante. No Matlab, o comando `Padé` gera aproximações de ordem arbitrária.

No domínio do tempo, a qualidade da aproximação obtida pode variar bastante, conforme se pode ver nas respostas ao degrau unitário apresentadas na Figura 1.3 abaixo. De fato, a aproximação de Padé é bastante

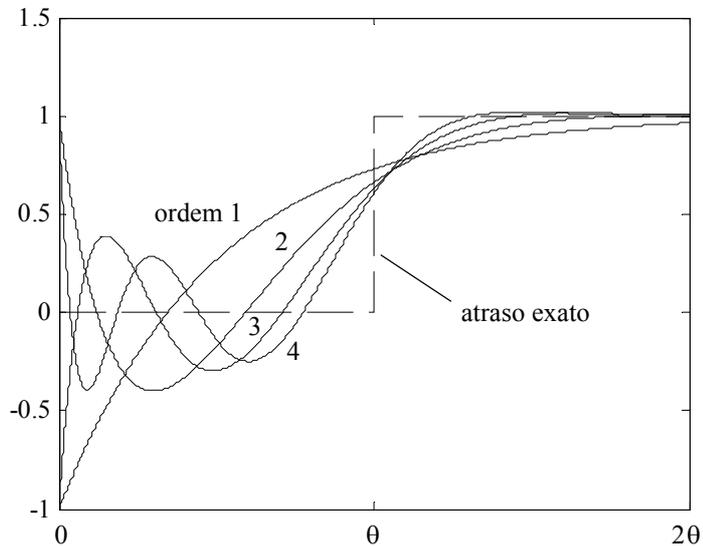


Figura 1.3 Resposta a degrau do atraso de transporte θ e de suas aproximações de Padé.

difundida não por aproximar o atraso bem no domínio do tempo, mas sim no domínio da frequência.

O Diagrama de Bode do atraso pode ser calculado de maneira bastante simples. Note que

$$e^{-\theta s} \Big|_{s=j\omega} = e^{-j\theta\omega} = 1 \angle -j\theta\omega, \quad (1.7)$$

isto é, o atraso possui ganho unitário e fase que varia linearmente com a frequência angular ω . Caso a abscissa dos Diagramas de Bode possuísse escala linear, o gráfico da fase seria uma reta. Como a escala é logarítmica, o gráfico da fase decresce exponencialmente.

A aproximação de Padé funciona excepcionalmente bem para uma faixa de frequência limitada e diverge a partir daí. Quanto maior a ordem da aproximação, maior esta faixa, o que pode ser um bom critério para a escolha da ordem, isto é, condiciona-se a ordem da aproximação à banda passante do sistema. A Figura 1.4 mostra os Diagramas de Bode do atraso e de suas aproximações. Note que a fase das aproximações é limi-

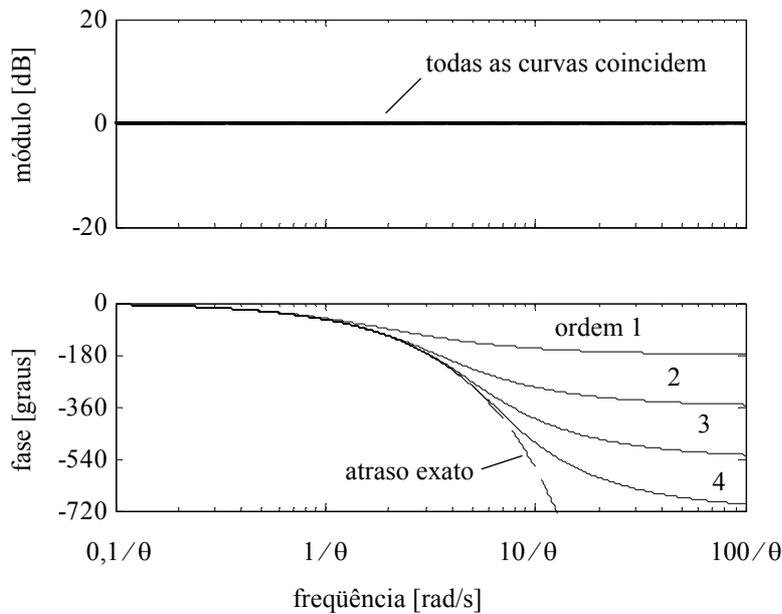


Figura 1.4 Diagrama de Bode do atraso de transporte θ e de suas aproximações de Padé. Note que o ganho de todas as aproximações é unitário (0 dB).

tada, ao contrário da fase do atraso, e que todas as aproximações apresentam ganho unitário.

