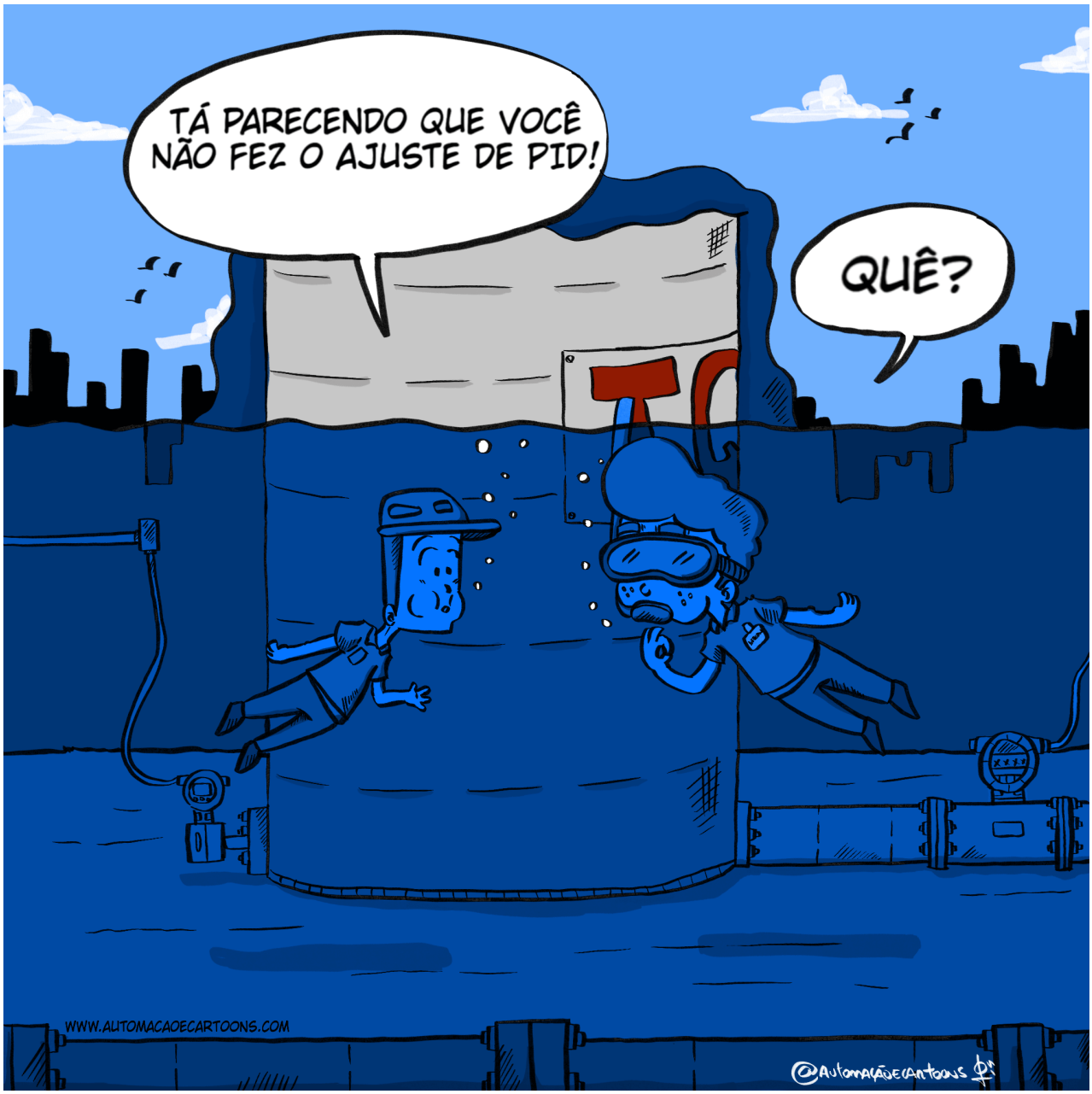


Trabalho Final Lab de Controle II

Título do trabalho

Título do trabalho: **Controladores PID com Anti-Windup**

Este trabalho está previsto para ser realizado em duplas de alunos.

Data de **entrega**: 08/12/2022, arquivo PDF, enviado por email para fpassold@upf.br

Objetivo do trabalho

A objetivo deste trabalho é que o estudante entenda o que é o problema da "saturação na ação integral" (ou efeito "windup") ocorrendo com um controlador típico PID; que tome conhecimento de diferentes técnicas para minimizar este problema e que em especial acabe usando (simulando e comparando) a técnica "*back-calculation*" com certa planta/exemplo.

Conteúdo do Trabalho

Sugere-se dividir o trabalho nos seguintes tópicos:

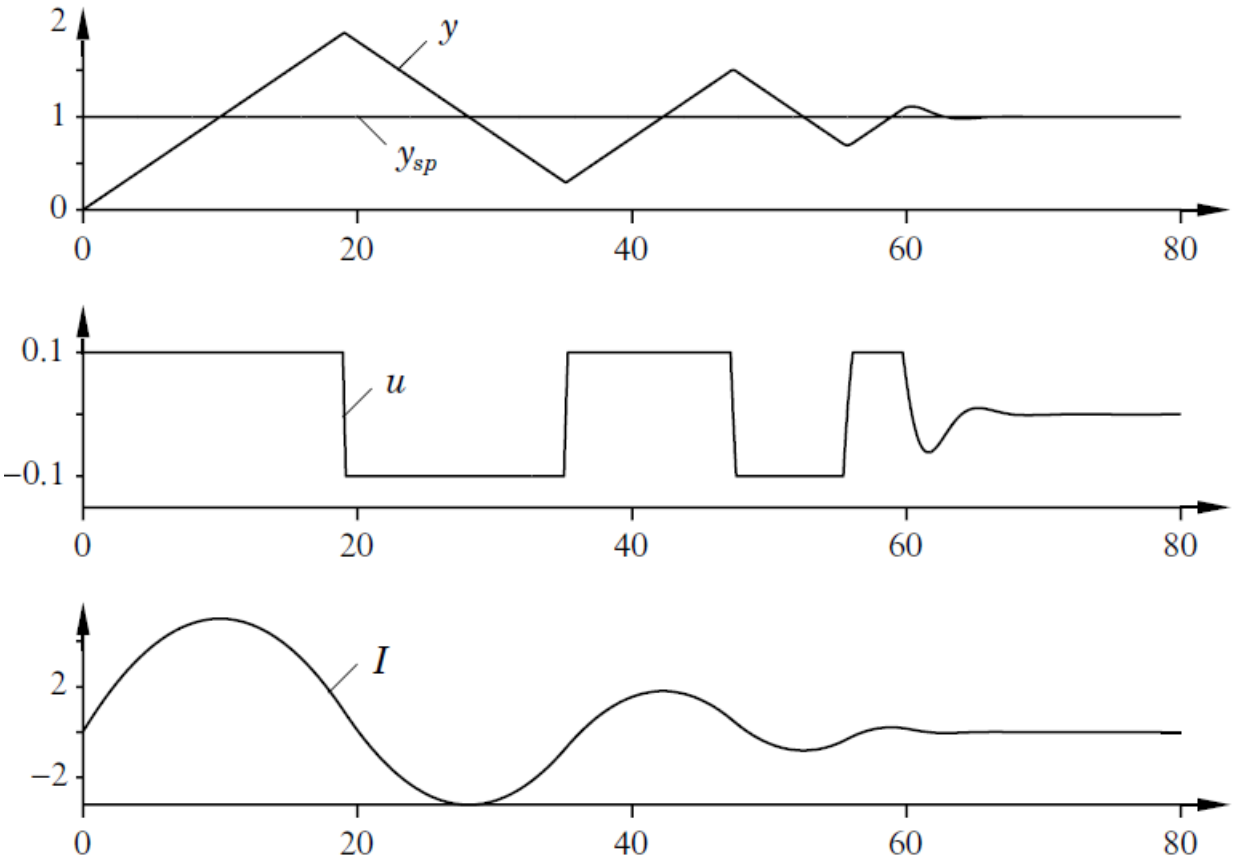
1. O problema da Saturação Integral

Uma dos problemas mais comuns com o controlador PID é como fazê-lo lidar com o efeito de "windup" ou de Saturação Integral. O "windup" ou problema da "saturação integral" é o resultado causado pelo acúmulo de uma soma de erro muito grande quando a variável de processo está se aproximando do Setpoint de maneira lenta. Isso resulta em uma quantidade significativa de sobressinal e controle ineficiente.

Note que o componente Integral é a única parte de um controlador PID com memória de longo prazo. Enquanto os componentes Proporcional e Derivativo ajudam a reagir a erros de forma instantânea, a ação Integral é o único fator que melhorar a qualidade da malha de controle ao longo do tempo.

Exemplo 3.1 de Sobrecarga da Ação Integral

A próxima figura (Fig 3.18 originalmente em [1]) demonstra o fenômeno do "windup". Ela mostra o controle de um processo tipo 1 (integratico) atuando com um controlador Integral. A figura mostra a saída do processo $y(t)$, a referência (*setpoint*), ou $y_{sp}(t)$, o sinal de controle $u(t)$ e a ação integral $I(t)$.



A mudança inicial da referência (*setpoint*, variável $y_{sp}(t)$) é tão grande que o atuador satura num valor máximo ($= 0.1$).

