

3 Controle

Um sistema típico de controle é representado pelo diagrama de blocos abaixo, vide Figura 10.

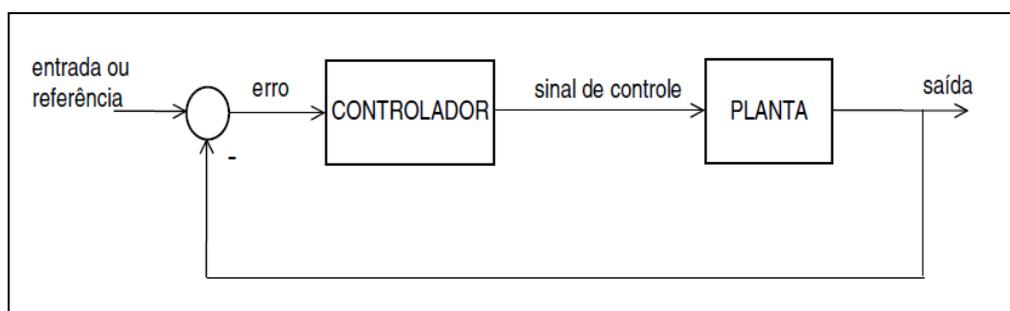


Figura 10: Loop de controle clássico.

A entrada ou referência expressa a saída desejada (ou ideal) para a planta, enquanto que a saída da mesma corresponde ao valor real. O controlador gera o sinal de controle que atua sobre a planta de modo a, idealmente, levar o erro (diferença entre a entrada e a saída) ao valor nulo. Uma resposta típica está mostrada na Figura 11, e pode ser decomposta em duas partes: regime transitório e regime permanente. Parâmetros de projeto relativos ao regime transitório são o tempo de subida, o percentual de ultrapassagem (da saída em relação à entrada, também conhecido como *overshooting*), e o tempo de acomodação (*settling time*). Para o restante da resposta da planta, busca-se reduzir o erro em regime permanente.

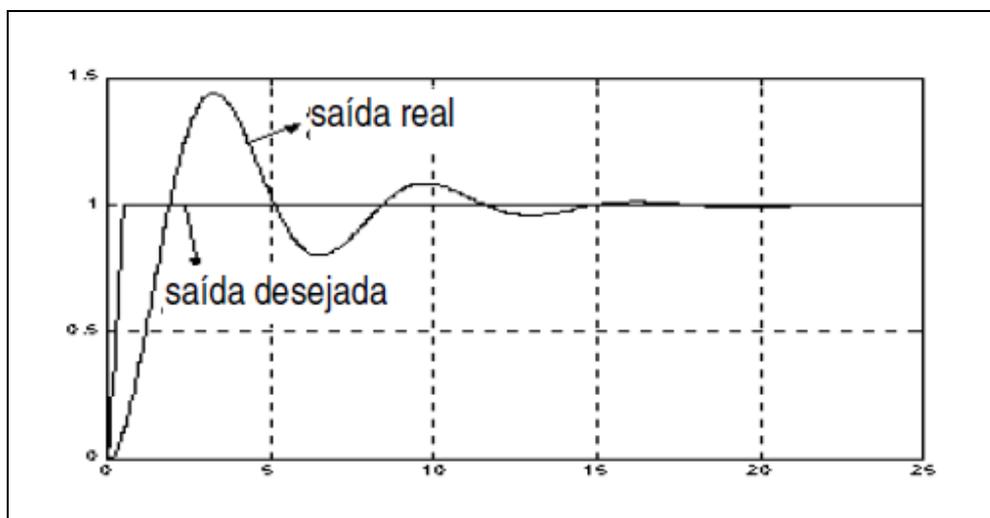


Figura 11: Resposta de um sistema para um degrau.

Dentro das várias técnicas de controle existentes, serão considerados para o controle do TPRE os controles PID, Controle Fuzzy e o Controle Robusto, descritos na sequência.

3.1 Controle PID

O controle PID é uma estratégia em uso de mais da metade dos controladores industriais utilizados atualmente [22]. A vantagem dos controladores PID está na sua aplicabilidade geral para a maioria dos sistemas de controle, devido à simplicidade da sua aplicação. O controle PID é obtido através da combinação de três tipos de controladores: Controle Proporcional (P), Controle Integral (I) e Controle Derivativo (D).