1.2.2 Filtros de primeira ordem em série

A idéia deste método é bastante simples. O atraso é aproximado por uma seqüência de n filtros de primeira ordem, como na Figura 1.5, ou seja,

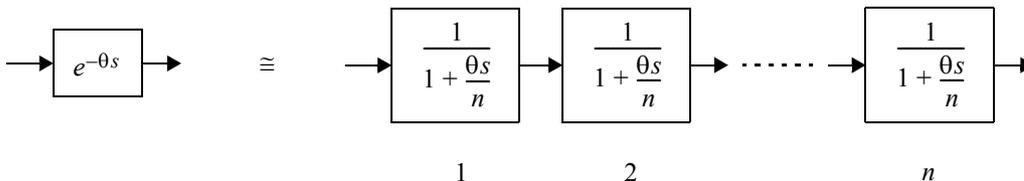


Figura 1.5 Aproximando o atraso por uma série de filtros de primeira ordem.

$$e^{-\theta s} \cong \frac{1}{\left(1 + \frac{\theta s}{n}\right)^n}. \quad (1.8)$$

Esta aproximação tem a vantagem de possuir, ao contrário da aproximação de Padé, uma resposta ao degrau visualmente mais parecida com o atraso exato, sem apresentar oscilações (veja a Figura 1.6). Uma des-

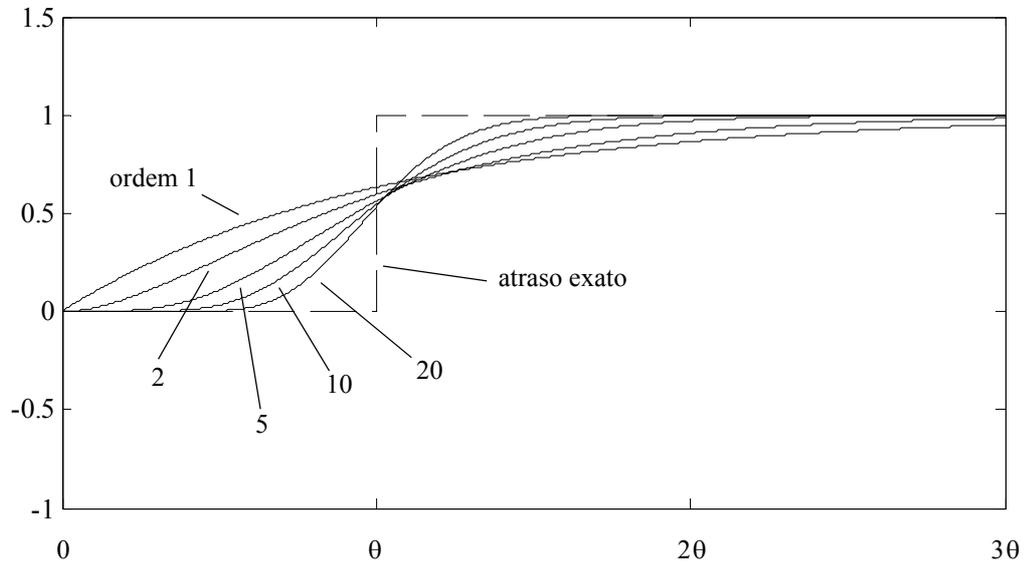


Figura 1.6 Resposta ao degrau do atraso de transporte θ e de suas aproximações por filtros em série.

vantagem é que a ordem n necessária para se obter uma aproximação satisfatória pode ser muito elevada, o que aumenta extremamente a complexidade do problema de controle e pode levar ao surgimento de problemas numéricos no projeto feito com o auxílio de computadores.

A resposta em frequência dos filtros em série não é tão boa quanto a das aproximações de Padé. Em particular, o ganho dos filtros em série cai com a frequência, e quanto maior a ordem, maior é a taxa de queda, como pode ser visto na Figura 1.7.

1.2.3 Como incluir o atraso de transporte nos projetos de controle

A maneira como o atraso pode ser incluído nos projetos de controle depende basicamente da técnica utilizada. Algumas técnicas consagradas são listadas a seguir.

i) Lugar geométrico das raízes

O método LGR requer obrigatoriamente que o sistema seja descrito como uma composição de pólos e zeros, e portanto o atraso deve obrigatoriamente ser descrito por alguma das aproximações. A escolha do aproximante depende basicamente dos objetivos do projeto de controle. Caso se queira satisfazer especificações de projeto no domínio do tempo, tais como sobressinal, tempo de subida etc. a aproximação por filtros em série pode ser uma boa alternativa. Por outro lado, caso a ênfase seja na robustez ou em questões de estabilidade, propriedades mais diretamente relacionadas com o Diagrama de Bode do sistema, a aproximação de Padé pode ser mais conveniente. Além disso, outros fatores podem se impor: caso a ordem do sistema seja um fator limitante (e. g. sistemas CAD para projeto de controladores costumam ter problemas com sistemas de ordem elevada por questões numéricas) pode ser necessário utilizar a aproximação de Padé, mesmo que ela não

