

# PID kontrolleri

- U prethodnom dijelu vidjeli smo da proporcionalna kontrola ima nedostatak da uglavnom rezultira statičkom ili stacionarnom greškom. Stoga su algoritmi upravljanja koji se koriste u praksi obično složeniji od proporcionalnog regulatora. Empirijski je utvrđeno da je tzv. PID regulator korisna struktura. Unutar proporcionalnog opsega ponašanje "udžbeničke" verzije PID algoritma može se opisati kao:

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (3.9)$$

gdje je  $u$  upravljačka promjenljiva, a greška upravljanja ( $e = y_{sp} - y$ ). Upravljanje je stoga zbir tri člana: P-član (koji je proporcionalan grešci), I-član (koji je proporcionalan integralu greške), i D-član (koji je proporcionalan izvodu greške). Parametri regulatora su proporcionalno pojačanje  $K$ , integralno vrijeme  $T_i$  i vrijeme derivacije  $T_d$ .

## Proporcionalno djelovanje

U slučaju čistog proporcionalnog upravljanja, zakon upravljanja dat jednačinom (3.9) se svodi na

$$u(t) = Ke(t) + u_b \quad (3.10)$$

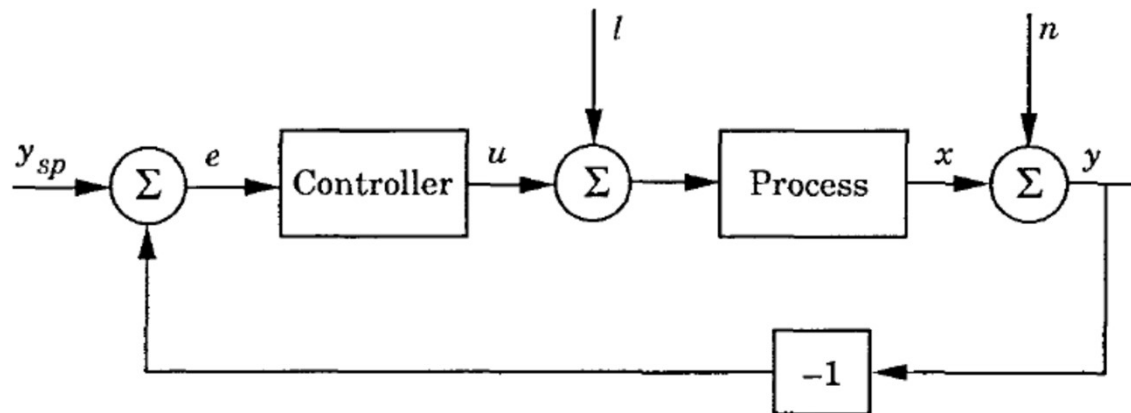
Upravljačko djelovanje jednostavno je proporcionalno grešci upravljanja. Varijabla  $u_b$  je bias ili reset. Kada je greška upravljanja  $e$  nula upravljačka promjenljiva uzima vrijednost  $u(t) = u_b$ . Bias  $u_b$  često je fiksiran na  $(u_{\max} + u_{\min})/2$ , ali se ponekad može podesiti ručno tako da greška stacionarne regulacije bude nula za zadatu radnu tačku (setpoint).

## Statička analiza

Nekoliko svojstava proporcionalnog upravljanja može se razumjeti pomoću sljedećih argumenta, koji se temelji na čistim statičkim razmatranjima. Razmotrimo jednostavnu petlju povratne sprege, prikazanu na slici 3.6 i koju čine proces i regulator. Pretpostavimo da regulator ima proporcionalno djelovanje i da je proces modeliran statičkim modelom

$$x = K_p(u + l) \quad (3.11)$$

gdje je  $x$  varijabla procesa,  $u$  je upravljačka varijabla,  $l$  je poremećaj, a  $K_p$  je statičko pojačanje procesa. Sljedeće jednačine dobijaju se iz blok dijagrama.



$$\begin{aligned}
 y &= x + n \\
 x &= K_p(u + l) \\
 u &= K(y_{sp} - y) + u_b
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Eliminacija međuvarijabli daje sljedeći odnos između procesne promjenljive  $x$ , zadate vrijednosti  $y_{sp}$ , opterećenja  $l$  i mjernog šuma  $n$ :

$$x = \frac{K K_p}{1 + K K_p} (y_{sp} - n) + \frac{K_p}{1 + K K_p} (l + u_b)
 \tag{3.13}$$

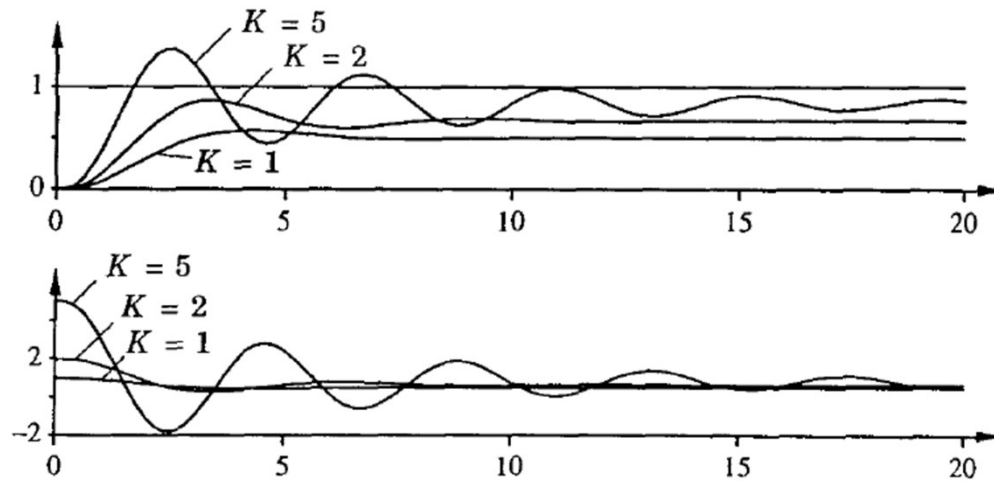
Proizvod  $K K_p$  je bezdimenzionalni broj koji se naziva pojačanje petlje. Nekoliko zanimljivih svojstava sistema zatvorene petlje može se iščitati iz jednačine (3.13). Prvo pretpostavimo da su  $n$  i  $u_b$  nula. Tada bi pojačanje petlje trebalo biti visoko kako bi se osiguralo da je procesni izlaz  $x$  blizu zadate vrijednosti  $y_{sp}$ . Visoka vrijednost pojačanja petlje takođe će učiniti sistem neosjetljivim na poremećaj  $l$ . Ipak ako  $n$  nije jednako nuli, prema jednačini 3.13. mjerni šum će na isti način uticati na izlaz  $x$  kao i  $y_{sp}$

Kako bi se izbjeglo stvaranje osjetljivosti sistema na šum mjerenja, pojačanje petlje ne smije biti preveliko. Nadalje, bias regulatora  $u_b$ , utiče na sistem na isti način kao i poremećaj  $l$ . Stoga je očito da je izbor pojačanja petlje kompromis između različitih upravljačkih ciljeva i da ne postoji jednostavan odgovor na to koji je pojačanje u petlji najbolje. To će zavisiti od toga koji je cilj upravljanja najvažniji.

Iz jednadžine (3.13) takođe slijedi da će normalno postojati greška stacionarnog stanja s proporcionalnim upravljanjem. To se može zaključiti intuitivno iz zapažanja koje slijedi iz jednačine (3.12) da je upravljačka greška nula samo kada je  $u = u_b$ , u stacionarnom stanju. Greška, dakle, može se učiniti nula u datom radnom stanju pomoću odgovarajućeg izbor biasa regulatora  $u_b$ .

Navedena statička analiza temelji se na pretpostavci da se proces može opisati statičkim modelom. Ovo izostavlja neka važna svojstva dinamike sistema zatvorene petlje. Najvažnije je da će sistem zatvorene petlje normalno biti nestabilan za visoke vrijednosti pojačanja ako se uzme u obzir dinamika procesa. U praksi, maksimalno pojačanje petlje je stoga određeno procesnom dinamikom. Jedan od načina opisivanja dinamike procesa vodi do opisa poput jednačine (3.11) gdje je procesno pojačanje zavisno od frekvencije.

Tipičan primjer proporcionalnog upravljanja ilustrovan je na slici 3.7. Slika prikazuje ponašanje procesnog izlaza i upravljačkog signala nakon step promjene zadate vrijednosti. Greška ustaljenog stanja se može izračunati iz jednačine (3.13). Bias  $u_b$ , opterećenje  $l$  i šum  $n$  su u simulaciji jednaki nuli. S regulatorom pojačanja  $K = 1$  i statičkim pojačanjem proces  $K_p = 1$ , greška je dakle **50%**. Slika pokazuje da se greška stacionarnog stanja smanjuje sa povećanje pojačanja regulatora kako je predviđeno jednačinom (3.13). Primijetite takođe da odziv postaje oscilatorniji s povećanjem pojačanja regulatora. To je zbog dinamike procesa.



**Figure 3.7** Simulation of a closed-loop system with proportional control. The process transfer function is  $G(s) = (s + 1)^{-3}$ . The upper diagram shows setpoint  $y_{sp} = 1$  and process output  $y$  for different values of controller gain  $K$ . The lower diagram shows control signal  $u$  for different controller gains.

## Integralno djelovanje

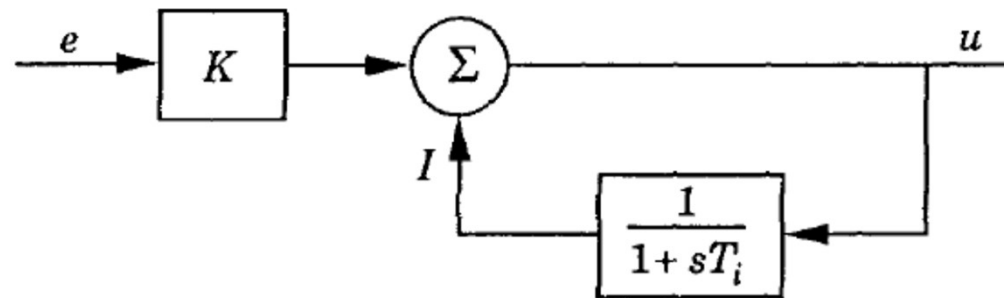
Glavna funkcija integralnog djelovanja je osigurati da se procesni izlaz poklopi sa zadatom vrijednošću u stacionarnom stanju. Kod proporcionalne regulacije obično postoji regulacijska greška u ustaljenom stanju. S integralnim djelovanjem, mala pozitivna greška uvijek će dovesti do povećanja upravljačkog signala, a negativna greška će dati opadajući upravljački signal bez obzira koliko je mala greška. Sljedeći jednostavan argument pokazuje da će greška stabilnog stanja uvijek biti nula s integralnim djelovanjem. Pretpostavimo da je sistem u ustaljenom stanju s konstantnim upravljačkim signalom ( $u_0$ ) i konstantnom greškom ( $e_0$ ). Iz jednačine (3.9) slijedi da je tada upravljački signal zadat pomoću

$$u_0 = K \left( e_0 + \frac{e_0}{T_i} t \right)$$

Sve dok je  $e_0 \neq 0$ , to je jasno u suprotnosti s pretpostavkom da je upravljački signal  $u_0$  konstantan. Regulator s integralnim djelovanjem uvijek će dati nultu grešku u stabilnom stanju.



Integralno djelovanje također se može vizualizirati kao uređaj koji automatski resetira bias  $u_b$ , proporcionalnog regulatora. To je ilustrovano blok dijagramom na slici 3.8, koji prikazuje proporcionalni regulator s resetovanjem koji se automatski podešava. Podešavanje se vrši povratnim signalom, koji je filtrirana vrijednost izlaza regulatora, do tačke sabiranja sa izlazom P regulatora. Ovo je zapravo bio jedan od ranih izuma integralnog djelovanja, ili "automatskog resetovanja", kako su ga takođe nazivali.



**Figure 3.8** Implementation of integral action as positive feedback around a lag.

Implementaciju prikazanu na slici 3.8 još uvijek koriste mnogi proizvođači. Jednostavan proračun pokazuje da regulator daje željene rezultate. Iz blok dijagrama slijede sljedeće jednačine:

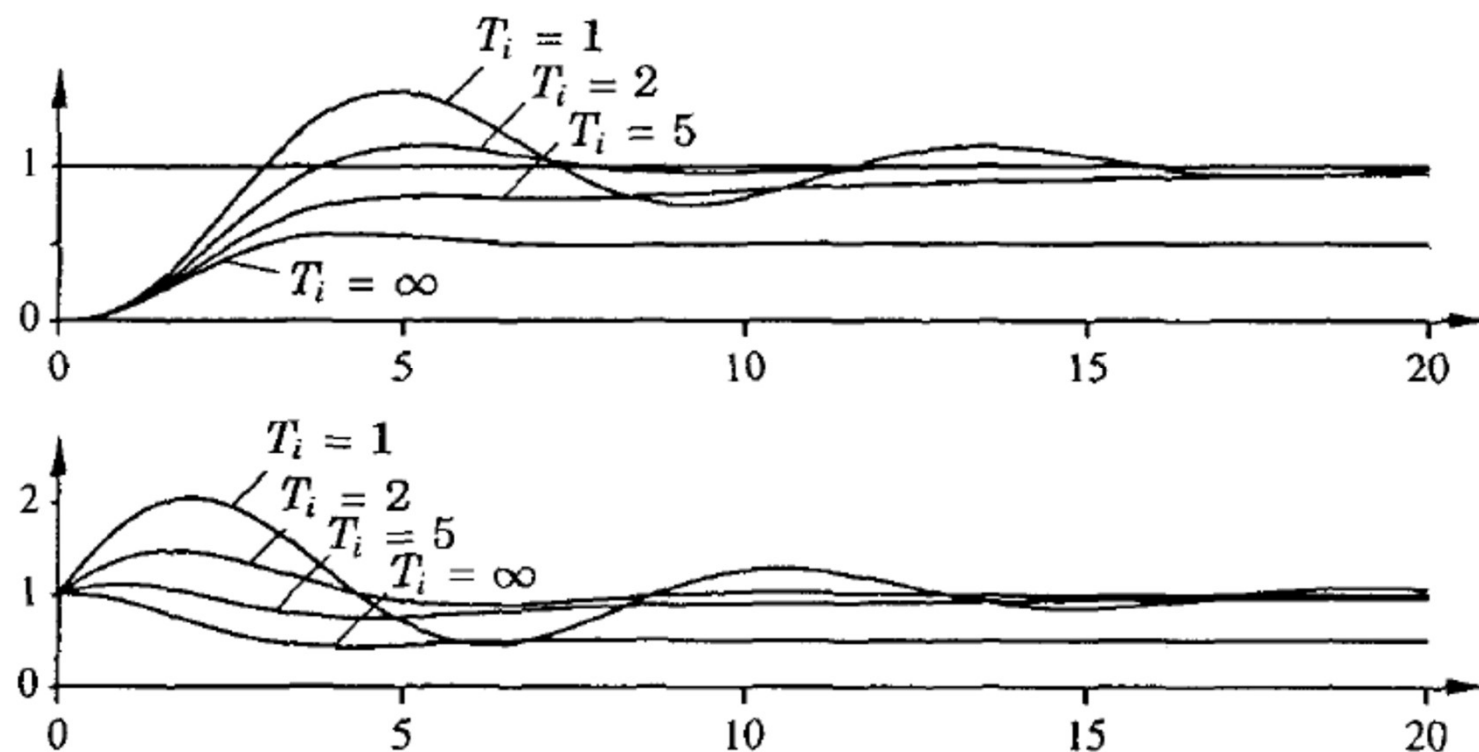
$$u = Ke + I$$

$$T_i \frac{dI}{dt} + I = u$$

Eliminacijom  $u$  iz ovih jednačina dobija se  $T_i \frac{dI}{dt} + I = Ke + I$  stoga je

$T_i \frac{dI}{dt} = Ke$  što pokazuje da je regulator na slici 3.8, zapravo, PI regulator.

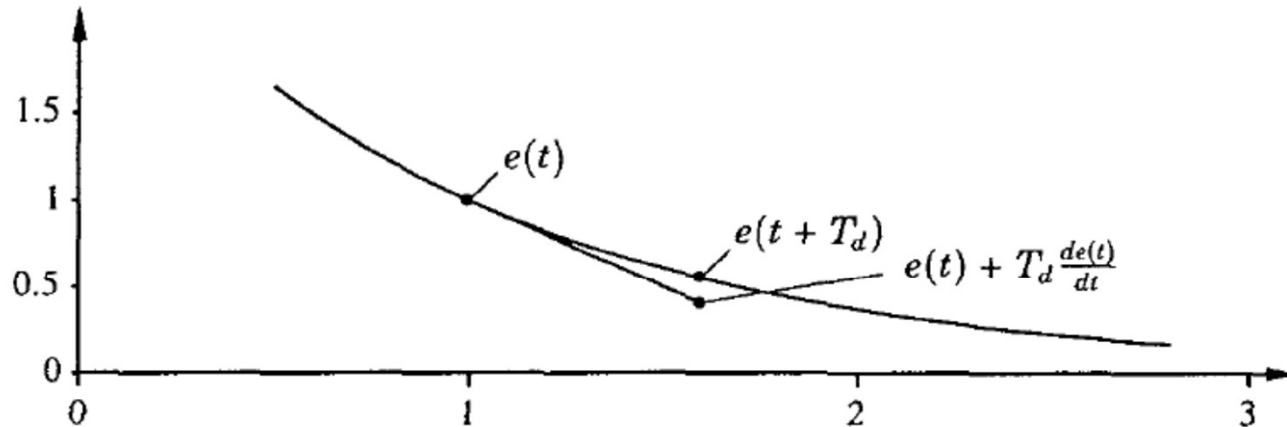
Svojstva integralnog djelovanja ilustrovana su na slici 3.9, koji prikazuje simulaciju sistema sa PI upravljanjem. Proporcionalno pojačanje je konstantno,  $K = 1$  u svim slučajevima, a integralno vrijeme se mijenja. Slučaj  $T_i = \infty$  odgovara čistom proporcionalnom upravljanju. Ovaj slučaj je identičan slučaju  $K = 1$  na slici 3.7, gdje je greška stacionarnog stanja 50%. Greška stacionarnog stanja je uklonjena kada  $T_i$  ima konačne vrijednosti. Za velike vrijednosti vremena integracije, odziv polako ide prema zadatoj vrijednosti. Zavisnost je približno eksponencijalna sa vremenskom konstantom  $T_i / KK_p$ . Dostizanja željenog stanja je brže za manje vrijednosti  $T_i$ , ali je takođe je i oscilatornije.



**Figure 3.9** Simulation of a closed-loop system with proportional and integral control. The process transfer function is  $G(s) = (s + 1)^{-3}$ , and the controller gain is  $K = 1$ . The upper diagram shows setpoint  $y_{sp} = 1$  and process output  $y$  for different values of integral time  $T_i$ . The lower diagram shows control signal  $u$  for different integral times.

## Diferencijalno djelovanje

Svrha diferencijalnog djelovanja je poboljšanje stabilnosti zatvorene petlje. Mehanizam nestabilnosti može se intuitivno opisati kako slijedi. Zbog dinamike procesa, trebat će neko vrijeme prije nego što će promjena upravljačke varijable biti uočljiva na izlazu procesa. Stoga će upravljački sistem kasniti u ispravljanju greške. Djelovanje regulatora sa proporcionalnim i diferencijalnim djelovanjem može biti tumačeno kao da je upravljanje proporcionalna sa predviđanjem izlaza procesa, gdje se predviđanje vrši ekstrapolacijom greške tangentom na krivu greške (vidi sliku 3.10). Osnovna struktura PD kontrolera je



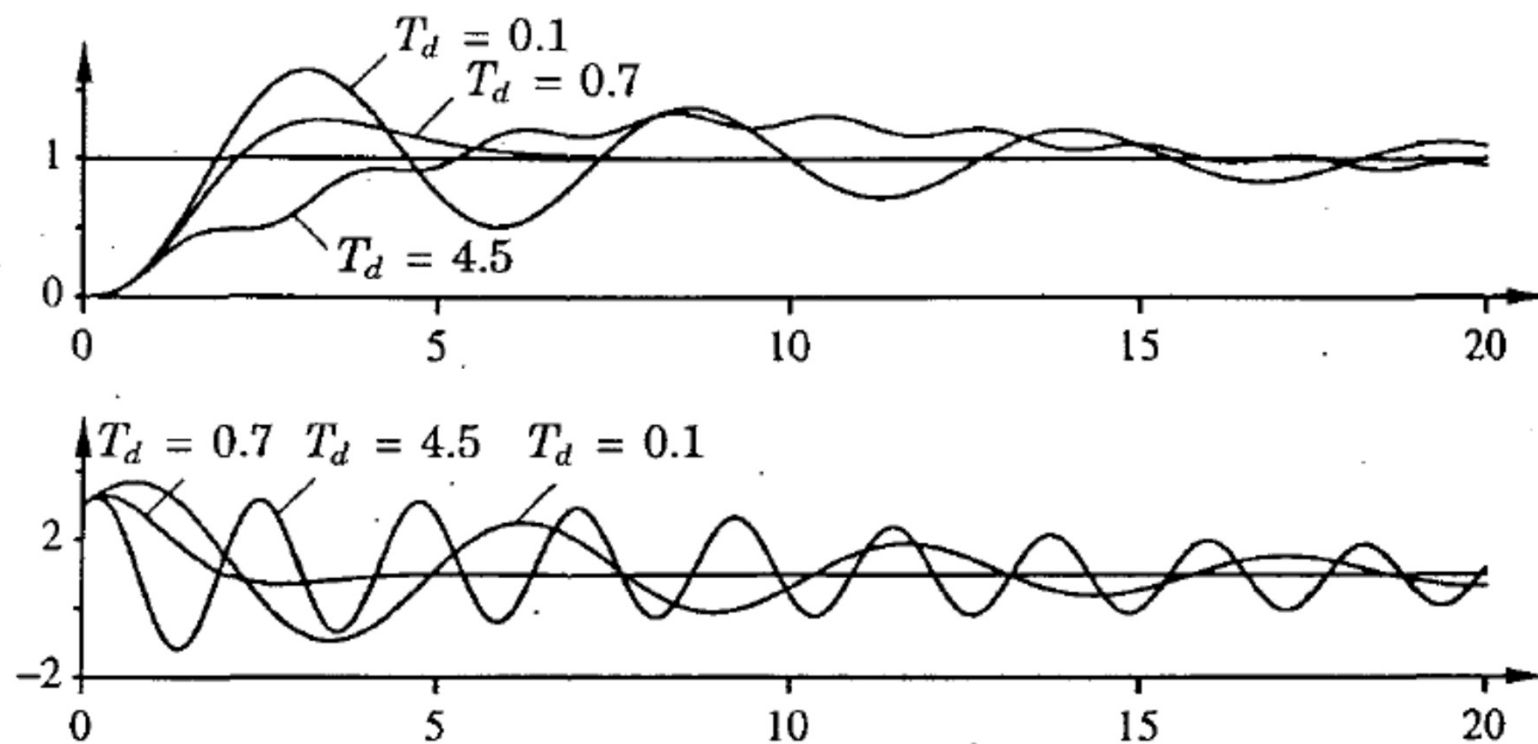
**Figure 3.10** Interpretation of derivative action as predictive control, where the prediction is obtained by linear extrapolation.

$$u(t) = K \left( e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

Tejlorov razvoj u red  $e(t+T_d)$  daje

$$e(t + T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}$$

Upravljački signal je stoga proporcionalan procjeni greške upravljanja u trenutku  $T_d$  naprijed, gdje se procjena dobija linearnom ekstrapolacijom. Svojstva diferencijalnog djelovanja ilustrovana su na slici 3.11, koja prikazuje simulaciju sistema s PID regulatorom . Proporcionalno pojačanje i vrijeme integracije ostaju konstantni,  $K = 3$  i  $T_i = 2$ , a vrijeme derivacije  $T_d$  se mijenja. Za  $T_d = 0$  imamo čisti PI regulator. Sistem zatvorene petlje je oscilatoran s odabranim parametrima. U početku se prigušenje povećava s povećanjem vremena derivacije, ali se ponovno smanjuje kada vrijeme derivacije postane preveliko.



**Figure 3.11** Simulation of a closed-loop system with proportional, integral and derivative control. The process transfer function is  $G(s) = (s + 1)^{-3}$ , the controller gain is  $K = 3$ , and the integral time is  $T_i = 2$ . The upper diagram shows setpoint  $y_{sp} = 1$  and process output  $y$  for different values of derivative time  $T_d$ . The lower diagram shows control signal  $u$  for different derivative times.

PID regulator ima tri člana.