3.1.1 Controle Proporcional (P)

Nesse controlador, o sinal de controle é calculado com base no erro medido. Esse erro é a diferença entre o valor desejado e o valor medido da variável controlada, ou seja, está de acordo com:

$$e(t) = y_{ref} - y(t) \quad (3.1)$$

A ação é proporcional ao erro entre o valor desejado e o valor medido, isto é, gera um sinal de controle proporcional ao erro para tentar corrigí-lo, tentando estabilizar o sistema. Assim, matematicamente encontra-se

$$u(t) = K_p e(t) \quad (3.2)$$

onde K_p é chamado de ganho proporcional.

Um problema do controle proporcional é que, na presença de perturbações ou forças de atrito, não é possível obter erro de regime permanente nulo, além de que, para altos valores de K_p , o sistema pode se tornar instável, em especial se a frequência do controlador digital não for alta.

3.1.2 Controle Integral (I)

Matematicamente, a contribuição do controle integral é dada por

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dx \quad (3.3)$$

onde K_i é chamado de ganho integral.

O uso do integrador no controlador faz com que o sistema fique mais lento, pois a resposta dependerá da acumulação do sinal de erro na entrada. Mas isso pode levar a um erro em regime permanente nulo, pois não é necessário um sinal de entrada para haver saída no controlador e nem acionamento do atuador, após o período transitório.

3.1.3 Controle Derivativo (D)

Matematicamente, a contribuição do controle derivativo é dada por

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.4)$$

onde K_d é chamado de ganho derivativo.

A vantagem deste termo no controle é a velocidade de resposta, que se deve à imediata reação do diferenciador: inicialmente, o erro é grande e o diferenciador fornece um sinal forte ao atuador, que provoca rápida variação na grandeza controlada. À medida que o erro vai diminuindo, o diferenciador apresenta uma saída menor (de

acordo com a velocidade de variação na grandeza), reduzindo a ação do atuador, o que evita que se ultrapasse demasiadamente o valor desejado (entrada).

A desvantagem deste termo é que o diferenciador é muito susceptível a ruídos de alta frequência, pois é um filtro passa-alta, o que pode levar a distúrbios durante o processo de controle.

Assim, para obter o controlador PID, utilizam-se os três controladores acima apresentados, obtendo a lei de controle

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.5)$$

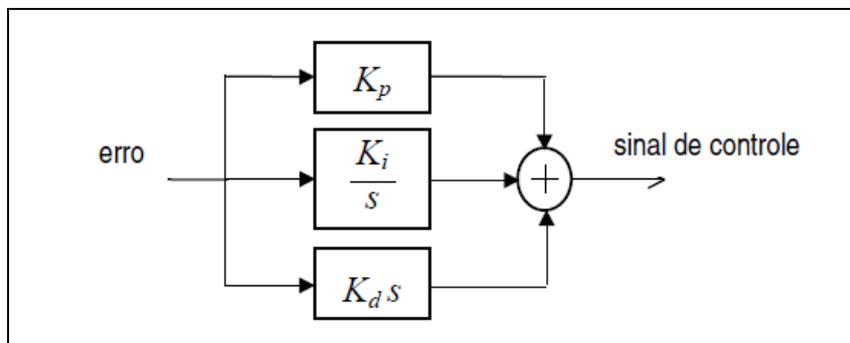


Figura 12: Diagrama de blocos para um Controlador PID

No controlador PID, os ganhos Proporcional, Integral e Derivado, mostrados na Figura 12, são sintonizados de modo a se obter o melhor desempenho possível da resposta de saída da planta (em termos de parâmetros dos regimes transitórios e permanentes), cujo modelo matemático não necessariamente precisa ser conhecido. Para obter o modelo, pode-se aplicar um processo de identificação prévio que ajude a obter os ganhos mostrados, ou um processo manual, utilizando um conhecimento prévio da dinâmica do sistema.