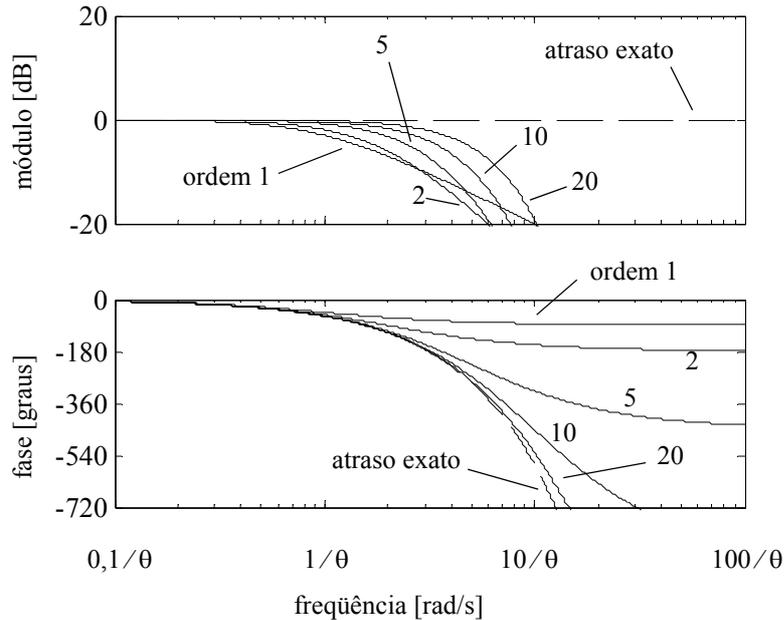


Figura 1.7 Diagrama de Bode do atraso de transporte θ e de suas aproximações por filtros em série.

seja a mais conveniente.

Usualmente, por questões de simplicidade, não se utiliza aproximações mais complexas do que de segunda ordem, pois elas por si mesmas complicam bastante o projeto do controle. Observe que as aproximações de Padé acrescentam zeros de fase não-mínima ao sistema e eventualmente ganhos negativos, e que filtros em série acrescentam polos múltiplos, usualmente à esquerda (no plano complexo) dos polos e zeros da planta, repelindo o LGR para a região de instabilidade. Essas limitações não representam deficiências das aproximações. Elas apenas refletem o fato de que a existência de atraso de transporte tende a dificultar o controle.

ii) Resposta em frequência

Os métodos baseados em gráficos frequenciais, como o Diagrama de Bode ou o Diagrama de Nyquist, podem incluir o atraso diretamente, sem aproximações. Basta considerar a resposta em frequência do atraso, dada pela Equação (1.7), diretamente nas curvas, da mesma forma que é feito com termos estritamente racionais. Observe que o atraso tende a diminuir a margem de fase de maneira bastante acentuada, e que não há limitação de fase quando a frequência tende a infinito.

iii) Controle discreto

Quando se trabalha em tempo discreto, o atraso se torna bastante simples e dispensa o uso de aproximações, pois no plano z o atraso é representado de maneira exata por um polinômio. Basta notar que o termo z^{-N} representa um atraso de $N \cdot T$, onde T é o período de amostragem e N é o número inteiro que melhor aproxima a relação $\theta \cong N \cdot T$. Neste caso T deve ser suficientemente pequeno para que o erro cometido ao se aproximar o atraso pelo múltiplo de T mais próximo seja negligenciável. Note também que o fato da descrição do atraso ser mais simples no caso discreto não quer dizer que as dificuldades de se controlar um sistema com atraso sejam menores nesse caso. As dificuldades continuam as mesmas, apenas a descrição do problema fica mais simples.

iv) Métodos práticos

A maioria dos métodos práticos ou expeditos de ajuste de controladores, dos quais o mais célebre é o chamado Primeiro Método de Ziegler-Nichols (veja a seguir), já inclui, de uma maneira ou de outra, atrasos de transporte, o que reflete o fato de que realmente sistemas com atrasos são extrema-

mente comuns na Indústria.

v) Técnicas avançadas

Muitas das técnicas que compõem o que no meio industrial é denominado de “Controle Avançado” também contemplam atrasos de transporte. Dessas, a que possivelmente é a mais simples, o Preditor de Smith, será vista a seguir.

1.3 Algumas técnicas de projeto

1.3.1 O primeiro método de Ziegler-Nichols

Este método, proposto em 1942 por Ziegler e Nichols, serve para ajuste de controladores do tipo PID nos casos em que a planta apresenta atraso de transporte, é estável em malha aberta e possui resposta ao degrau em malha aberta parecida com a da figura abaixo.