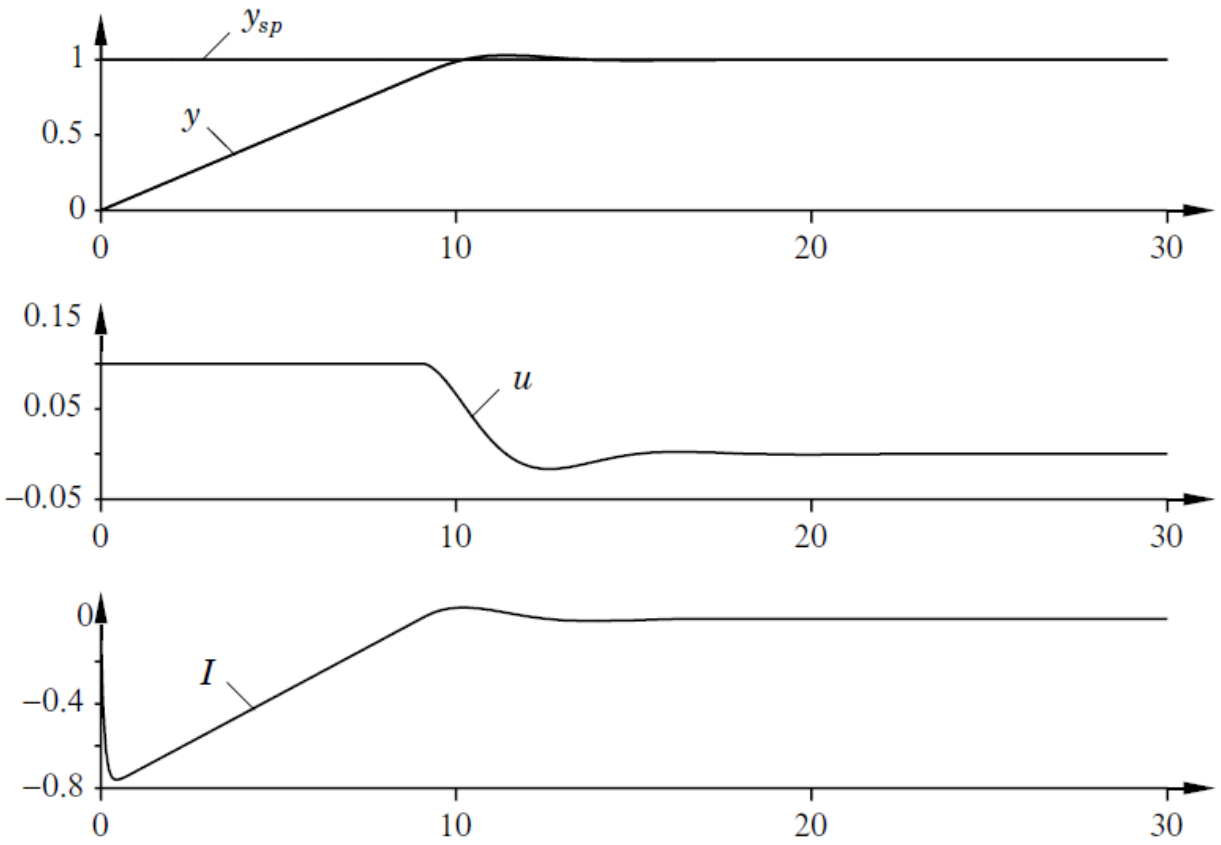
Note que o termo integral aumenta inicialmente porque o erro é positivo; ele atinge seu maior valor no tempo $t = 10$ quando o erro passa por zero.

A saída permanece saturada neste ponto por causa do grande valor do termo integral. Ele não abandona o limite de saturação até que o erro tenha sido negativo por um tempo suficientemente longo para deixar a parte integral descer a um nível pequeno.

O sistema não sai do limite de saturação até que o erro tenha se tornado negativo por um tempo suficientemente longo para deixar a parte integral descer a um nível pequeno.

Observe que o sinal de controle comuta entre seus limites máximo ($= 0,1$) e mínimo ($= -0,1$) várias vezes. O efeito final é uma grande sobrecarga (pela ação integral) e uma oscilação amortecida onde o sinal de controle oscila de um extremo ao outro como no caso de um relé (ou controlador on/off). Mas a saída finalmente se aproxima bastante do ponto de ajuste ($y(t) \cong y_{sp}(t)$), motivo pelo qual o atuador não satura. O sistema então se comporta linearmente e estabiliza.

A próxima figura mostra o que ocorre quando um controlador com anti-windup é aplicado ao sistema simulado na Figura 3.18. Observe que a saída do integrador é rapidamente redefinida para um valor tal que a saída do controlador está no limite de saturação e a integral tem um valor negativo durante a fase inicial, quando o atuador está saturado.



A figura anterior corresponde a fig 3.20 de [1] e mostra o impacto causado pela aplicação de um Controlador Integral com anti-windup ao sistema apresentado no início deste exemplo (figura 3.18). Os diagramas mostram a saída do processo $y(t)$, *setpoint* (referência) -- que Astrom chama de $y_{sp}(t)$, o sinal de controle $u(t)$ e a ação integral $I(t)$.

Esse comportamento é drasticamente diferente da figura do (Figura 3.18), onde a integral tem um valor positivo durante o transiente inicial. Observe também a melhoria drástica no desempenho em comparação com o controlador PI comum usado na Figura 3.18.

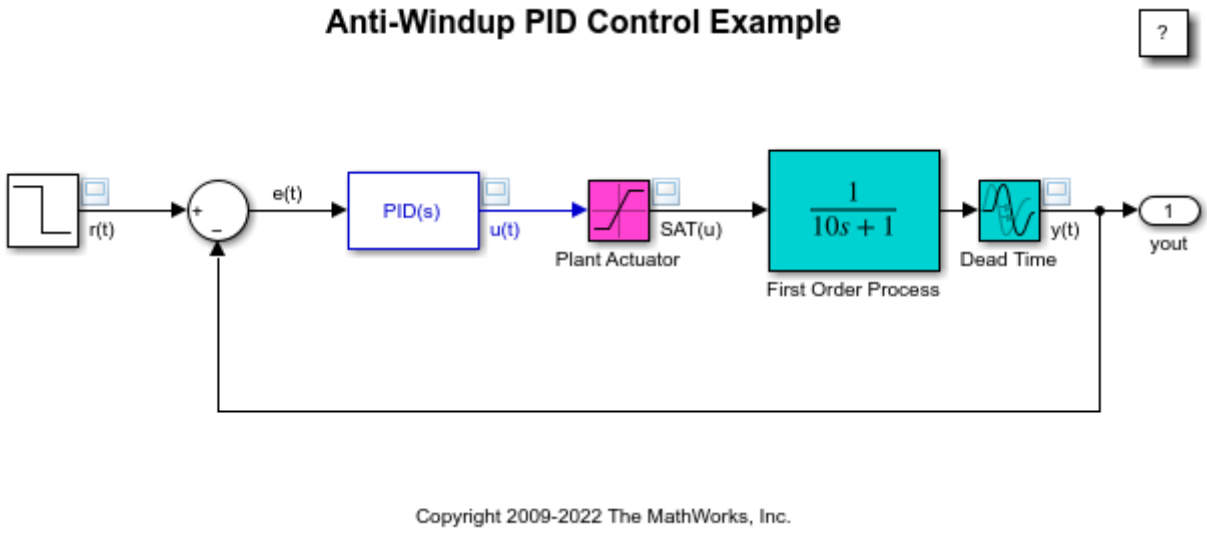
O exemplo de PID com Anti-windup da MathWorks

Para tentar demonstrar o problema da "saturação integral", os estudantes devem mostrar um PID simples (sem anti-windup) tentando controlar um sistema do tipo:

$$G(s) = \frac{1}{10s+1}e^{-2s}$$

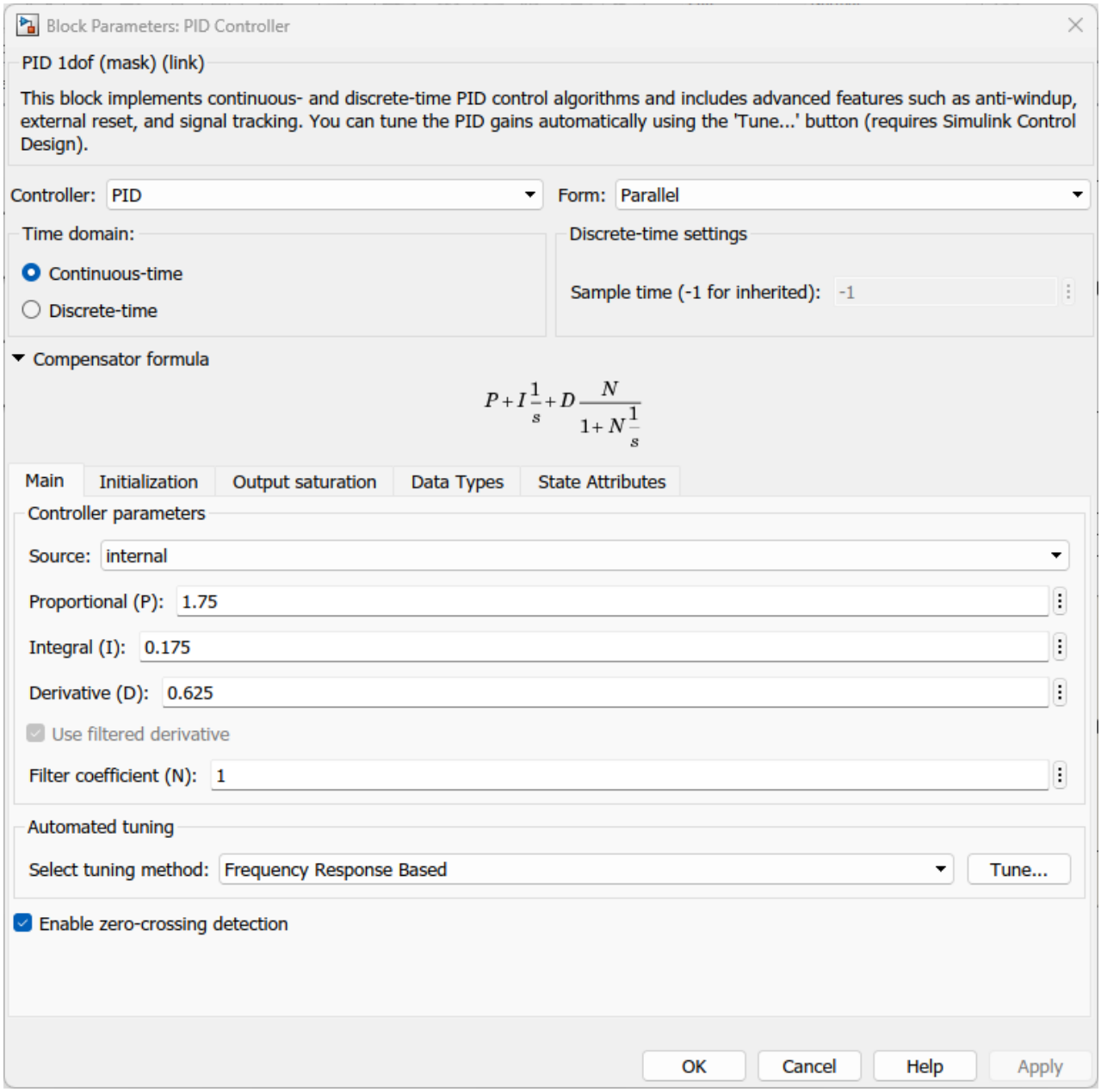
Trata-se de um sistema de 1a-ordem com atraso de transporte (atraso na resposta). Note que esta planta só aceita valores de entrada na faixa de $-10 \ldots +10$ Volts. Isto é, seu driver de potência satura se recebe valores superiores aos que foram indicados. Esta é a planta usada como exemplo no "tutorial" sobre Controle PID com Anti-Windup disponibilizado pela MathWorks (fabricante do software Matlab), disponível à partir de: "**Anti-Windup Control Using PID Controller Block**" (https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/anti-windup-control-using-a-pid-controller.html).