Proporcionalni član P odgovara proporcionalnom upravljanju. Integralni član I daje upravljačko djelovanje koje je proporcionalna vremenskom integralu greške. Time se osigurava da greška stacionarnog stanja postane nula. Izvodni član D proporcionalan je vremenskoj derivaciji greške upravljanja. Ovaj izraz omogućuje predviđanje buduće greške. Postoje mnoge varijacije osnovnog PID algoritma koje će značajno poboljšati njegovu učinkovitost i operativnost. O njima će se govoriti u nastavku

## Modifikacije PID algoritma

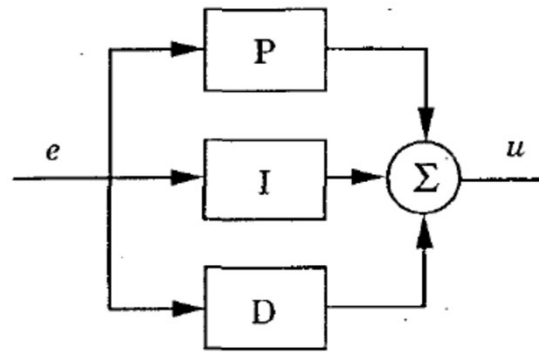
PID algoritam je zadat jednačinom (3.9) u prethodnom dijelu. Ovaj "udžbenički" algoritam se rijetko koristi u praksi jer puno bolje performanse postiže se modificiranim algoritmom koji ćemo diskutovati u ovom dijelu.

## Alternativne verzije

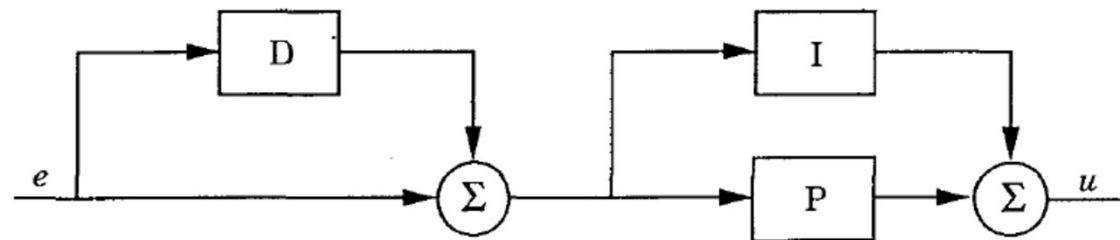
PID algoritam (dat relacijom 3.9) može biti predstavljen prenosnom funkcijom

$$G(s) = K \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \quad (3.14)$$





Non-interacting form



Interacting form

**Figure 3.12** Interacting and non-interacting form of the PID algorithm.

Nešto drugačija verzija najčešća je u komercijalnim kontrolerima. Ovaj kontroler opisuje relacija

$$G'(s) = K' \left( 1 + \frac{1}{sT'_i} \right) (1 + sT'_d) \quad (3.15)$$

Dvije strukture regulatora prikazane su u obliku blok dijagrama na Slici 3.12. Regulator zadat jednačinom (3.14) naziva se neinterakcionim, a onaj zadat jednačinom (3.15) interakcionim. Razlog za ovu nomenklaturu je što u regulatoru (3.14) integralno vrijeme  $T_i$  ne utiče na derivacijski dio, a vrijeme derivacije  $T_d$  ne utiče na integralni dio (vidi jednačinu (3.14)). Dijelovi stoga nijesu u interakciji. U interakcijskom regulatoru vrijeme derivacije  $T'_d$  utječe na integralni član dio. Stoga su članovi međusobno povezani ( u interakciji).

Interakcijski kontroler (3.15) može biti predstavljen kao neinterakcijski (3.14) ako se koeficijenti izaberu kao:

$$\begin{aligned} K &= K' \frac{T'_i + T'_d}{T'_i} \\ T_i &= T'_i + T'_d \\ T_d &= \frac{T'_i T'_d}{T'_i + T'_d} \end{aligned} \tag{3.16}$$

Interakcijski kontroler dat izrazima (3.15) koji odgovara neinterakcijskom kontroleru datom relacijama (3.14) može se naći jedino ako je ispunjen uslov

$$T_i \geq 4T_d$$

$$\begin{aligned} K' &= \frac{K}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - 4T_d/T_i} \right) \\ T_i' &= \frac{T_i}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - 4T_d/T_i} \right) \\ T_d' &= \frac{T_i}{2} \left( 1 - \sqrt{1 - 4T_d/T_i} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Kontroler koji nije u interakciji dat jednačinom (3.14) je opštiji i koristićemo ga češće. Međutim, tvrdi se da je interaktivni kontroler lakše podesiti ručno.

Postoji i istorijski razlog za preferiranje kontrolora u interakciji. Rane pneumatske kontrolere bilo je lakše izgraditi koristeći formu za interakciju. Kada su proizvođači kontrolera promijenili tehnologiju sa pneumatske na analognu električnu i, konačno, na digitalnu tehniku, zadržali su interaktivnu formu. Stoga je oblik interakcije najčešći među kontrolerima sa jednom promjenljivom. Važno je imati na umu da različiti kontroleri mogu imati različite strukture. To znači da ako se kontroler u određenoj kontrolnoj petlji zamijeni drugim tipom kontrolera, parametri kontrolera će možda morati da se promijene. Imajte na umu, međutim, da se oblici u interakciji i bez interakcije razlikuju samo kada se koriste i I i D dio kontrolera. Ako koristimo kontroler samo kao P, PI ili PD kontroler, ova dva oblika su ekvivalentna. Još jedan prikaz PID algoritma je dat sa

$$G''(s) = k + \frac{k_i}{s} + sk_d \quad (3.18)$$

Parametri ove forme su povezani sa parametrima standardne forme kao

$$k = K$$

$$k_i = \frac{K}{T_i}$$

$$k_d = KT_d$$

Reprezentacija (3.18) je ekvivalentna standardnom obliku, ali su vrijednosti parametara prilično različite. Ovo može izazvati velike poteškoće za svakoga ko nije svjestan razlika, posebno ako se parametar  $1/k_i$  naziva integralno vrijeme i  $k_d$  vreme diferenciranja. Forma koju daje jednačina (3.18) je često korisna u analitičkim proračunima jer se parametri pojavljuju linearno. Reprezentacija takođe ima prednost što je moguće dobiti čistu proporcionalnu, integralno ili dejstvo izvoda konačnim vrijednostima parametara.

Sumirajući, tako smo došli do zaključka da postoje tri različita forme PID kontrolera.

- Standardni ili neinteragujući oblik dat jednačinom (3.14).
- Serija ili oblik interakcije dat jednačinom (3.15).
- Paralelni oblik dat jednačinom (3.18).

Standardni oblik se ponekad naziva ISA algoritam ili idealan algoritam. Proporcionalne, integralne i izvodne akcije su bez interakcije u vremenskom domenu. Ovaj algoritam dozvoljava kompleksne nule, što je korisno prilikom upravljanja sistemima sa oscilatornim polovima. Forma serije se naziva i klasična forma. Ovo reprezentacija se dobija prirodno kada se kontroler implementira kao analogni uređaj zasnovan na pneumatskom sistemu ravnoteže sila. Ime klasična to odražava. Forma serije ima atraktivnu interpretaciju u frekvencijskom domenu jer nule odgovaraju inverznim vrijednosti izvodnog i integralnog vremena. Sve nule kontrolera su realne. Čisto integralno ili proporcionalno dejstvo se ne može postići sa konačnim vrijednostima parametara kontrolera. Većina kontrolera koristi ovo formu. Paralelni oblik je najopštiji oblik, jer se čisto proporcionalno ili integralno dejstvo može dobiti sa konačnim parametrima. Kontroler takođe može imati kompleksne nule. Na ovaj način je najfleksibilniji oblik. Međutim, to je i oblik gdje parametri imaju lošu fizičkog interpretaciju.

## Setpoint Weighting - ponderisanja zadate vrijednosti

Uobičajeni oblik upravljačkog sistema prikazan je na slici 3.6. Sistem karakteriše formiranje greške koja je razlika između zadate vrijednosti i izlaza procesa. Regulator generiše signal na osnovu greške. Zatim se ovaj upravljački signal primenjuje na proces. Takav sistem se naziva „system with error feedback“ jer kontroler radi sa signalom greške. Fleksibilnija struktura se dobija tretiranjem zadate vrijednosti i izlaza procesa odvojeno. PID-kontroler ovog oblika je dat sa:

$$u(t) = K \left( e_p + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(s) ds + T_d \frac{de_d}{dt} \right) \quad (3.19)$$

gdje je greška proporcionalnog dijela :

$$e_p = by_{sp} - y \quad (3.20)$$

a greška diferencijalnog dijela

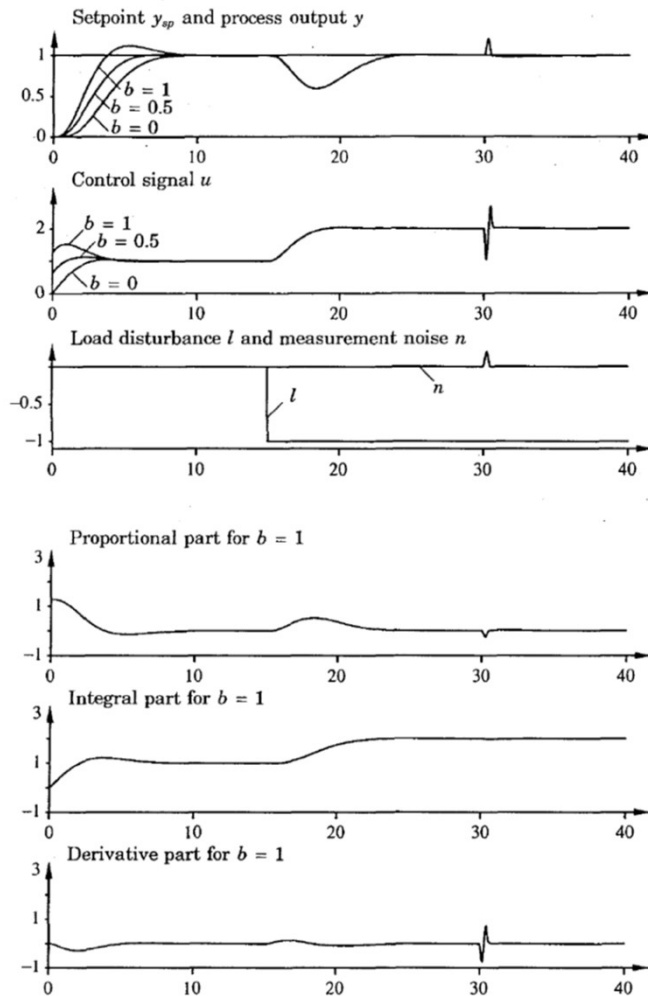
$$e_d = cy_{sp} - y \quad (3.21)$$

Greška integralnog dijela mora biti prava greška

$$e = y_{sp} - y$$

da bi se izbjegle greške u stacionarnom stanju. Kontroleri dobijeni za različite vrednosti **b** i **c** će na isti način reagovati na poremećaj (smetnje opterećenja) i šum mjerenja. Međutim, odgovor na promjene zadate vrijednosti zavisice od vrijednosti **b** i **c**. Ovo je ilustrovano na slici 3.13, koja prikazuje odziv PID kontrolera na promjene zadate vrijednosti, poremećaja i mjerni šum za različite vrijednosti **b**. Slika jasno pokazuje efekat promene **b**. Preskok za promjene zadate vrednosti je najmanje za **b = 0**, što je slučaj kada je referenca uvedena samo u integralnom članu i raste sa povećanjem **b**. Primijetite da je simulacija poput one na slici 3.13 korisna za brzu procjenu odziva sistema zatvorene petlje na promjene zadate vrijednosti, poremećaje opterećenja i šuma merenja.



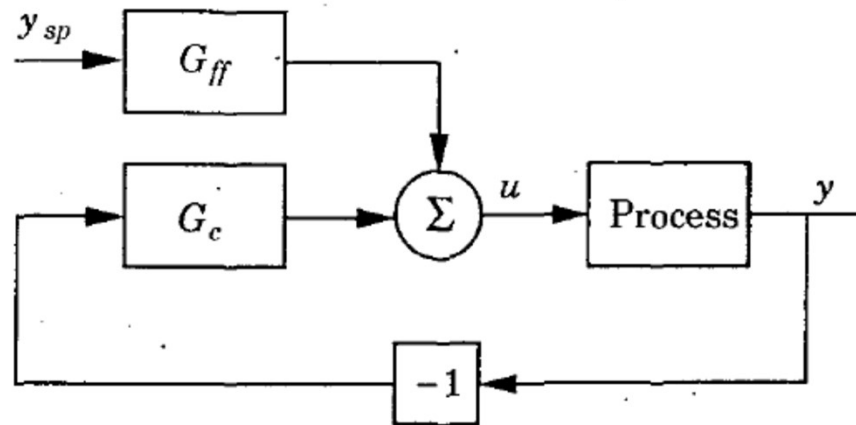


**Figure 3.13** The response to setpoint changes, load disturbances, and measurement errors for different values of setpoint weighting  $b$ . The lower diagrams show the proportional, integral, and derivative parts of the control signal.

Parametar  $c$  se obično bira da bude jednak nuli da bi se izbjegli dugi prelazni procesi u upravljačkom signalu usled iznenadnih promjena zadate vrijednosti. Izuzetak je kada je kontroler sekundarni kontroler u kaskadnoj sprezi. U ovom slučaju, zadata vrijednost se mijenja glatko, jer je data izlazom primarnog regulatora. Primijetite da ako se integralna akcija implementira sa pozitivnom povratnom spregom kao na slici 3.8, parametar  $b$  je jednak jedinici. Kontroler sa  $b = 0$  i  $c = 0$  se ponekad naziva **I-PD** kontrolerom, a kontroler sa  $b = 1$  i  $c = 0$  se ponekad naziva **PI-D** kontrolerom. Radije se držimo generičke upotrebe PID-a i dajemo parametre  $b$  i  $c$ , dajući na taj način mali doprinos smanjenju troslovnih skraćenica.

Generalno, pred upravljački sistem sistem se postavlja mnogo različitih zahtjeva. Trebalo bi da ima dobar prelazni proces pri odzivu na promjene zadate vrijednosti i da filtrira poremećaje i mjerni šum. Sa sistemom sa samo povratnom spregom po grešci, pokušava ju se zadovoljiti svi zahtjevi istim mehanizmom. Takvi sistemi se nazivaju sistemi sa jednim stepenom slobode. Imajući različite putanje signala za zadatu vrijednost i procesni izlaz (sistemi sa dva stepena slobode), postoji veća fleksibilnost da se zadovolji kompromis dizajna. Ovo se prenosi mnogo dalje u sofisticiranijim sistemima upravljanja.

U blok dijagramu na slici 3.6, izlaz regulatora se generše iz greške  $\mathbf{e} = \mathbf{y}_{sp} - \mathbf{y}$ . Primijetite da ovaj dijagram više ne vrijedi kada se koristi zakon upravljanja dat jednačinom (3.19) i definicijom greške (3.20) i (3.21). Blok dijagram za sistem s PID regulatorom sada je prikazan na slici 3.14.



**Figure 3.14** Block diagram of a simple feedback loop with a PID controller having a two-degree-of-freedom structure.

Primijetite da je prijenosna funkcija od zadate vrijednosti  $y_{sp}$  na upravljački signal  $u$  data sa:

$$G_{ff} = K \left( b + \frac{1}{sT_i} + csT_d \right)$$

A prenosna funkcija procesnog izlaza  $y$  na upravljačku varijablu  $u$  je data sa:

$$G_c = K \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right)$$

te da su funkcije različite.

## Ograničenje diferencijalnog djelovanja

Derivaciona akcija može da dovede do poteškoća ako postoji šum merenja visoke frekvencije. Sinusoidni merni šum daje sledeći doprinos derivatnom članu upravljačkog signala

$$n = a \sin \omega t \qquad u_n = K T_d \frac{dn}{dt} = a K T_d \omega \cos \omega t$$

Amplituda upravljačkog signala tako može biti proizvoljno velika ako šum ima dovoljno visoku frekvenciju ( $\omega$ ). Pojačanje diferencijalnog člana pri visokim frekvencijama je stoga ograničeno da bi se izbegla ova poteškoća.

$$D = -\frac{T_d}{N} \frac{dD}{dt} - K T_d \frac{dy}{dt} \qquad (3.22)$$

Iz ove jednačine sledi da modifikovani diferencijalni član može biti predstavljen na sledeći način:

$$D = -\frac{sKT_d}{1 + sT_d/N} y$$

Modifikacija se može tumačiti kao idealni diferencijator filtriran sistemom prvog reda sa vremenskom konstantom **T<sub>d</sub>/N**. Aproksimacija deluje kao diferencijacija za komponente niskofrekventnog signala. Pojačanje je, međutim, ograničeno na **KN**. To znači da se šum merenja visoke frekvencije pojačava najviše za faktor **KN**. Tipične vrednosti **N** su 8 do 20.

## Kontroler sa kvadratom greške

U standardnom obliku PID regulacije, regulaciona greška ulazi linearno u algoritam upravljanja, vidi jednačinu (3.9). Ponekad je poželjno imati veće pojačanje kontrolera kada je greška velika, i manja pojačanja kada je greška mala. Jedan uobičajeni način dobijanja ove osobine je korišćenje kvadrata greške, tj. greška se zamenjuje sa

$$e_{\text{squared}} = e|e|$$

Kvadrat greške se uglavnom koristi samo u proporcionalnom, ponekad u integralnom, ali ređe u derivatnom. Jedan od razloga za korišćenje kontrolera sa kvadratom greške je smanjenje efekata niskofrekventnih smetnji u mjernom signalu. Ovi poremećaji se ne mogu filtrirati, ali upotreba upravljanja na kvadratu greške daje malo pojačanje šuma kada je greška mala, i efektivnu kontrolu kada je greška velika.

Druga primjena kontrolera sa kvadratom greške je kontrola nivo rezervoara sa tečnošću koja se talasa. Ovde je glavni cilj upravljanja da se upravljački signal održi glatkim. S druge strane, nivo ne sme previše da odstupa od zadate vrednosti. Ovo se efikasno postiže upravljanjem zasnovanim na kvadratu greške.

## Posebni izlazi kontrolera

Ulazi i izlazi kontrolera su obično analogni signali, obično 0-20 mA ili 4-20 mA. Glavni razlog za korišćenje 4 mA umjesto 0 mA kao donje granice je da su mnogi predajnici dizajnirani za dvožičnu vezu. To znači da je ista žica koristi se i za pokretanje senzora i za prenos informacija od senzora. Ne bi bilo moguće očitati senzor sa strujom od 0 mA. Glavni razlog za korišćenje struje umjesto napona je da se izbjegne uticaj padova napona duž žice zbog otpora (možda dugačkoj) žici.

## Tiristori i trijaci

U regulatorima temperature uobičajena je praksa da se integrišu pojačavač snage sa kontrolerom. Pojačalo snage može biti tiristor ili trijak. Kod tiristora, naizmjenični napon se prebacuje na opterećenje pod datim uglom naizmjeničnog napona. Pošto je odnos između ugala i snage nelinearan, ključno je koristiti transformaciju za održavanje linearnog odnosa. Trijak je također uređaj koji implementira prebacivanje naizmjeničnog signala, ali samo na prelazu nule. Takav uređaj je sličan impulsnom izlazu.

## Brzinski algoritmi

Do sada opisani algoritmi se nazivaju pozicioni algoritmi jer je izlaz algoritama upravljačka varijabla. U određenim slučajevima sistem upravljanja je uređen tako da se upravljački signal pokreće direktno integrator, na primjer, motor. Tada je prirodno urediti algoritam na takav način da daje brzinu upravljajne varijable. Upravljana varijabla se tada dobija integracijom njene brzine. Algoritam ovog tipa naziva se algoritam brzine. Blok dijagram algoritma brzine za PID regulator je prikazan na slici 3.16. Algoritmi brzine su se obično koristili u mnogim ranim kontrolerima koji su izgrađeni za motore. U nekoliko slučajeva proizvođači su zadržali strukturu kada je tehnologija promenjena kako bi se održala funkcionalna kompatibilnost sa starijom opremom. Drugi razlog je taj što se mnoga praktična pitanja, kao što su zaštita od navijanja (wind-up) i promene parametara bumpless, lako implementiraju korišćenjem algoritma brzine. U digitalnim implementacijama algoritmi brzine se takođe nazivaju inkrementalni algoritmi.



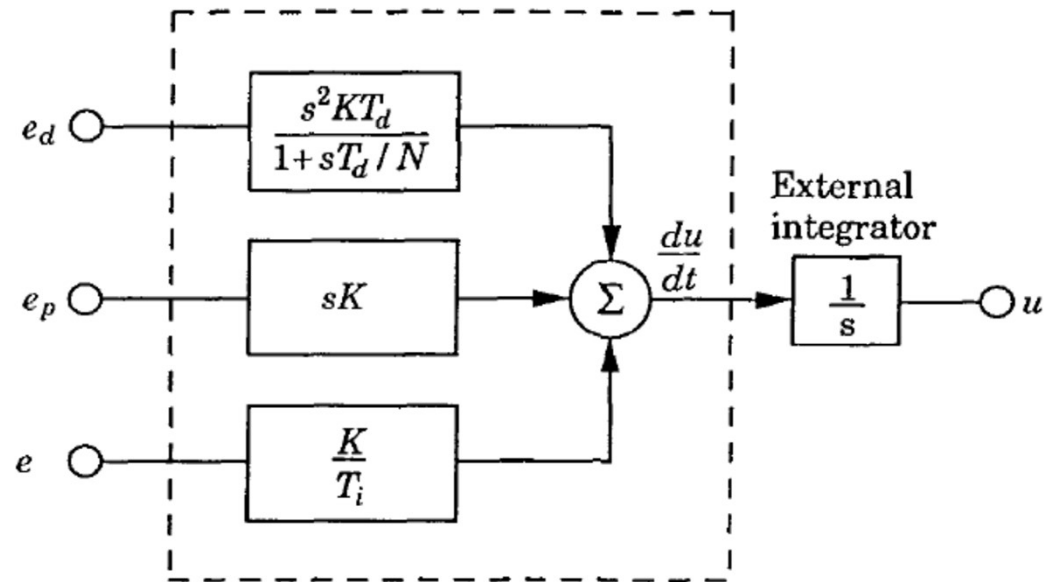


Figure 3.16 Block diagram of a PID algorithm in velocity form.

