

CAPITOLUL 11

Principii de control al feedback-ului

OBIECTIVELE

După studierea acestui capitol, ar trebui să puteți:

- Înțelege termenii și funcționarea unei diagrame bloc de control-sistem în buclă închisă.
- Descrie funcționarea de bază a sistemelor de control on-off.
- Înțelege conceptul și funcționarea unui sistem de control proporțional și să calculați eroarea și ieșirea controlerului, având în vedere câștigul și intrările sistemului.
- Înțelege conceptul de bandă moartă (bandă neutră sau bandă de captură) și să calculați intervalul benzii "moarte" (de captură) pentru un sistem de control proporțional.
- Înțelege conceptul și caracteristicile controlului integral.
- Înțelege conceptul și caracteristicile controlului derivat.
- Înțelege conceptele și caracteristicile controlului PID.
- Explica funcționarea circuitului unui controler analogic.
- Explica principiile de funcționare a unui controler digital, inclusiv conceptele de programare și rata de eșantionare.
- Înțelege conceptul de stabilitate și interpretarea diagramei Bode.
- Implementa două metode de reglare a unui sistem de control al procesului.
- Explica principiile de funcționare și aplicațiile controlerelor logice fuzzy.

INTRODUCERE

În linii mari, sistemele de control pot fi clasificate în două grupe: buclă deschisă și buclă închisă. **Într-un sistem în buclă deschisă** [Figura 11.1(a)], nu se utilizează niciun feedback, astfel încât controlerul trebuie să determine în mod independent ce semnal trebuie să trimită la actuator. Problema cu această abordare este că, *controlerul nu știe niciodată de fapt dacă actuatorul a făcut ceea ce trebuia să facă.*

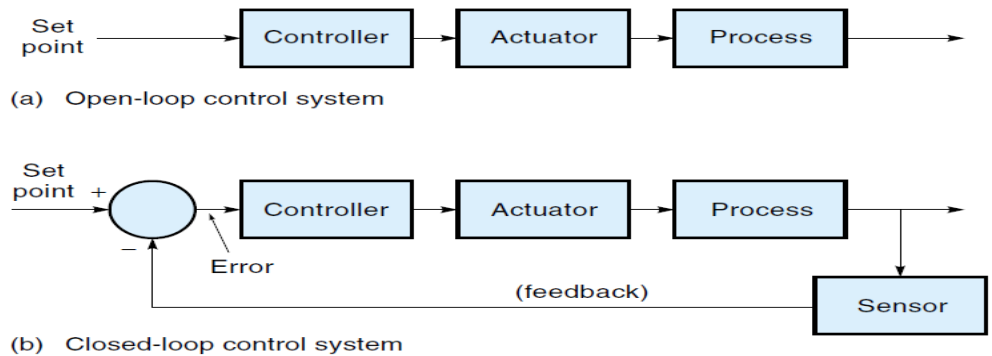


Figura 11.1

Sisteme în buclă deschisă și închisă

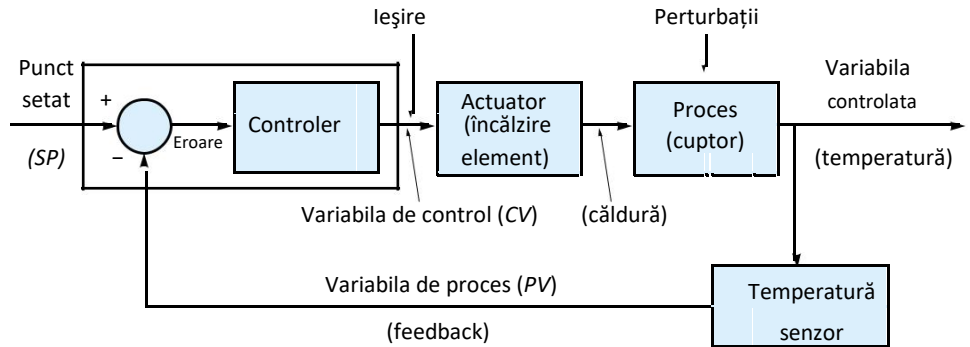
Într-un sistem în buclă închisă, cunoscut și sub numele de sistem de control al feedback-ului, ieșirea procesului este monitorizată în mod constant de un senzor [Figura 11.1(b)]. Senzorul sondează ieșirea sistemului și transmite aceste informații înapoi la controler. Deoarece controlerul știe ce face de fapt sistemul, poate face orice ajustări necesare pentru a menține ieșirea acolo unde este proiectată. Această caracteristică de auto-corectare a controlului în buclă închisă îl face preferabil față de controlul în buclă deschisă în multe aplicații. În acest capitol, ne ocupăm de principiile și hardware-ul controlerelor în buclă închisă.

În mod clar, "inima" sistemului de control este **controlerul**, un circuit analogic sau digital care acceptă date de la senzori, ia o decizie și trimite comenzile corespunzătoare către actuator. În general, controlerul încearcă să mențină variabila **controlată** - cum ar fi temperatura, nivelul lichidului, poziția sau viteza - la o anumită valoare numită **punctul setat (SP)**. Un sistem de control al feedback-ului face acest lucru analizând un semnalul de **eroare (E)**, care este diferența dintre locul în care se află variabila controlată și locul în care ar trebui să fie. Pe baza semnalului de eroare, controlerul decide magnitudinea și direcția semnalului către actuator.