Esta planta/processo, com as características indicadas anteriormente pode/deve ser simulada usando o Matlab/Simulink para demonstrar os problemas que surgem e mostrar a efetividade (ou não) de soluções que podem ser empregadas para tentar minimizar o problema. Para efeitos de simulação, siga o mesmo procedimento adotado no material da Mathwork: suponha que a referência seja uma entrada degrau de amplitude 5, já incorpore o bloco de atraso no tempo ("*Dead Time*") e o bloco de Saturação ("*Plant Actuator*"), já nas primeiras simulações com um PID sem Anti-Windup -- veja figura à seguir.



A ideia é que os estudantes, iniciem o trabalho simulando como um PID sem Anti-Windup aplicado nesta planta, faz o sistema se comportar em malha-fechada e assim primeiramente entender o problema da "saturação integral", comum na prática. Os estudantes devem mostrar e comentar o resultado desta simulação.

Detalhes: sintonizar um PID para um processo lento com atraso de transporte pode ser complicado e demandar tempo. Sugere-se que para a planta citada anteriormente, os estudantes adotem os seguintes parâmetros para o PID fornecido "de fábrica" no Matlab/Simulink:



2. Abordagens para Anti-Windup

A seguir os estudantes devem apresentar uma teoria mínima associada com a abordagem que será adotada para minimizar os efeitos da saturação.

O PID fornecido de "fábrica" pela Marhworks no Simulink disponibiliza 2 técnicas para minimiar o efeito "windup":

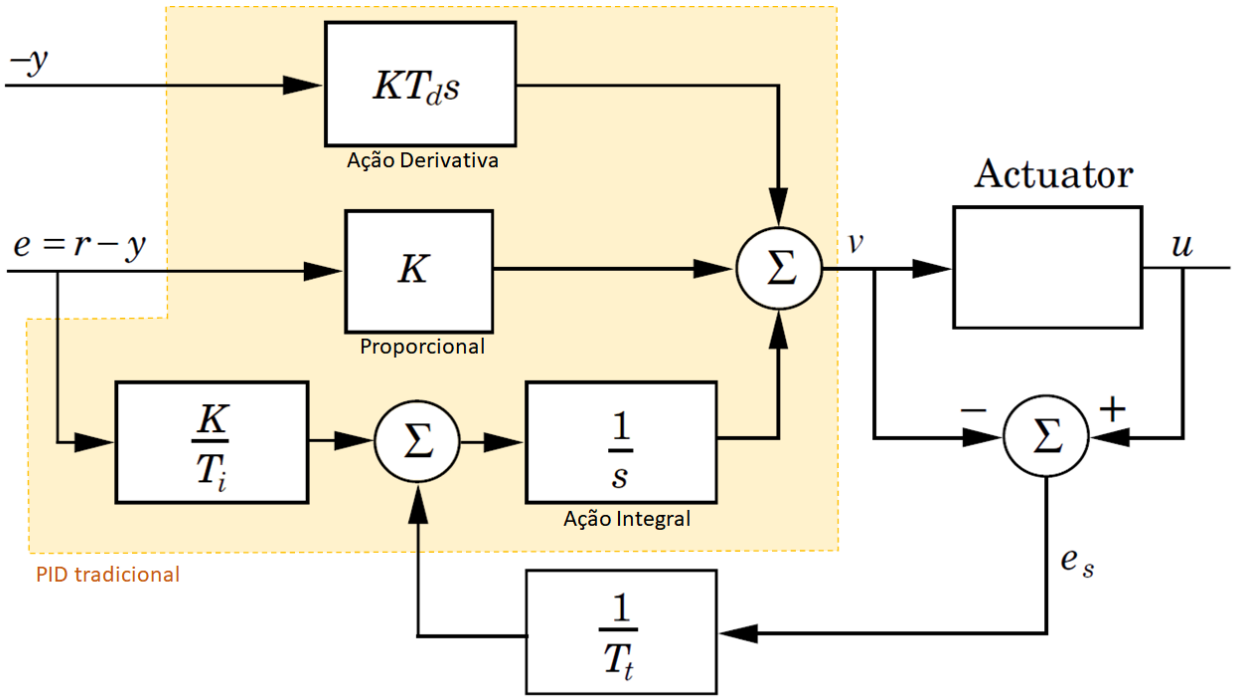
1. "***Back-Calculation***", ou método do Cálculo Retroativo, e;
2. "***Integrator Clamping***", ou método da "Integração Condicional".

Em especial neste trabalho (e para fins de simplificação), espera-se que os estudantes explorem apenas a técnica ***back-calculation***.

2.1 Método do cálculo retroativo ou "*backup-calculating*"

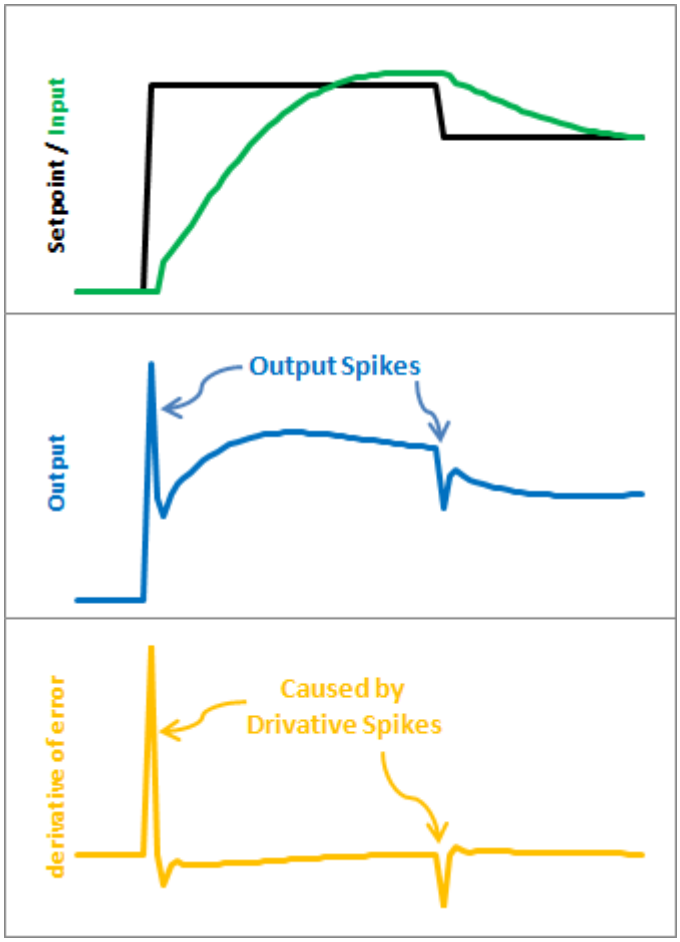
Este método descrito brevemente na página WEB da MathWorks à respeito de controlador PID com Anti_Windup ("Anti-Windup Control Using PID Controller Block": https://www.mathworks.com/help/simulink/slref/anti-windup-control-using-a-pid-controller.html#responsive_offcanvas) foi proposto originalmente por Åström e Hägglund em 1995 [1].