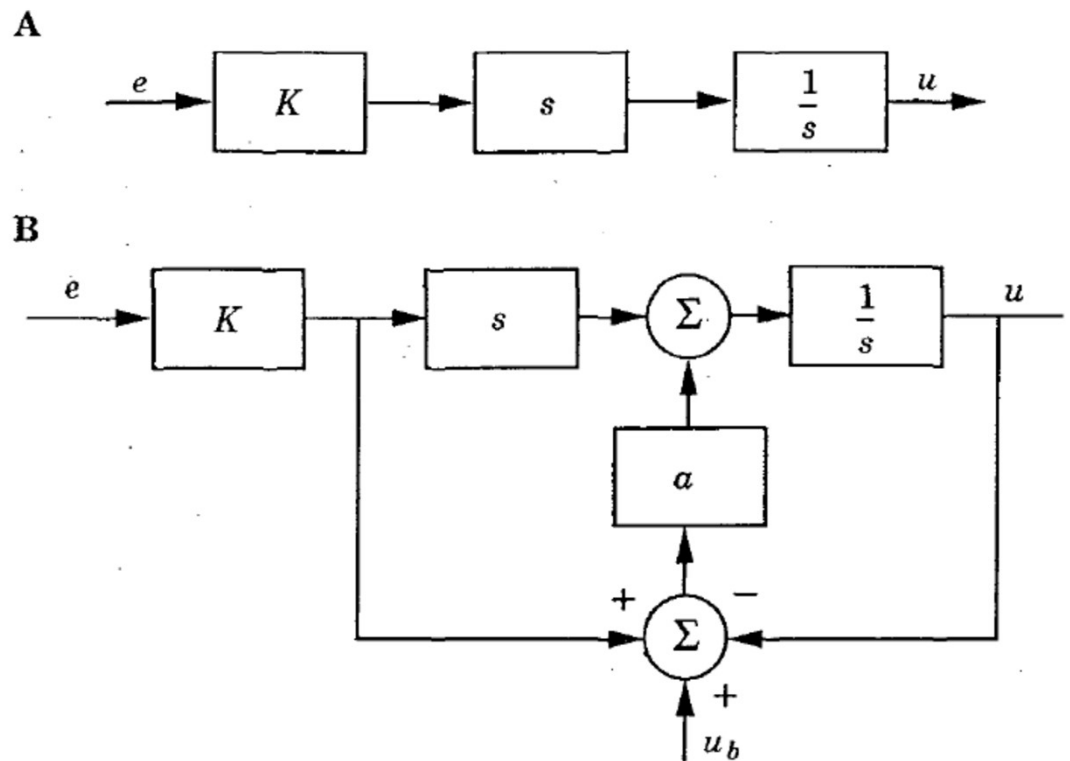
### Poteškoće sa brzinskim algoritmima

Algoritam brzine se ne može koristiti direktno za regulator bez integralne akcije, jer takav regulator ne može zadržati stacionarnu vrijednost. Ovo se može razumjeti iz blok dijagrama na slici 3.17A, koji prikazuje proporcionalni regulator u obliku brzinskog. Stacionarnost se može dobiti za bilo koju vrijednost greške  $e$ , pošto je izlaz iz derivacionog bloka nula za bilo koji konstantni ulaz. Problem se može izbjeći modifikacijom prikazanom na slici 3.17B. Ovdje se stacionarnost dobija samo kada je

$$u = Ke + u_b.$$

Ako se koristi inkrementalni PID kontroler, jednostavna verzija metode ilustrovana je na slici 3.17B dobija se implementacijom P kontrolera kao gdje je  $h$  period semplovanja.

$$\Delta u(t) = u(t) - u(t - h) = Ke(t) + u_b - u(t - h)$$

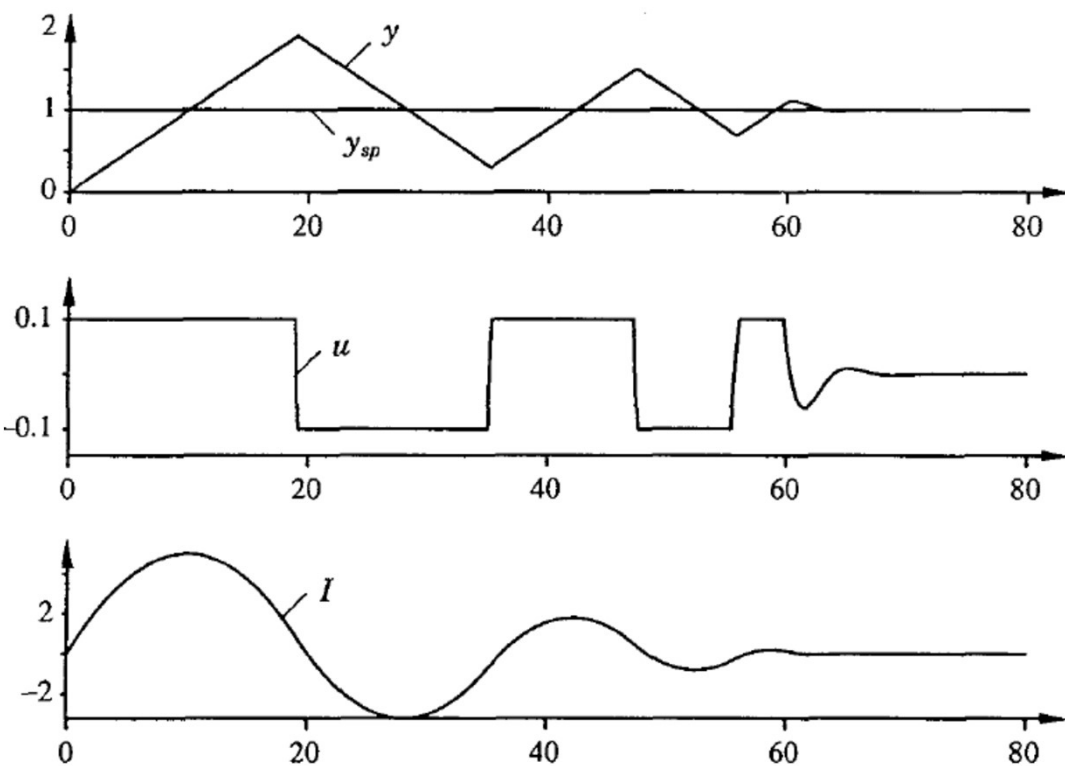


**Figure 3.17** Illustrates the difficulty with a proportional controller in velocity form (A) and a way to avoid it (B).

## **Integrator Windup (navijanje integratora)**

Iako se mnogi aspekti upravljačkog sistema mogu razumjeti na osnovu linearne teorije, moraju se uzeti u obzir neki nelinearni efekti. Svi aktuatori imaju ograničenja: motor ima ograničenu brzinu, ventil ne može biti više od potpuno otvoren ili potpuno zatvoren, itd. Za upravljački sistem sa širokim opsegom radnih uslova, može se desiti da upravljačka varijabla dostigne granice aktuatora. Kada se to dogodi, povratna sprega je prekinuta i sistem radi kao otvorena petlja jer će aktuator ostati na svom limitu nezavisno od izlaza procesa. Ako se koristi kontroler sa integracijom, greška će nastaviti da se integriše. To znači da integralni pojam može postati veoma veliki ili, kolokvijalno, „naviti“. Tada je potrebno da greška ima suprotan predznak tokom dužeg perioda prije nego što se stvari vrate u normalu. Posledica je da svaki kontroler sa integralnim delovanjem može dati velike tranzijente kada se aktuator zasiti.

## Ilustracija integralnog navijanja



**Figure 3.18** Illustration of integrator windup. The diagrams show process output  $y$ , setpoint  $y_{sp}$ , control signal  $u$ , and integral part  $I$ .

Fenomen namotavanja je ilustrovan na slici 3.18, koja pokazuje kontrola integracionog procesa sa PI kontrolerom. Početna promjena zadate vrijednosti je toliko velika da se aktuator ulazi u zasićenje na gornjoj granici. Integralni član se u početku povećava jer je greška pozitivna; dostiže najveću vrijednost u trenutku  $t = 10$  kada greška prođe nulu. Izlaz ostaje zasićen u ovom trenutku zbog velike vrijednost integralnog člana. Ne napušta granicu zasićenja dok je greška negativna već čeka dovoljno dugo da bi se integralni dio spustio na mali nivo. Primijetite da se kontrolni signal nekoliko puta odbija između svojih granica. Neto efekat je veliko prekoračenje i prigušena oscilacija gde upravljački signal prelazi iz jednog ekstrema u drugi kao kod oscilacije releja. Izlaz se konačno toliko približio zadatoj vrednosti da se aktuator ne zasiti. Sistem se tada ponaša linearno i poravnava.

Do kvara integratora može doći u vezi sa velikim promjenama zadate vrijednosti ili može biti uzrokovano velikim smetnjama ili kvarovima opreme. Navijanje se takođe može desiti kada se selektori koriste tako da nekoliko kontrolera pokreće jedan aktuator. U kaskadnoj kontroli, namotavanje se može desiti u primarnom kontroleru kada je sekundarni kontroler prebačen u ručni režim, koristi svoju lokalnu zadatu vrijednost ili ako se njegov upravljački signal zasiti.

Fenomen namotavanja bio je dobro poznat proizvođačima analognih kontrolera koji su izmislili nekoliko trikova da ga izbjegnu. Oni su opisani pod oznakama kao što su prethodno učitavanje, batch jedinica, itd. Iako je problem bio dobro shvaćen, često su postojala ograničenja zbog analognih implementacija. Ideje su se često čuvale kao poslovna tajna i o njima se nije mnogo govorilo. Problem namotavanja ponovo je otkriven kada su kontroleri implementirani digitalno i nekoliko metoda za izbjegavanje namotavanja je predstavljeno u literaturi. U sledećem dijelu opisujemo nekoliko ideja.

## **SETPOINT OGRANIČENJE**

Jedan od načina da pokušate da izbjegnute navijanje integratora je uvođenje limitera na varijacije zadate vrijednosti tako da izlaz kontrolera nikada neće dostići granice aktuatora. Ovo često dovodi do konzervativnih granica i ograničenja performansi kontrolera. Dalje, ne izbjegava namotavanje izazvano smetnjama.

## Inkrementalni algoritmi

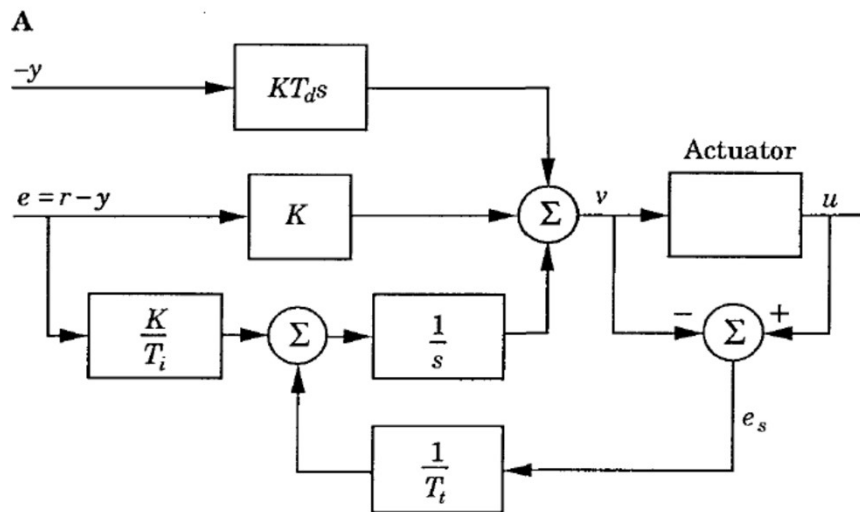
U ranim fazama feedback upravljanja integrisano je integralno delovanje sa aktuatorom tako što motor direktno pokreće ventil. U ovom slučaju navijanje se obrađuje automatski jer se integracija zaustavlja kada se ventil zaustavi. Kada su kontroleri implementirani analognim tehnikama, a kasnije i kompjuterima, mnogi proizvođači su koristili konfiguraciju koja je bila analogna starom mehaničkom dizajnu. Ovo je dovelo do takozvanih algoritama brzine o kojima se govorilo. U njegovom algoritmu se prvo izračunava brzina promjene upravljačkog signala a zatim preda integratoru. U nekim slučajevima ovaj integrator je motor direktno povezan sa aktuatorom. U drugim slučajevima integrator je interno implementiran u kontroleru. Sa ovim pristupom lako je upravljati promjenama režima i namotavanjem. Navijanje se izbjegava tako što se inhibira integracija kad god je izlaz zasićen. Ovaj metod je ekvivalentan povratnom proračunu (back calculation), koji je opisan u nastavku. Ako se izlaz aktuatora ne mjeri, može se koristiti model koji izračunava zasićeni izlaz. Takođe je lako ograničiti brzinu promjene upravljačkog signala.

## Back-Calculation and Tracking

Povratno izračunavanje funkcioniše na sledeći način: Kada se izlaz zasiti, integral se ponovo izračunava tako da njegova nova vrijednost daje izlaz na granici zasićenja. Korisno je ne resetovati integrator trenutno, već dinamički sa vremenskom konstantom  $T_t$ . Na slici 3.19 prikazan je blok dijagram PID kontrolera sa antiwindup-om na osnovu povratnog proračuna. Sistem ima dodatnu putanju povratne sprege koja se generiše mjerenjem stvarnog izlaza aktuatora i formiranje signala greške ( $e_s$ ) kao razlike između izlaza kontrolera ( $v$ ) i izlaza aktuatora ( $u$ ). Signal  $e_s$  se dovodi na ulaz integratora preko pojačanja  $1/T_t$ . Signal je nula kada nema zasićenja. Dakle, neće imati nikakvog uticaja na normalan rad kada se aktuator ne zasiti. Kada se aktuator zasiti, signal  $e_s$  se razlikuje od nule. Normalni put povratne sprege oko procesa je prekinut jer je ulaz procesa konstantan. Međutim, postoji put povratne sprege oko integratora. Zbog toga se izlaz integratora vodi ka vrijednosti tako da ulaz integratora postaje nula. Ulaz integratora je

$$\frac{1}{T_t} e_s + \frac{K}{T_i} e$$





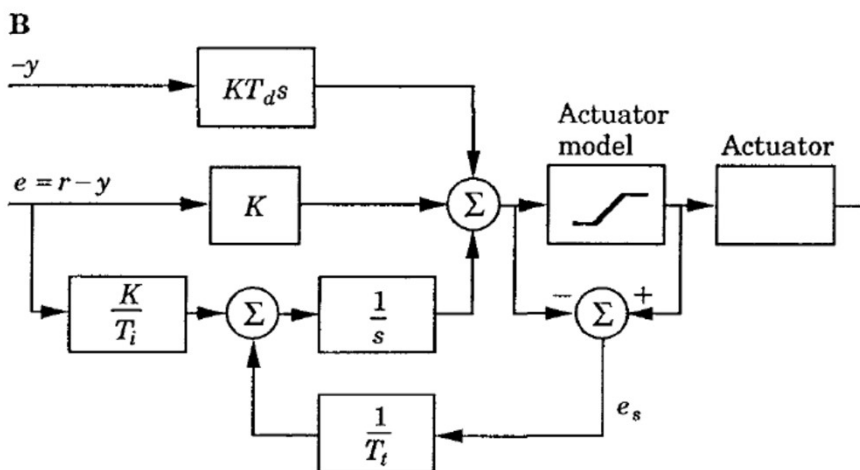
gdje je  $e$  greška.

$$e_s = -\frac{KT_t}{T_i} e$$

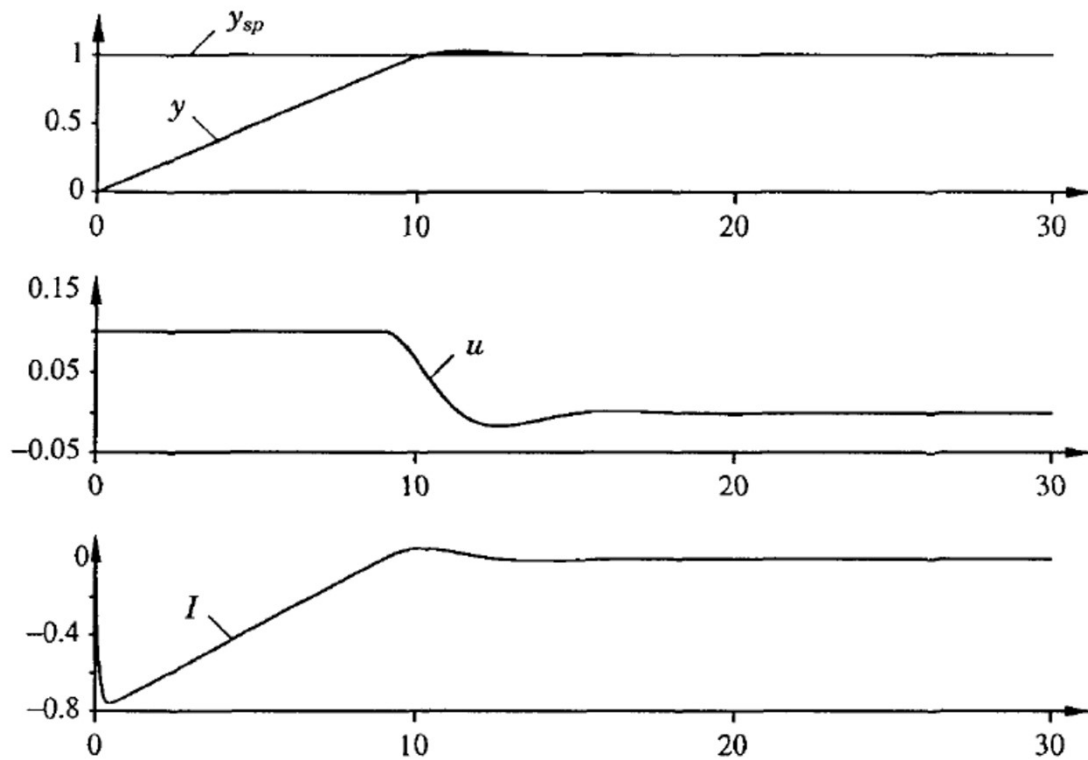
Dakle u ustaljenom stanju pošto je  $e_s = u - v$

$$v = u_{\text{lim}} + \frac{KT_t}{T_i} e$$

gdje je  $u_{\text{lim}}$  vrijednost zasićenja upravljačke varijable. Dok signali  $e$  i  $u_{\text{lim}}$  imaju isti znak slijedi da je  $v$  uvijek veće od  $u_{\text{lim}}$  po magnitudi. Ovo sprečava da se integrator navija. Brzina kojom se izlaz kontrolera resetuje je regulisana povratnim pojačanjem,  $1/T_t$ , gdje se  $T_t$  može tumačiti kao vremenska konstanta, koja određuje koliko brzo se integral resetuje. Ovo nazivamo vremenskom konstantom praćenja. Često se dešava da se izlaz aktuatora ne može izmjeriti. Upravo opisana anti-windup šema može se primijeniti ugradnjom matematičkog modela aktuatora za zasićenje, kao što je ilustrovano na slici 3.19B.

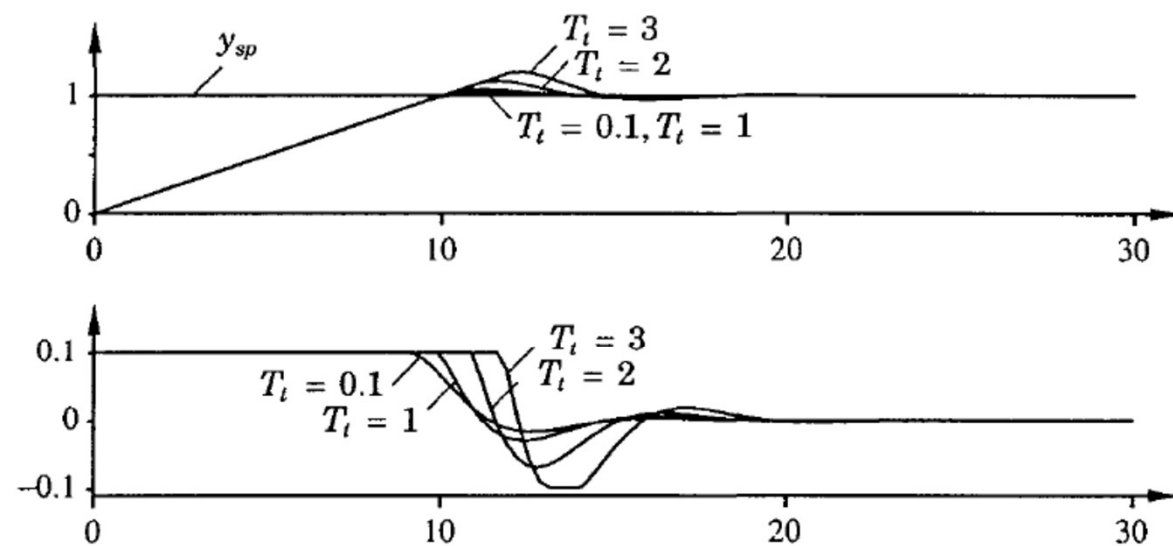


**Figure 3.19** Controller with anti-windup. A system where the actuator output is measured is shown in A and a system where the actuator output is estimated from a mathematical model is shown in B.



**Figure 3.20** Controller with anti-windup applied to the system of Figure 3.18. The diagrams show process output  $y$ , setpoint  $y_{sp}$ , control signal  $u$ , and integral part  $I$ .

Slika 3.20 pokazuje šta se dešava kada se kontroler sa antiwind-up primijeni na sistem simuliran na slici 3.18. Primijetite da se izlaz integratora brzo resetuje na vrijednost tako da je izlaz kontrolera na granici zasićenja, a integral ima negativnu vrijednost tokom početne faze kada je aktuator zasićen. Ovo ponašanje se drastično razlikuje od onog na slici 3.18, gde integral ima pozitivnu vrijednost tokom početnog prelaznog procesa. Takođe primijetite drastično poboljšanje performansi u poređenju sa običnim PI kontrolerom koji se koristi na slici 3.18.



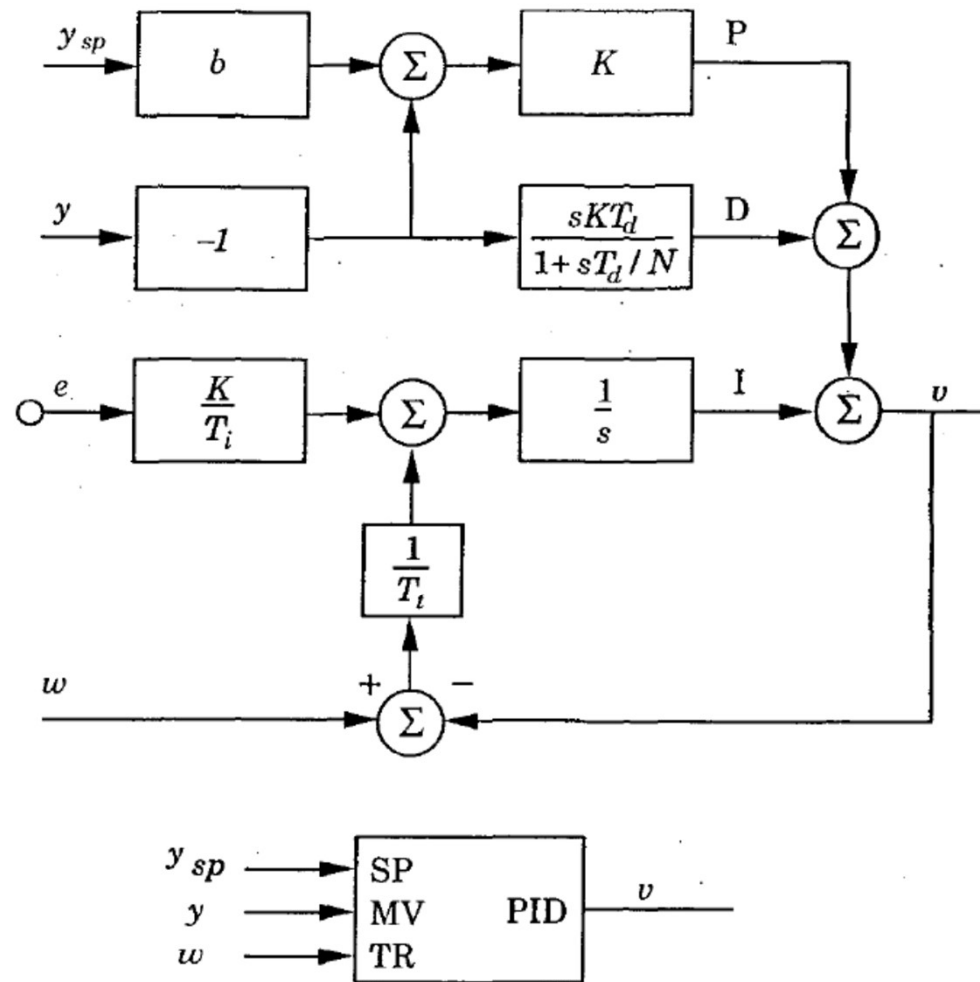
**Figure 3.21** The step response of the system in Figure 3.18 for different values of the tracking time constant  $T_t$ . The upper curve shows process output  $y$  and setpoint  $y_{sp}$ , and the lower curve shows control signal  $u$ .