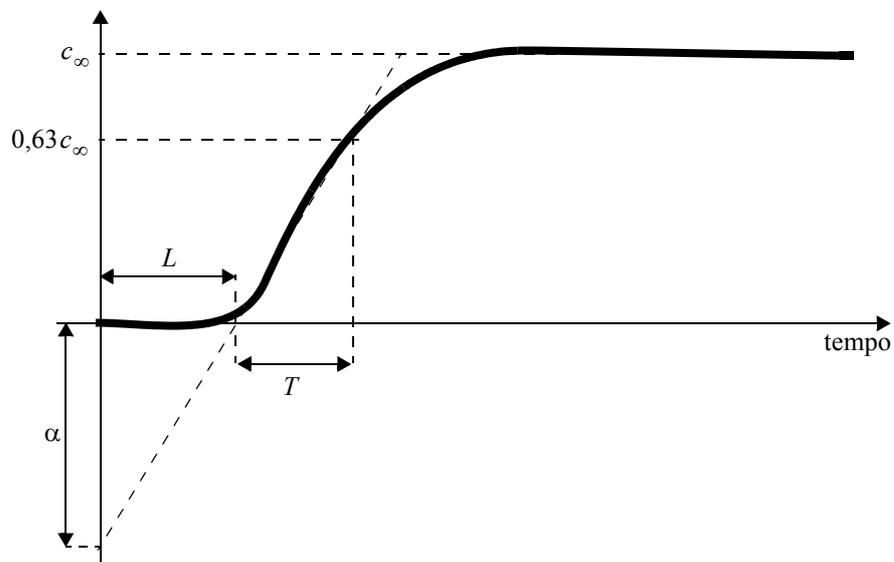


Figura 1.8 Resposta a degrau típica para o primeiro método de Ziegler-Nichols.

O método assume que o controlador tem a estrutura da Figura 1.9, com função de transferência dada

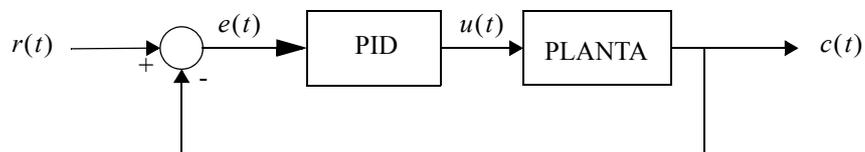


Figura 1.9 Estrutura do sistema para o primeiro método de Ziegler-Nichols.

por

$$U(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_D \right) E(s). \quad (1.9)$$

Os valores de K_P , T_i e T_D são obtidos a partir da Tabela 1.1 abaixo. Uma variante deste método foi proposta por Chien, Hrones e Reswick em 1952 (veja a Tabela 1.2).

Controlador	K_P	T_I	T_D
P	$1/\alpha$		
P+I	$0,9/\alpha$	$3L$	
P+I+D	$1,2/\alpha$	$2L$	$0,5L$

Tabela 1.1: Método de Ziegler-Nichols para resposta a degrau (1942).

Sobressinal	0%			20%		
	K_P	T_I	T_D	K_P	T_I	T_D
P	$0,3/\alpha$			$0,7/\alpha$		
P+I	$0,6/\alpha$	$4L$		$0,7/\alpha$	$2,3L$	
P+I+D	$0,95/\alpha$	$2,4L$	$0,42L$	$1,2/\alpha$	$2L$	$0,42L$

Tabela 1.2: Método de Chien-Hrones-Reswick (1952).

Não é estritamente necessário que a resposta do sistema seja igual à da Figura 1.8, mesmo porque o método NÃO garante nem estabilidade em malha fechada nem que o desempenho do sistema em malha fechada será satisfatório. Para muitos sistemas o método funciona razoavelmente bem, e isso tem garantido sua popularidade nas últimas seis décadas.

1.3.2 O preditor de Smith

O preditor, proposto por O. J. M. Smith em 1958, faz uso de um modelo simulado da planta para tentar minimizar os efeitos do atraso de transporte. Intuitivamente, pode-se pensar que o problema do atraso de transporte é que uma ação de controle tomada num instante t somente se refletirá na saída da planta no instante $t + \theta$, portanto um controlador não projetado adequadamente que tome uma ação para eliminar, por exemplo, um erro de regime em um sistema com atraso, provavelmente tomará essa ação num grau excessivo, pois não detectará os efeitos desejados na saída da planta, pelo menos não antes de um tempo θ . A idéia geral do preditor é que, se for possível saber já no instante t qual será o efeito da ação de controle na saída da planta no instante $t + \theta$, ou seja, prever (daí o nome) a saída futura da planta, então será possível fazer um controle melhor.

Considere uma planta dada por

$$G_p(s) = e^{-\theta s} G(s), \quad (1.10)$$

onde o termo $G(s)$ será denominado de *modelo sem atraso* (note que isso é apenas uma abstração matemática, as plantas por sua natureza física, não podem ser “quebradas” em componentes).

O seguinte esquema, com um controlador dado por $G_c(s)$, é proposto inicialmente na Figura 1.10. A saída do controlador é aplicada na planta, e ao mesmo tempo no modelo sem atraso, que não é implementado fisicamente, mas por outros meios tais como simulação computacional, circuitos eletrônicos etc. A saída do modelo sem atraso no instante t é exatamente aquela que se obteria da planta no instante $t + \theta$, desde que as condições iniciais sejam as mesmas, que o modelo seja exatamente igual à planta, a menos do atraso, e que o sistema não sofra perturbações de nenhuma espécie como ruídos etc. Caso essas condições não sejam satisfeitas esse esquema provavelmente não funcionará. Isso decorre basicamente do fato desse esquema efetivamente operar em malha aberta. Não há nenhum laço de retroação envolvendo a planta, e a saída do sistema real não é levada em conta no cálculo do controle, apenas a saída do modelo livre de atraso.