A próxima figura ilustra na forma de um diagrama em blocos, esta proposta de PID com anti-windup:



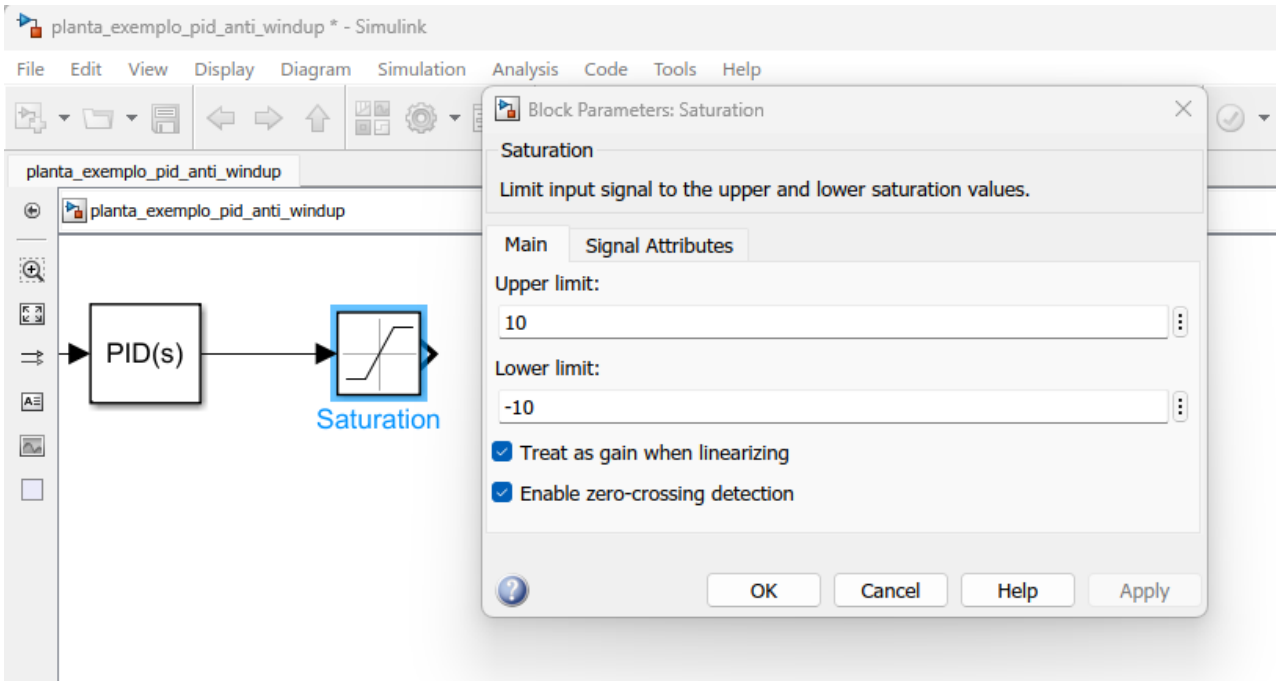
Trata-se da figura 3.19(a), adaptada de [1] e mostra um diagrama de blocos de um controlador PID com anti-windup baseado em cálculo retroativo ("*back-calculation*").

Note que esta figura já mostra a Ação Derivativa atuando não sobre o sinal do erro, $e(t)$, mas sobre a saída da planta: $-y(t)$. Isto é feito para evitar o que se chama de "*derivative quicks*", ou "*derivative spikes*": "saltos" na ação derivativa enm função de mudanças bruscas no sinal de referência, $r(t)$ (Ver [2]). A ideia é evitar amplitudes elevadas ocasionadas pela aplicação da derivada sobre um sinal de erro que varia muito rápido (aos saltos), em função de mudanças bruscas no sinal de referência (saltos/degrau mudando de amplitude). Como a planta normalmente reage mais lentamente e possui sua própria dinâmica ("inércia"), realizar $dy(t)/dt$ ao invés de $de(t)/dt$ visa gerar sinais menos oscilatórios e de menor amplitudes. A próxima figura (adaptada de [2]) mostra os "famosos" derivative spikes:



Voltando a figura do diagrama de blocos, o bloco "Atuador" pode incluir um modelo matemático completo do driver de potência (uma espécie de filtro passa-baixas), incluindo um bloco de saturação que contempla os limites físicos/reais do sinal de entrada usado pelo driver de potência.

O bloco atuador no caso da planta usada como exemplo pela MathWorks, seria simplesmente o bloco "Saturation" do Simulink com os parâmetros:



O sistema proposto conta com um laço extra de feedback gerado pela medição da saída atual do atuador, $u(t)$, formando um sinal de erro, $e_s(t)$, como sendo a diferença entre a saída gerada pelo controlador (PID ou outro), $v(t)$ e a saída do atuador, $u(t)$. O sinal $e_s(t)$ é repassado então para o bloco integrador através do ganho $1/T_t$. O sinal $e_s(t)$ é nulo (zerado) quando não há saturação. Neste caso, esta abordagem não afeta a operação normal do atuador enquanto ele não satura. Quando o atuador satura, o sinal $e_s(t)$ é diferente de zero. O laço de realimentação tradicional é "quebrado" porque o sinal $u(t)$ fornecido à planta se torna constante (saturado). Neste caso, atua o laço extra de realimentação que usa/passa por um integrador (bloco $1/s$). Este bloco trabalha com um sinal do tipo:

$$a(t) = \frac{1}{T_t}\, e_s(t) + \frac{K}{T_i}\, e(t)$$

onde $e(t)$ =sinal de erro do processo ($e(t) = r(t) - y(t)$).

A ideia neste caso é que a saída deste integrador tenda à zero. Em regime permanente, a equação anterior fica:

$$e_s(t) = -\frac{K\, T_t}{T_i}\, e(t)$$

Como $e_s(t) = u(t) - v(t)$, teremos então que:

$$v(t) = u_{lim} + \frac{K\, T_t}{T_i}\, e(t)$$

onde u_{lim} = valor máximo de saturação do atuador (da variável de controle).

Uma vez que os sinais $e(t)$ e u_{lim} possuem o mesmo sinal, resulta que $v(t)$ sempre será maior que u_{lim}, em magnitude. Isto evita o integrador de saturar.

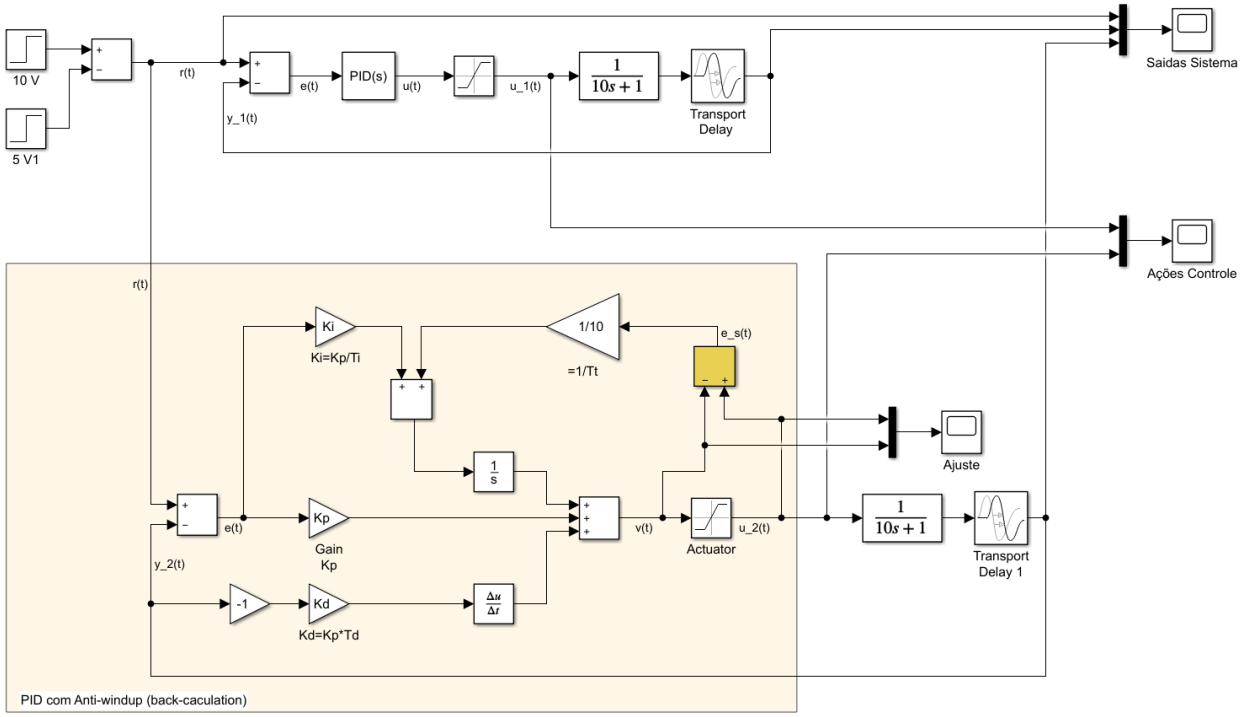
A taxa/razão, na qual a saída do controlador é "resetada" é ditada pelo ganho do laço de realimentação: $1/T_t$, onde T_t pode ser interpretado como uma constante de temp que determina que tão rápido a integral é resetada. Åström denomina T_t de constante de tempo de seguimento ou *tracking time constant* [1].

Inicialmente pode parecer vantajoso escolher sempre um valor muito pequeno para a constante de tempo T_t, porque o integrador é "resetado" rapidamente. No entanto, alguns cuidados devem ser tomados ao introduzir o anti-windup em sistemas com ação derivada. Se a constante de tempo T_t for muito pequena, erros espúrios podem causar saturação da saída, o que acidentalmente reseta o integrador. Åström e Hägglund [1] recomendam que a constante de tempo de rastreamento T_t deve ser maior que T_d (tempo derivativo) e menor que T_i (tempo integrativo). A "regra de ouro" sugerida é adotar: $T_t = \sqrt{T_i\, T_d}$.