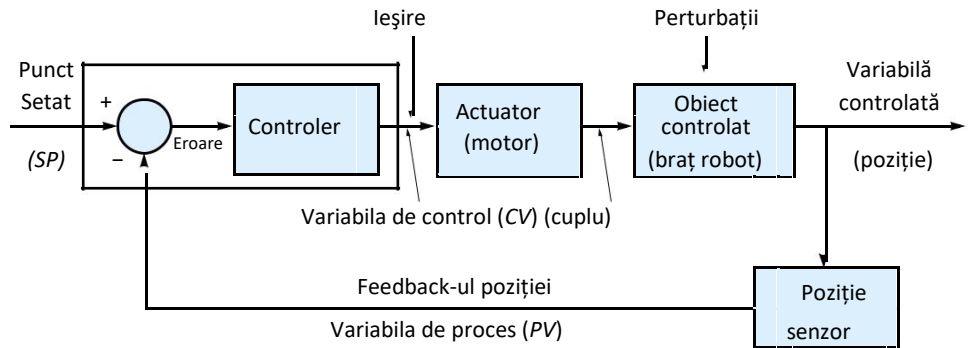
Figura 11.2 prezintă diagrame bloc ale celor două clasificări majore ale sistemelor de control cu feedback: controlul proceselor și servomecanismele. Pentru un sistem de control al **procesului** [Figura 11.2 (a)], sarcina controlerului este de a menține un punct setat staționar în ciuda perturbațiilor - de exemplu, menținerea unei temperaturi constante într-un cuptor, indiferent dacă ușa este deschisă sau închisă. Adesea, într-un sistem de control al procesului, punctul setat este stabilit de un alt controler care acționează într-un rol de supraveghere. Într-un **servomecanism** [Figura 11.2 (b)], sarcina controlerului este de a urmări ca variabila controlată să ajungă la punctul setat - de exemplu, deplasarea unui braț robotic dintr-o poziție în alta.

Figura 11.2

Diagrame bloc de control al feedback-ului.



(a) Sistem de control al procesului (sistem de încălzire)



(b) Servomecanism (braț robot)

Inginerii și informaticienii abordează problema proiectării unui controler pentru un servomecanism diferit față de cel pentru un sistem de control al proceselor industriale. Pentru un servomecanism, cum ar fi un robot, funcțiile de transfer ale componentelor individuale ale sistemului sunt de obicei cunoscute sau pot fi calculate. De exemplu, funcțiile de transfer ale motoarelor și senzorilor sunt de obicei furnizate de producător. Funcția de transfer a componentelor mecanice poate fi calculată pe baza legilor fizicii (de exemplu, moment de inerție) și a datelor empirice. Răspunsul servomecanismului poate fi modelat folosind matematica superioară, iar caracteristicile precise ale controlerului sunt apoi determinate. Pe de altă parte, pentru un sistem mare de control al proceselor, atât de mulți factori afectează performanța sistemului încât inginerii adoptă o abordare mai empirică. Aceasta înseamnă că folosesc un controler de uz general și apoi îl ajustează pentru a îndeplini specificațiile unui sistem particular.

Un nou și din ce în ce mai important tip de control se numește control logic fuzzy. Controlerul logic fuzzy (secțiunea 11.8) nu utilizează modele matematice, ci imită abilitățile și experiența unui operator uman.

11.1 CRITERII DE PERFORMANȚĂ

Criteriile de performanță sunt un set de diferiți parametri măsurabili care indică cât de bun (sau rău) este sistemul de control. Acestea sunt împărțite în parametri tranzitorii (în mișcare) și în stare stabilă (care nu se schimbă).

Calea exactă pe care variabila controlată o ia atunci când trece de la o poziție la alta se numește răspunsul său la regimul **tranzitoriu**. Luați în considerare comportamentul brațului robotului al cărui răspuns este prezentat în Figura 11.3; este programat să se deplaseze de la 0 la 30°, așa cum se arată în linia punctată. Acest tip de comandă (schimbarea instantanee dintr-o poziție în alta) se numește **schimbare de pas**. Răspunsul real al sistemului este prezentat ca o linie solidă. După cum puteți vedea, există o diferență între calea ideală a brațului și cea pe care a luat-o. Un aspect major este cât de repede sistemul preia viteza (numit **timpul de creștere**). Brațul real pur și simplu nu se poate mișca suficient de repede pentru a urma calea ideală. Timpul de creștere (T) este de obicei definit ca timpul necesar pentru ca variabila controlată să meargă de la 10 la 90% din drum spre noua sa poziție. Un alt parametru tranzitoriu este **depășirea (overshoot)**. Odată ce brațul începe să se miște, impulsul său îl va menține mergând chiar trecând de locul unde trebuia să se oprească. Depășirea poate fi redusă de către controler, dar în detrimentul unui timp de creștere mai lung. **Timpul de stabilizare (T_s)** se referă la timpul necesar pentru ca răspunsul să se stabilească într-un procent mic (de obicei 2-5%) din valoarea sa finală. În acest caz, este timpul necesar pentru ca oscilațiile să dispară. Timpul de creștere, timpul de stabilizare și depășirea sunt toate legate; o schimbare într-una va provoca o schimbare în celelalte.