Efekat promjene vrijednosti vremenske konstante praćenja je ilustrirano na slici 3.21. Na osnovu ove slike, može se činiti korisnim uvijek izabrati veoma malu vrijednost vremenske konstante jer se integrator tada brzo resetuje. Međutim, mora se voditi računa o uvođenju anti-windup sistema u sisteme sa derivativnim dejstvom. Ako je vremenska konstanta odabrana premala, lažne greške mogu izazvati zasićenje izlaza, što slučajno resetuje integrator. Vremenska konstanta praćenja  $T_t$  treba da bude veća od  $T_d$  i manja od  $T_i$ . Predloženo je pravilo da birate

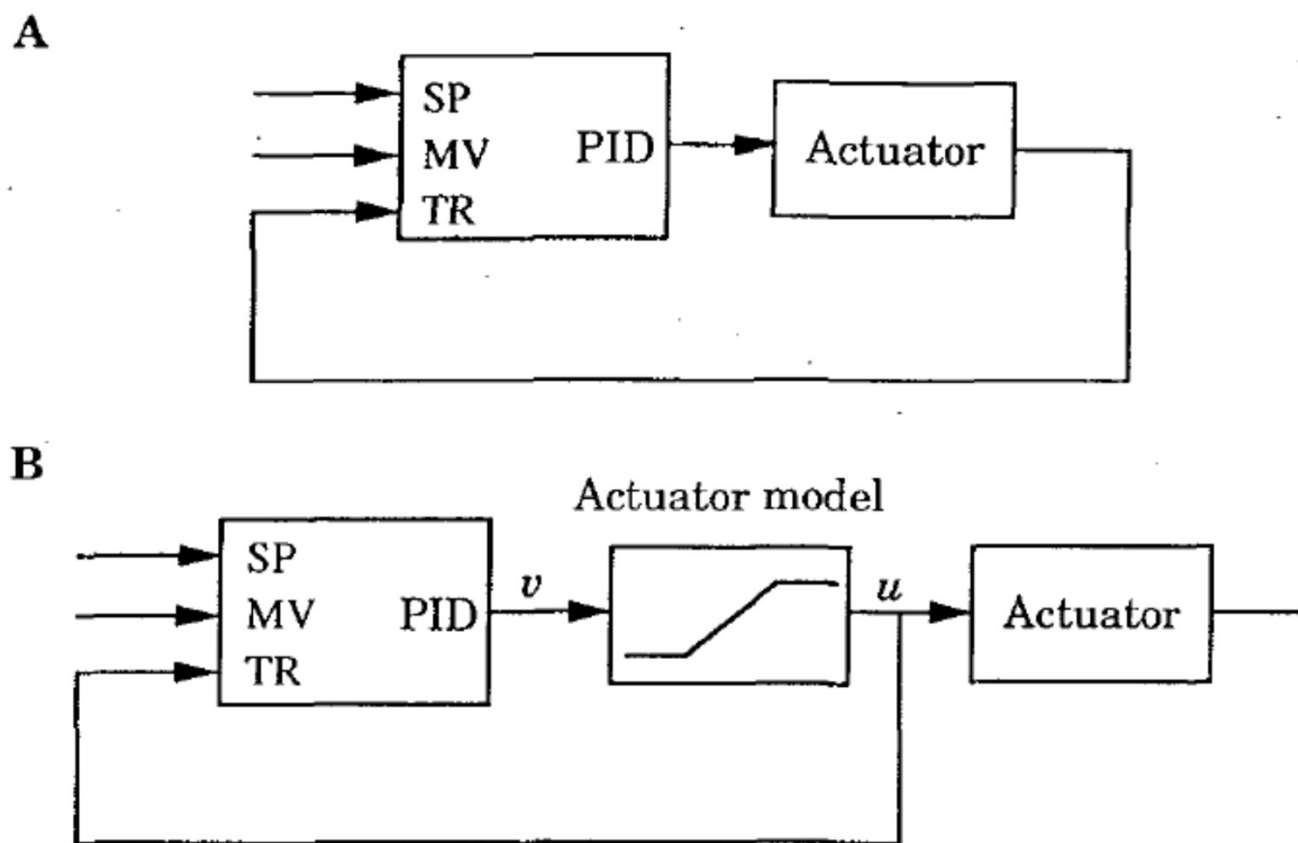
$$T_t = \sqrt{T_i T_d}$$

## Kontroleri sa režimom praćenja

Kontroler sa povratnim proračunom (back calculation) može se tumačiti kao da ima dva režima: normalni režim upravljanja, kada radi kao običan kontroler, i režim praćenja, kada integrator prati tako da odgovara datim ulazima i izlazima. Pošto kontroler sa praćenjem može da radi u dva režima, možemo očekivati da je za prebacivanje režima potrebno imati logički signal. Međutim, ovo nije neophodno, jer se praćenje automatski blokira kada je signal praćenja  $w$  jednak izlazu kontrolera. Ovo se može koristiti sa velikom prednosti pri izgradnji složenih sistema sa selektorima i kaskadnom kontrolom. Slika 3.22 prikazuje PID modul sa signalom za praćenje. Modul ima tri ulaza: zadatu vrijednost, izmjereni izlaz i signal za praćenje. Novi ulaz TR naziva se signal za praćenje jer će izlaz kontrolera pratiti ovaj signal. Primijetite da je praćenje onemogućeno kada je  $w = v$ . Korišćenjem modula sistem prikazan na slici 3.19 može biti predstavljen kao što je prikazano na slici 3.23.



**Figure 3.22** Block diagram and simplified representation of PID module with tracking signal.



**Figure 3.23** Representation of the controllers with anti-windup in Figure 3.19 using the basic control module with tracking shown in Figure 3.22.

## Proporcionalni opseg

Pojam proporcionalnog opsega je koristan za razumevanje efekat navijanja i da se objasne šeme za anti-windup. Proporcionalni opseg je interval takav da se aktuator ne zasiti ako je trenutna vrijednost izlaznog procesa ili njegova predviđena vrijednost u intervalu. Za PID kontrolu bez ograničenja diferencijalnog pojačanja, upravljački signal je dat sa

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

Rješenje za predviđeni izlaz procesa daje proporcionalni opseg ( $y_l, y_h$ )

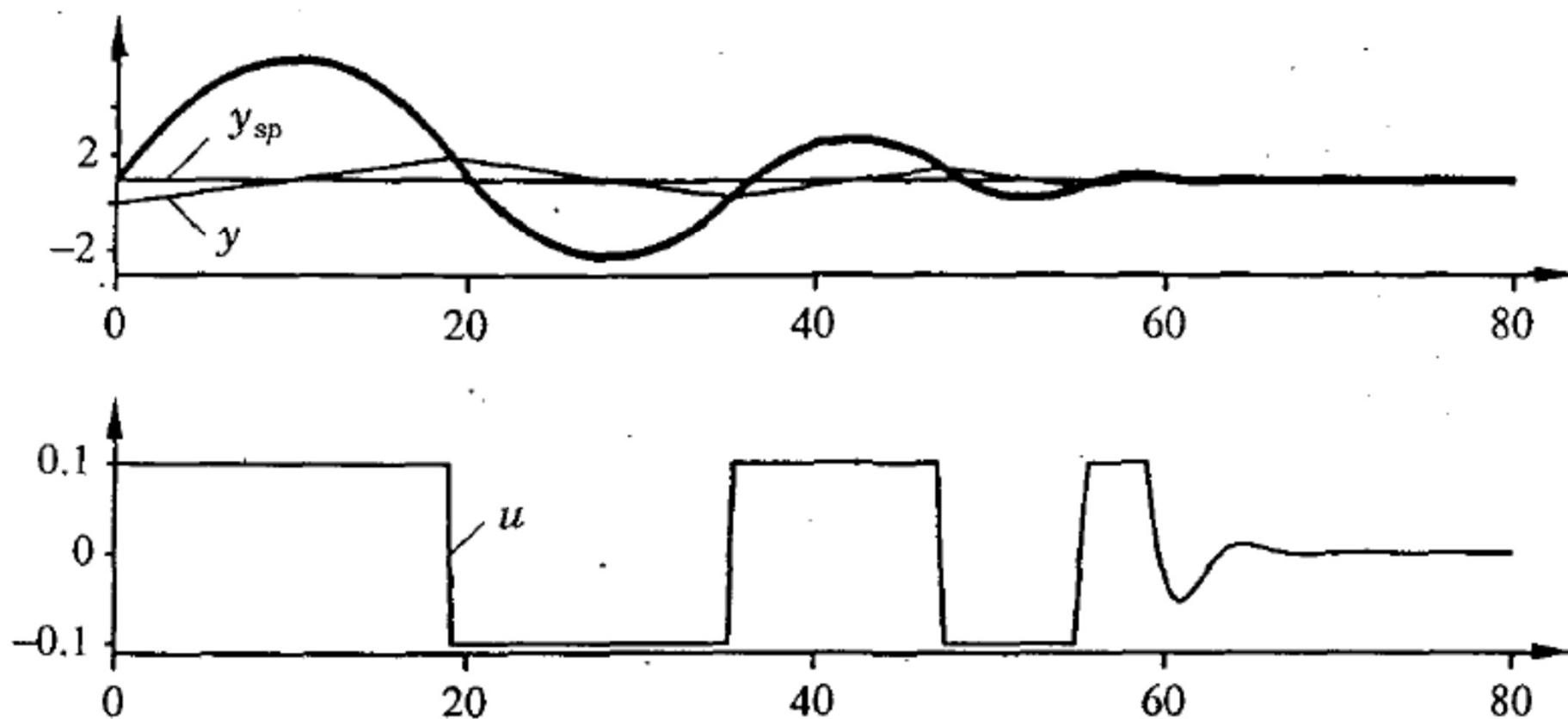
$$y_p = y + T_d \frac{dy}{dt} \quad \begin{aligned} y_l &= b y_{sp} + \frac{I - u_{\max}}{K} \\ y_h &= b y_{sp} + \frac{I - u_{\min}}{K} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Gdje su  $u_{\max}$  i  $u_{\min}$  vrijednosti upravljačkog signala za koje aktuator ulazi u zasićenje

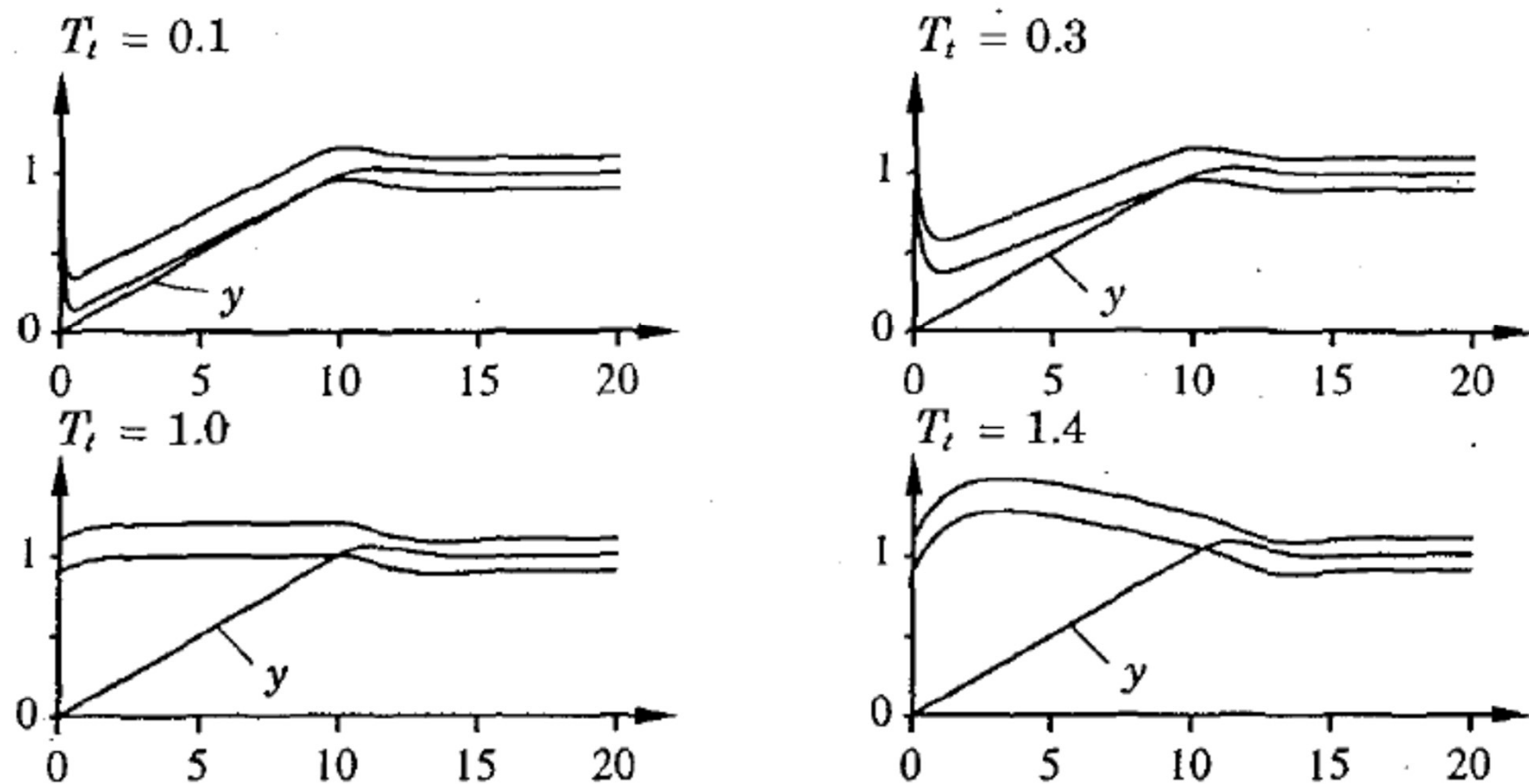
Regulator radi u linearnom režimu, ako je predviđeni izlaz u proporcionalnom opsegu. Kontrolni signal postaje zasićen kada je predviđeni izlaz izvan proporcionalnog opsega. Primijetite da se proporcionalni opseg može pomjeriti promenom integralnog člana.

Da bismo ilustrovali da je proporcionalni opseg koristan u razumijevanju navijanja, prikazujemo proporcionalni opseg na slici 3.24 za sistem koji se razmatra u primeru (Uporedi sa slikom 3.18.) Slika pokazuje da proporcionalni opseg počinje da se kreće nagore jer se integralni član povećava. Ovo implicira da izlaz ne dostiže proporcionalni opseg sve dok nije mnogo veći od zadate vrijednosti. Kada se dostigne proporcionalni opseg, upravljački signal se brzo smanjuje. Međutim, proporcionalni opseg se mijenja tako brzo da se izlaz vrlo brzo kreće kroz opseg i ovaj proces se ponavlja nekoliko puta. Pojam proporcionalnog opsega pomaže da se razuijme nekoliko šema za zaštitu od namotavanja. Na slici 3.25 prikazan je proporcionalni opseg za sistem sa praćenjem za različite vrijednosti vremenske konstante praćenja  $T_t$ . Slika pokazuje da vremenska konstanta praćenja ima značajan uticaj na proporcionalni opseg. Zbog praćenja, proporcionalni opseg se pomjera bliže izlazu procesa. Koliko brzo to radi zavisi od vremenske konstante praćenja  $T_t$ . Imajte na umu da može postojati nedostatak u njegovom prebrzom pomjeranju, pošto se predviđeni izlaz može tada pomjeriti u proporcionalni opseg zbog šuma i uzrokovati nepotrebno smanjenje upravljačkog signala.





**Figure 3.24** The proportional band for the system in Example 3.1. The upper diagram shows process output  $y$  and the proportional band. The lower diagram shows control signal  $u$ .

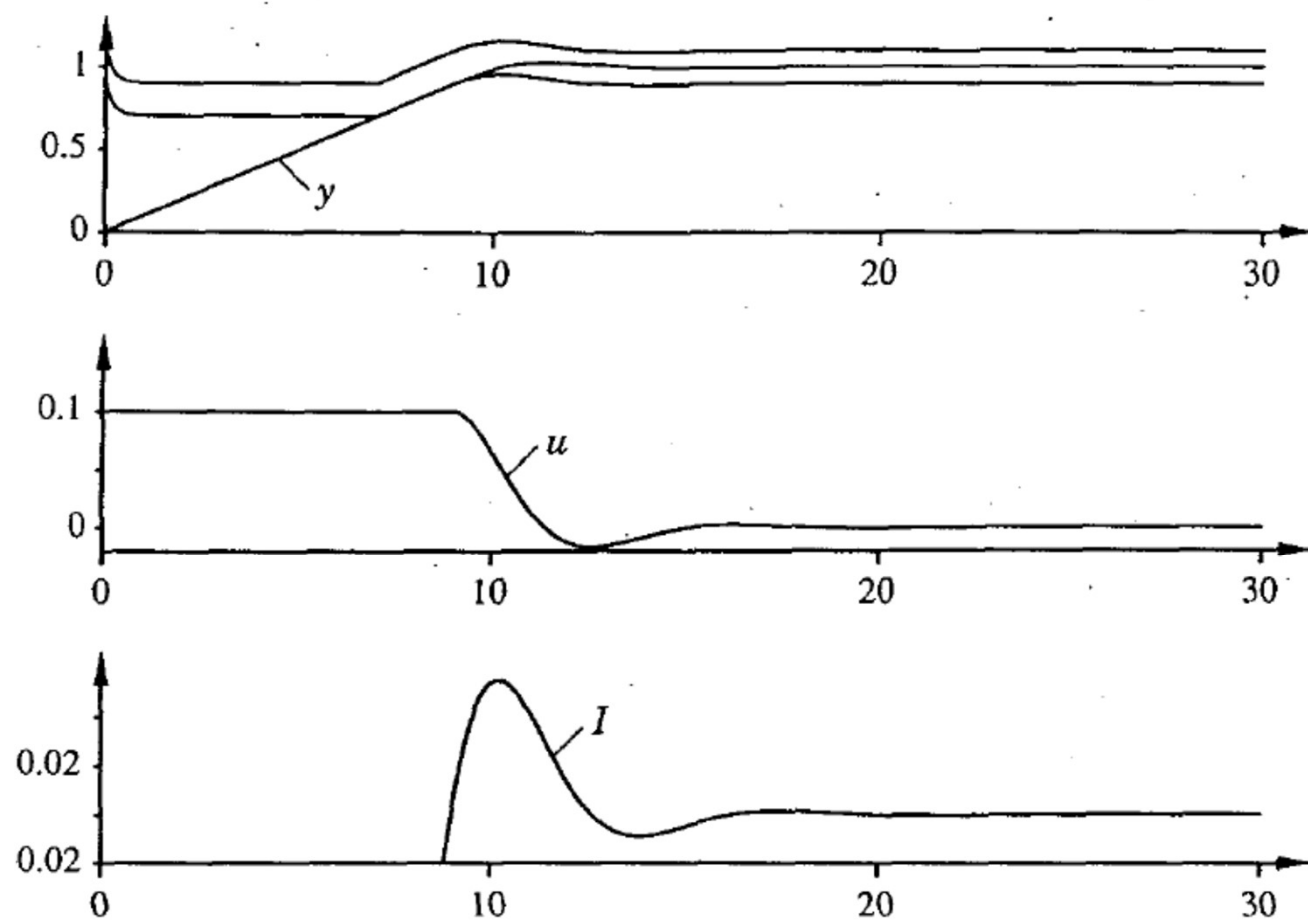


**Figure 3.25** The proportional band and the process output  $y$  for a system with conditional integration and tracking with different tracking time constants  $T_t$ .

## Uslovna integracija

Uslovna integracija je alternativa povratnom proračunu ili praćenju. U ovoj metodi integracija se isključuje kada je upravljanje daleko od stabilnog stanja. Integralno dejstvo se stoga koristi samo kada su ispunjeni određeni uslovi, inače se integralni član održava konstantnim. Metoda se takođe naziva stezanjem integratora.

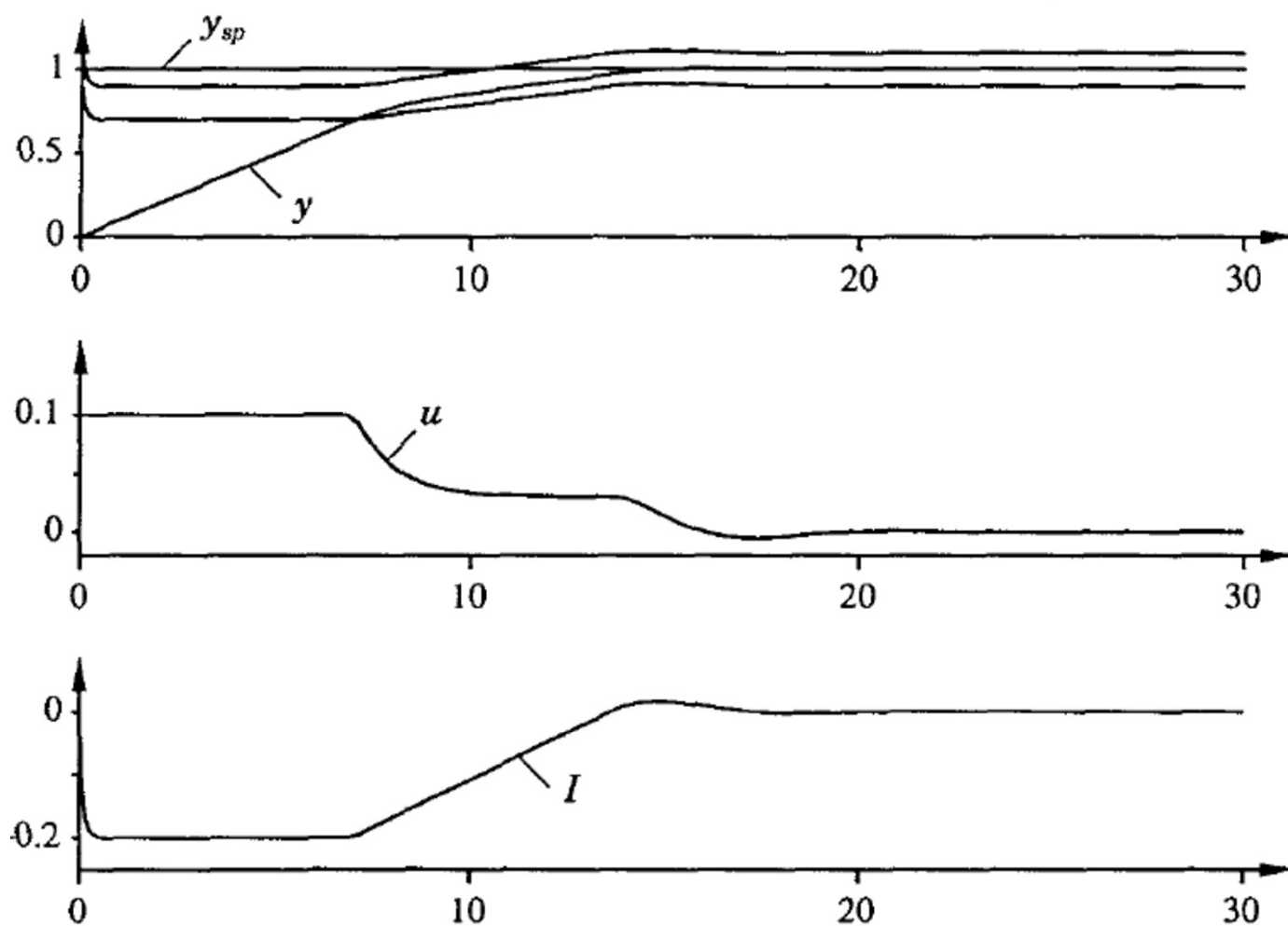
Uslovi kada je integracija inhibirana mogu se izraziti na mnogo različitih načina. Slika 3.26 prikazuje simulaciju sistema u primeru 3.1 sa uslovnom integracijom tako da se integralni član održava konstantnim tokom zasićenja. Poređenje sa slikom 3.25 pokazuje da, u ovom konkretnom slučaju, postoji vrlo mala razlika u performansama između uslovne integracije i praćenja. Međutim, različite šeme namotavanja različito pomjeraju proporcionalni opseg.



**Figure 3.26** Simulation of the system in Example 3.1 with conditional integration. The diagrams show the proportional band, process output  $y$ , control signal  $u$ , and integral part  $I$ .

Sada razmotrimo nekoliko različitih uslova prebacivanja. Jedan jednostavan pristup je da isključite integraciju kada je greška velika. Drugi pristup je isključivanje integracije tokom zasićenja. Obje ove metode imaju nedostatak što se kontroler može zaglaviti na grešci upravljanja koja nije nula ako integralni član ima veliku vrijednost u trenutku isključivanja. Metoda bez ovog nedostatka je sledeća. Integracija se isključuje kada je kontroler zasićen i ažuriranje integratora je takvo da uzrokuje da upravljački signal postane više zasićen. Pretpostavimo, na primjer, da kontroler postaje zasićen pri gornjoj zasićenosti. Integracija se tada isključuje ako je kontrolna greška pozitivna, ali ne i ako je negativna.