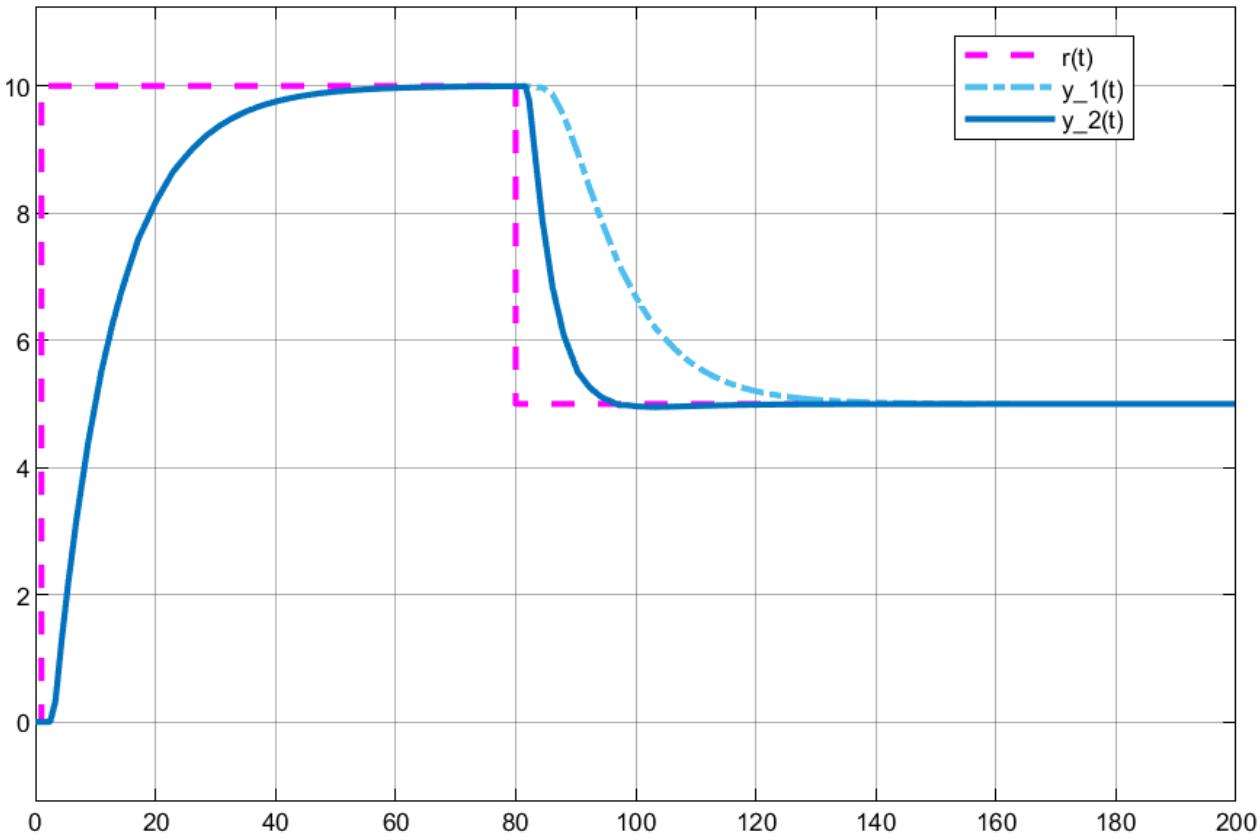
Observação: Caso o estudante apresente este método, sugere-se que o mesmo simule ao menos, 5 diferentes valores de T_t para mostrar e compreender sua influência na redução

do enfeito de windup. Sugere-se valores como: $T_f = [0,5\ 1\ 2\ 5\ 10\ 20\ 40]$ segundos..

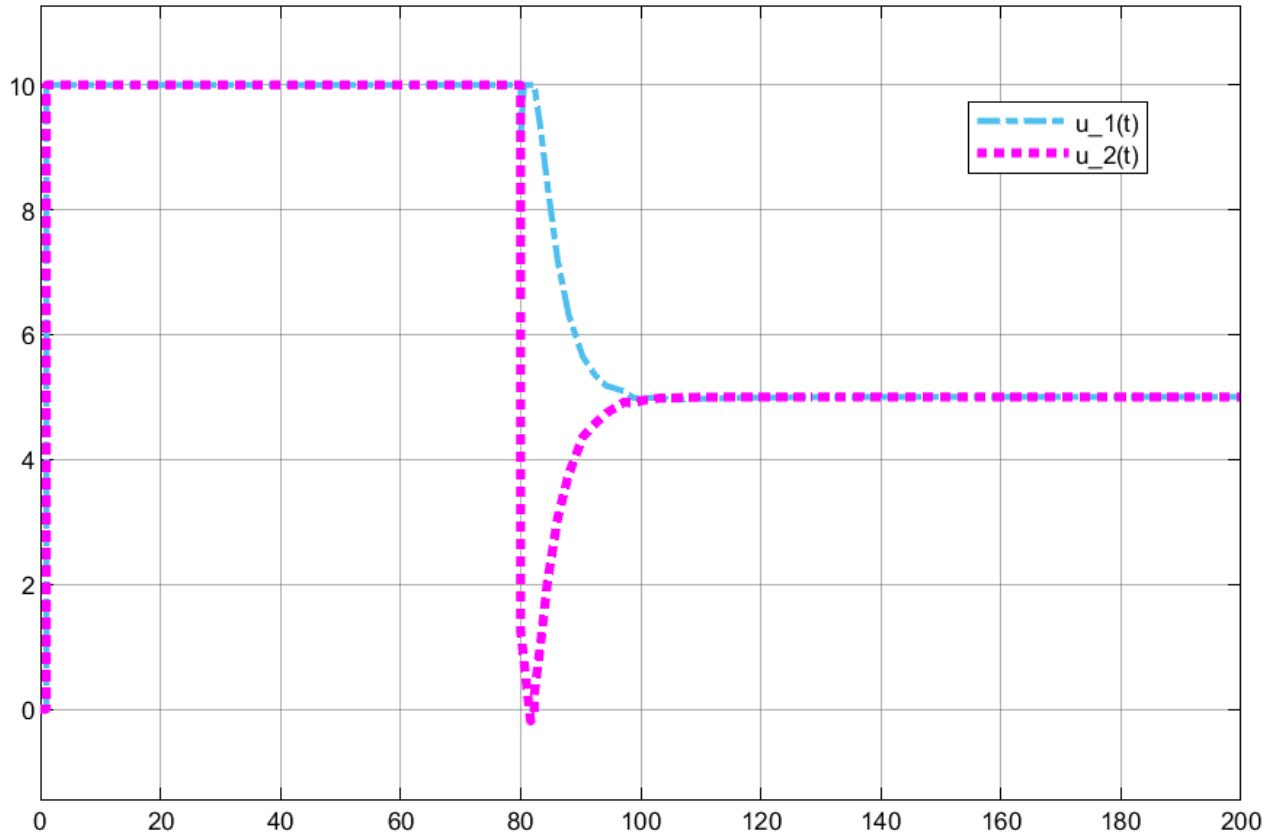
Sugere-se que os estudantes comparem a atuação do PID "tradicional" com o PID com anti-windup baseado neste método, como é mostrado na próxima figura:



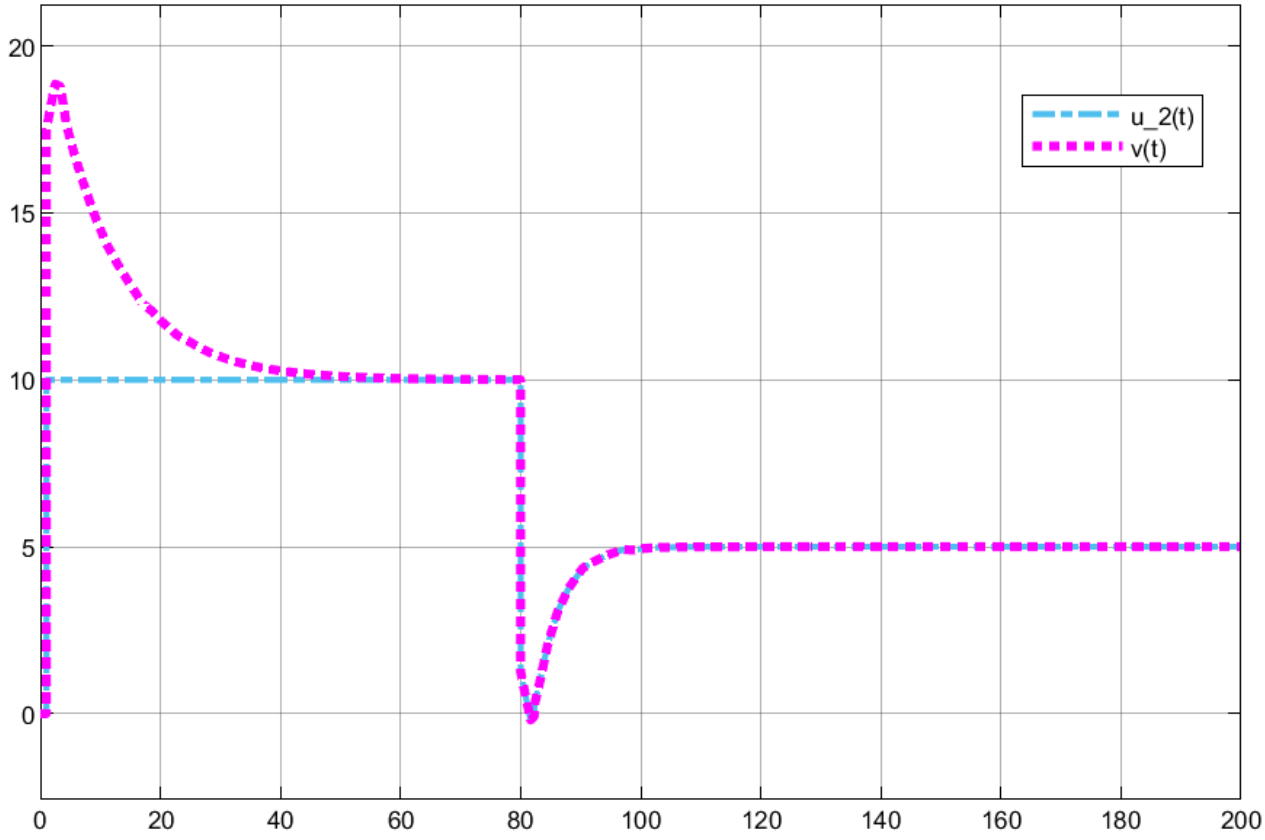
O resultado da simulação do bloco mostrado na figura anterior, gerou as seguintes respostas do sistema:



As ações de controle geradas aparecem na próxima figura:



E os ajustes realizados para ação anti-windup aparecem na próxima figura:



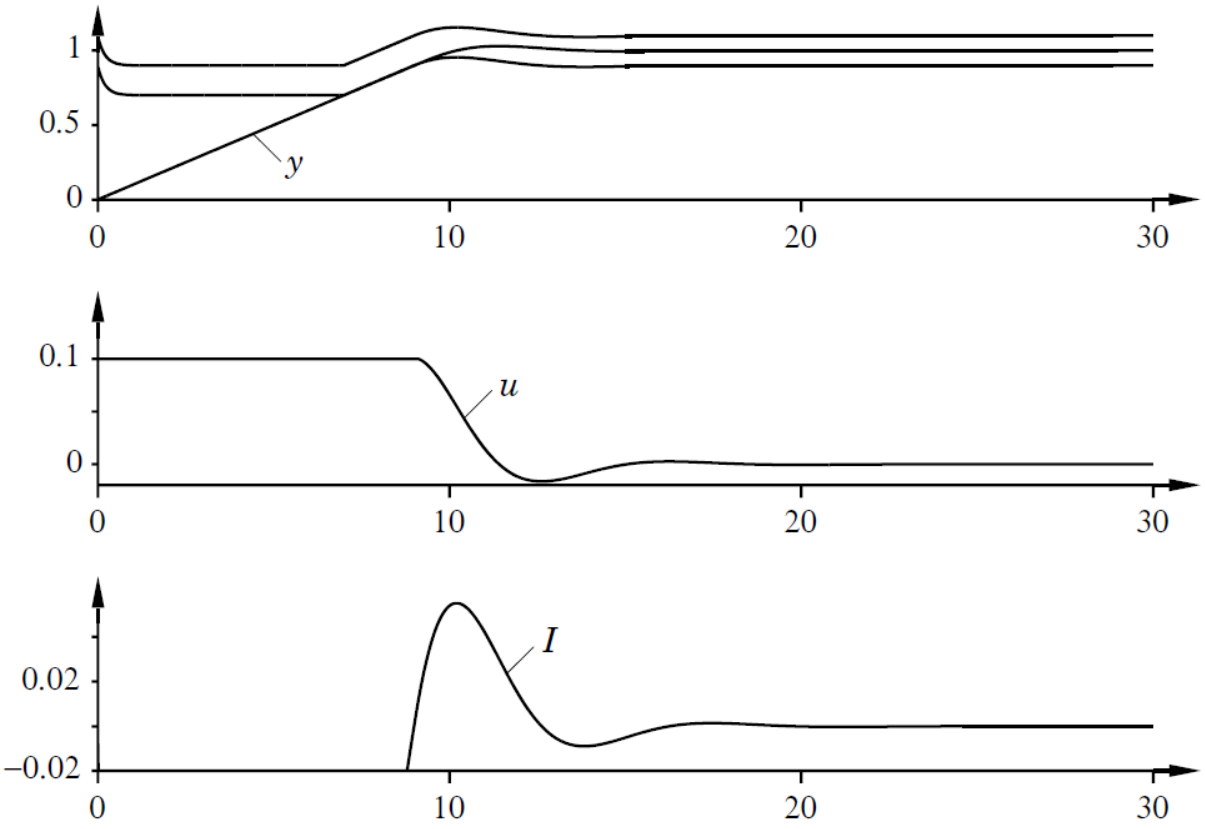
Na simulação anterior foi adotado $T_f = 10$ segundos.

2.2 Controlador no modo "Integrator Clamping"

O método da "Integração Condicional" ou *Integrator Clamping*, aparece no tópico "*Conditional Integration*" (ou "Integração condicional"), pág. 85 de [1]. É uma alternativa ao método *back-calculation*.

Neste método, a integração é "desligada" quando o sinal de controle está distante do estado estacionário (valor de referência desejado). A ação integral é, portanto, usada apenas quando certas condições são cumpridas, caso contrário, o termo integral é mantido constante (ou num estado de "saturação"). Por isto este método também é conhecido como *integrator clamping* (ou tamponamento do integrador).

As condições em que a integração é inibida podem ser expressas de muitas maneiras diferentes. A figura à seguir (figura 3.26 de [1]), mostra uma simulação desta técnica aplicada no Exemplo 3.1 (de [1], mostrado no início deste documento), com a integração condicional ocorrendo de tal forma que o termo integral é mantido constante durante a saturação.



A figura anterior mostra o resultado de uma simulação do sistema do Exemplo 3.1 com integração condicional. São mostrados os seguintes sinais: a banda proporcional, a saída do processo $y(t)$, o sinal de controle $u(t)$ e a ação integral $I(t)$.

Algumas condições de comutação diferentes são agora consideradas. Uma abordagem simples é desativar a integração quando o erro de controle é grande. Outra abordagem é desligar a integração durante a saturação. Ambos os métodos têm a desvantagem de que

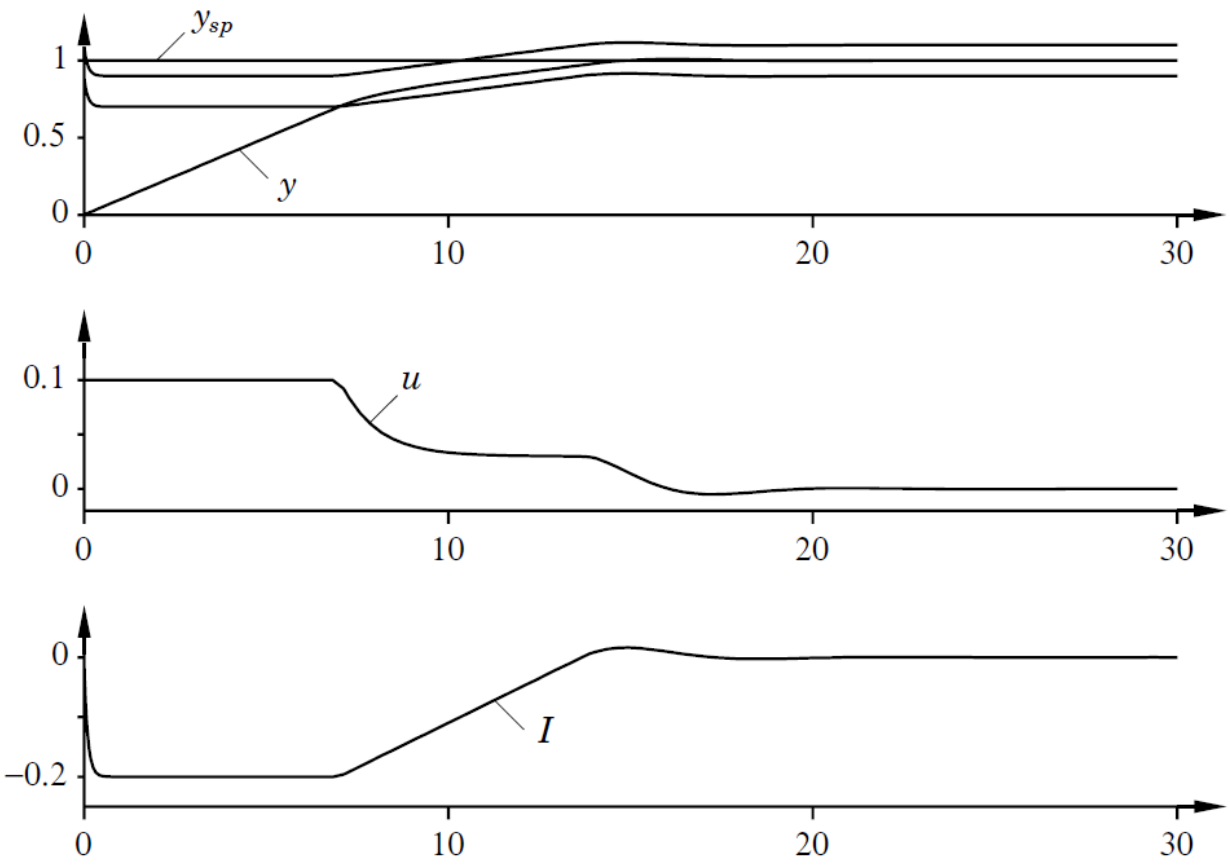
o controlador pode ficar travado num erro de controle diferente de zero se o termo integral tiver um valor grande no momento do desligamento da ação integral.

Para tentar contornar o problema anterior, a integração pode ser desligada quando o controlador está saturado **e** a atualização da ação integral é realizada de tal forma que faz com que o sinal de controle fique na saturação.

Suponha, por exemplo, que o controlador fique saturado no limite superior. A integração é então desativada se o erro de controle for positivo, mas não se for negativo.

Alguns métodos de integração condicional destinam-se principalmente à inicialização de processos em lote, quando pode haver grandes alterações no *setpoint*.

Uma versão em particular, usada em controle de temperatura, define uma banda proporcional fora do setpoint quando há grandes desvios de controle. O deslocamento pode ser usado para ajustar a resposta transitória obtida durante o arranque do processo. Os parâmetros utilizados são denominados *cut-back* ou *preload* -- ver próxima figura:



A figura anterior (originalmente figura 3.27 de [1]), mpostra um ajuste da banda proporcional usando parâmetros de corte (*cut-back*). Os diagramas mostram a banda proporcional, o ponto de ajuste $y_{sp}(t)$, a saída do processo $y(t)$, o sinal de controle $u(t)$ e a ação integral $I(t)$.