Para resolver esses problemas, fazemos a inclusão de um laço extra, que se destina a comparar a saída do modelo com a da planta real e retroalimentar o erro, de modo a ir corrigindo a predição gerada pelo modelo

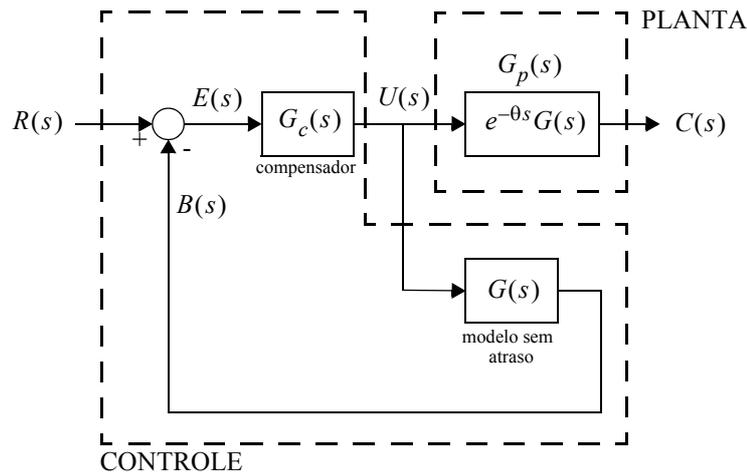


Figura 1.10 Esquema inicial de controle e predição.

sem atraso, conforme a Figura 1.11. Esse segundo esquema, em essência, constitui o preditor de Smith.

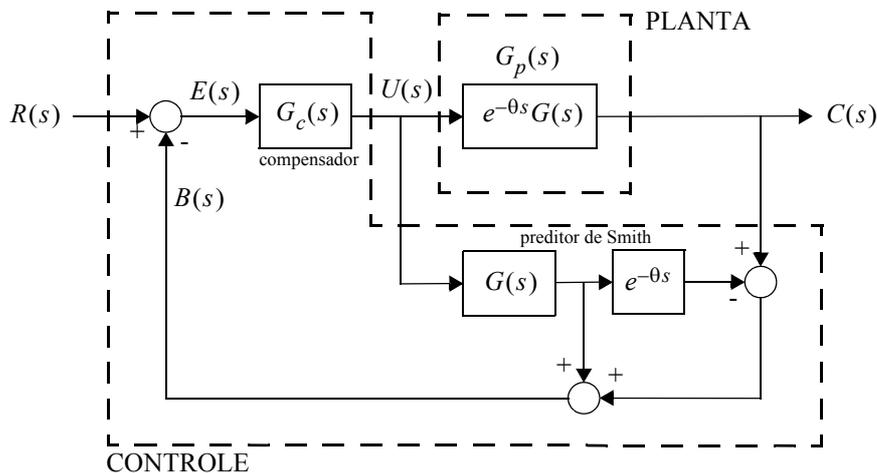


Figura 1.11 Controle com preditor de Smith.

Para realizar o projeto do compensador $G_c(s)$, basta fazê-lo considerando apenas o modelo sem atraso, o que normalmente leva a um projeto mais simples com desempenho superior. Se o modelo for perfeito, o compensador funcionará tão bem quanto se a planta realmente não possuísse nenhum atraso. A dificuldade em se conseguir isso reside no fato de que é praticamente impossível conseguir um modelo perfeito.

Vamos analisar em maior detalhe o que ocorre no diagrama da Figura 1.11. De acordo com o diagrama,

$$B(s) = G(s)U(s) - e^{-\theta s}G(s)U(s) + G_p(s)U(s) = G(s)U(s). \quad (1.11)$$

Como

$$Y(s) = G_p(s)U(s), \quad (1.12)$$

$$B(s) = \frac{G(s)}{G_p(s)}Y(s) \Rightarrow B(s) = e^{+\theta s}Y(s), \text{ ou seja } b(t) = y(t + \theta). \quad (1.13)$$

Isso quer dizer que, de fato, o sinal $b(t)$ é uma predição de como será a saída da planta θ unidades de tempo após o instante t , desde que tenhamos $G_p(s) = e^{-\theta s}G(s)$, ou seja, que o modelo descreva exatamente a

planta.