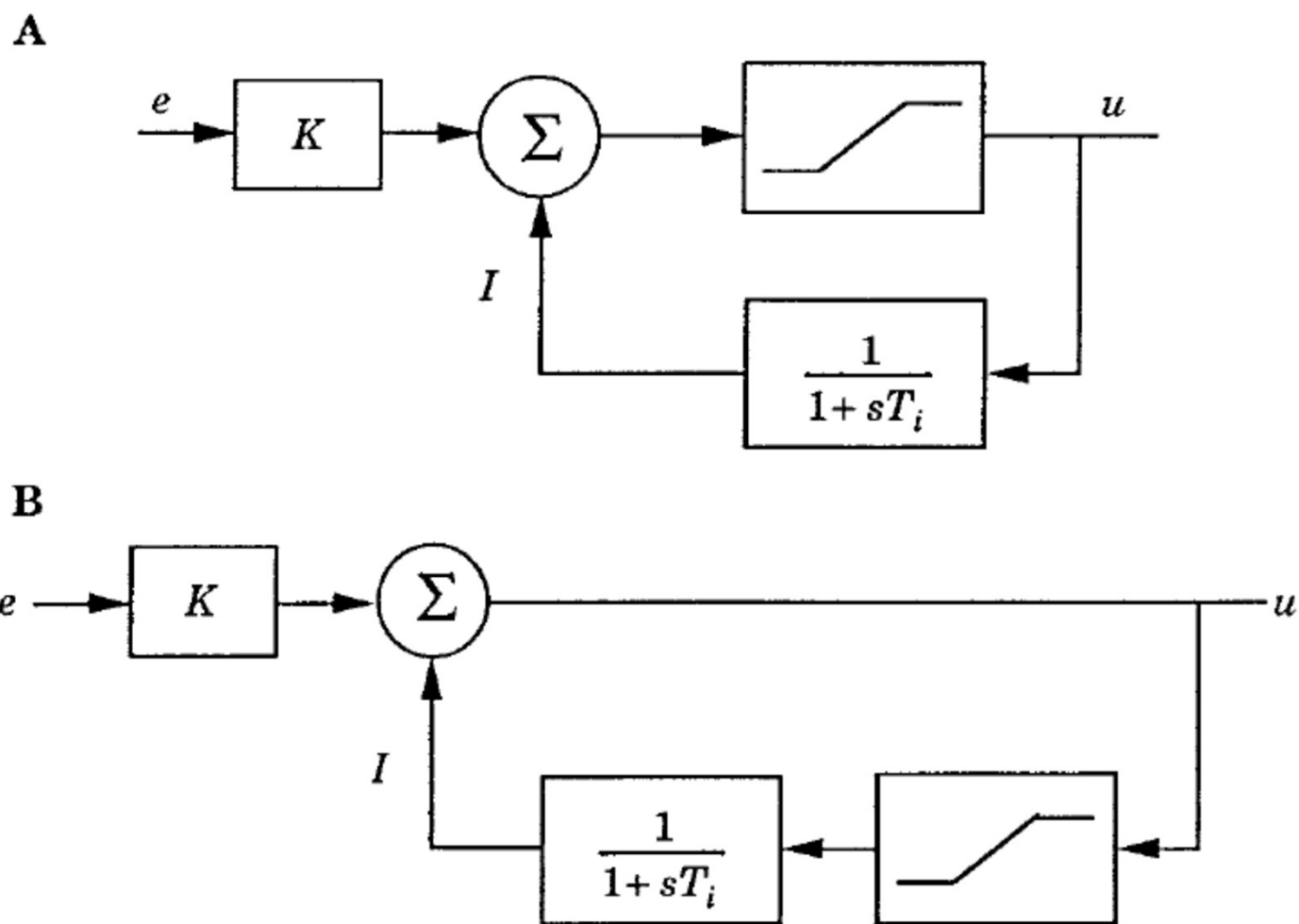
Neke metode uslovne integracije su namijenjene uglavnom za pokretanje šaržnih procesa, kada može doći do velikih promjena u zadatoj vrijednosti. Jedna posebna verzija, koja se koristi u kontroli temperature, postavlja proporcionalni opseg izvan zadate tačke kada postoje velika odstupanja u upravljanju. Pomak se može koristiti za podešavanje prelaznog odziva dobijenog tokom pokretanja procesa. Parametri koji se koriste nazivaju se smanjenjem ili prednaprežanjem (vidjeti sliku 3.27). U ovom sistemu proporcionalni opseg je pozicionirana sa jednim krajem na zadatoj tački, a drugim krajem prema izmjerenoj vrijednosti kada postoje velike varijacije. Ove metode mogu dovesti do prekida tokom poremećaja.



**Figure 3.27** Adjustment of the proportional band using cut-back parameters. The diagrams show the proportional band, setpoint  $y_{sp}$ , process output  $y$ , control signal  $u$ , and integral part  $I$ .

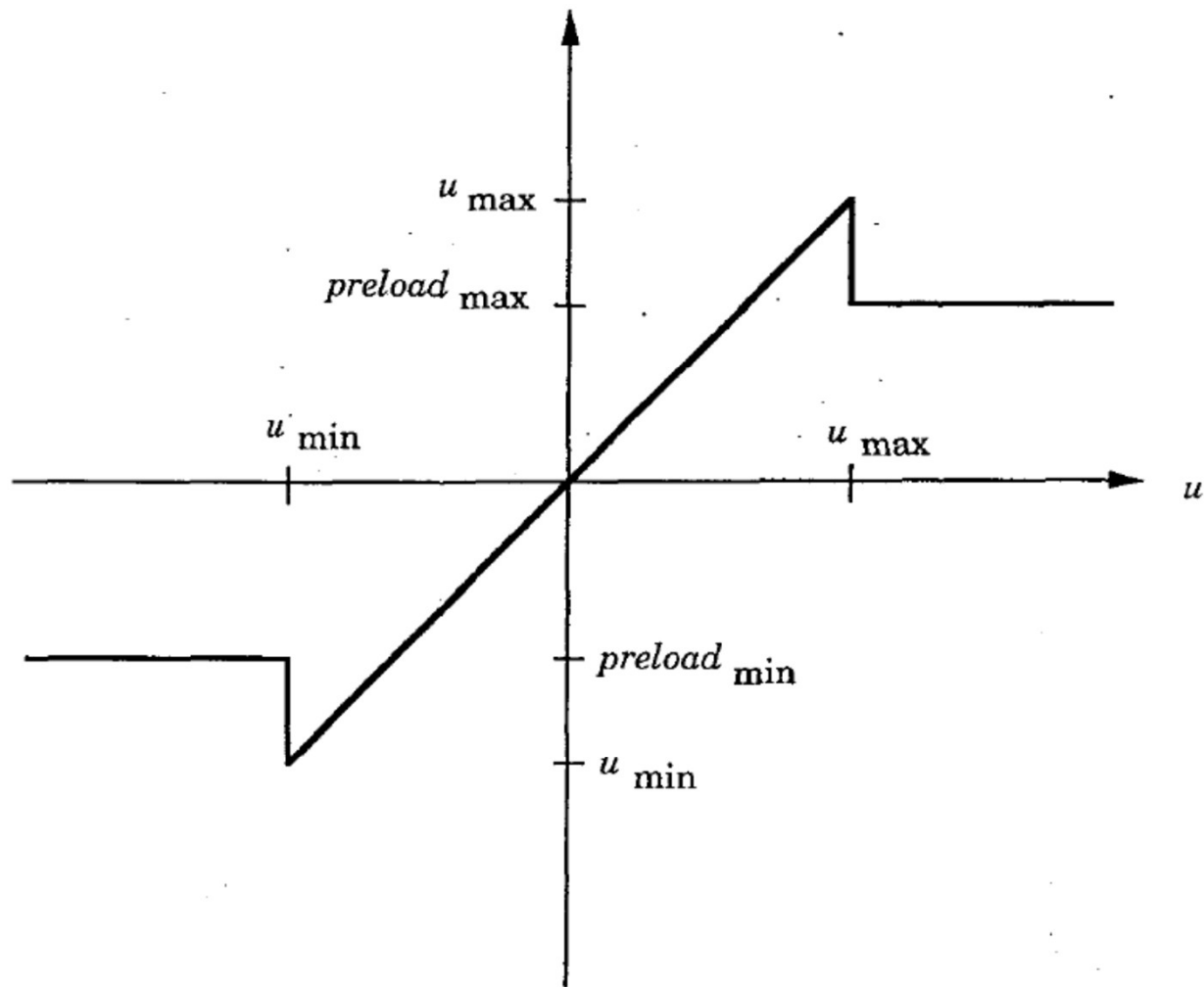
## Serijska Implementacija

Na slici 3.8 prikazali smo posebnu implementaciju kontrolera u obliku interakcije. Da bismo izbjegli namotavanje za ovaj kontroler, možemo da ugradimo model zasićenja u sistem kao što je prikazano na slici 3.28A. Primijetite da je u ovoj implementaciji vremenska konstanta praćenja  $T_t$  je ista kao i vrijeme integracije  $T_t$ . Ova vrijednost vremenske konstante praćenja je često prevelika. Na slici 3.28A, model zasićenja će direktno ograničiti upravljački signal. Stoga je važno imati dobar model fizičke zasićenosti. Prestrogo ograničenje će uzrokovati nepotrebno ograničenje upravljačke akcije. Preslabo ograničenje će dovesti do windupa. Više fleksibilnosti je obezbeđeno ako je zasićenje postavljeno prema slici 3.28B. U ovom slučaju, zasićenje neće uticati na proporcionalni deo kontrolera. Sa ovom strukturom takođe je moguće natjerati integralni dio da preuzme druge vrijednosti predopterećenja tokom zasićenja. Ovo se postiže zamjenom funkcije zasićenja nelinearnošću prikazanom na slici 3.29. Ova anti-windup procedura se ponekad naziva „serijalna jedinica“ i može se smatrati vrstom uslovne integracije. Uglavnom se koristi za podešavanje prekoračenja tokom pokretanja kada postoji velika promjena zadate vrijednosti. U ranim kontrolerima sa jednom petljom, batch jedinica je isporučena kao poseban dodatni hardver.



**Figure 3.28** Two ways to provide anti-windup in the controller in Figure 3.8 where integral action is generated as automatic reset.





**Figure 3.29** A “batch unit” used to provide anti-windup in the controller in Figure 3.8.

## Operativni aspekti rada regulacionih kontura

Praktično svi se regulatori mogu pokrenuti u dva režima: ručno ili automatski.

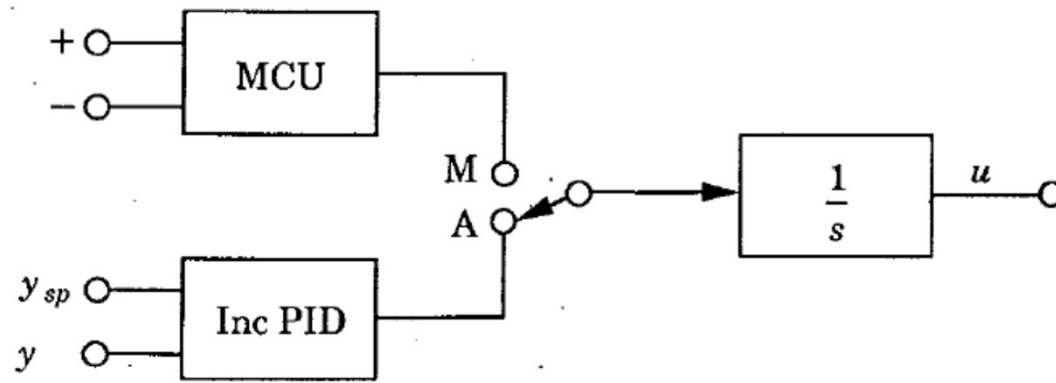
U ručnom režimu, izlazom kontrolera se manipuliše direktno od strane operatera, obično pritiskom na dugmad koja povećavaju ili smanjuju izlaz kontrolera. Kontroler takođe može da radi u kombinaciji sa drugim kontrolerima, kao što je kaskadno upravljanje ili upravljanje odnosom veličina, ili kombinaciji sa nelinearnim elementima, kao što su množitelji i selektori. Ovo dovodi do više operativnih režima. Kontroleri takođe imaju parametre koji se mogu podešavati u radu. Kada dođe do promjena režima i parametara, neophodno je izbjegavati promjene tokom tranzijentnog režima. Način na koji se vrše promjene režima i promjene parametara zavisi od strukture odabrane za kontroler.

## Bezudarni prelaz - Bumpless Transfer - između ručnog i automatskog režima

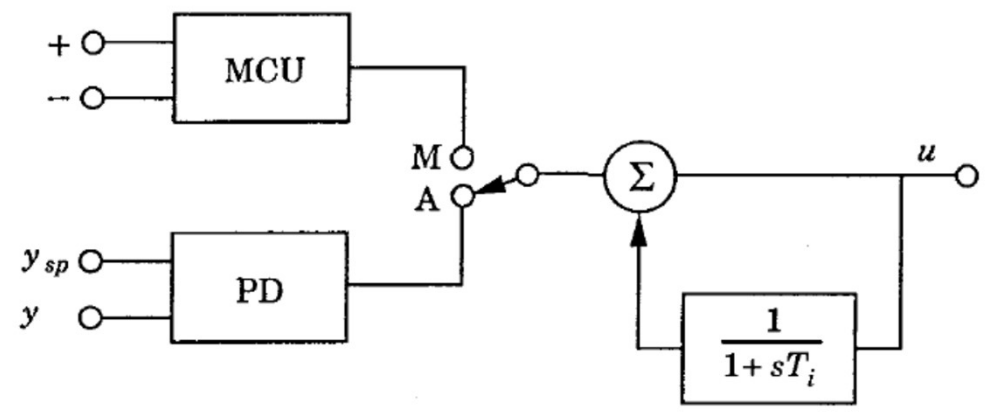
S obzirom da je kontroler dinamički sistem, potrebno je prilikom prebacivanja kontrolera između ručnog i automatskog režima uvjeriti se da je stanje sistema ispravno. Kada je sistem u ručnom režimu, upravljački algoritam proizvodi upravljački signal koji se može razlikovati od ručno generisanog upravljačkog signala. Neophodno je osigurati da se dva izlaza poklapaju u trenutku prebacivanja. Ovo se naziva prenos bez udaraca **Bumpless transfer**.

Bezudarni prelaz je lako dobiti za kontroler u inkrementalnom obliku. Ovo je prikazano na slici 3.34. Integrator je opremljen prekidačem tako da se signali biraju iz ručnog ili automatskog režima. Pošto prebacivanje utiče samo na inkremente, neće biti velikih prelaznih procesa.

Sličan mehanizam se može koristiti u serijskoj, ili u interakcijskoj implementaciji PID kontrolera prikazanom na slici 3.8 (vidjeti sliku 3.35). U ovom slučaju će doći do prelaznog procesa ako izlaz PD dijela nije nula u trenutku prebacivanja.

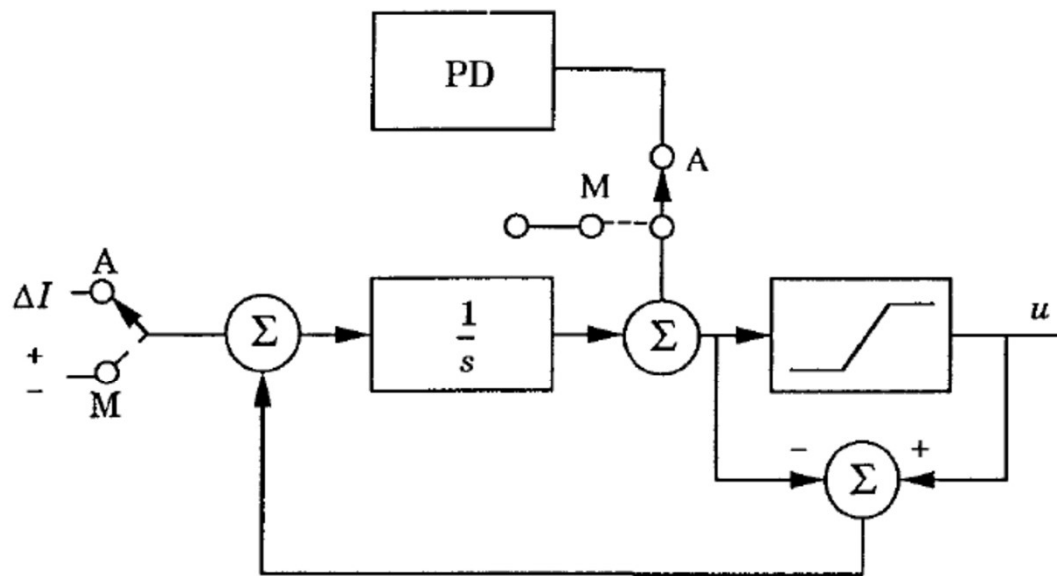


**Figure 3.34** Bumpless transfer in a controller with incremental output. MCU stands for manual control unit.



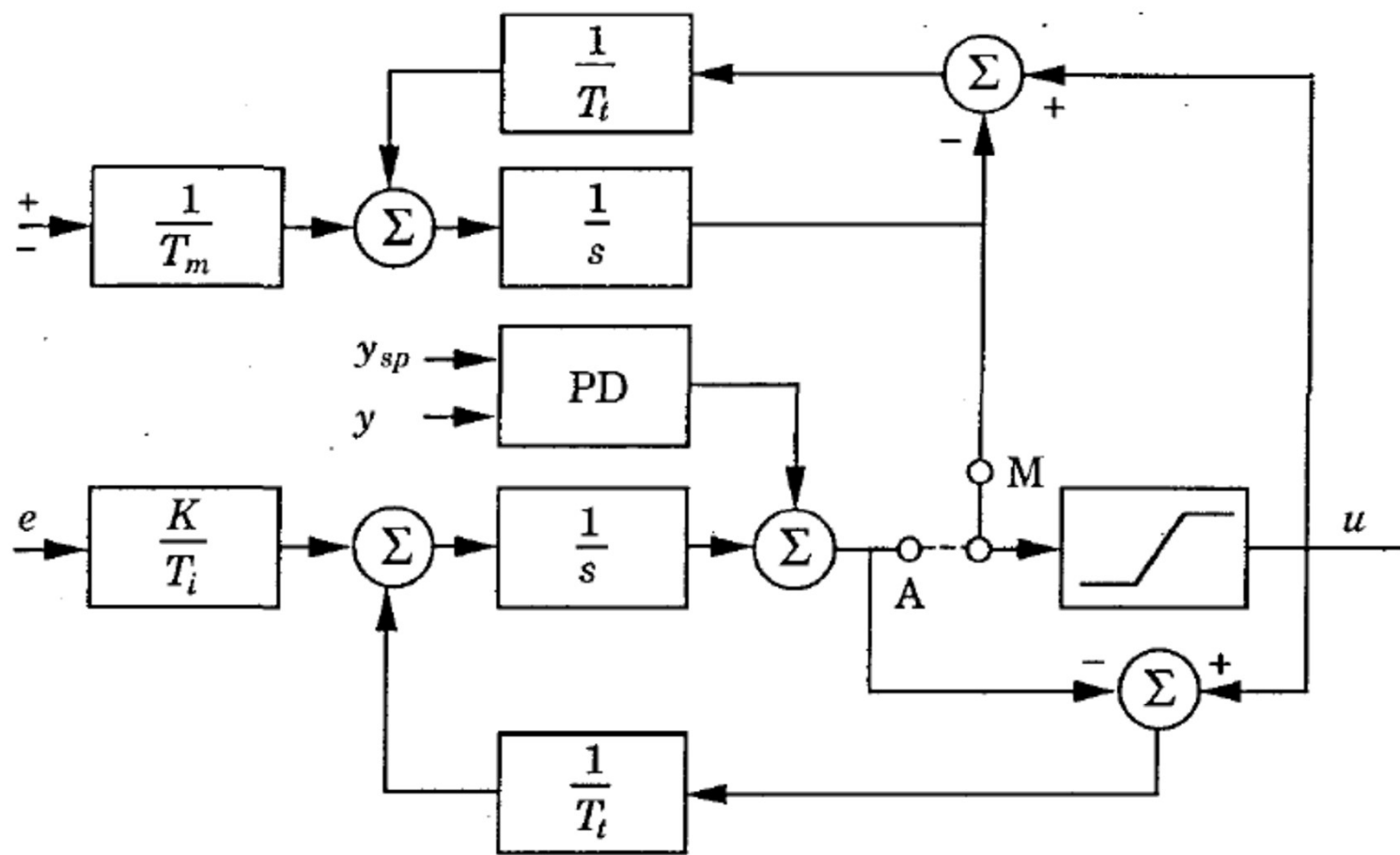
**Figure 3.35** Bumpless transfer in a PID controller with a special series implementation.

Za kontrolere sa paralelnom implementacijom, integrator PID kontrolera se može koristiti za sabiranje promjena u ručnom režimu. Takav sistem je i kontroler prikazan na slici 3.36. Ovaj sistem daje glatku tranziciju između ručnog i automatskog režima pod uslovom da se prekidanje izvrši kada je izlaz PD bloka nula. Ako to nije slučaj, doći će do prelaznog procesa.



**Figure 3.36** A PID controller where one integrator is used both to obtain integral action in automatic mode and to sum the incremental commands in manual mode.

Takođe je moguće koristiti poseban integrator za dodavanje inkrementalnih promjena sa uređaja za ručno upravljanje. Da bi se izbjegli tranzijenti u takvom sistemu, potrebno je osigurati da se integrator u PID regulatoru resetuje na odgovarajuću vrijednost kada je regulator u ručnom režimu. Slično, integrator povezan sa ručnom kontrolom mora biti resetovan na odgovarajuću vrijednost kada je kontroler u automatskom režimu. Ovo se može realizovati pomoću kola prikazanog na slici 3.37. Sa ovim sistemom, prebacivanje između ručnog i automatskog režima je glatko čak i ako se greška upravljanja ili njen izvod razlikuje od nule u trenutku prebacivanja. Kada kontroler radi u ručnom režimu, kao što je prikazano na slici 3.37, povratna informacija sa izlaza  $v$  PID kontrolera prati izlaz  $u$ . Uz efikasno praćenje, signal  $v$  će tako biti blizu  $u$  u svakom trenutku. Postoji sličan mehanizam za praćenje koji osigurava da integrator u kolu za ručno upravljanje prati izlaz kontrolera.



**Figure 3.37** PID controller with parallel implementation that switches smoothly between manual and automatic control.

Kontroler je dinamički sistem. Promjena parametara dinamičkih sistema će prirodno rezultirati promjenama njegovog izlaza. Promjene u izlazu se mogu izbjeći, u nekim slučajevima, istovremenom promjenom stanja sistema. Promjene u izlazu će takođe zavisiti od izabrane realizacije. Promjene u izlazu će takođe zavisiti od izabrane realizacije. Kod PID kontrolera prirodno je zahtijevati da nema drastičnih promjena u izlazu ako se parametri mijenjaju kada je greška nula. Ovo će važiti za sve inkrementalne algoritme jer je izlaz inkrementalnog algoritma nula kada je ulaz nula, bez obzira na vrijednosti parametara. Takođe važi i za algoritam položaja sa strukturom prikazanom na slici 3.8. Za algoritam pozicije zavisi, međutim, od implementacije. Pretpostavimo da je stanje izabrano kao

$$x_I = \int^t e(\tau) d\tau$$

$$I = \frac{K}{T_i} x_I$$

kada se implementira algoritam. Integralni dio je tada

Svaka promjena **K** ili **T<sub>i</sub>** će rezultovati promjenom **I**. Da bi izbjegli udar pri promjeni parametara, osnovno je da stanje bude izabrano kao

$$x_I = \int^t \frac{K(\tau)}{T_i(\tau)} e(\tau) d\tau$$



Uz razumne mjere predostrožnosti, lako je obezbijediti bezudarne promjene parametara ako se parametri promijene kada je greška nula. Međutim, postoji jedan slučaj kada se moraju preduzeti posebne mjere predostrožnosti, naime, ako se koristi ponderisanje zadate vrednosti (setpoint weighting). Da bi se u tom slučaju parametar promijenio bezudarno, neophodno je da veličina  $\mathbf{P} + \mathbf{I}$  bude nepromjenljiva u odnosu na promjene parametara. To znači da kada se parametri promijene, stanje  $\mathbf{I}$  treba da se promijeni na sledeći način:

$$I_{\text{new}} = I_{\text{old}} + K_{\text{old}}(b_{\text{old}} y_{sp} - y) - K_{\text{new}}(b_{\text{new}} y_{sp} - y)$$

Za izgradnju sistema automatizacije korisno je imati odgovarajuće module. Na slici 3.38 prikazan je blok dijagram za ručni upravljački modul. Ima dva ulaza, ulaz za praćenje i ulaz za komande ručne kontrole. Sistem ima dva parametra, vremensku konstantu  $T_m$  za ručni kontrolni ulaz i vremensku konstantu resetovanja  $T_t$ . U digitalnim implementacijama zgodno je dodati funkciju tako da se komandni signal ubrzava dokle god je jedan od tastera povećava-smanjuje pritisnuti. Korišćenjem modula za PID kontrolu i ručnog upravljačkog modula na slici 3.38, jednostavno je konstruisati kompletan kontroler.

Slika 3.39 prikazuje PID kontroler sa internim ili eksternim podešenim vrijednostima preko dugmadi za povećanje/smanjenje i ručnog automatskog režima. Imajte na umu da sistem ima samo dva prekidača.