Eroarea în stare stabilă (E_{ss}) a sistemului este pur și simplu eroarea de poziție finală, care este diferența dintre locul în care se află variabila controlată și locul în care ar trebui să fie. În figura 11.3, E_{ss} este prezentat ca eroare de poziție după ce oscilațiile s-au stins. Această eroare este rezultatul frecării, încărcării și preciziei senzorului de feedback. Un controler sofisticat poate reduce eroarea de stare constantă la practic zero.

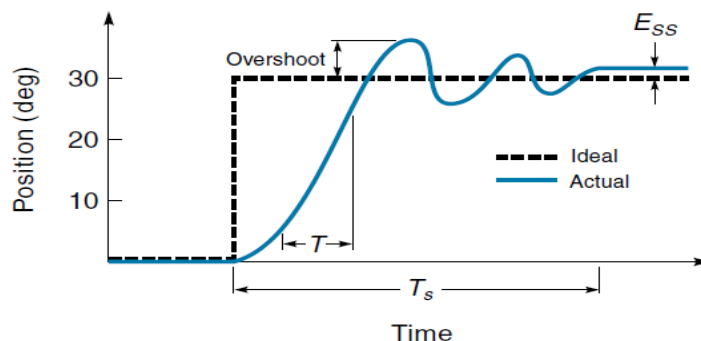


Figura 11.3

Răspuns
tranzitoriu.

11.2 CONTROLERE ON-OFF

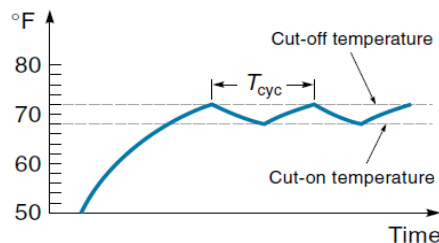
Control în două puncte

Controlul în două puncte (numit și **control on-off**) este cel mai simplu tip de strategie de control în buclă închisă. Servomotorul poate împinge variabila controlată doar cu forță completă sau fără forță. Când actuatorul este oprit, variabila controlată se stabilește apoi la o anumită stare de repaus. Un bun exemplu de control în două puncte este un sistem de încălzire controlat termostatic. Luați în considerare o casă neîncălzită pentru o lungă perioadă de timp, cu căldura oprită și o temperatură exterioară de 50° F. În cele din urmă, temperatura interioară ar scădea la 50°. Aceasta este temperatura sa de stare de repaus. Acum să presupunem că, căldura este pornită și termostatul este setat pentru o temperatură medie de 70°. După cum arată figura 11.4 (a), temperatura din interior începe să urce, rapid la început, și apoi mai lent (pe măsură ce pierderile de căldură cresc). Când temperatura atinge punctul de întrerupere de 72°, centrala termică se oprește. Temperatura casei începe imediat să scadă spre starea de repaus de 50°; dar cu mult timp înainte de a ajunge acolo, ajunge la punctul de prag de 68°, iar centrala începe să încălzească. Observați curba de temperatură este ca un condensator cu încărcare și descărcare. O centrală mai mare ar înclina curba de "încărcare", iar o casă mai mare (sau o izolație mai slabă) ar înclina curba de "descărcare" (deoarece temperatura interiorului ar cădea mai repede).

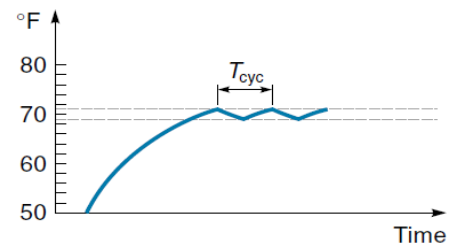
Observați că există un timp de ciclu (T_{cyc}) asociat cu controlul în două puncte. Acest timp de ciclu este afectat de capacitatea cuptorului și a casei, precum și de diferența de temperatură dintre punctele de pornire și de oprire (ale centralei). Dacă limitele s-ar apropia de ele — să zicem, 69° și 71°, temperatura ar fi menținută mai aproape de 70°, dar frecvența ciclului ar crește, așa cum se arată în figura 11.4(b). În general, o rată ridicată a ciclului este nedorită din cauza uzurii motoarelor și întrerupătoarelor. În consecință, controlul în două puncte are doar aplicații limitate, în special în cazul sistemelor cu mișcare lentă, unde este acceptabil ca variabila controlată să se deplaseze înainte și înapoi între cele două puncte limită.

Figura 11.4

Curba de temperatură a unui sistem de încălzire în două puncte.