Neste sistema, a banda proporcional é posicionada com uma extremidade no ponto de ajuste (sinal de referência, $r(t)$ ou $y_{sp}(t)$) e a outra extremidade na direção do valor

medido ($y(t)$) quando há grandes variações. Estes métodos podem ajudar a eliminar o problema do windup principalmente nos casos de sistemas que sofrem perturbações.

A Banda Proporcional:

A noção de banda proporcional é útil para compreender o efeito de windup e explicar os esquemas de anti-windup. A banda proporcional corresponde ao intervalo do sinal de controle no qual o atuador não satura se o valor instantâneo da saída do processo ou seu valor previsto (referência) estiver dentro desta faixa. Para o controlador PID sem limitação na sua ação derivativa, o sinal de controle é resultado de:

$$u = K(b\,y_{sp} - y) + I - K\,T_d\,\frac{dy}{dt} \qquad (3.24)$$

Podemos tentar prever a saída do processo, y_p como:

$$y_p = y + T_d\,\frac{dy}{dt}$$

Pode-se definir a banda proporcional $[y_l, y_h]$ como:

$$y_l = b\,y_{sp} + \frac{I - u_{max}}{K} \qquad (3.25(a))$$

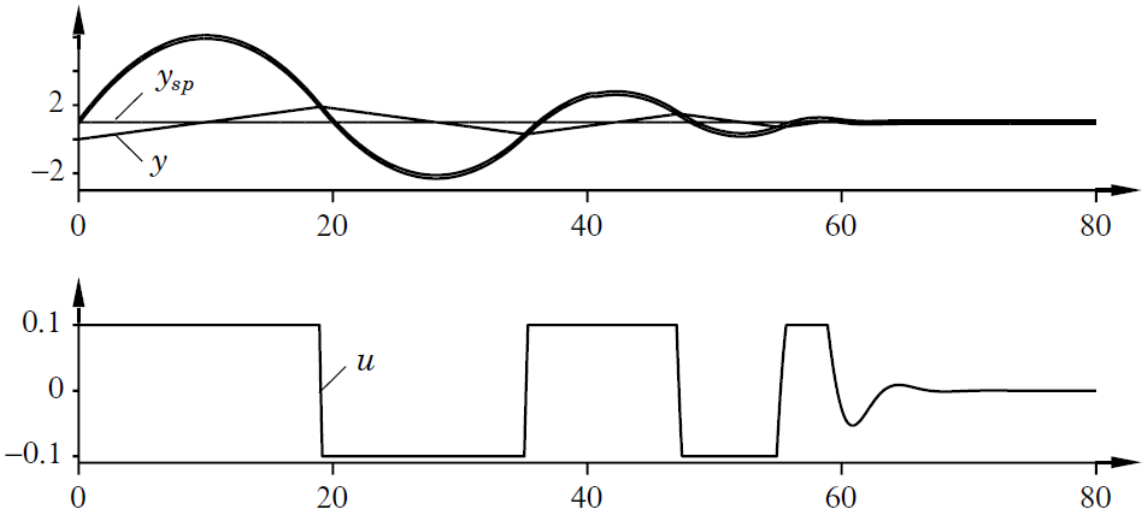
$$y_h = b\,y_{sp} + \frac{I - u_{min}}{K} \qquad (3.25(b))$$

onde: u_{min} e u_{max} são os valores para o sinal de controle para os quais o atuador satura.

O controlador opera de modo linear (sem saturação), se o sinal previsto apra saída do processo, y_p, estiver dentro da banda proporcional. O sinal de controle satura quando y_p estiver fora da banca proporcional.

Note que a banda proporcional pode ser deslocada mudando-se o termo integral nas equações (3.25).

Para ilustrar a utilidade do conceito da "banda proporcional", a proxima figura mostra a banda proporcional (fig 3.24 de [1]). Esta figura pode ser comparada com uma figura inicial já mostrada neste documento (fig 3.18 de [1]) para o caso do Exemplo 3.1.

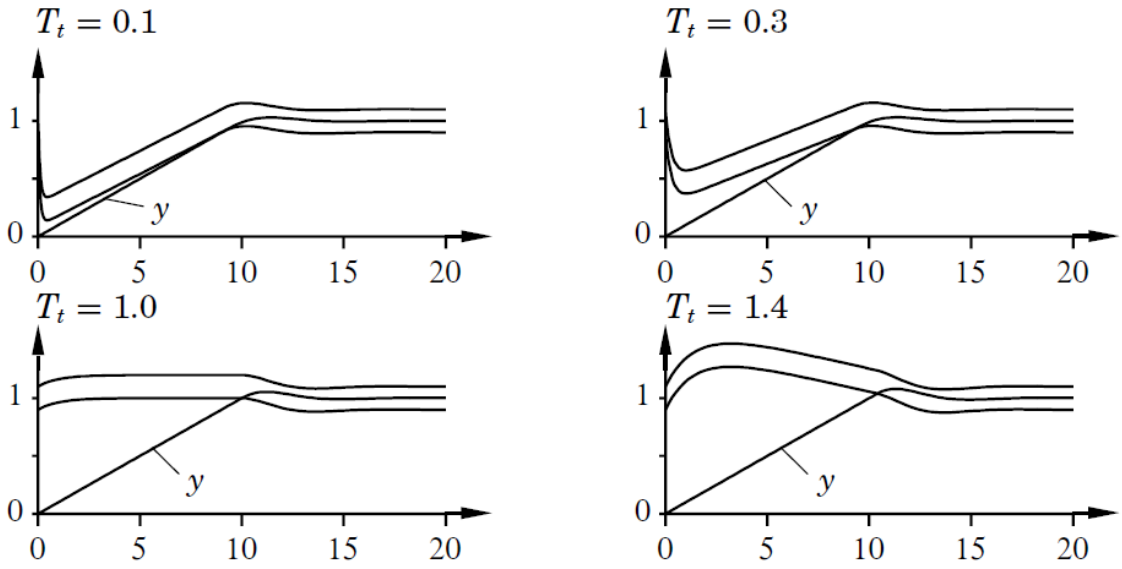


A figura anterior mostra a banda proporcional para o caso do Exemplo 3.1. O diagrama superior mostra a saída do processo $y(t)$ e a banda proporcional. O diagrama inferior mostra o sinal de controle $u(t)$.

Note que a banda proporcional começa a se mover para cima porque o termo integral aumenta. Isso implica que a saída não atinge a banda proporcional até que esta seja muito maior do que o *setpoint$.

Quando a banda proporcional é atingida, o sinal de controle diminui rapidamente. Entretanto, a banda proporcional muda tão rapidamente, que a saída se move muito rapidamente através da banda, e esse processo se repete vários vezes.

A próxima figura (fig 3.25 de [1]) mostra a banda proporcional para um sistema de controlador com anti-windup por *back-calculation* com diferentes valores para a constante de tempo de seguimento T_t (*tracking time constant*).



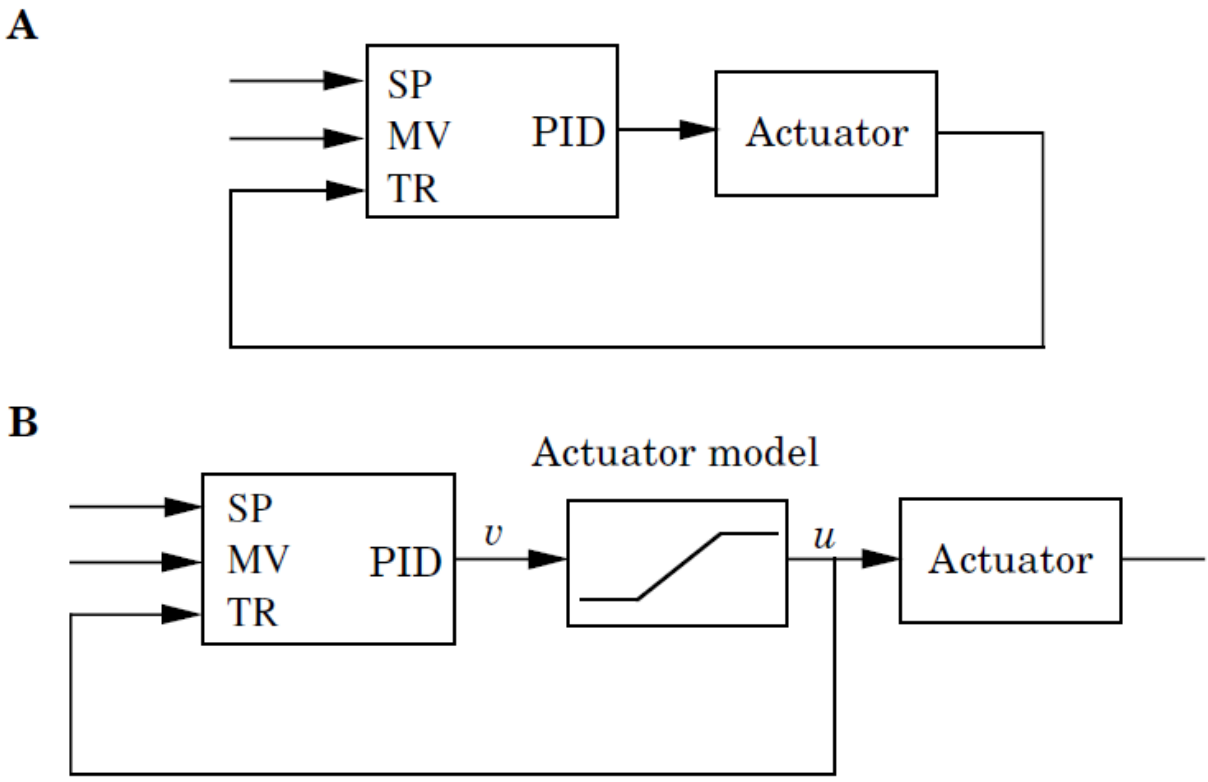
A figura anterior mostra que a constante de tempo de rastreamento tem um influência significativa na banda proporcional. Devido ao rastreamento, a banda proporcional é movida para mais perto da saída do processo.