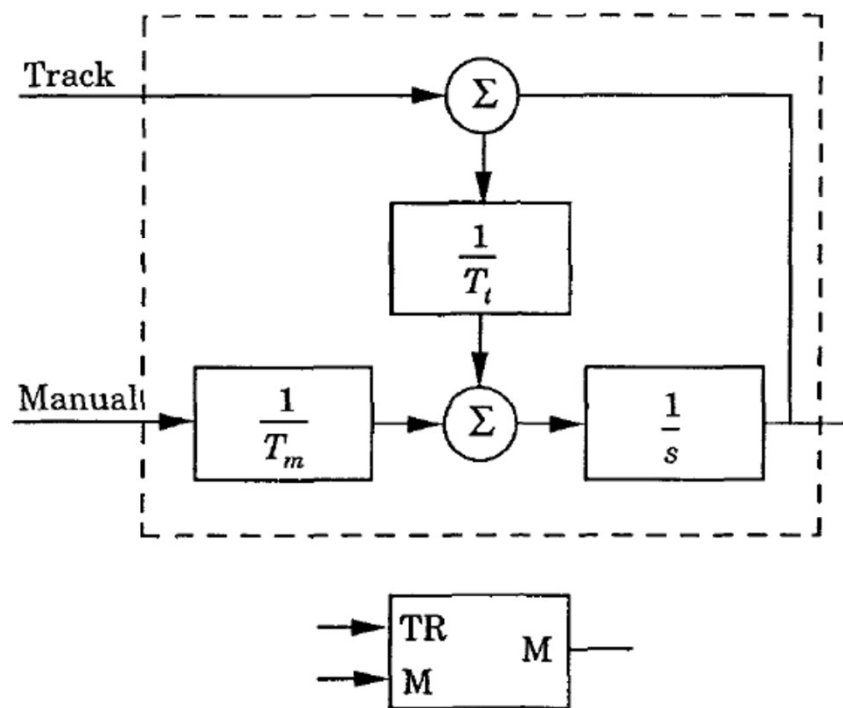


Figure 3.38 Manual control module.

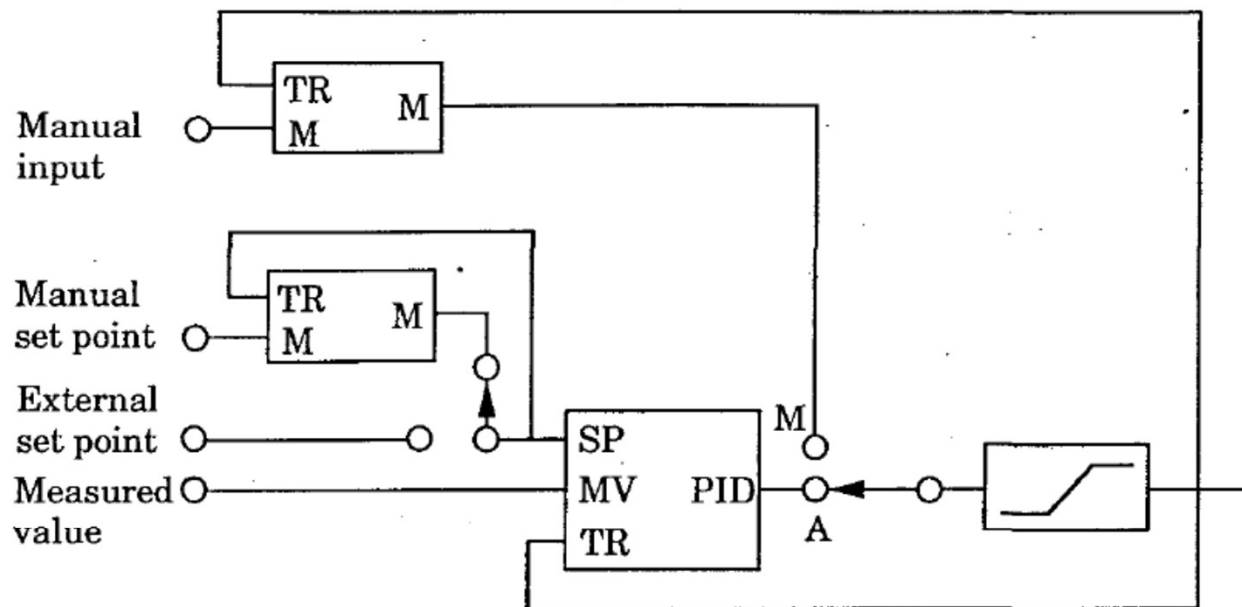


Figure 3.39 A reasonably complete PID controller with anti-windup, automatic-manual mode, and manual and external set-point.

## INKREMENTALNA FORMA

Do sada opisani algoritmi se nazivaju pozicioni algoritmi jer direktno daju izlaz kontrolera. U digitalnim implementacijama uobičajeno je da se koriste i algoritmi brzine. Verzija takvog algoritma sa diskretnim vremenom naziva se i inkrementalni algoritam. Ovaj oblik se dobija izračunavanjem vremenskih razlika izlaza kontrolera i dodavanjem inkremenata.

$$\Delta u(t_k) = u(t_k) - u(t_{k-1}) = \Delta P(t_k) + \Delta I(t_k) + \Delta D(t_k)$$

U nekim slučajevima integracija se vrši eksterno. Izlaz kontrolera tada treba da predstavlja inkremente upravljačkog signala, a motor implementira integrator. Priraštaji proporcionalnog dijela, integralnog dijela i diferencijalnog dijela se lako izračunavaju

$$\Delta P(t_k) = P(t_k) - P(t_{k-1}) = K (by_{sp}(t_k) - y(t_k) - by_{sp}(t_{k-1}) + y(t_{k-1}))$$

$$\Delta I(t_k) = I(t_k) - I(t_{k-1}) = b_{i1} e(t_k) + b_{i2} e(t_{k-1})$$

$$\Delta D(t_k) = D(t_k) - D(t_{k-1}) = a_d \Delta D(t_{k-1}) - b_d (y(t_k) - 2y(t_{k-1}) + y(t_{k-2}))$$

## komentar

Jedna prednost inkrementalnog algoritma je u tome što se većina proračuna vrše samo pomoću inkremenata. Često se mogu koristiti kalkulacijekratke dužine riječi. Tek u završnoj fazi kada se dodaju inkrementi potrebna je preciznost. Još jedna prednost je što se izlaz kontrolera pokreće direktno iz integratora. Ovo olakšava rad sa navijanjem i prekidačima za izbor režim. Problem sa inkrementalnim algoritmom je taj što se ne može koristiti samo za kontrolere sa P ili PD akcijom. Dakle, kada se ne koristi integralno dejstvo,  $\Delta P$  se mora izračunati na sledeći način

$$\Delta P(t_k) = K \left( b y_{sp}(t_k) - y(t_k) \right) + u_b - u(t_{k-1})$$

## Komercijalni regulatori

Komercijalni PID regulatori se razlikuju po strukturi regulacionog zakona (standardni-serijski-paralelni, apsolutni-brzinski), parametrizaciji, ograničenju visokofrekventnog pojačanja (filtriranje) i načinu na koji se uvodi zadata vrijednost. Da biste mogli da podesite kontroler, neophodno je poznavati strukturu i parametrizaciju upravljačkog algoritma. Ove informacije, nažalost, obično nijesu dostupne u priručnicima za kontrolere. U ovom dijelu pokušaćemo da sumiramo svojstva kontrolera nekih različitih proizvođača.

Da sumiramo rezultate uvodimo  $U(s)$ ,  $I(s)$  i  $Y_{sp}(s)$  kao Laplasove transformacije ulaza procesa  $u$ , izlaza procesa  $y$  i zadate vrednosti  $y_{sp}$ . Štaviše, neka  $E(s) = Y_{sp}(s) - Y(s)$  označava Laplasovu transformaciju greške upravljanja. U komercijalnim kontrolerima se koriste tri različite strukture. Standardni obrazac, ili ISA obrazac, je dat kao

$$I. \quad U = K \left( bY_{sp} - Y + \frac{1}{sT_i} E + \frac{sT_d}{1 + sT_d/N} (cY_{sp} - Y) \right)$$

Redna forma je data sa

$$\text{II. } U = K' \left( \left( b + \frac{1}{sT'_i} \right) \frac{1 + scT'_d}{1 + sT'_d/N} Y_{sp} - \left( 1 + \frac{1}{sT'_i} \right) \frac{1 + sT'_d}{1 + sT'_d/N} Y \right)$$

Paralelna forma je data sa

$$\text{III. } U = K'' (bY_{sp} - Y) + \frac{K''_i}{s} E + \frac{K''_d s}{1 + sK''_d/(NK'')} (cY_{sp} - Y)$$

Odnosi između različitih parametara razmatrani su ranije. Podsjetimo se da su parametri **b** i **c** ponderi koji utiču na odziv zadate vrijednosti. Korišćene vrijednosti **b** i **c** su obično 0 ili 1 u komercijalnim kontrolerima. Ovo ne koristi u potpunosti snagu ponderisanja zadate vrijednosti kao što je diskutovano ranije. Faktori težine zadate vrijednosti **b** i **c** se različito biraju u različitim komercijalnim regulatorima.

Visokofrekventno pojačanje diferencijalnog člana je ograničeno da bi se izbjeglo pojačanje šuma. Ovo ograničenje pojačanja može se parametrizovati u smislu parametra N. Period uzorkovanja je važan parametar digitalnog PID kontrolera, koji ograničava brzinu kojom se procesi mogu kontrolisati. Vrijednosti koje se koriste u komercijalnim kontrolerima značajno variraju. Tabela 3.2 sumira svojstva neke uobičajene komercijalne PID kontrole

**Table 3.2** Properties of the PID algorithms in some commercial controllers. The structures of the controllers are labeled ISA (I), series (II), and ideal (III).

| Controller                          | Structure | Setpoint weighting |            | Derivative gain limitation | Sampling period   |
|-------------------------------------|-----------|--------------------|------------|----------------------------|-------------------|
|                                     |           | $b$                | $c$        | $N$                        | (s)               |
| Allen Bradley PLC 5                 | I, III    | 1.0                | 1.0        | none                       | load dependent    |
| Bailey Net 90                       | II, III   | 0.0 or 1.0         | 0.0 or 1.0 | 10                         | 0.25              |
| Fisher Controls Provox              | II        | 1.0                | 0.0        | 8                          | 0.1, 0.25, or 1.0 |
| Fisher Controls DPR 900, 910        | II        | 0.0                | 0.0        | 8                          | 0.2               |
| Fisher Porter Micro DCI             | II        | 1.0                | 0.0 or 1.0 | none                       | 0.1               |
| Foxboro Model 761                   | II        | 1.0                | 0.0        | 10                         | 0.25              |
| Honeywell TDC                       | II        | 1.0                | 1.0        | 8                          | 0.33, 0.5, or 1.0 |
| Moore Products Type 352             | II        | 1.0                | 0.0        | 1 - 30                     | 0.1               |
| Alfa Laval Automation ECA40, ECA400 | II        | 0.0                | 0.0        | 8                          | 0.2               |
| Taylor Mod 30                       | II        | 0.0 or 1.0         | 0.0        | 17 or 20                   | 0.25              |
| Toshiba TOSDIC 200                  | II        | 1.0                | 1.0        | 3.3 - 10                   | 0.2               |
| Turnbull TCS 6000                   | II        | 1.0                | 1.0        | none                       | 0.036 - 1.56      |
| Yokogawa SLPC                       | I         | 0.0 or 1.0         | 0.0 or 1.0 | 10                         | 0.1               |

## **Kada se može koristiti PID upravljanje?**

Zahtjevi za upravljački sistem mogu uključivati mnoge faktore, kao što su odziv na upravljačke signale, neosjetljivost na šum merenja i varijacije procesa, i odbijanje poremećaja opterećenja. Dizajn upravljačkog sistema takođe uključuje aspekte dinamike procesa, zasićenja aktuatora i karakteristika poremećaja. Može izgledati iznenađujuće da kontroler tako jednostavan kao što je PID regulator može da funkcioniše tako dobro. Opšte empirijsko zapažanje je da se većina industrijskih procesa može razumno dobro kontrolisati pomoću PID regulatora pod uslovom da zahtjevi za performansama upravljanja nijesu previsoki. U narednom dijelu ćemo dalje ulaziti u ovo pitanje tako što ćemo prvo razmotriti slučajeve gde je PID regulator dovoljan, a zatim diskutovati o nekim generičkim problemima gde je preporučljivo sofisticiranije upravljanje.



## Kada je PI upravljanje dovoljno?

Derivativna akcija se često ne koristi. Zanimljivo je zapažanje da mnogi industrijski kontroleri imaju samo PI akciju i da u drugima derivativna akcija može biti (i često jeste) isključena. Može se pokazati da je PI kontrola adekvatna za sve procese gdje je dinamika u suštini prvog reda (kontrole nivoa u pojedinačnim rezervoarima, reaktori sa rezervoarom sa savršenim miješanjem, itd.). Prilično je lako otkriti da li je to slučaj mjerenjem step ili frekventnog odziva procesa. Ako step odziv izgleda kao sistem prvog reda ili, tačnije, ako Nikvistova kriva leži samo u prvom i četvrtom kvadrantu, onda je PI kontrola dovoljna. Drugi razlog je taj što je proces dizajniran tako da njegov rad ne zahteva strogu kontrolu. Zatim, čak i ako proces ima dinamiku višeg reda, ono što mu je potrebno je integralna akcija da bi se obezbijedila nulta greška u ustaljenom stanju i adekvatan tranzijentni odziv proporcionalnim dejstvom.

## **Kada je PID upravljanje dovoljno?**

Slično, PID kontroler je dovoljan za procese u kojima je dominantna dinamika drugog reda. Za takve procese ne postoje prednosti koje se dobijaju korišćenjem složenijeg kontrolera. Tipičan slučaj derivacije koja poboljšava odziv je kada dinamiku karakterišu vremenske konstante koje se razlikuju u veličini. Diferencijalna akcija se tada može isplativo koristiti za ubrzavanje odziva. Upravljanje temperature je tipičan slučaj. Diferencijalna akcija jetakođe je korisna kada je potrebno strogo upravljanje sistema višeg reda. Dinamika višeg reda bi ograničila količinu proporcionalnog pojačanja za kvalitetno upravljanje. Sa diferencijalnim dejstvom, poboljšano je prigušenje pod uslovom da se, dakle, veći proporcionalno pojačanje može koristiti za ubrzanje odziva u tranzijentnom dijelu.

## Kada je potrebna sofisticiranije upravljanje?

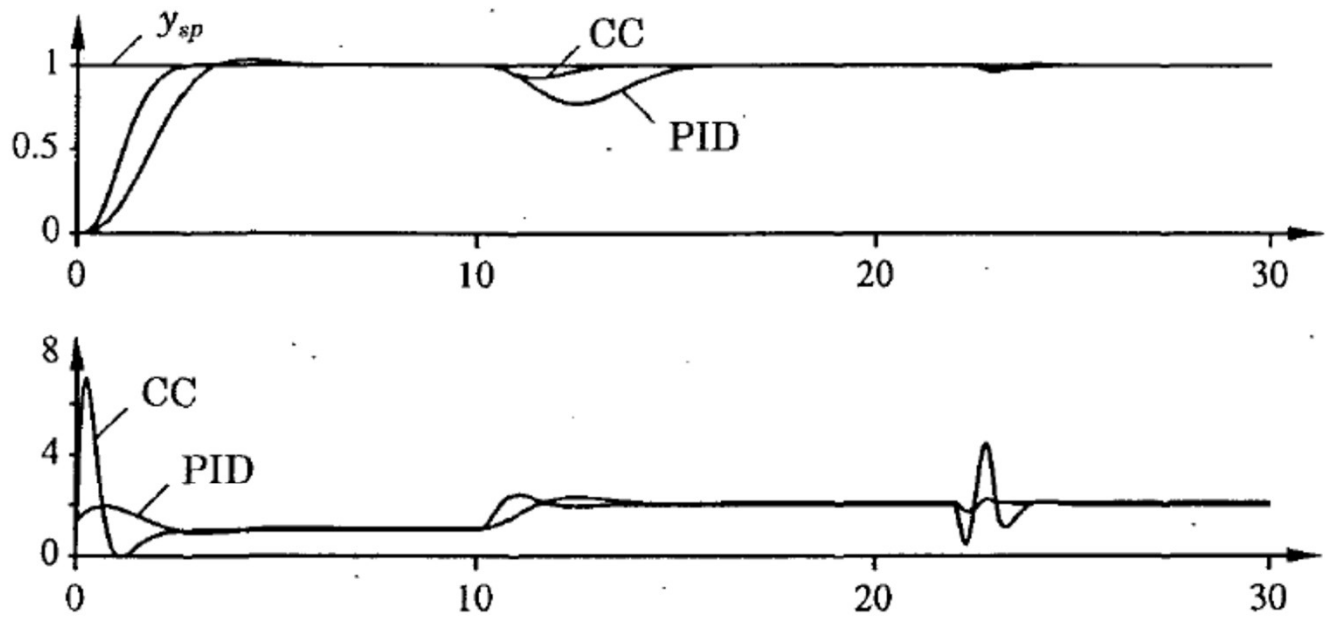
Prednosti korišćenja sofisticiranijeg kontrolera od PID-a su demonstrirane u nekim primerima u nastavku.

### Procesi višeg reda

Kada je sistem višeg reda od dva, kontrola može biti poboljšano korišćenjem složenijeg kontrolera od PID kontrolera. Ovo je ilustrovano sledećim primjerom.

Razmotrimo primjer procesa trećeg reda sa prenosnom funkcijom

$$G(s) = \frac{1}{(s + 1)^3}$$



**Figure 3.40** Control of the third-order system in Example 3.3 using a PID controller (PID) and a more complex controller (CC). The figure shows responses to a setpoint change, a load disturbance, and finally a measurement disturbance. The upper diagram shows setpoint  $y_{sp}$  and measurement signal  $y$ , and the lower diagram shows control signal  $u$ .

Na slici 3.40 prikazano je upravljanje dobijeno korišćenjem PID kontrolera i složenijeg regulatora višeg reda. PID regulator ima parametre  $K = 3,4$ ,  $T_i = 2,0$  i  $T_d = 0,6$ . PID regulator se upoređuje sa regulatorom forme

$$R(s)u(t) = -S(s)y(t) + T(s)y_{sp}(t)$$

Sa sledećim polinomima u formi kontrolera

$$R(s) = s(s^2 + 11.5s + 57.5)$$

$$S(s) = 144s^3 + 575s^2 + 870s + 512$$

$$T(s) = 8s^3 + 77s^2 + 309s + 512$$

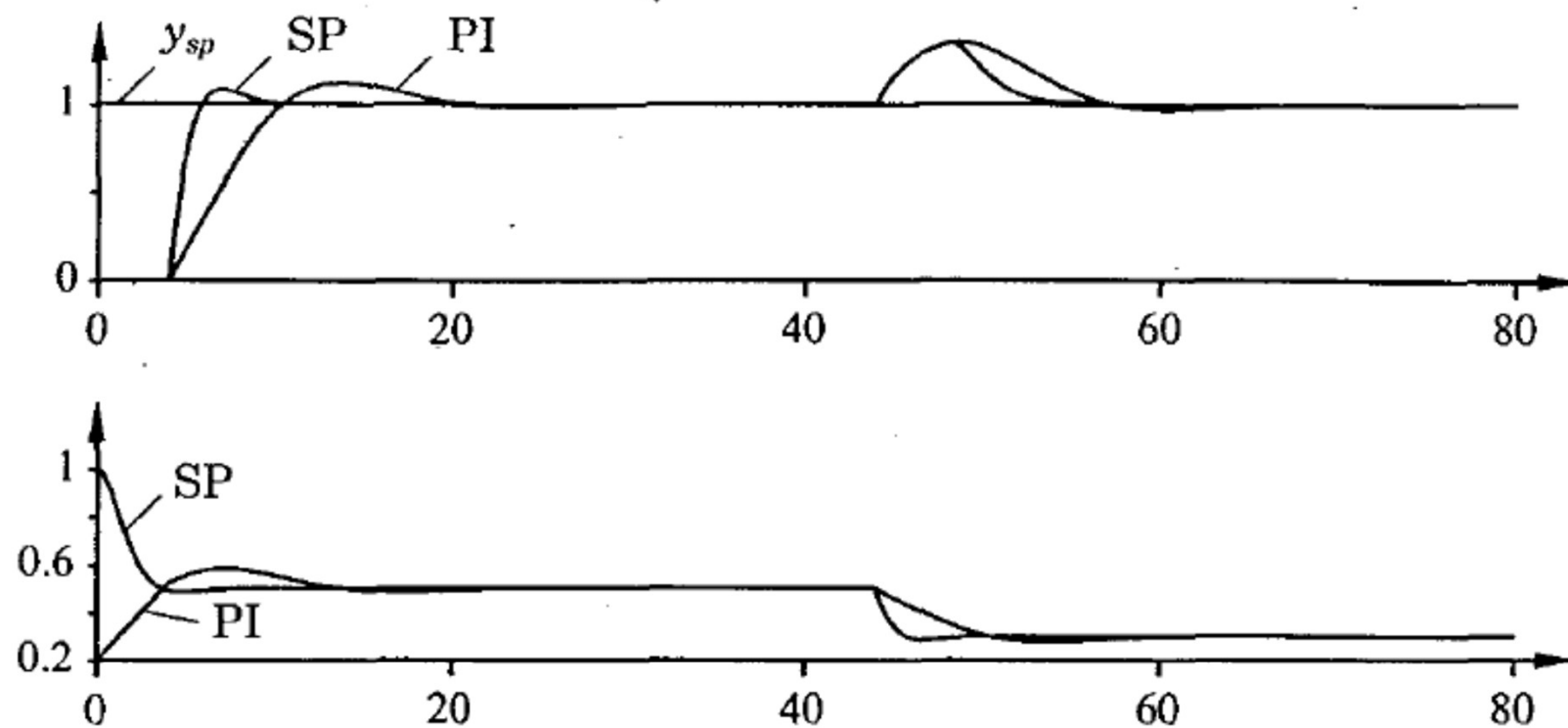
Prednosti korišćenja složenijeg kontrolera u slučaju dinamike višeg reda jasno su prikazane na slici.

## Sistemi sa dominantnim vremenom kašnjenja

Upravljanje sistemima sa dominantnim vremenskim kašnjenjem je izuzetno teška. To je takođe tema o kojoj postoji mnogo različitih mišljenja o vrednosti PID upravljanja. Čini se da postoji opšta saglasnost da diferencijalna akcija ne pomaže mnogo za procese sa dominantnim vremenskim kašnjenjima. Za stabilne procese u otvorenoj petlji, odgovor na upravljačke signale može se značajno poboljšati uvođenjem kompenzacije vremena kašnjenja. Prigušenje smetnji (poremećaja) se takođe može poboljšati do nekog stepena jer kompenzator vremena kašnjenja omogućava veće pojačanje u petlji od PID kontrolera. Sistemi sa dominantnim vremenskim kašnjenjem su stoga kandidati za sofisticiranije upravljanje.

**Dead-time compensation** – Razmotrimo proces opisan relacijom

$$\frac{dy(t)}{dt} = -0.5y(t) + 0.5u(t - 4)$$



**Figure 3.41** Control of the system in Example 3.4 with PI control (PI) and with a Smith predictor (SP). The upper diagram shows setpoint  $y_{sp}$  and measurement signal  $y$ , and the lower diagram shows control signal  $u$ .

Proces ima vremensku konstantu od 2 i vremensko kašnjenje od 4 vremenske jedinice. Ovaj proces je prvo kontrolisao PI kontroler sa pojačanjem od 0,2 i integralnim vremenom od 2,5 (vidi sliku 3.41). Na slici su prikazana i svojstva upravljanja dobijene pomoću Smitovog prediktora. Reakcija na promjene zadate vrijednosti je znatno poboljšana, dok je razlika manja za poremećaj . Kada je korišćena kompenzacija mrtvog vremena, pojačanje u PI kontroleru je povećano na  $K = 1$ , a integralno vreme je  $T_i = 1$ .