(a) Cut-on = 68°; cut-off = 72°



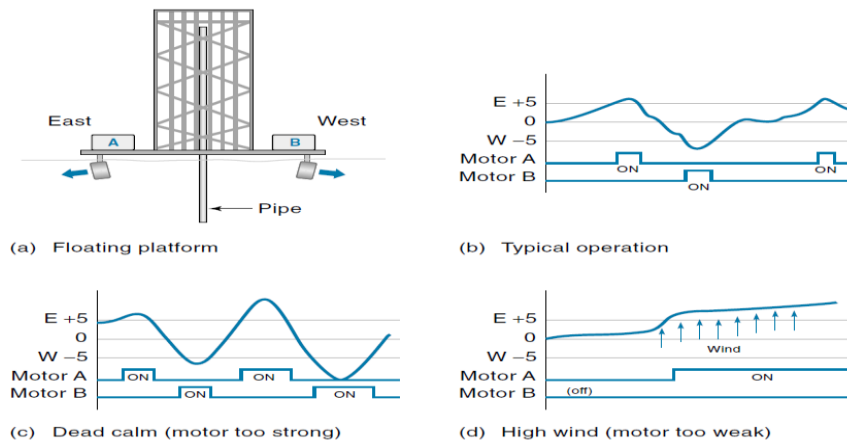
(b) Cut-on = 69°; cut-off = 71°

Controlul în trei poziții

Controlul în trei poziții este similar cu controlul în două puncte, cu excepția cazului în care controlerul are trei stări, cum ar fi forward-off-reverse, (sau up-off-down, hot-off-cold și așa mai departe). **Această strategie poate fi folosită într-un sistem care nu are o anumită stare de oprire care să fie fixată.** De exemplu, luați în considerare cazul unei platforme plutitoare de foraj petrolier care trebuie să rămână deasupra puțului de pe fundul oceanului, astfel cum se arată în figura 11.5 litera (a). Platforma nu trebuie să plutească mai mult de 5 ft distanță de centru sau conducta se poate rupe. Două motoare, A și B, sunt folosite pentru a menține platforma centrată pe axa est-vest (axa nord-sud ar fi manipulată cu alte motoare). În cazul în care platforma intră în derivă mai mult de 5 ft est, motorul A pornește și conduce platforma înapoi spre centru. Motorul B va porni în cazul în care platforma derivă mai mult de 5 ft vest. Figura 11.5 litera (b) prezintă un exemplu al mișcării est-vest a platformei. Observați că variabila controlată (poziția platformei) va avea tendința de a oscila înainte și înapoi în centru, deoarece dimensiunea motorului selectată s-a bazat pe condițiile cele mai nefavorabile (vânturi puternice). În vreme calmă, o scurtă perioadă de motor A poate da platformei suficient impuls pentru a deriva complet peste zona "moartă", doar pentru a fi împins înapoi de motorul B. De fapt, dacă sistemul nu este proiectat corect, oscilațiile înainte și înapoi ar putea deveni din ce în ce mai mari, caz în care sistemul va deveni instabil

Figura 11.5

Exemplu de control în trei poziții.



[Figura 11.5 litera (c)]. Pe de altă parte, dacă vântul este prea puternic pentru motor, platforma va fi condusă în afara limitei de 5 ft, iar conducta se va rupe [Figura 11.5(d)]. Controlul în trei poziții este o strategie de control simplă, care este adecvată pentru un număr limitat de aplicații, cum ar fi cea dată.

11.3 CONTROLUL PROPORȚIONAL

Acum luăm în considerare strategii de control mai sofisticate care necesită controlere "inteligente" și care utilizează amplificatoare operaționale sau un microprocesor. Prima și cea mai de bază dintre aceste strategii se numește **control proporțional**. Cu ajutorul controlului proporțional, *actuatorul aplică o forță corectivă proporțională cu valoarea erorii*, exprimată în ecuația 11.1:

$$\text{Output}_p = K_p E \quad (11.1)$$

unde

Output_p = ieșire controler datorată controlului proporțional (adică forței corective)

K_p = constantă proporțională pentru sistemul numit **câștig**

E = eroare, diferența dintre locul în care ar trebui să fie variabila controlată și locul în care este.

Luăm în considerare sistemul de control al poziției prezentat în figura 11.6. Un braț robotic este mișcat de un motor/angrenaj. Un potențiometrul oferă informații despre poziție, care sunt trimise la un comparator. Acest semnal de feedback se numește **variabila de proces (PV)**. Comparatorul scade PV din punctul setat (SP) pentru a determina eroarea (E) exprimată în ecuația 11.2.