3.2 Controle Inteligente

Dentre os chamados controles inteligentes, encontra-se o controle Fuzzy, que está baseado no raciocínio que realiza uma pessoa para dar resposta às entradas condicionais. Esta capacidade de semelhança com o cérebro humano traz muitas vantagens, como por exemplo o desenvolvimento do controle de forma lógica e sem

muita necessidade de complexas formulações matemáticas. Outra vantagem do controle Fuzzy é permitir realizar um controle eficiente de malha fechada sem a necessidade de conhecer os parâmetros da planta. Contudo, no caso do controle clássico, se houver dificuldade em medir os parâmetros da planta e se o funcionamento da planta necessitar de seus parâmetros para encontrar os do controlador, então medições serão eventualmente necessárias para calibragem dos ganhos.

3.2.1 Controlador Fuzzy

No chamado Controlador Fuzzy, a estratégia de controle é descrita por meio de regras linguísticas que conectam, de modo impreciso, várias situações com as ações a serem tomadas. No exemplo do controlador PID, não é necessário um modelo matemático preciso ou formal da planta, embora as regras linguísticas que definem a estratégia de controle se constituam em um modelo linguístico da planta. O diagrama de blocos para um Controlador Fuzzy pode ser observado na Figura 13.

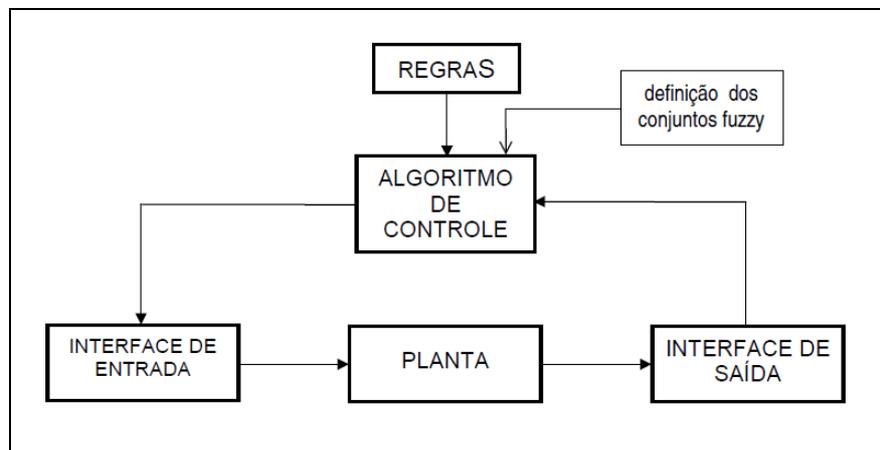


Figura 13: Diagrama de Blocos para um controle Fuzzy.

A interface de saída adquire informações a respeito da planta e as traduz para a linguagem de conjuntos Fuzzy. Aí podem estar incluídos conversores A/D e D/A, fatores de escala, procedimentos de quantização, etc. A interface de entrada converte a saída Fuzzy do controlador para um valor a ser fornecido ao processo. Aí se incluem métodos de defuzzificação, fatores de escala, integradores, conversores, etc. Também faz parte da estrutura a definição dos conjuntos Fuzzy, usados para representar as regras, incluindo-se também as definições dos universos usados para as variáveis de

entrada e saída do controlador. O algoritmo de controle usa as regras disponíveis e produz, para um determinado estado do processo, a decisão sobre a próxima entrada do processo.

A estrutura apresentada aqui é de caráter geral e aplicável a qualquer planta controlável por essas técnicas. O que fornece ao controlador uma identidade é o conjunto de regras que lhe são fornecidas: estas constituem a quantidade de informação necessária para executar uma determinada tarefa de controle com o processo em questão. Isto é importante ser enfatizado, pois a essência do controlador reside nas regras de controle. A teoria de conjuntos Fuzzy apenas fornece os meios para se traduzir as regras em termos matemáticos e para se inferir uma decisão a partir delas.

As variáveis utilizadas de entrada são o erro, gerado a partir da diferença entre o sinal de referência e a saída da planta, e a variação do erro, medida diretamente ou inferida a partir da medição do erro. Além disso, a opção por uma saída incremental, ao invés de absoluta, é mais condizente com o raciocínio empregado por operadores humanos, e proporciona uma economia em termos do universo da saída. As variáveis Fuzzy, o erro e a variação do erro, podem ser definidas, por exemplo, como correspondentes aos valores reais medidos pelas entradas. Entretanto, um procedimento geral faz uso de universos discretos e normalizados definidos, por exemplo, pelo conjunto $\{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$.