Pode-se mostrar facilmente que a função de transferência de malha fechada é dada por

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)}{1 + G_c(s)G(s)} \cdot G_p(s), \quad (1.14)$$

que poderia ser reformulada (caso pudéssemos quebrar a planta em componentes) como

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = e^{-\theta s} \cdot \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)}. \quad (1.15)$$

Note que se tivéssemos um esquema como o da Figura 1.12, abaixo, teríamos

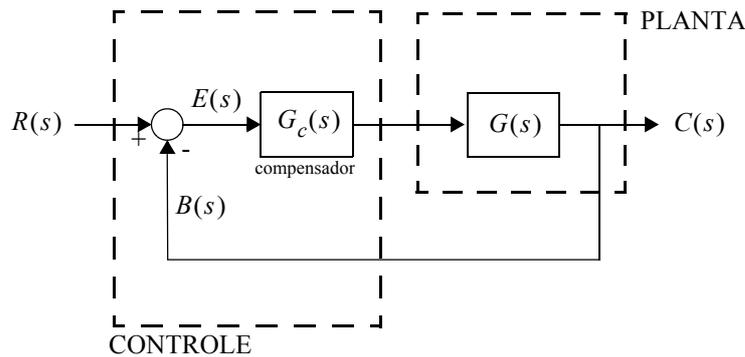


Figura 1.12 Controle para uma planta sem atraso.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)}. \quad (1.16)$$

Portanto a estabilidade do sistema em malha fechada com o Preditor de Smith é dada pelas raízes de $1 + G_c(s)G(s)$, exatamente como seria caso estivessemos controlando uma planta $G(s)$ sem atraso. Assim, do ponto de vista da estabilidade do sistema em malha fechada, o atraso foi efetivamente anulado.

Do ponto de vista do desempenho da malha fechada, note que há o surgimento de um termo $e^{-\theta s}$ na função de transferência de malha fechada, o que faz com que o sistema apresente um atraso na resposta em relação ao sistema da Figura 1.12.

Note também que a função de transferência de malha fechada dada por (1.14) apresenta dois termos independentes em cascata, $G_c(s)/(1 + G_c(s)G(s))$, e $G_p(s)$, portanto além da condição dada acima, temos que os dois termos devem ser estáveis para termos estabilidade da malha fechada. O primeiro termo não apresenta problemas, mas o segundo termo depende somente da planta, que não pode ser alterada. A conclusão é que o Preditor de Smith só funciona para plantas estáveis em malha aberta.

1.4 Estudo de caso: coluna de destilação

Uma coluna de destilação é um equipamento muito comum na Indústria de Processos, e se destina a separar os componentes de uma dada mistura segundo as suas volatilidades. Para ilustrar o seu funcionamento, vamos considerar um caso simples bastante comum, em que temos uma mistura binária (i.e. com dois componentes) de água e etanol.

O processo de obtenção de álcool etílico a partir de cana-de-açúcar é a base de praticamente toda a Indústria Alcooleira nacional, e é o processo que gera todo o álcool combustível utilizado na frota brasileira.

A cana é colhida, cortada e moída, e o seu caldo passa por um processo de fermentação controlada, em

que o açúcar é convertido em álcool. O produto obtido da fermentação possui uma composição relativamente complexa, mas para simplificar a análise, admitiremos que sua composição é de 20% etanol / 80% água. Note que o componente etanol é muito mais volátil que a água. A composição obtida puramente pelo processo de fermentação ainda não é adequada, e é necessário aumentar bastante o teor de etanol da mistura, o que é feito por destilação.

No processo de aumento de pureza da mistura por destilação, a coluna é alimentada com uma mistura 20% etanol / 80% água e deve ser obtida na saída da coluna uma mistura 92% etanol / 8% água. Vejamos como isso é feito.

Conforme se pode ver na Figura 1.13, a coluna é uma torre com diversos andares, denominados pratos.