$$E = SP - PV \quad (11.2)$$

unde

E = eroare

SP = punct setat, o valoare dorită a variabilei controlate

PV = variabila de proces, o valoare reală a variabilei controlate

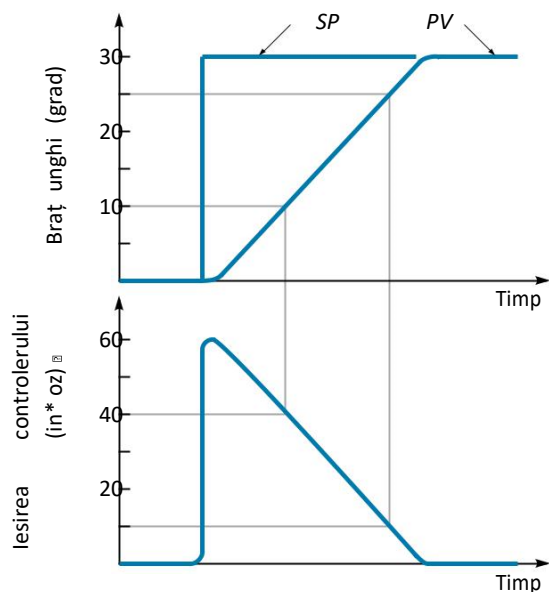
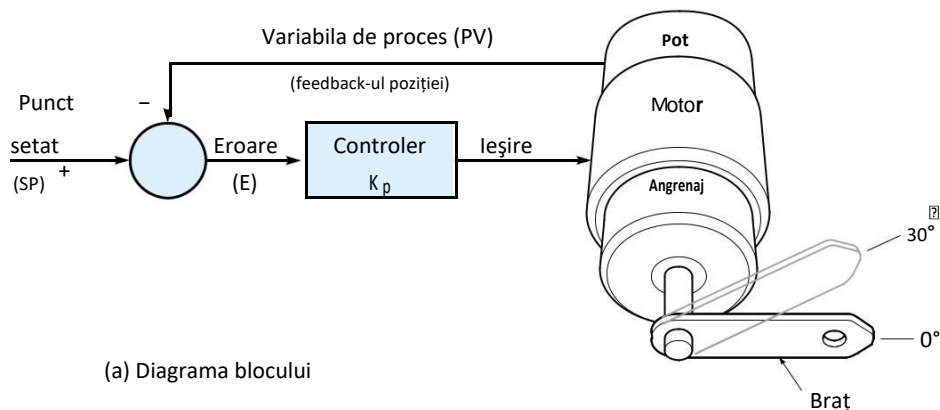
Referindu-ne la ecuația 11.1, vedem că ieșirea controlerului este proporțională cu eroarea. Această ieșire direcționează motorul să se deplaseze într-o direcție pentru a reduce eroarea. Pe măsură ce poziția brațului se apropie de punctul setat, eroarea se diminuează, ceea ce face ca, curentul motor să se diminueze. La un moment dat, eroarea (și curentul) va deveni atât de mică încât brațul se oprește.

EXEMPLUL 11.1

Să presupunem că un braț acționat cu motor a fost inițial la 0° și apoi a fost direcționat să se deplaseze într-o nouă poziție la 30° . Câștigul sistemului este $K_p = 2 \text{ inch} \cdot \text{oz} / \text{deg}$. Descrie modul în care controlerul răspunde la această situație.

Figura 11.6

O proporțională poziția de control sistem.



SOLUȚIE

Configurarea este prezentată în Figura 11.6. Inițial, brațul este în repaus la 0°. Când punctul setat este schimbat pentru prima dată la 30°, rezultă un semnal de eroare de 30° (deoarece brațul este la 30° distanță de locul în care ar trebui să fie):

$$\text{Eroare} = SP - PV = 30^\circ - 0^\circ = 30^\circ$$

Folosind ecuația 11.1, putem calcula cuplul inițial de pornire pe care sistemul l-ar genera:

$$\text{Output}_p = K_p E = 2 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg} \times 30^\circ = 60 \text{ in.} \cdot \text{oz}$$

Acest lucru înseamnă că motorul ar fi inițial alimentat pentru a crea un cuplu de 60 inch · oz, făcând ca brațul să se miște rapid. Pe măsură ce brațul continuă să se miște, puterea controlerului furnizată motorului scade [Figura 11.6 (b)].

Când brațul ajunge până la 10°,

$$\text{Eroare} = SP - PV = 30^\circ - 10^\circ = 20^\circ$$

$$\text{Output}_p = K_p E = 2 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg} \times 20^\circ = 40 \text{ in.} \cdot \text{oz}$$

Cuplul motorului s-a redus acum la 40 inch · oz, astfel încât brațul va încetini.

Când brațul ajunge până la 25°,

$$\text{Eroare} = SP - PV = 30^\circ - 25^\circ = 5^\circ$$

$$\text{Output}_p = K_p E = 2 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg} \times 5^\circ = 10 \text{ in.} \cdot \text{oz}$$

Cu un cuplu motor de numai 10 inch · oz, brațul este încetinit.

În cele din urmă, când brațul ajunge la noul punct stabilit de 30°,

$$\text{Eroare} = SP - PV = 30^\circ - 30^\circ = 0^\circ$$

$$\text{Output}_p = K_p E = 2 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg} \times 0^\circ = 0 \text{ in.} \cdot \text{oz}$$

Cu cuplul motorului la 0 inch · oz, brațul se oprește.