Nos controladores Fuzzy dos tipos aqui considerados, os conjuntos Fuzzy são de forma triangular (aproximadamente) simétricos, com graus de pertinência $\{0,3; 0,7; 1; 0,7; 0,3\}$. Na Figura 14 estão representados sete conjuntos Fuzzy denominados PB (*positive big*), PM (*positive medium*), PS (*positive small*), ZO (*zero*), NB (*negative big*), NM (*negative medium*), NS (*negative small*), e os graus de pertinência associados a cada um desses conjuntos, considerando um universo discreto e finito de 13 elementos conforme definido no conjunto acima. Alternativamente, pode ser empregada uma representação gráfica, conforme o gráfico da Figura 14.

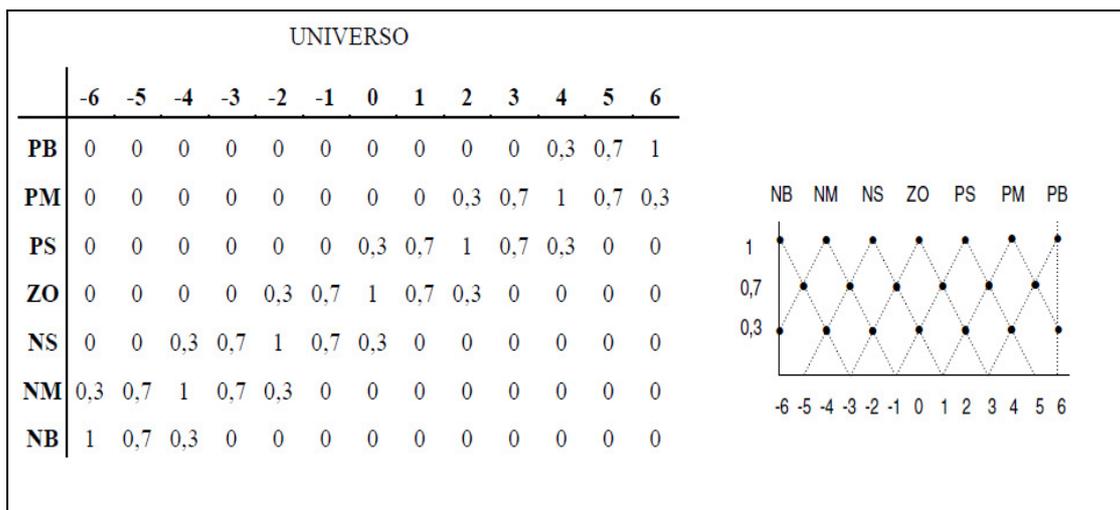


Figura 14: Conjuntos Fuzzy e seus graus de pertinência

3.2.1.1 Defuzzificação

A saída do controlador Fuzzy é um conjunto Fuzzy U_i no universo da saída. Como o processo requer um sinal não-Fuzzy (preciso) em sua entrada, necessita-se fazer uma interpretação daquele conjunto Fuzzy. Esta interpretação, denominada defuzzificação, pode ser feita através de vários métodos como, por exemplo, da Média dos Máximos (MOM) e do Centro de Gravidade (COG).

Como o universo utilizado é discreto, o resultado da defuzzificação precisa ser arredondado para o valor inteiro mais próximo no universo. O arredondamento para o valor inteiro imediatamente abaixo impossibilitará de se obter o valor mais alto do universo quando o conjunto suporte está localizado no extremo do universo $\{0,3; 0,7; 1\}$, por exemplo. Na realidade, com COG não é possível obter os valores extremos do universo, devido à própria natureza do método. Isto pode dar origem a uma resposta mais lenta do que a obtida com MOM.

3.2.1.2 Regras de controle

A estratégia de controle é descrita por um conjunto de regras linguísticas. Conforme mencionado, duas entradas são consideradas: o erro, e a variação do erro. A saída é a variação na saída do controlador (U). O conjunto de regras é, então, da forma:

RN: se erro é E1, e variação do erro é CE1, então $U=U1$; ou

se erro é E2, e variação do erro é CE2, então U=U2; ou

...