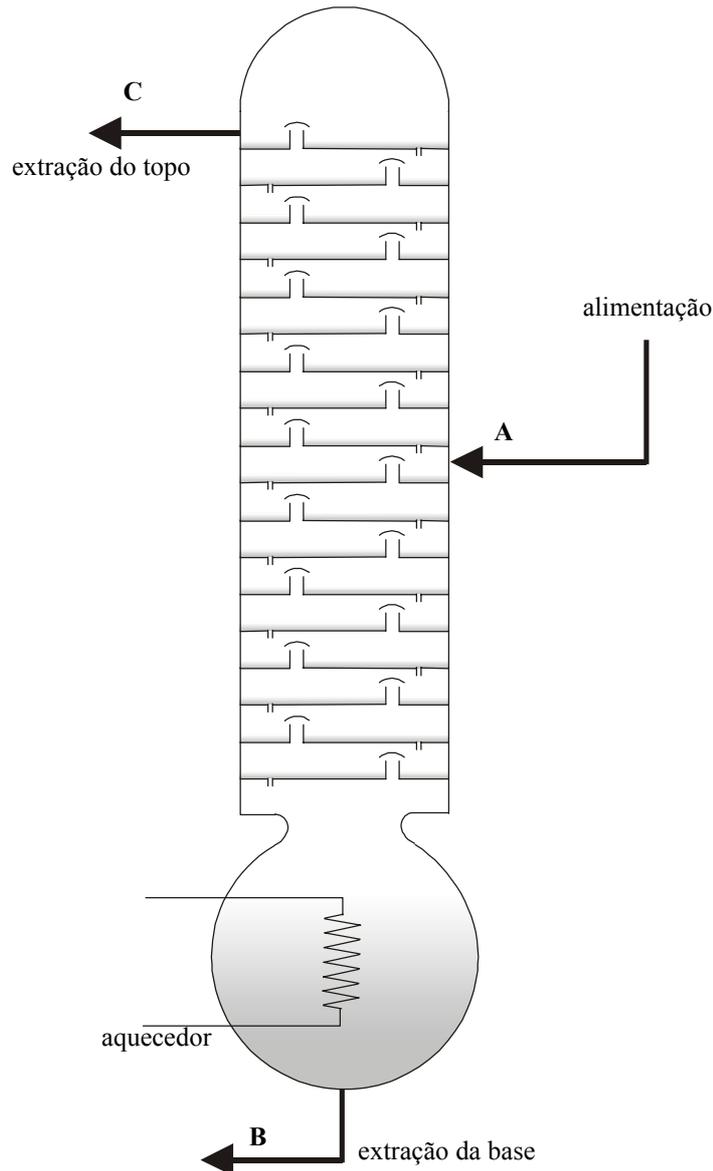


Figura 1.13 Esquema de uma coluna de destilação.

Na base da coluna há um tanque, denominado poço, que é aquecido (por simplicidade, no nosso caso por intermédio de um resistor). A mistura é alimentada no meio da coluna (A) e é extraída em dois pontos (B e C). O conteúdo do poço, bem como do meio da coluna, que é aquecido, evapora-se em direção ao topo da coluna e acumula-se nos pratos intermediários, ao mesmo tempo que encontra um contra-fluxo que se condensa em direção à base. O efeito geral é que a mistura que se deposita em cada prato terá uma concentração tanto maior de etanol quanto mais alto se localizar o prato. Dessa forma a mistura extraída no ponto C terá uma alta con-

centração de etanol, enquanto que a mistura extraída no ponto **B** será composta basicamente de água. Intuitivamente, o componente mais volátil (etanol) deve se deslocar para o topo da coluna enquanto que o componente menos volátil (água) deve se deslocar para a base, o que é fisicamente razoável.

O problema de controle consiste em ajustar a potência do aquecedor de maneira adequada a fim de obter uma concentração de 92% no ponto **C**. Note que a extração em **B** se destina simplesmente a retirar o excesso de água.

Para a coluna em questão, observa-se que, para uma mistura de alimentação 20% etanol / 80% água, aplicando-se uma potência de 200 KW no aquecedor do poço, obtém-se uma concentração de 85% de etanol no ponto **C** quando o sistema se estabiliza. Obter um modelo matemático baseado nas leis físicas que regem o processo é bastante complicado, e o que usualmente se faz é identificar um modelo baseado no comportamento entrada/saída do sistema. Para isso foi levantada a resposta um degrau de 10 KW em torno do ponto de equilíbrio (i.e. a potência aplicada passou de 200 KW para 210 KW), obtendo-se a curva da Figura 1.14.

Note que o sistema apresenta um nítido atraso de transporte e uma dinâmica aproximadamente de primeira ordem.

1.5 Atividades sugeridas

1.5.1 Em tempo contínuo

- a) Obtenha um modelo matemático para a coluna baseado na resposta ao degrau da Figura 1.14.

OBS: Não esqueça de subtrair o ponto de equilíbrio na entrada e subtraí-lo na saída, para que o modelo forneça uma saída de 0,85 para uma entrada de 200 KW.

OBS: Dúvidas sobre modelagem em torno de um ponto de equilíbrio? Dê uma olhada no item 3.10 de (Ogata). Dúvidas sobre obtenção de um modelo a partir de uma resposta ao degrau? Dê uma olhada na Experiência 4 do Curso de Laboratório de Controle (Labctrl) ou no item 5.2 de (Ogata).

- b) **[PI-A]** Ajuste um compensador PI segundo o primeiro método de Ziegler-Nichols para controlar a coluna.

OBS: Como no item anterior, o ponto de equilíbrio deve ser levado em consideração na implementação do controlador.

- c) **[PI-B]** Considere a planta sem atraso. Projete um compensador PI para que haja cancelamento do zero do controlador com o pólo da planta e tempo de subida do sistema em malha fechada igual à metade do tempo de subida da planta em malha aberta.

OBS: Como nos itens anteriores, o ponto de equilíbrio deve ser levado em consideração na implementação do controlador.

OBS: Dúvidas sobre o controle? O projeto é similar ao da Experiência 8 do Curso de Laboratório de Controle (Labctrl).

- d) Compare os seguintes controladores: O PI-A do item (b) com implementação usual e o PI-B do item (c) com preditor de Smith. Para isso feche a malha com cada um dos controladores, aplique em cada um deles um degrau de 92% na referência de concentração (i.e. partindo do ponto de equilíbrio 85% e atingindo 92%) e compare as respostas. Qual deles apresenta melhor desempenho?

OBS: Sugere-se o Matlab/Simulink como ferramenta para a simulação.