Având forța de corectare proporțională cu eroarea are sens următorul argument. O eroare mare implică faptul că există un drum lung de parcurs, așa că doriți o anumită viteză pentru a ajunge acolo (ceea ce necesită un cuplu mare de la motor). Cu toate acestea, atunci când eroarea este mică, brațul ar trebui să încetinească (cuplu mic), astfel încât să nu depășească locul unde trebuie să se oprească. De asemenea, rețineți că sistemul este bidirecțional, în sensul că, cuplul va fi întotdeauna aplicat în orice direcție este necesară, pentru a reduce eroarea. De exemplu, consider din nou sistemul prezentat în figura 11.6 (exemplul 11.1). Când brațul a fost direcționat să meargă la 30°, controlerul a transmis motorului un semnal corespunzător la 60 inch · oz de cuplu. Mai târziu, dacă motorul ar fi direcționat să revină la 0°, ar apărea o nouă eroare negativă, determinând producerea unui nou cuplu motor (negativ):

$$\text{Eroare} = SP - PV = 0^\circ - 30^\circ = -30^\circ$$

$$\text{Output}_p = K_p E = 2 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg} \times -30^\circ = -60 \text{ in.} \cdot \text{oz}$$

Semnul negativ al ieșirii ar duce la o schimbare a polarității tensiunii în volți aplicată motorului, ceea ce l-ar determina să ruleze în direcția opusă. Astfel, controlul proporțional este capabil să conducă brațul în orice direcție.

Dacă ați avea ocazia să experimentați sistemul de control proporțional prezentat în Figura 11.6, ați observa că brațul dă o senzație elastică. De exemplu, dacă ar fi să împingeți în jos pe braț, ați simți o forță de restabilire, ca și cum ați apăsa pe un arc. Cu cât l-ai deplasat mai mult, cu atât ar rezista mai mult. Ceea ce simți de fapt este forța de corectare a sistemului de control, unde rezistența la mișcare este proporțională cu eroarea (deplasarea). Figura 11.7 arată cum am putea modela această proprietate pentru motorul exemplului 11.1. Observați în model că brațul este o foaie de arc atașat la o roată dințată cu blocaj. Dacă încercăm să împingem brațul în jos, arcul rezistă. Cu cât brațul este mai departe deviat, cu atât este mai mare forța de rezistență [Figura 11.7 (b)]. Când forța externă este îndepărtată, brațul este returnat de arc în poziția de centrală. Când comandăm controlerului să mute brațul într-o poziție nouă (să zicem, 30°), este ca și cum am face ca întregul arc să se rotească, așa că acum este în repaus într-o poziție nouă și va rezista la o deviere de la acel punct [Figura 11.7 (c)].

Problema erorii stării de echilibru

Controlul proporțional este simplu, are sens, și este baza majorității sistemelor de control, dar are o problemă fundamentală - eroarea de stare constantă. *În sistemele practice, controlul proporțional nu poate conduce variabila controlată la eroarea zero, deoarece, pe măsură ce sarcina se apropie de poziția dorită, forța de corectare scade aproape de zero.* Această forță mică poate să nu fie suficientă pentru a depăși frecarea, iar sarcina se oprește la scurtă distanță de marcaj.

Frecarea, *întotdeauna prezentă în sistemele mecanice*, este o forță neliniară care se opune forței aplicate. De fapt, sarcina nu se va mișca deloc până când forța de frecare nu va fi depășită. Figura 11.8(a) prezintă un alt model de arc al unui sistem de control proporțional. De data aceasta sarcina este așezată pe o suprafață de frecare în centrul unui cadru la care este conectată cu două arcuri. Figura 11.8 litera (b) arată ce se întâmplă atunci când cadrul se mișcă rapid spre dreapta. La început, împingerea și tragerea rezultată din arcuri trage sarcina spre dreapta. Pe măsură ce sarcina se apropie de noua poziție centrală, forța des declin de la

Figura 11.7

Control proporțional modelat cu un arc.

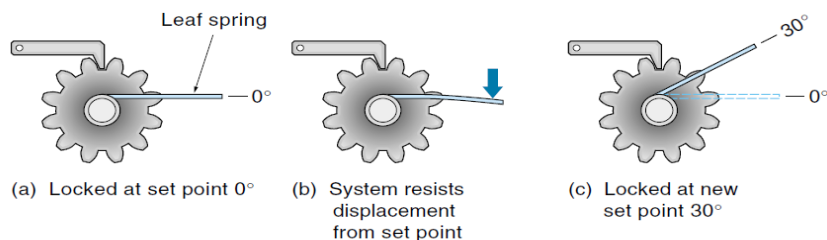
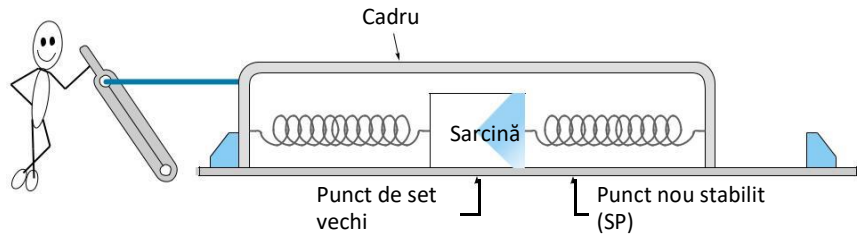
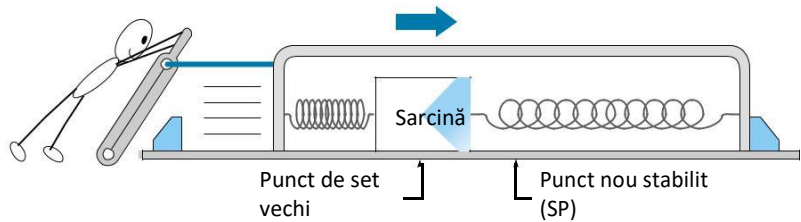