...

se erro é Em, e variação do erro é CEm, então U=Um.

onde E_j, CE_j e U_j (j = 1, ..., m) são os valores linguísticos representados por conjuntos Fuzzy.

A estratégia de controle é representada por uma matriz μ_R^N . O controlador é então solicitado a fornecer, a partir dos valores do erro e da variação do erro, uma saída apropriada. Assim, em um instante *i*, quando as entradas precisas (*singletons*) são e_i e ce_i , o conjunto Fuzzy da saída U_i será dado por (utilizando-se a regra de inferência max-min e min para representar o conectivo *e*):

$$\mu_{U_i}(u) = f_{ou} [f_{\rightarrow}(\mu_{E^1}(e_i) \wedge \mu_{CE^1}(ce_i), \mu_{U^1}(u)), f_{\rightarrow}(\mu_{E^2}(e_i) \wedge \mu_{CE^2}(ce_i), \mu_{U^2}(u)), \dots, \dots, f_{\rightarrow}(\mu_{E^n}(e_i) \wedge \mu_{CE^n}(ce_i), \mu_{U^n}(u))] \quad (3.6)$$

3.3 Controle Robusto

O Controlador Robusto de modo Deslizante (*Sliding Mode*) constitui um tipo especial de estrutura variável, na qual a dinâmica do sistema é atraída a um hiperplano no espaço de estados. Este hiperplano, também conhecido como *superfície de deslizamento*, constitui-se de uma trajetória especificada, a qual se deseja que o sistema acompanhe. Uma vez que a dinâmica do sistema atingir a *superfície de deslizamento*, o controlador passa a variar sua estrutura de modo que a trajetória da dinâmica do sistema a acompanhe. Esta variação da estrutura ocorre através do chaveamento dos termos do controlador, caracterizando uma ação de controle não-linear.

Pelo fato de a técnica ser capaz de lidar diretamente com dinâmicas não lineares, ela permite desempenhos satisfatórios mesmo quando se considera uma extensa faixa de pontos da operação, pois os procedimentos de linearização não são necessários. Este fato possibilita que o projeto do controlador seja relativamente rápido, comparado com a implementação de técnicas robustas lineares que necessitam ter seus ganhos interpolados quando vários pontos da operação são considerados. Além disso, o controlador permite que o acompanhamento das trajetórias ocorra de maneira robusta

(robustez de desempenho), ou seja, mesmo em vista da variação paramétrica da planta e sob a ação de distúrbios, exigindo apenas um modelo simplificado da planta [20].

A idéia por trás do acompanhamento não linear é implementar uma lei de controle que imponha ao veículo condições desejadas (ou de referência) para a posição, velocidade e aceleração. Para isto, define-se uma função de acompanhamento s como

$$s(\eta, \dot{\eta}, t) = \dot{\eta} + \lambda \tilde{\eta} \quad (3.7)$$

onde:

$\tilde{\eta} = \eta - \eta_{ref}$: banda do sistema de controle para um grau de liberdade e $\lambda \in \mathfrak{R}$.

Reescrevendo s em função do erro, tem-se

$$s = \dot{e} + \lambda \tilde{e} \quad (3.8)$$

onde

$$\tilde{e} = \phi - \phi_{ref} \quad (3.9)$$

$$\dot{\tilde{e}} = \dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref} \quad (3.10)$$

$$\ddot{\tilde{e}} = \ddot{\phi} - \ddot{\phi}_{ref} \quad (3.11)$$

O modelo linear do sistema é desse modo

$$\ddot{\phi} = A\phi + Bu \quad (3.12)$$

Então, derivando a Equação (3.8) e substituindo nela (3.10) e (3.11), tem-se

$$\dot{s} = \dot{e} + \lambda \dot{\tilde{e}} \quad (3.13)$$

$$\dot{s} = \dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref} + \lambda(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref}) \quad (3.14)$$

$$\dot{s} = \ddot{\phi} + \lambda(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref}) \quad (3.15)$$

e substituindo a Equação (3.12) em (3.15) tem-se

$$\dot{s} = A\phi + Bu + \lambda(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref}) \quad (3.16)$$

$$\dot{s} = A\phi + \lambda(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref}) + Bu \quad (3.17)$$