> Que tão rápido esta aproximação é realizada depende da constante de tempo de rastreamento T_t. Entretanto, note que pode haver uma desvantagem em movê-lo muito rapidamente, uma vez que a saída prevista pode então se mover para a banda proporcional por causa do ruído e fazer com que o sinal de controle diminua desnecessariamente.

Outros métodos

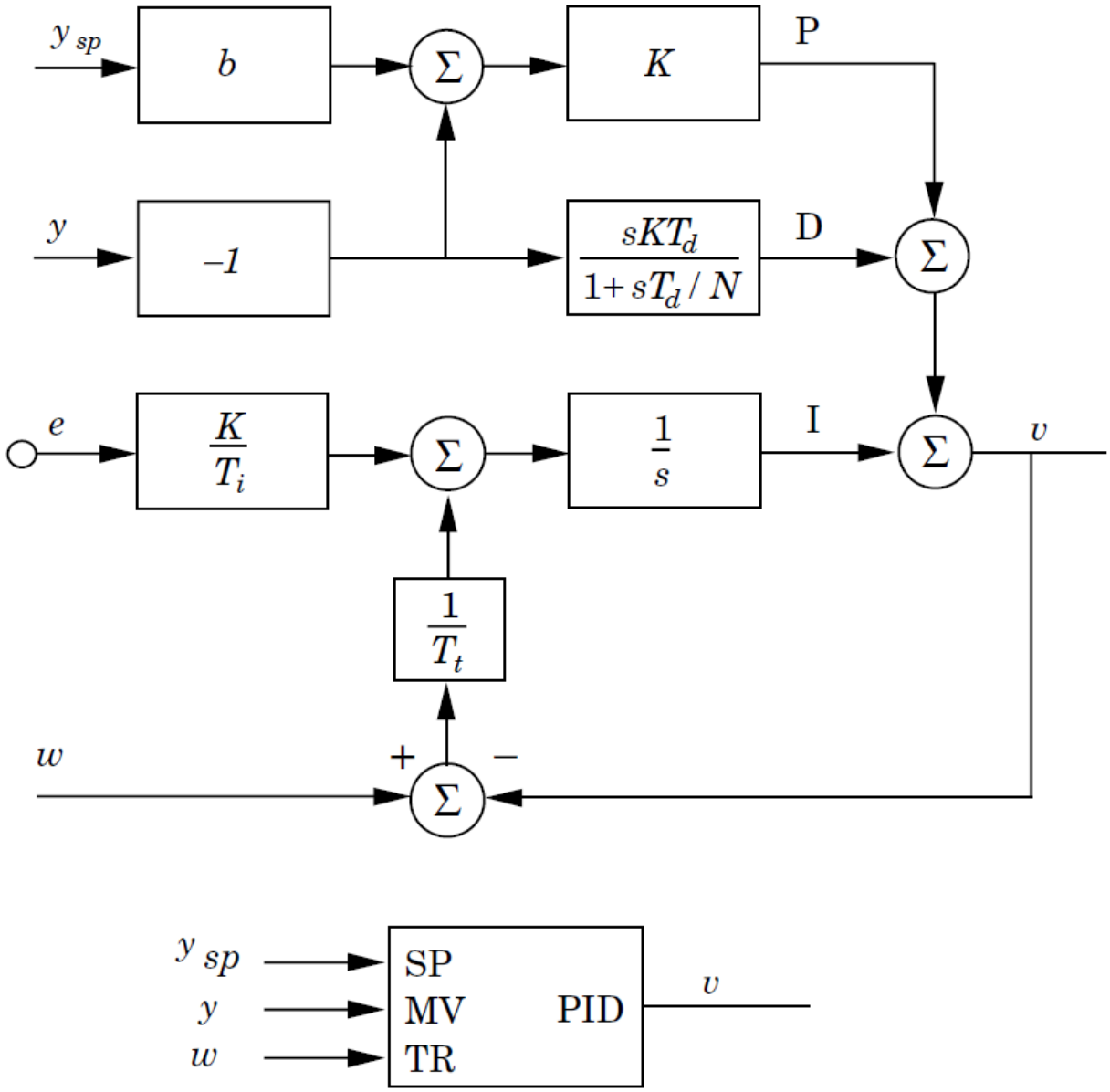
Outros métodos/abordagens podem ser adotados. De fato, o Simulink traz na sua biblioteca de PID´s, um PID com a opção de "Rastreamento", incorporando uma modificação na técnica *back-calculation*, chamada de ***tracking mode*** por [1].

A próxima figura apenas ilustra um PID com anti-windup por *back-calculation* que trabalha no modo *tracking*:



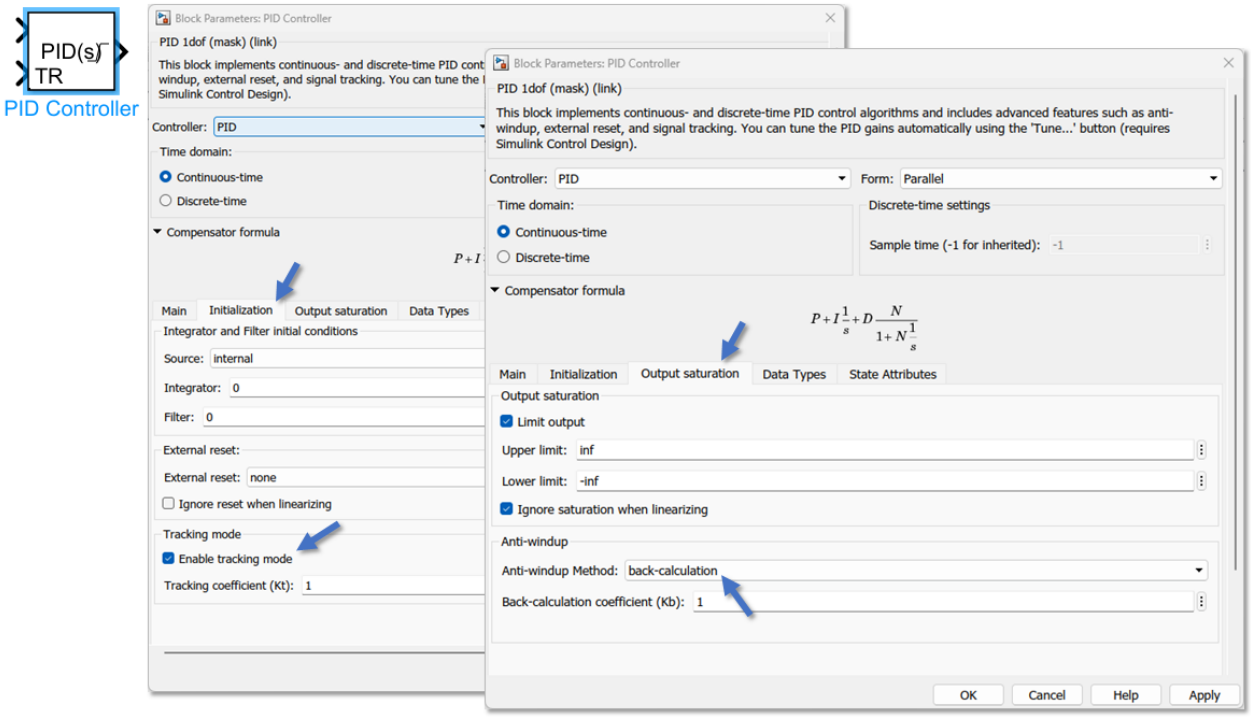
Na figura anterior, SP se refere à "Set Point" (sinal de referência), MV se refere à *Manipulated Value* (ou "Variável Manipulada") que corresponde a saída monitorada (sensoriada) do processo, ou sinal $y(t)$, e TR se refere ao sinal de *TRacking*. O novo sinal de entrada TR neste PID, chamado de *tracking signal* é o que a saída do controlador tentará seguir.

A próxima figura, traz um diagrama em blocos que permite entender um pouco melhor esta nova estrutura de PID:



A figura anterior também é adaptada de [1] (Fig 3.22). Ela mostra que nesta abordagem o controlador possui três entradas: o *setpoint* (neste caso, $y_{sp}(t)$), a saída medida do processo ($y(t)$), e um sinal de rastreamento ($w(t)$). A nova entrada "TR" (ou $w(t)$) é chamada de sinal de rastreamento porque a saída do controlador seguirá esse sinal. Observe que o rastreamento é inibido quando $w = v$.

Note este PID presente na biblioteca de blocos disponíveis no Matlab/Simulink:



Mas atenção, esta técnica (este PID), não está previsto para ser explorado neste trabalho.

Referências

[1] Åström, KJ & Hägglund, T 1995, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. 1a-ed., ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society, Research Triangle Park, North Carolina. -- Disponível em 29/11/2022.

[2] *Improving the Beginner's PID – Derivative Kick*, Blog, URL: http://brettbeauregard.com/blog/2011/04/improving-the-beginner's-pid-derivative-kick/ (acessado em 01/12/2022).

[3] Anderson, Mondi; *How to Tune a PID Controller*, Realpars, Postado em 11/01/2021, URL: https://realpars.com/pid-tuning/ (acessado em 01/11/2022).

[4] Zhuge, Scott; *PID Control Theory*, Crystal Instruments, Postado em 24/08/2020, URL: https://www.crystalinstruments.com/blog/2020/8/23/pid-control-theory (acessado em 01/11/2022).

Fernando Passold, em 30/11/2022 ~ 02/12/2022.