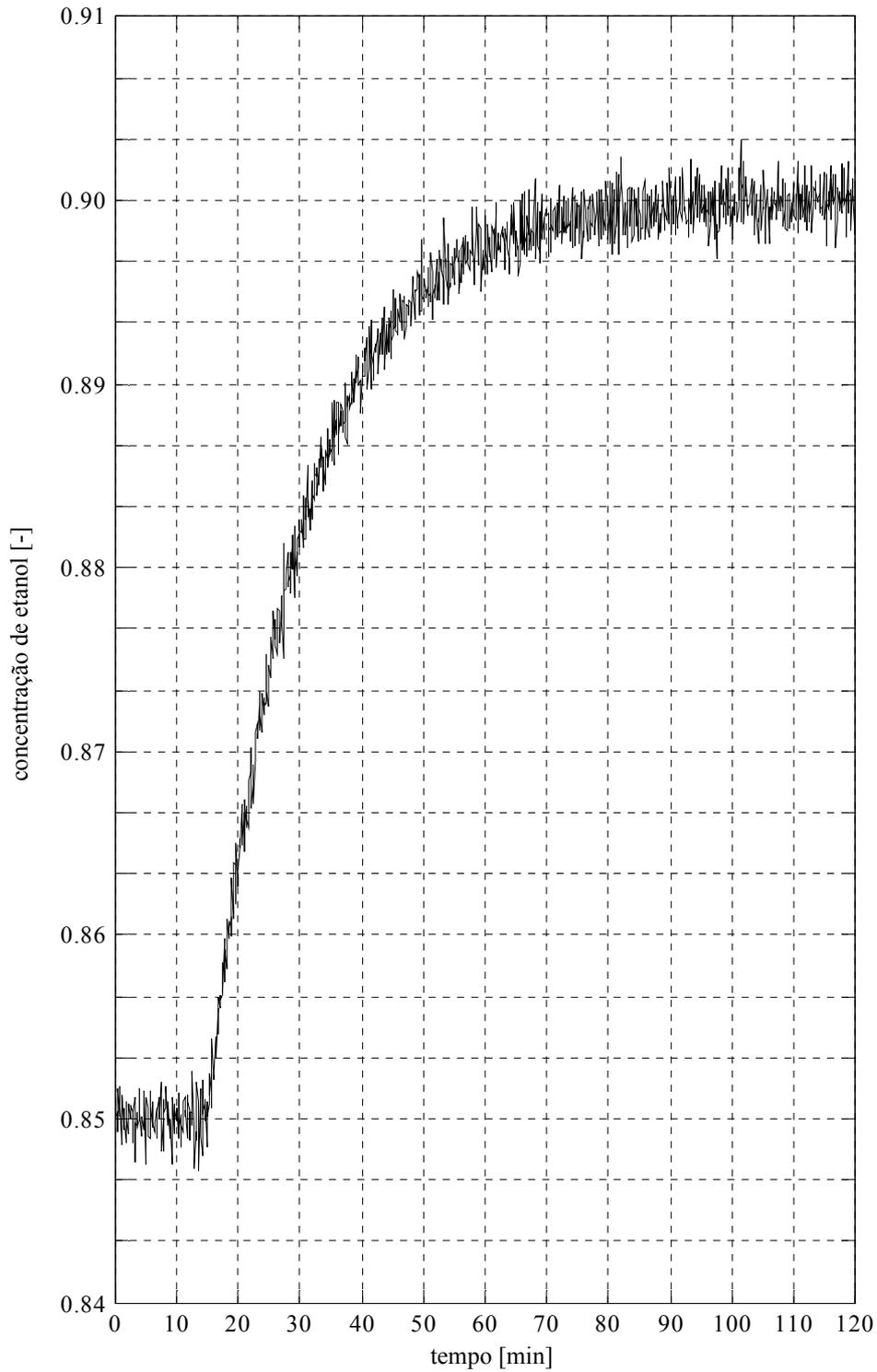


Figura 1.14 Resposta a um degrau de 10 KW em torno do ponto de operação nominal (200 KW, 85%), causando uma variação de 5% na concentração da mistura no topo da coluna de destilação (ponto C). (note que o degrau é aplicado em $t = 0$).

1.5.2 Discretizando

- a) Implemente os controladores PI-A e PI-B com preditor de Smith digitalmente com uma frequência de amostragem de 1 min^{-1} . Esta frequência é suficiente para se poder desprezar a influência do segurador de ordem zero na saída do controlador?
- b) Implemente os controladores PI-A e PI-B com preditor de Smith digitalmente com uma frequência de amostragem de $0,2 \text{ min}^{-1}$. Esta frequência é suficiente para se poder desprezar a influência do segurador de ordem zero na saída do controlador? Em caso negativo, lembre-se que é necessário reprojeter os controladores em relação aos do item anterior.
- c) Compare as respostas dos controladores dos itens (a) e (b) acima com as dos controladores contínuos do item (d) da subseção 1.5.1.

1.6 Referências

(Ogata) Ogata, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Pearson Prentice-Hall, 4a. ed., 2003.

Edições anteriores também servem.

(Labctrl) **Apostila de Laboratório de Controle**. Escola Politécnica da USP, 2008.

Edições anteriores também servem.

RPM/2008a