Fazendo uma mudança de variável na Equação (3.17),

$$F = A\phi + \lambda(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref}) \quad (3.18)$$

$$\dot{s} = F + Bu \quad (3.19)$$

Substituindo $u = K \cdot \text{sgn}(s)$ na Equação (3.19), e em seguida multiplicando-a por s , obtém-se

$$\dot{s} = F + BK \text{sgn}(s) \quad (3.20)$$

$$\dot{ss} = sF + BK \text{sgn}(s)s \quad (3.21)$$

Sabendo-se que $\text{sgn}(s)s = |s|$, então substituindo na Equação (3.21) tem-se

$$\dot{ss} = sF + BK|s| \quad (3.22)$$

Então, para garantir a convergência de s , mesmo com incerteza nos parâmetros da dinâmica e nos distúrbios externos, utiliza-se

$$\dot{ss} \leq -\mu|s| \quad (3.23)$$

onde μ é uma constante positiva.

A partir das Equações (3.22) e (3.23) tem-se

$$sF + BK|s| \leq -\mu|s| \quad (3.24)$$

e assim, a partir de operações algébricas,

$$sF - \mu|s| \leq -BK|s| \quad (3.25)$$

$$|sF - \mu|s| \leq |-BK|s| \quad (3.26)$$

$$|sF| + \mu|s| \leq |-BK||s| \quad (3.27)$$

$$|F| + \mu \leq |-BK| \quad (3.28)$$

$$\left| \frac{F}{B} \right| + \mu \leq |-K| \quad (3.29)$$

$$\left| \frac{F}{B} \right| + \mu \leq |K| \quad (3.30)$$

Então, finalmente, o ganho K é determinado por

$$\left| \frac{F}{B} \right| + \mu \leq K \quad \text{e} \quad -\left| \frac{F}{B} \right| - \mu \leq K \quad (3.31)$$

Note-se que o termo K inclui as estimativas de incerteza do modelo da dinâmica do TPPE.

Como mencionado anteriormente, deseja-se que a dinâmica do sistema siga uma *nova* trajetória definida pela *superfície de deslizamento*. Esta superfície pode ser representada por uma curva no plano de fase, com coeficiente angular λ , mostrada na Figura 15. Considerando uma posição inicial arbitrária no plano de fase, a trajetória da dinâmica do sistema é atraída pela superfície de deslizamento, definida por $s(t)=0$, onde a função s é dada pela Equação (3.8). Neste caso, a superfície de deslizamento é atingida e inicia o modo deslizante, onde a trajetória da dinâmica do sistema controlado passa a convergir exponencialmente, com constante de tempo igual $1/\lambda$, até a trajetória de referência definida por $[\phi_{ref}; \dot{\phi}_{ref}]$, vide Figura 16.