## Sistemi sa oscilatornim modovima

Sistemi sa oscilatornim modovima koji se javljaju kada postoje inercije i elastičnosti je još jedan slučaj kada PID upravljanje nije dovoljno. Postoji nekoliko pristupa sistemima tog tipa. U pristupu zvanog Notch filter, ne pokušavaju se prigušiti oscilatorni modovi, ali se ulaže napor da se smanji prenos signala kroz kontroler pomoću filtera koji drastično smanjuje prenos signala na rezonantnoj frekvenciji. PID kontroler se može koristiti kada postoji samo jedan dominantni oscilatorni mod. Akcija Notch filtera se može postići razumnim izborom parametara kontrolera. U ovom slučaju, parametri  $T_i$  i  $T_d$  treba izabrati tako da brojilac ima kompleksne korijene. Interakcioni oblik u jednačini (3.15) ne funkcioniše dobro u ovom slučaju

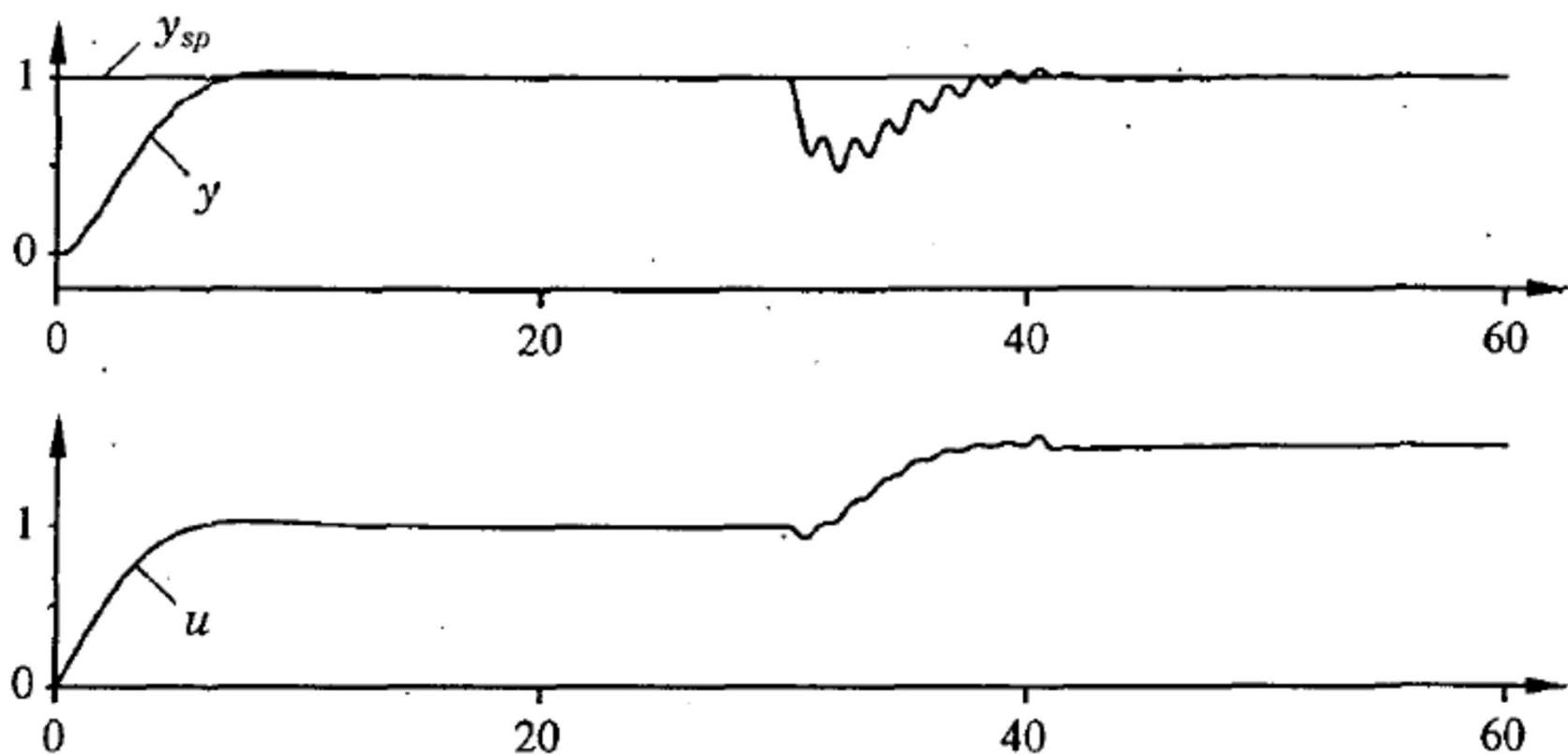
$$G'(s) = K' \left( 1 + \frac{1}{sT'_i} \right) (1 + sT'_d) \quad (3.15)$$

## PI control of a system with oscillatory modes

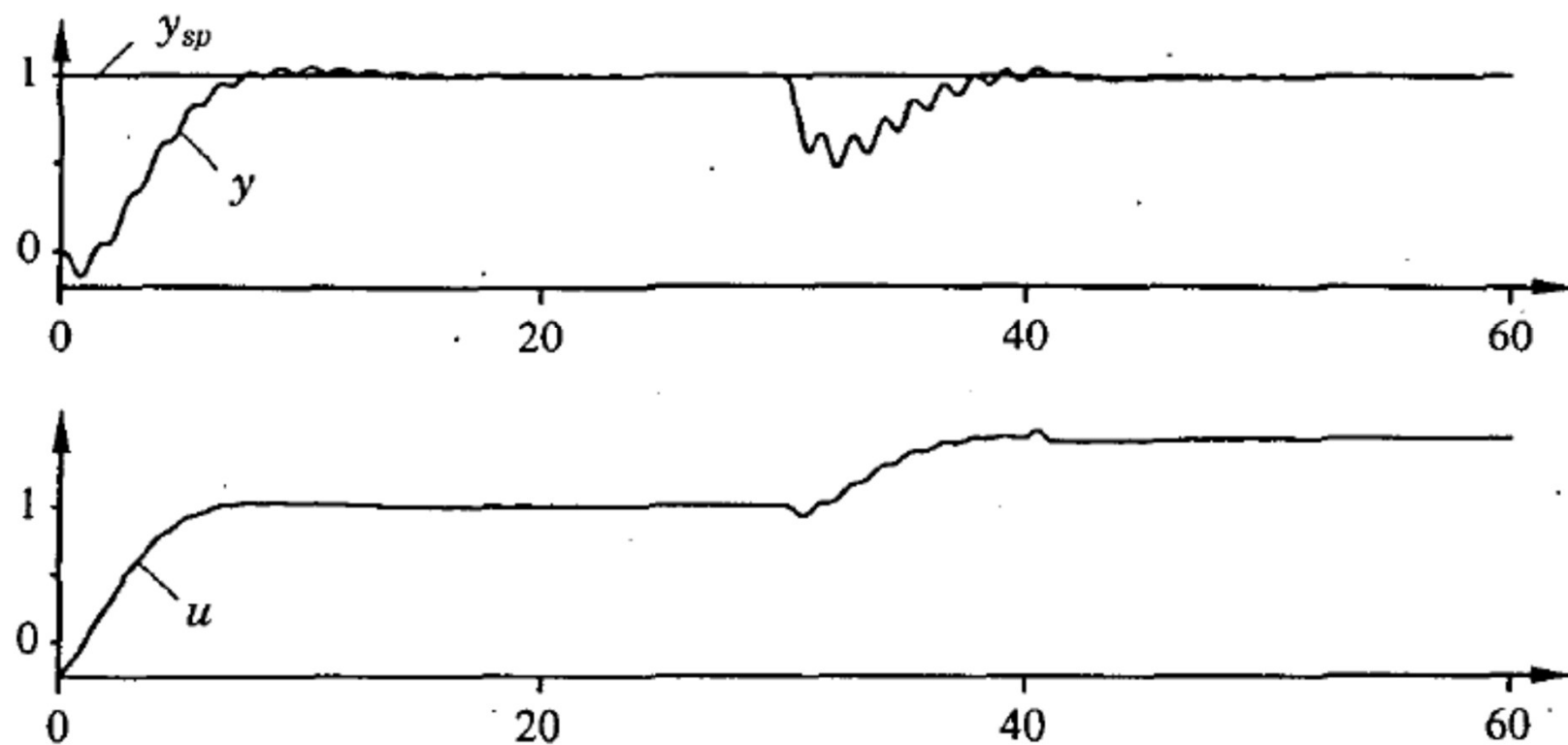
Razmotrimo primjer procesa sa prenosnom funkcijom

$$G(s) = \frac{ab^2}{(s+a)(s^2+b^2)}$$

gde je  $a = 1$  i  $b = 5$ . Proces ima dva neprigušena oscilatorna pola. Ako se ovi polovi zanemare, proces je jednostavno sistem prvog reda kojim se može lako upravljati pomoću PI kontrolera. U iskušenju da kontrolišemo proces pomoću PI kontrolera, nalazimo da parametri kontrolera  $K$  i  $T_i$  moraju biti negativni. Razumne vrijednosti parametara su  $K = -0,25$  i  $T_i = -1$ . Slika 3.42 prikazuje odziv sistema u zatvorenoj petlji na zadatu vrijednosti i poremećaj. Primijetite da komanda zadate vrijednosti ne pobuđuje toliko oscilatorne polove. Ovi režimi su, međutim, jasno vidljivi u odzivu na poremećaj. Sa parametrom kontrolera  $b$  različitim od nule, promjene zadate vrijednosti će takođe pobuditi oscilatorne modove, kao što se vidi na slici 3.43.



**Figure 3.42** Response of the closed-loop system to setpoint and load disturbances. The graphs show setpoint  $y_{sp}$ , process output  $y$ , and control signal  $u$ . The controller parameters are  $K = -0.25$ ,  $T_i = -1$ , and  $b = 0$ .



**Figure 3.43** Response of the closed-loop system to setpoint and load disturbances. The graphs show setpoint  $y_{sp}$ , process output  $y$ , and control signal  $u$ . The controller parameters are  $K = -0.25$ ,  $T_i = -1$ , and  $b = 1$ .

Sistem u primjeru daje samo umjereno prigušenje oscilatornih modova. Za sisteme gde su oscilatorni modovi unutar servo propusnog opsega, neophodno je imati kontroler sa kompleksnim nulama. Takav kontroler može da obezbijedi prigušivanje oscilatornih modova jer će polovi biti poništeni nulama kontrolera. Nule kontrolera su nule funkcije

$$1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d = \frac{T_d}{s} \left( s^2 + \frac{1}{T_d}s + \frac{1}{T_iT_d} \right) \quad (3.42)$$

Pretpostavimo da nule odgovaraju polinomu

$$s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2$$

nalazimo

$$\begin{aligned} \omega T_i &= 2\zeta \\ \omega T_d &= \frac{1}{2\zeta} \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\frac{T_i}{T_d} = 4\zeta^2 \quad (3.44)$$

Vrijednost  $\xi$ , koja se tipično koristi je mala, recimo  $\xi = 0.2$ , što daje  $T_i/T_d = 0.16$ . Ovaj odnos se značajno razlikuje od često korišćene vrijednosti 4. Takođe, treba primijetiti da kontroler sa  $T_i < 4T_d$  ne može biti realizovan upotrebom serijske forme kontrolera. Da bi se „nosili“ sa oscilatornim sistemima neophodno je koristiti paralelnu formu.

Prethodni proračun je zasnovan na pojednostavljenom PID kontroleru. Za kontroler gde derivatni termin ima ograničeno pojačanje visoke frekvencije, jednačine (3.42) i (3.43) se zamenjuju sa

$$1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + sT_d/N}$$

$$\omega T_i = \pm \zeta + \sqrt{\zeta^2 - \frac{1}{N+1}}$$

$$\omega T_d = \mp \left( \zeta - \sqrt{\zeta^2 - \frac{1}{N+1}} \right) \quad (3.45)$$

Poželjno je da je  $N$  što manje, ova vrijednost je

$$N = \frac{1}{\zeta^2} - 1$$

Što daje

$$\begin{aligned}\omega T_i &= \zeta \\ \omega T_d &= N\zeta\end{aligned}\tag{3.46}$$

$$\frac{T_i}{T_d} = \frac{1}{N} = \frac{\zeta^2}{1 - \zeta^2}\tag{3.47}$$

Za sisteme sa oscilatornim modovima, normalna situacija je da je  $T_i$  mnogo manji od  $T_d$ . Primijetite takođe da je izbor parametra  $N$  kritičan za ove aplikacije.

Kada je dinamika procesa koji se kontroliše jednostavna, dovoljan je PID regulator. Kada dinamika postane komplikovanija, performanse upravljanja se mogu poboljšati korišćenjem sofisticiranije strukture kontrolera od PID-a. Primeri takvih procesa su dati gore. Završavamo ovaj dio sa nekim dodatnim primerima.

Za neke sisteme sa velikim varijacijama parametara moguće je dizajnirati linearne kontrolere koji omogućavaju rad u širokom opsegu parametara. Takvi kontroleri su, međutim, često visokog reda.

Upravljanje varijablama procesa koje su usko povezane sa važnim varijablama kvaliteta može imati značajnu ekonomsku vrijednost. U takvom upravljanju često je potrebno izabrati kontroler sa posebnim osvrtom na karakteristike poremećaja. Ovo često dovodi do strategija koje nijesu tipa PID. Ovi problemi su često povezani sa vremenskim kašnjenjima.

Opšti tip regulator pokušava da modelira uticaj smetnje na sistem. Pošto PID kontroler ima ograničenu složenost, on ne može modelirati uticaj složenog ponašanje poremećaja uopšte, niti periodične poremećaje posebno.



Proporcionalna povratna sprega u obliku centrifugalnog regulatora korišćena je za regulisanje brzine vetrenjača oko 1750. Džejms Vat je 1788. godine koristio sličan sistem za kontrolu brzine parnih mašina. Prednosti integralne akcije otkrivene su nešto kasnije. Regulator u povratnoj sprezi sa proporcionalnim i integralnim delovanjem ponovo je primjenjivan mnogo puta nakon toga. U ranim fazama, razvoj kontrolera je bio usko povezan sa razvojem senzora i aktuatora. Senzor, aktuator i regulator često su kombinovani u istom uređaju.

PID regulator, u obliku u kojem ga danas poznajemo, nastao je u periodu od 1915. do 1940. godine. Poklopio se sa razvojem poznatih kompanija u oblasti proizvodnje regulatora, kao što su Bristol, Fisher, Fokboro, Honeivell, Leeds & Northrup i Tailor Instrument. Proporcionalno i integralno delovanje se koristilo dugo vremena. Integralna akcija se često nazivala automatskim resetovanjem, jer je zamijenila ručno resetovanje koje se koristilo u proporcionalnim kontrolerima da bi se dobila ispravna vrednost ustaljenog stanja. O potencijalu kontrolera koji bi mogao da predvidi buduće greške u upravljanju raspravljalo se 1920-ih. Međutim, trebalo je neko vrijeme prije nego što je ideja mogla da se primijeni.

Kontroler sa diferencijalnim dejstvom uveo je Ralf Klaridž iz kompanije Tailor Instrument Comani 1935. U to vrijeme funkcija se zvala "pre-act". Zanimljiv pregled rane istorije PID regulatora dat je u Stock (1987-88). Takođe postoji mnogo zanimljivog materijala u publikacijama kompanija za instrumente. Intervju sa Nikolsom, koji je jedan od pionira u ovoj oblasti, u Blikliju (1990) daje pogled o ranom razvoju.

Zanimljivo je primijetiti da je povratna informacija bila ključna za konstrukciju samog kontrolera. Rani pneumatski sistemi koristili su ideju da se suštinski linearni kontroler može dobiti putem povratne sprege sastavljene od linearnih pasivnih komponenti i nelinearnog pojačavača, ventila zaklopke. Slične ideje su korišćene u elektronskim kontrolerima sa elektromotorima i relejima. Mnoge od praktično korisnih modifikacija kontrolera prvo su se pojavile kao posebne hardverske funkcije. Oni nisu bili izraženi u matematičkom obliku. Rana matematička analiza parne mašine sa regulatorom napravljena je od Maksvelu (1868). Ova analiza je jasno pokazala razliku između proporcionalne i integralne komponente. Radovi Minorski (1922), Kiipfmuller (1928), Nikvist (1932) i Hazen (1934) su bili dostupni u vrijeme kada je razvijen PID kontroler. Međutim, malo je dokaza da su inženjeri u oblasti upravljanja procesima znali za njih. Upravljanje procesima se, dakle, razvijala nezavisno.

PID regulator je prošao kroz zanimljiv razvoj zbog drastičnih tehnoloških promjena koje su se desile od 1940. Pneumatski regulator je drastično poboljšan sistematskom upotrebom principa ravnoteže sila. Pneumatika je zamijenjena elektronikom kada se pojavilo operaciono pojačalo 1950-ih. Veoma značajan razvoj dogodio se pojavom kompjuterskog upravljanja 1960-ih. U ranim kompjuterskim upravljačkim sistemima kompjuter je komandovao zadatim tačkama analognih kontrolera. Sledeća faza razvoja bila je direktno digitalno upravljanje (DDC), gde je računar direktno kontrolisao aktuator, vidi Vebb (1967). Digitalni računar je tada korišćen za implementaciju mnogih PID kontrolera. Ovaj razvoj je doveo do preispitivanja većine osnova PID kontrole, vidi npr. Goff (1966b), L&N (1968), Moore et al. (1970) i Palmor i Šinnar (1979). Pojava mikroprocesora 1970-ih godina omogućila je korišćenje digitalnog upravljanja za SISO sisteme, vidi Stojić i Petrović (1986). To je takođe dovelo do razvoja distribuiranih kontrolnih sistema za kontrolu procesa, gde je PID kontroler bio ključni element, videti Lukas (1986). Kako se računarska snaga mikroprocesora povećavala, bilo je moguće uvesti podešavanje i prilagođavanje u kontrolere za SISO sisteme. Ovaj razvoj je započeo 1980-ih i ubrzao se 1990-ih.

Zanimljivo je primijetiti da su mnoge činjenice o PID upravljanju ponovo razmatrane u vezi sa promjenama u tehnologiji. Jedan od razloga je to što su se mnogi praktični aspekti PID upravljanja smatrali vlasničkom informacijom koja nije bila lako dostupna u javnoj literaturi. Mnogo korisnih informacija je takođe rasuto u literaturi. Uprkos njihovoj širokoj upotrebi, PID kontroleri se u mnogim udžbenicima i na univerzitetskim kursevima tretiraju samo površno. Knjiga Shinskei (1988) daje dobru pokrivenost. Pitanja implementacije su razmatrana u Goff (1966b), Takahashi et al. (1972), Klark (1984), Astrom i Vitenmark (1990). Rad Astrom i Steingrimsson (1991) opisuje implementaciju na procesoru digitalnog signala, koji dozvoljava veoma visoku stopu uzorkovanja. Korisnost strukture sa dva stepena slobode razmatra se u Horovitz (1963). Primjena PID kontrole je obrađena u Shigemasa et al. (1987).

Fenomen integralnog namotavanja bio je dobro poznat u ranim analognim implementacijama. Korišćene strukture kontrolera su često tako da je izbjegnuto navijanje. Anti-windup šeme su ponovo redizajnirane u vezi sa razvojem direktnog digitalnog upravljanja. O tome se govori u Fertik i Ross (1967). Od tada je urađeno mnogo posla na izbegavanju navijanja, a wind-up je sada ušao u neke udžbenike upravljanja.

Smitov prediktor za upravljanje sistemima sa dugim vremenom kašnjenja predstavljen je u Smithu (1957). Radovi Ross (1977) i Meieret al. (1976) upoređuju Smitov prediktor sa PID kontrolerom.

Metode projektovanja se razlikuju u pogledu znanja o dinamici procesa koje zahtevaju. PI kontroler je opisan sa dva parametra ( $K$  i  $T_i$ ), a PID kontroler sa tri ili četiri parametra ( $K$ ,  $T_i$ ,  $T_j$  i  $N$ ). Klasične Ziegler-Nicholsove metode razmatrane su ranije. U ovim metodama dinamiku procesa karakterišu dva parametra. Jedan parametar je povezan sa pojačanjem procesa, a drugi opisuje koliko je proces brz. U metodi odziva na step pobudu, parametri su jednostavne karakteristike dobijene iz step odziva. U metodi frekvencijskog odziva, parametri su pretek pojačanja (granično pojačanje) i granična frekvencija.

Prilikom rešavanja problema upravljanja potrebno je razumjeti šta je primarni cilj upravljanja. Dvije uobičajene vrste problema su praćenje zadate vrijednosti i filtriranje (prigušenje) smetnji.

Takođe je važno imati procjenu glavnih ograničenja, koja mogu biti:

- Dinamika Sistema
- Nelinearnosti
- Smetnje
- Neodređenosti procesa

Tipične specifikacije upravljačkog sistema mogu uključivati

- Slabljenje smetnji poremećaja (promjene opterećenja)
- Osetljivost na šum merenja
- Otpornost na neodređenost modela
- Praćenje zadate vrijednosti

Specifikacije se mogu izraziti na mnogo različitih načina. Karakteristike vremenskih odziva za tipične inpute su jedna od mogućnosti. Karakteristike frekventnih odziva ili funkcije prenosa su druga mogućnost. Neke od specifikacija, kao što su slabljenje i osjetljivost na greške mjerenja, su u suprotnosti, a druge, kao što su praćenje zadate vrijednosti i filtriranje smetnji opterećenja, nijesu konfliktne.

Za aplikacije u procesnom upravljanju praćenje zadate vrijednosti je često manje važno od filtriranja (prigušenja) poremećaja. Promjene zadate vrijednosti se često vrše samo kada se promijeni produkcionu nivo proizvodnje. Štaviše, odgovor na promjene zadate vrijednosti može se poboljšati unosom zadate vrijednosti kroz funkcije rampinga ili podešavanjem pondera zadate vrijednosti .

### Poremećaji opterećenja **Load Disturbances**

Poremećaji opterećenja su poremećaji koji udaljavaju procesne varijable od njihovih željenih vrijednosti. Slabljenje poremećaja je od primarne važnosti za procesnom upravljanja. Ovo je posebno slučaj za probleme regulacije gdje procesi rade u stabilnom stanju sa konstantnom zadatom vrijednošću tokom dužeg vremena. Poremećaji su često niskih frekvencija. Step signali se često koriste kao prototip smetnji. Poremećaji mogu ući u sistem na mnogo različitih načina. Ako ništa drugo nije poznato, često se pretpostavlja da smetnje ulaze na ulaz procesa. Tipični odziv usled poremećaja pri jediničnom stepu na ulazu procesa prikazani su na slici 4.1.



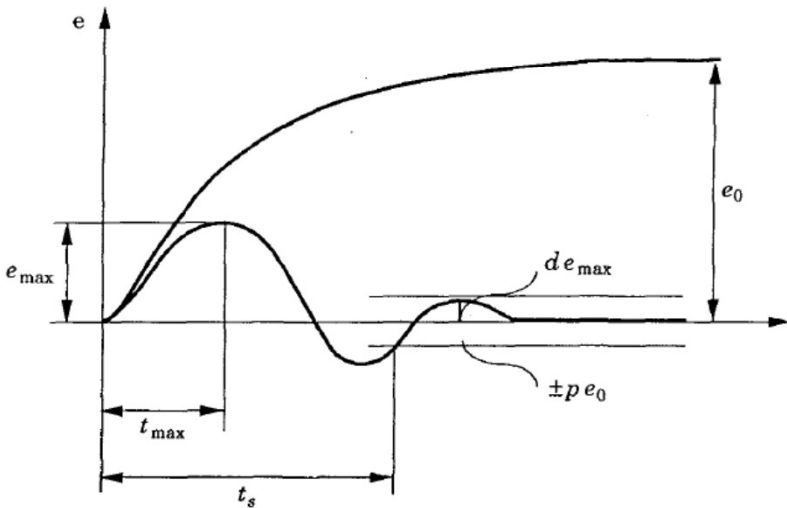
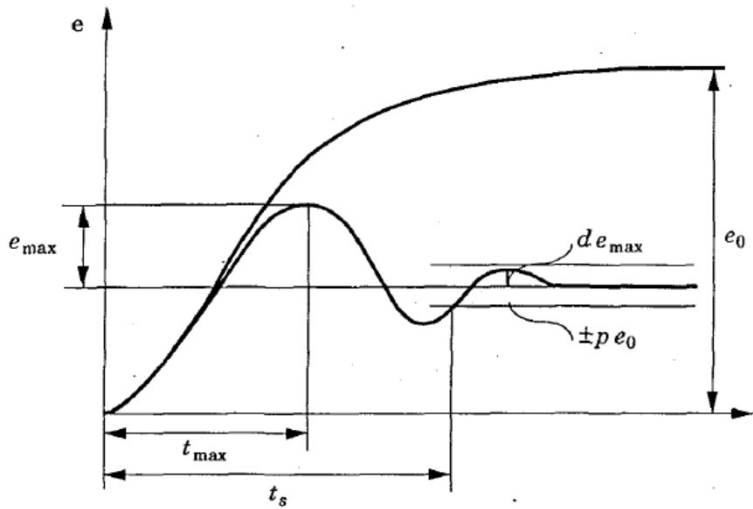
Karakteristike sa grafika na slici 4.1 se često koriste za specifikaciju odziva na poremećaje. Neka je  $e$  greška uzrokovana poremećajem jediničnog stepa na ulazu procesa. Tipične veličine koje se koriste za karakterizaciju greške su: maksimalna greška  $e_{\max}$ , vrijeme do dostizanja maksimuma  $t_{\max}$ , vrijeme smirivanja  $t_s$ , koeficijent opadanja  $d$  i integral apsolutne greške, koji je definisan kao

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (4.1)$$

Kriterijum IAE je u mnogim slučajevima prirodan izbor, barem za kontrolu varijabli kvaliteta. Ozbiljna mana je to što njena evaluacija zahteva značajne proračune ili simulaciju procesa. Simulacija takođe mora biti napravljena sa dovoljnom tačnošću. Pošto je kriterijum zasnovan na beskonačnom integralu potrebna je i duga simulacija.