Figura 11.8

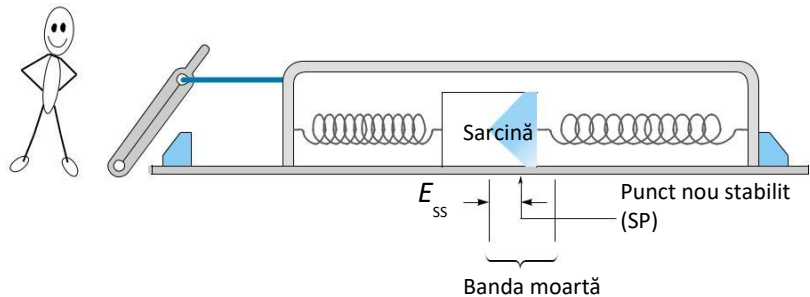
Frecarea care cauzează erori de stare constantă într-un sistem proporțional.



(a) Sarcina este centrată



(b) Sarcina este comandată în noua poziție prin deplasarea cadrului



(c) Sarcina este în repaus în poziție nouă; frecarea împiedică centrarea sarcinii arcurile sunt depășite prin frecare, iar sarcina se oprește *înainte de* a ajunge la noul punct stabilit [Figura 11.7 litera (c)]. Eroarea de stare stabilă este distanța dintre locul în care s-a oprit sarcina și noul punct setat. *Această regiune de pe fiecare parte a punctului stabilit, unde forța de restaurare este incapabilă să localizeze cu precizie variabila controlată, se numește **bandă moartă** sau **zonă moartă**.* Alți factori (în afară de frecare) contribuie, de asemenea, la banda moartă, aceștia fiind, reacția, flexarea pieselor mecanice și designul slab al controlerului.

EXEMPLUL 11.2

Un sistem de control al poziției are un câștig K_P de $2 \text{ inch} \cdot \text{oz} / \text{deg}$ și funcționează împotriva unui cuplu de frecare constantă de $6 \text{ inch} \cdot \text{oz}$. Care este dimensiunea benzii moarte?

SOLUȚIE

Pentru a depăși frecarea, sistemul trebuie să comande motorului la ieșirea $6 \text{ in} \cdot \text{Oz}$. Deoarece intrarea în controler este semnalul de eroare, trebuie să găsim valoarea erorii care duce la o ieșire a controlerului de $6 \text{ in} \cdot \text{Oz}$. Începând cu ecuația proporțională de bază (11.1),

$$\text{Output}_p = K_p E$$

Rearanjarea pentru a rezolva pentru eroare,

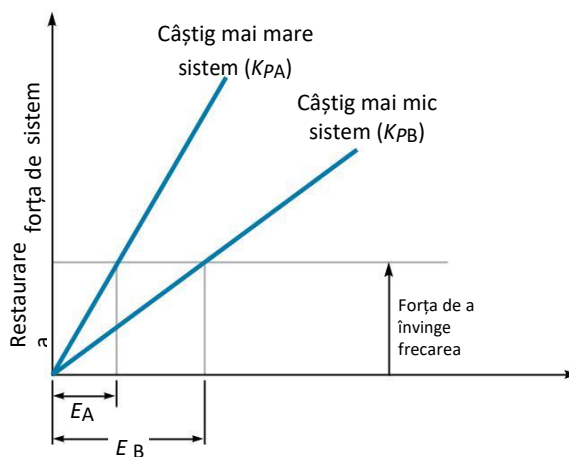
$$E = \frac{\text{output}_p}{K_p} = \frac{6 \text{ in} \cdot \text{oz}}{2 \text{ in} \cdot \text{oz/deg}} = 3^\circ$$

Cu eroare de 3° pe fiecare parte a punctului setat, bandă moartă = 6° .

O modalitate de a reduce eroarea de stare datorată frecării este de a crește câștigul sistemului (K_p în ecuația 11.1), care ar putea fi făcut în modelul din Figura 11.8 prin utilizarea arcurilor mai rigide. Luați în considerare diagrama din Figura 11.9. Aceasta arată forța de restabilire a sarcinii pentru două câștiguri diferite ale sistemului, K_{PA} și K_{PB} . Observați în ambele cazuri că forța de restaurare este proporțională cu eroarea. Forța necesară pentru a depăși frecarea este prezentată ca o linie întreruptă. Pentru sistemul de câștig mai mic, eroarea datorată frecării este prezentată ca E_B . Sistemul de câștig mai mare, acționând ca un arc mai rigid, nu trebuie să se abată cât mai departe de punctul stabilit pentru a produce forța necesară pentru a depăși frecarea. Acest sistem are mai puțină eroare de stare stabilă, prezentată ca E_A . S-ar putea părea rezonabil pentru a face câștigul pe fiecare sistem foarte mare; cu toate acestea, K_p ridicat poate duce la probleme de instabilitate (oscilații). Creșterea K_p independent, fără limită, *nu* este o strategie de bună control.