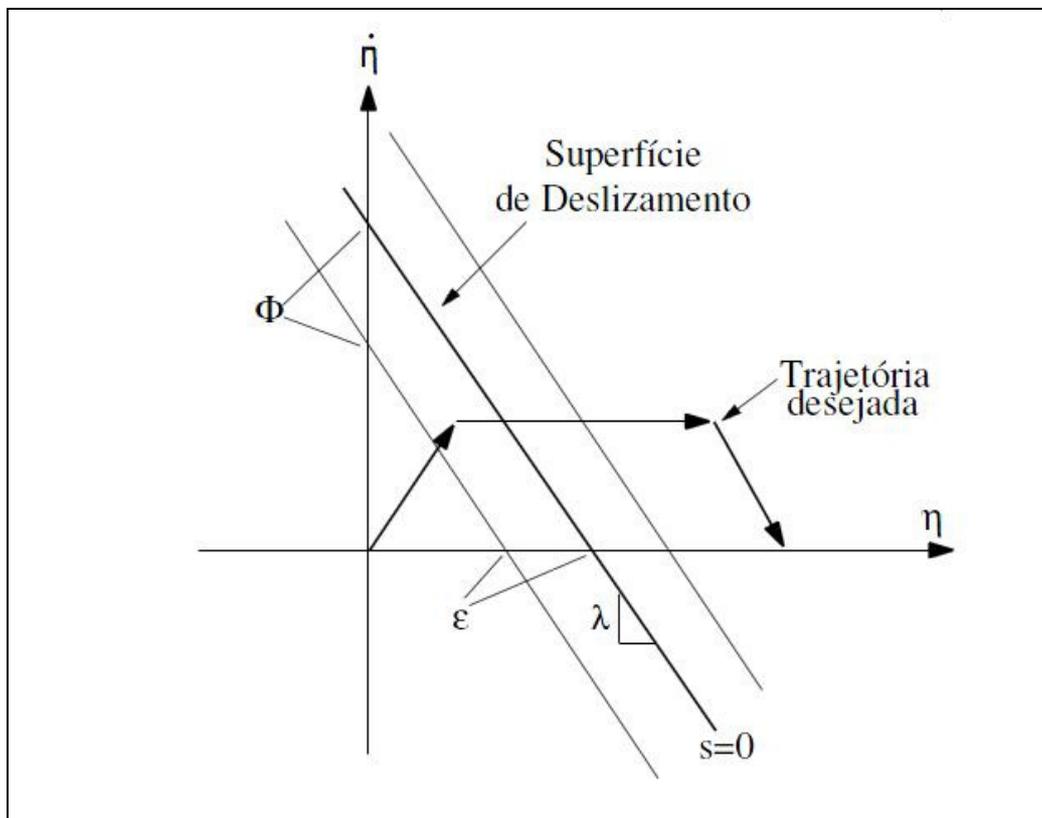


Figura 15: Diagrama de blocos para um Controlador PID

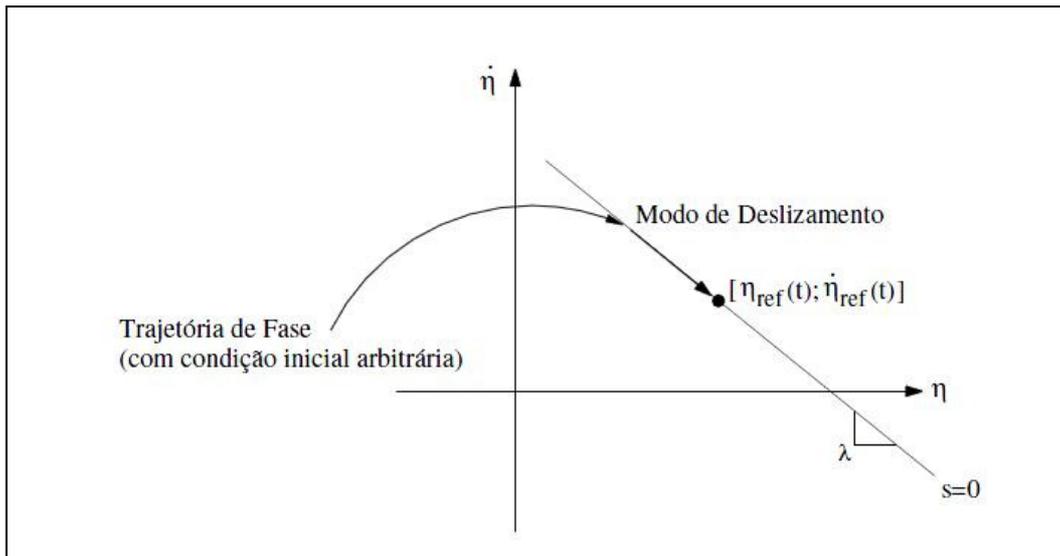


Figura 16: Diagrama de blocos para um Controlador PID

O parâmetro λ está relacionado com o sinal com o qual se deseja excitar o sistema, ou seja, é função da frequência da trajetória que se deseja impor ao sistema. A escolha do parâmetro λ é feita de maneira que seja menor que a frequência do primeiro modo de vibração não modelado do sistema.

Na Figura 16 aparece a trajetória da dinâmica, partindo de uma condição inicial arbitrária, no plano de fase. Observe que a trajetória é atraída pela *superfície de deslizamento*, possuindo, então, convergência exponencial, com uma constante de tempo $1/\lambda$, até a trajetória de referência.