Za procese koji nisu oscilatorni, IAE kriterijum je isti kao IAE

$$IE = \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (4.2)$$



**Figure 4.1** The error due to a unit step load disturbance at the process input and some features used to characterize attenuation of load disturbances. The curves show the open-loop error and the error obtained using a controller without integral action (upper) and with integral action (lower).

Vrijednost IE je dobra aproksimacija IAE za sisteme koji su oscilatorni, ali dobro prigušeni. Razlog za korišćenje IE je taj što je njegova vrijednost direktno povezana sa parametrima kontrolera. Da bismo ovo vidjeli pretpostavimo da je zakon upravljanja

$$u(t) = ke(t) + k_i \int_0^t e(t)dt - k_d \frac{dy}{dt}$$

i da ovaj kontroler daje stabilan sistem u zatvorenoj petlji. Štaviše, pretpostavimo da je greška u početku nula i da se na ulazu procesa primjenjuje poremećaj jediničnog stepa. Pošto je sistem zatvorene petlje stabilan i ima integralno dejstvo, greška upravljanja će se spustiti na nulu. Tako nalazimo

$$u(\infty) - u(0) = k_i \int_0^{\infty} e(t)dt$$

Pošto se poremećaj primenjuje na ulazu procesa, promjena u signalu upravljanja je jednak promjeni smetnje. Stoga je integralno pojačanje **ki** obrnuto proporcionalno **IE**.

$$IE = \int_0^{\infty} e(t)dt = \frac{1}{k_i} = \frac{T_i}{K} \quad (4.3)$$

IE kriterijum je prirodan izbor za procjenu varijabli kvaliteta za proces gde se proizvod šalje u rezervoar za miješanje. Međutim, u drugim situacijama kriterijum može biti veoma pogrešan. Biće nula za oscilatorni sistem bez prigušenja. Takođe će biti nula za kontroler sa dvostrukim integratorom.

Kvadratni kriterijum (integral kvadrata greške)

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t)dt \quad (4.4)$$

je takođe lako izračunati. Ima, međutim, nedostatak što daje veoma veliku težinu velikim greškama, što često dovodi do lošeg prigušenja zatvorene petlje.

## Osetljivost na mjerni šum n

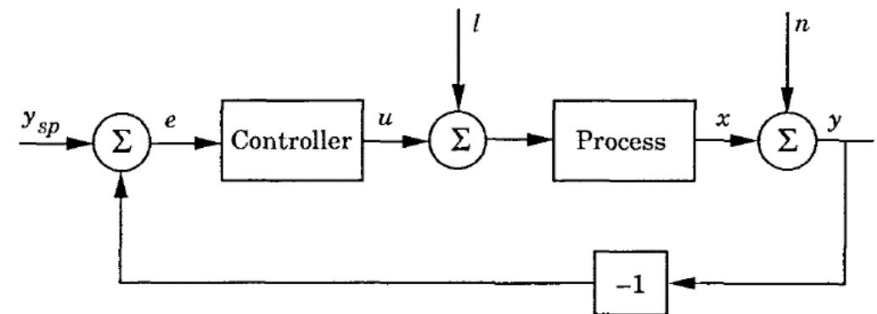
Mjerni šum je obično visoke frekvencije. Uvek treba voditi računa o smanjenju šuma odgovarajućim filtriranjem. Za digitalne sisteme takođe je važno pravilno odabrati brzinu uzorkovanja. Šum merenja će biti unijet u sistem preko povratne sprege. To će generisati upravljačku akciju i grešku upravljanja. Prenos mjernog šuma na upravljačko dejstva može se opisati prenosnom funkcijom

$$G_{nu} = \frac{G_c}{1 + G_\ell}$$

gde je  $G_p$  funkcija prenosa procesa,  $G_c$  je prenosna funkcija kontrolera, a  $G_l = G_p G_c$  je funkcija povratnog prenosa petlje. Prenosna funkcija šuma merenja do izlaza procesa je

$$G_{ny} = \frac{1}{1 + G_\ell} = S$$

(4.6)

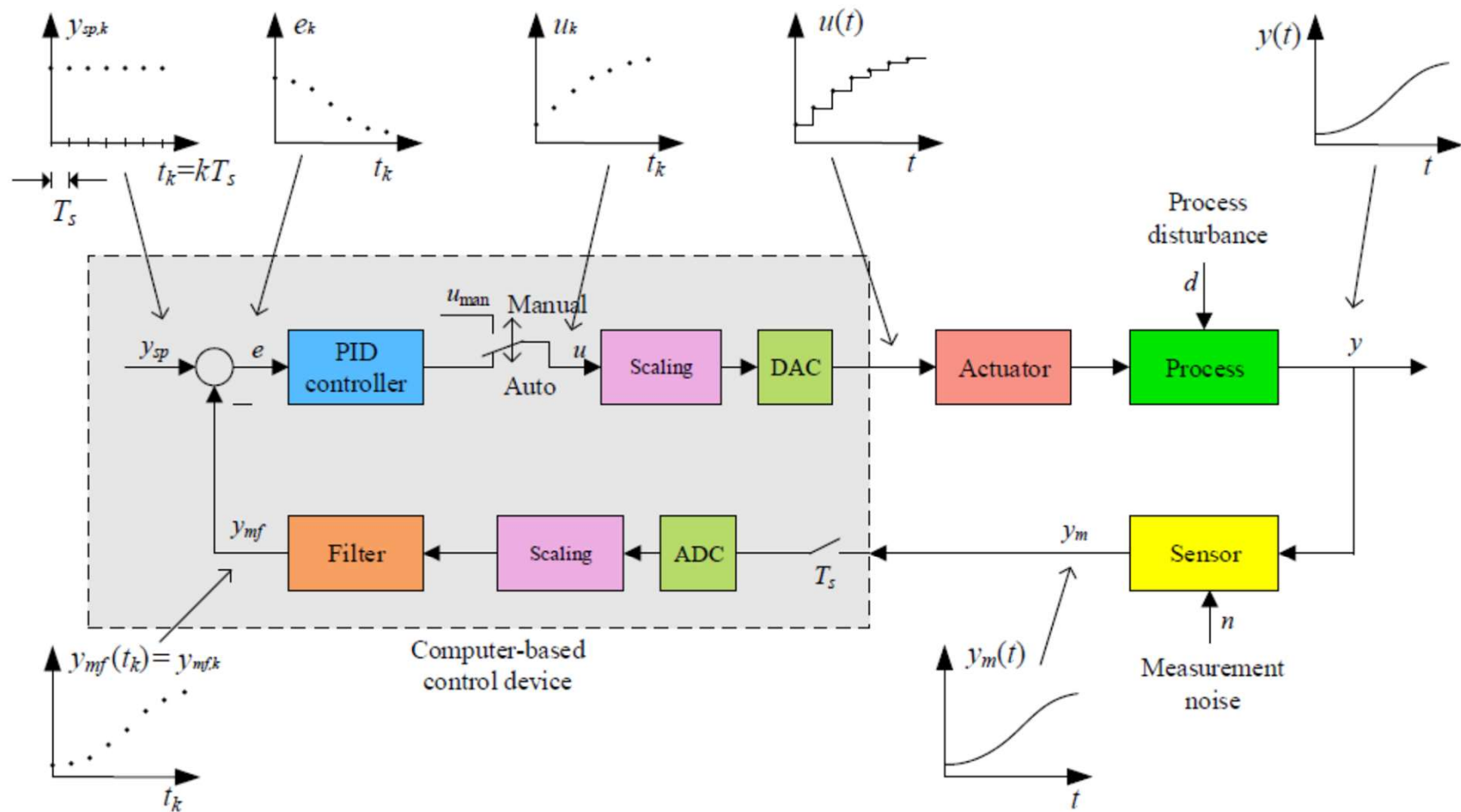


gde se  $S$  naziva funkcija osetljivosti. Pošto je veličina  $G_I$  normalno mala za visoke frekvencije, imamo približno  $G_{nu} = G_c$  za visoke frekvencije.

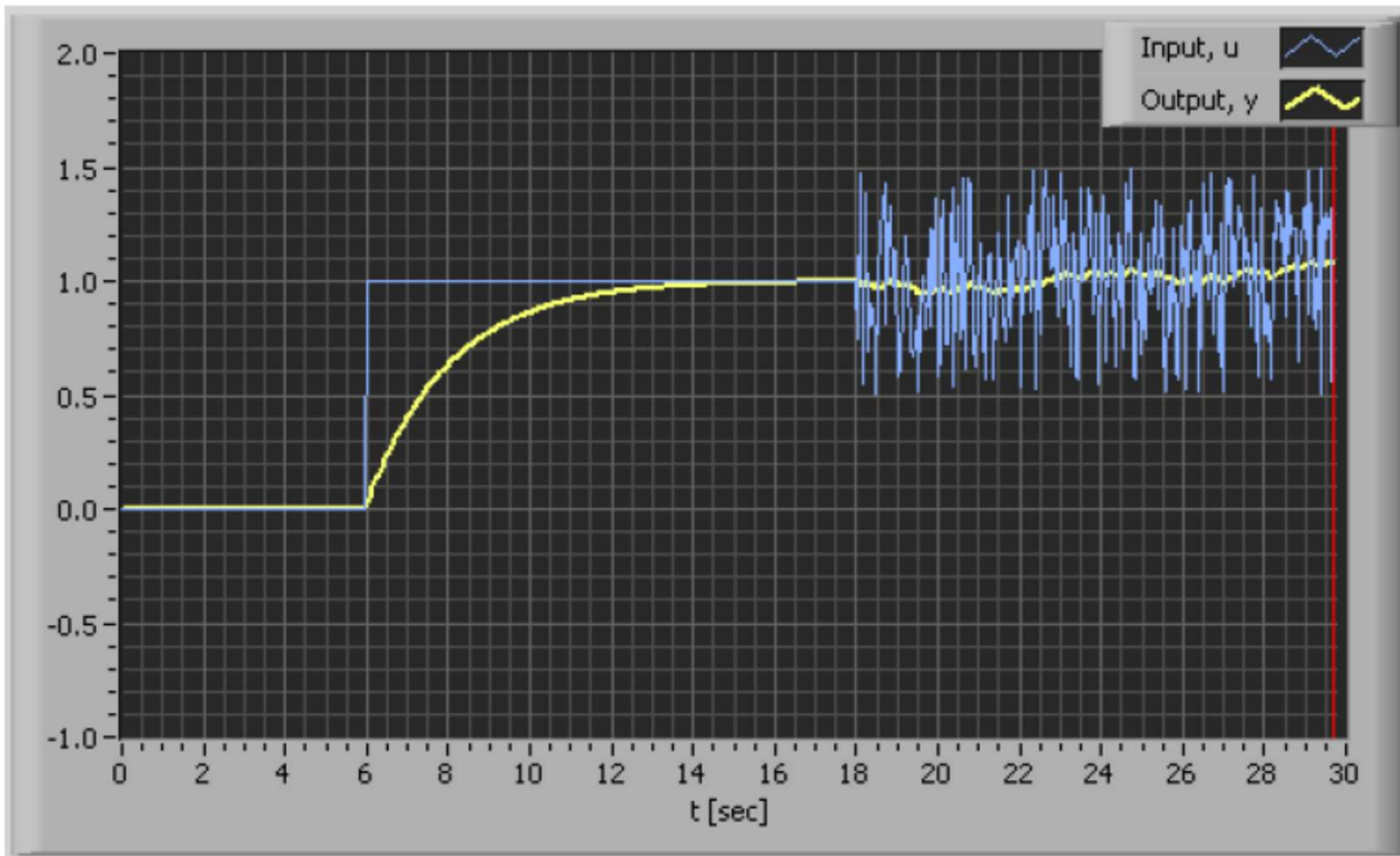
Visoko frekventno pojačanje PID controlera je

$$K_{hf} = K(1 + N)$$

Primijetite da  $N = 0$  odgovara PI regulatoru. Množenjem mjernog šuma sa  $K_{hf}$  dobijaju se fluktuacije u upravljačkom signalu koje su uzrokovane šumom merenja. Takođe primijetite da može postojati značajna razlika u  $K_{hf}$  za PI i PID regulator. Obično je za red veličine veći za PID kontroler, pošto je pojačanje obično veće za PID kontroler nego za PI kontroler, a  $N$  je obično oko 10.



A computer-based PID control system.



- $0 < t < 6$  s: Zero input (no noise).
- $t = 6$  s: A step change of the input.
- $t \geq 18$  s: Random noise at the input

Response in a lowpass filter output due to a input step change at time 6 sec and random noise at the input from time 18 s.

Komentari na odzive prikazane na slici :

- Filter umanjuje šum mjerenja, kako mi želimo.
- Filter sporo reaguje na step promjenu na ulazu. Ako ovaj step predstavlja stvarne promjene procesne varijable (iako se u praksi takve promjene stepa verovatno ne bi pojavile), filter je zapravo uklonio neke informacije o ponašanju procesne varijable, što može biti nepoželjno u aplikaciji.
- Iz gornje dve tačke možemo zaključiti da je važno podesiti filter za dobro prigušenje šuma uz izbjegavanje slabljenja varijacija u procesnim varijablama.

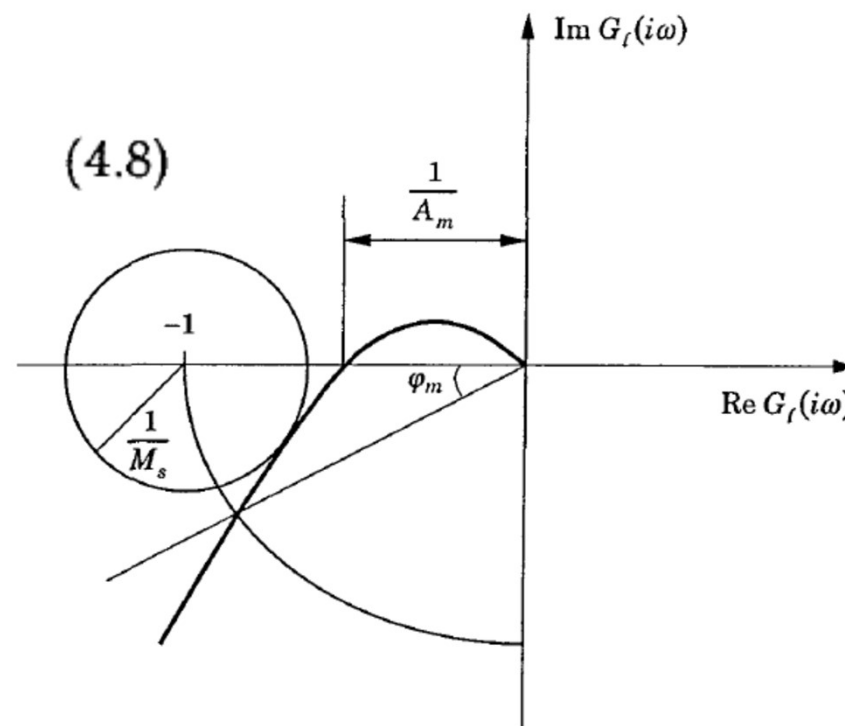


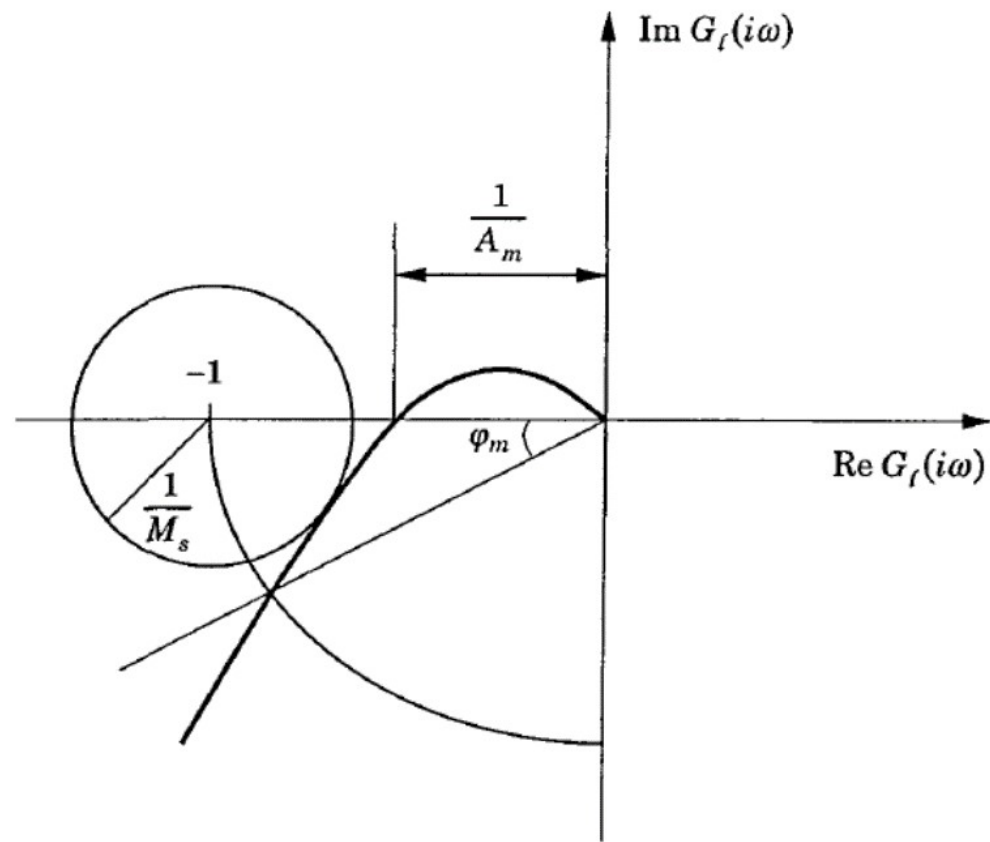
## Osjetljivost na karakteristike procesa

Parametri kontrolera se obično usklađuju sa karakteristikama procesa. Pošto se proces može promijeniti, važno je da se parametri kontrolera biraju tako da sistem zatvorene petlje ne bude previše osjetljiv na varijacije u dinamici procesa. Postoji mnogo načina da se odredi osjetljivost. Mnogi različiti kriterijumi se prikladno izražavaju u terminima Nikvistove krive funkcije povratnog prenosa petlje  $\mathbf{G}_l(s) = \mathbf{G}_c(s)\mathbf{G}_p(s)$  (vidjeti sliku). Biramo da karakterišemo osjetljivost pomoću

$$M_s = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + G_p(i\omega)G_c(i\omega)} \right| = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S(i\omega)| \quad (4.8)$$

Primijetimo da se prenosna funkcija  $S$ , koja se naziva funkcija osjetljivosti, takođe pojavila u izrazu za osjetljivost na šum merenja (uporedi sa jednačinom (4.6)). Vrijednost  $M_s$  je jednostavno inverzna vrijednost najkraće udaljenosti od Najkvistove krive do kritične tačke  $-1$ . Razumne vrijednosti  $M_s$  su u opsegu od 1,3 do 2





**Figure 4.2** Definitions of sensitivity  $M_s$ , amplitude margin  $A_m$ , and phase margin  $\varphi_m$ . A sensitivity  $M_s$  guarantees that the distance from the critical point to the Nyquist curve is always greater than  $1/M_s$ .

Funkcija osjetljivosti  $S$  ima mnogo korisnih fizičkih interpretacija. Jedna je sledeća. Pretpostavimo da postoji sinusni poremećaj sa frekvencijom  $\omega_0$  koji ulazi u sistem na proizvoljan način. Neka je amplituda sistema otvorene petlje  $A_0$ . Ako se sistem upravlja pomoću kontrolera koji daje funkciju osjetljivosti  $S$ , amplituda izlaza upravljanog sistema je tada  $A_0 |S(j\omega_0)|$ . Povratna sprega tako smanjuje efekat poremećaja ako je  $|S(j\omega_0)| < 1$ , a pojačava smetnju ako je  $|S(j\omega_0)| > 1$ .

Pod veoma opštim pretpostavkama može se pokazati da osjetljivost ne može biti manja od jedan za sve frekvencije. Sa kontrolerom koji ima integralnu akciju imamo  $|S(0)| = 0$ . Smetnje niske frekvencije se mogu efikasno smanjiti sa takvim kontrolerom. Prilikom projektovanja kontrolera važno je biti svjestan frekvencija na kojima se pojačavaju smetnje. Takođe je važno da je najveća vrijednost osjetljivosti ograničena. Uobičajeno je da se zahtijeva da maksimalna vrijednost funkcije osjetljivosti,  $M_s$  bude u opsegu od 1,3 do 2.

Margina amplitude ( $A_m$ ) i margina faze ( $\varphi_m$ ) su druge uobičajene mjere osjetljivosti. One su definisane kao

$$A_m = \frac{1}{|G_\ell(i\omega_u)|}$$
$$\varphi_m = \pi + \arg G_\ell(i\omega_g)$$

gde je frekvencija  $\omega_u$  frekvencija gde je  $\arg(G_\ell(j\omega)) = -\pi$ , a frekvencija  $\omega_g$  je frekvencija gde je  $|G_\ell(j\omega)| = 1$ . Vidjeti sliku 4.2. Margina amplitude se takođe naziva pojačanjem margine. Imamo sledeće relacije

$$A_m > \frac{M_s}{M_s - 1}$$
$$\varphi_m > 2 \arcsin \frac{1}{2M_s}$$
(4.10)

Tipične vrijednosti  $\varphi_m$  kreću se od  $30^\circ$  do  $60^\circ$ . Amplitudne margine mogu tipično da variraju od 2 do 5. Geometrijsko tumačenje kriterijuma datog jednačinom (4.8) je da je Nikvistova kriva funkcije povratnog prenosa petlje uvijek izvan kruga oko kritične tačke  $-1$  sa poluprečnikom  $1/M_s$ . Inženjersko tumačenje je da sistem ostaje stabilan čak i ako se pojačanje poveća za faktor  $M_s/(M_s - 1)$  ili smanji za vektor  $M_s/(M_s + 1)$ . Zatvorena petlja će ostati stabilna čak i ako se nelinearnost koju karakteriše

$$xM_s/(M_s + 1) < f(x) < xM_s/(M_s - 1)$$

ubacuje u petlju. Mala vrijednost  $M_s$  tako osigurava da će sistem ostati stabilan uprkos nelinearnim karakteristikama aktuatora.

PID regulator je daleko najčešće korišćena strategija upravljanja. Postoji mnogo različitih metoda za pronalaženje odgovarajućih parametara kontrolera. Metode se razlikuju po složenosti, fleksibilnosti i količini korišćenog znanja o procesu. Jasno je da postoji potreba za nekoliko vrsta metoda podešavanja. Potrebne su nam jednostavne, praktične za upotrebu, intuitivne metode koje zahtijevaju malo informacija i koje daju umjerene performanse.

Takođe postoji potreba za sofisticiranim metodama koje daju najbolje moguće performanse čak i ako zahtevaju više informacija i više proračuna. Da bismo razgovarali o metodama, moramo shvatiti da postoji mnogo različitih primjena. Postoje slučajevi u kojima je poželjno imati strogu kontrolu varijabli procesa. Postoje i drugi slučajevi u kojima su dozvoljene značajne varijacije varijabli procesa. Dobar metod podešavanja treba da se zasniva na racionalnoj metodi dizajna koja razmatra kompromise između:

- Slabljenje smetnji u opterećenju
- Efekti mjernog šuma
- Otpornost na varijacije parametara procesa
- Odziv na promjene zadate vrednosti
- Zahtjevi modela
- Računski zahtjevi

Metoda podešavanja takođe treba da bude široko primenljiva. Trebalo bi da sadrži projektne parametre koji utiču na performanse sistema zatvorene petlje, i trebalo bi da dozvoljava procjenu razlika u performansama između PI i PID regulatora. Metod takođe treba da omogući da se procijeni da li su kontroleri koji nijesu PID prikladniji, i trebalo bi da bude primenljiva na različite tipove apriornih podataka. Na kraju, poželjno je da metoda bude laka za korišćenje. Pošto su ovi zahtevi suprotstavljeni, jasno je da nam je potrebno nekoliko metoda.

Ziegler-Nicholsova metoda je nedovoljna uprkos tome što je jednostavna i široko korišćena. Za složenije modele potrebno je imati više informacija o procesu. Ovo se može postići prilagođavanjem racionalnih funkcija frekventnim odzivima ili primjenom tehnika identifikacije sistema. Metode zasnovane na poništavanju procesnih polova kao što je IMC daju jednostavne proračune, ali nijesu jednoobrazno primjenljive. Metode kao što su metoda dominantnih polova ili metode frekventnog odziva su bolje u ovom pogledu, ali su takođe zahtjevnije u računarskom smislu. Pošto se očekuje da će se raspoloživi računarski kapacitet povećati u narednim godinama, ne smatra se da je to veliki nedostatak.