Também, devido à impossibilidade do controlador digital chavear os termos da lei de controle de maneira instantânea, tal como na Figura 16, por ser um procedimento discreto, o efeito prático resultante do chaveamento se configura no comportamento ilustrado na Figura 17, conhecido como *chattering*. Este fenômeno é indesejável, pois exige uma atividade excessiva, além de poder excitar dinâmicas não modeladas de alta frequência.

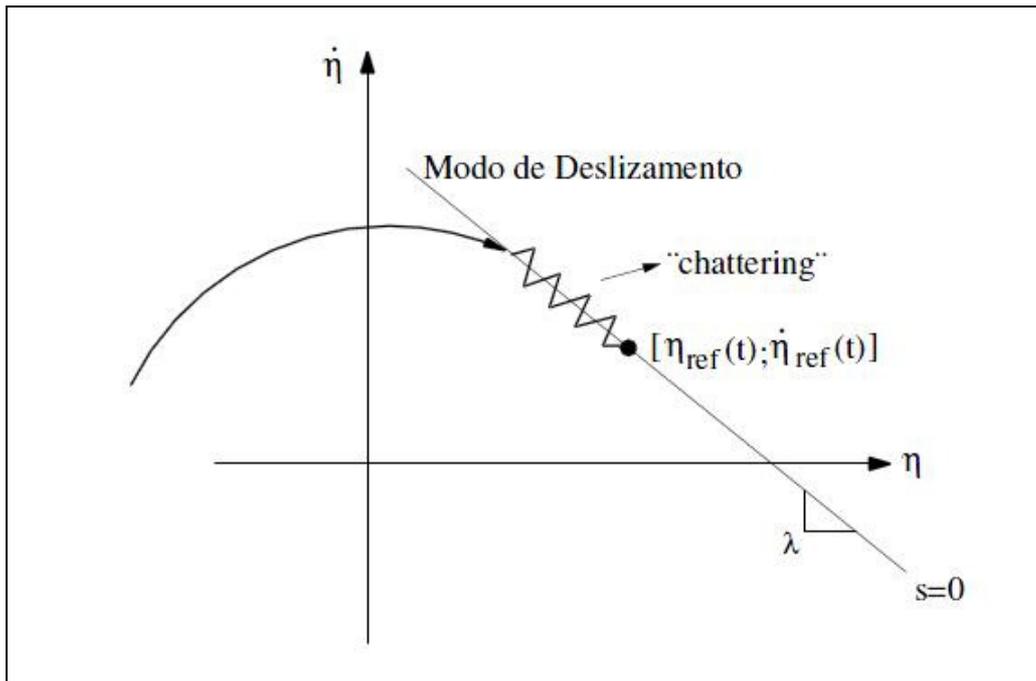


Figura 17: Efeito de chattering ou chaveamento excessivo

Em soma, as equações da estratégia de controle robusto tipo “Controle Deslizante” para o TPRE se apresentariam da forma descrita a seguir.

Modelo linearizado:

$$\ddot{\phi} = A\phi + Bu \quad (3.32)$$

Superfície de deslizamento:

$$s = \dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref} + \lambda(\phi - \phi_{ref}) \quad (3.33)$$

Variáveis utilizadas para o controle:

$$F = A\phi + \lambda(\dot{\phi} - \dot{\phi}_{ref}) \quad (3.34)$$

$$K = \left| \frac{F}{B} \right| + \mu \quad (3.35)$$

E, finalmente, a lei de controle:

$$u = K \operatorname{sgn}(s) \quad (3.36)$$

onde os valores de λ e μ são determinados por simulações ou empiricamente.

3.4 Controle Direcional

O controle direcional do TPPE é efetuado utilizando um ganho Proporcional, de acordo com a equação seguinte:

$$u_{direc} = K_d \times direc \quad (3.37)$$

Aonde:

K_d : ganho proporcional

$direc$: valor de entrada lido do potenciômetro deslizante.

u_{direc} : sinal para o controle direcional

Após a apresentação do modelo matemático com as equações da dinâmica do sistema, no Capítulo 2, e as equações das estratégias de controle deste capítulo, procede-se no capítulo seguinte a apresentação do esquema do processo de simulação e de seus resultados, para cada estratégia apresentada.