Figura 11.9

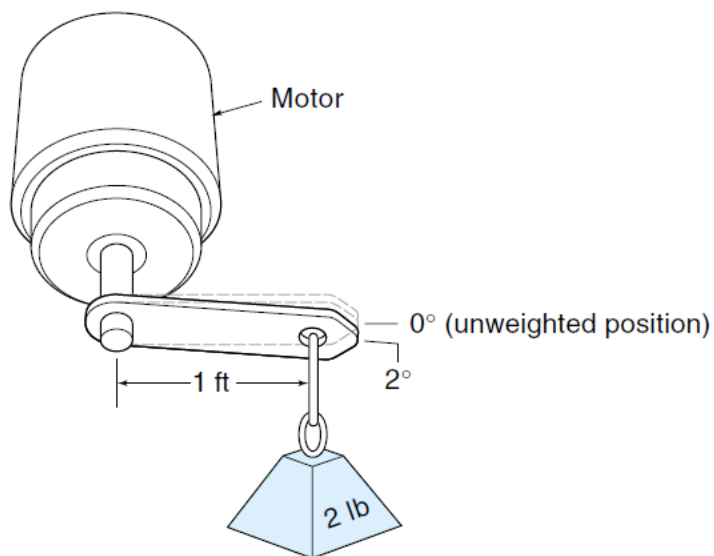
Sistemul cu câștig mai mare are mai puține erori de stare stabilă.



Distanța de la punctul stabilit (adică eroare)

Figura 11.10

Cum gravitația face ca un braț să se îndoaie.



Problema gravitației

O altă sursă de eroare în stare stabilă este *problema gravitației*, care apare atunci când o forță externă constantă împinge variabila controlată. Luați în considerare brațul robotului ridicând o greutate ca în Figura 11.10. Punctul stabilit pentru braț este de 0° , dar când se adaugă greutatea, brațul se îndoaie. Noua sa poziție este în cazul în care forța de restabilire a sistemului doar echilibrează greutatea, în acest caz $2 \text{ ft} \cdot \text{Lb}$. Aici este paradoxul conceptului de control proporțional. *Pentru ca sistemul să susțină greutatea, trebuie să existe o eroare.*

Motivul? Sistemul proporțional produce o forță de restabilire numai atunci când *există* o eroare și greutatea necesită o forță constantă pentru a o susține. Creșterea câștigului sistemului poate reduce eroarea, dar controlul proporțional singur nu îl poate elimina complet.

EXEMPLUL 11.3

Specificați câștigul sistemului (K_p) necesar pentru a poziționa brațul robotului la o distanță de 5° de punctul stabilit (Figura 11.11). Rezistența totală la frecare și gravitație va fi mai mică de $50 \text{ inch} \cdot \text{Oz}$. Motorul de curent continuu are o constantă de cuplu de $25 \text{ inch} \cdot \text{oz} / \text{A}$ cu o cutie de viteze 10: 1 raport încorporat în angrenaj. Un potențiometrul are 350° acoperire pentru de feedback și este conectat direct la arborele brațului.

SOLUȚIE

Pentru a menține eroarea la 5° , sistemul trebuie să furnizeze cel puțin $50 \text{ inch} \cdot \text{oz}$ de restabilire a cuplului atunci când brațul este de 5° de la punctul stabilit. Acest lucru specifică rigiditatea

, sau câștigul (K_p), al sistemului și este prezentat sub formă de grafic în figura 11.12. Pentru a calcula valoarea necesară a lui K_p , începeți cu ecuația 11.1:

$$\text{Output}_p = K_p E$$

$$K_p = \frac{\text{output}_p}{E} = \frac{50 \text{ in.} \cdot \text{oz}}{5^\circ} = 10 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg}$$

Astfel, controlerul trebuie să direcționeze motorul pentru a furniza 10 inch · oz de cuplu pentru fiecare grad că brațul este departe de punctul stabilit. Cu toate acestea, un controler nu poate introduce grade sau cuplu de ieșire direct - controlerul introduce și ieșiri tensiuni și curenți.

Motorul de la sine oferă 25 inch · oz / A de cuplu, dar pentru că este angrenat în jos de un factor de 10, cuplul arborelui de ieșire este

$$10 \times 25 \text{ in.} \cdot \text{oz} / \text{A} = 250 \text{ in.} \cdot \text{oz} / \text{A}$$

care este funcția de transfer a motorului/capului de angrenaj în stare stabilă. În cele din urmă, potențiometrul este conectat astfel încât 10 V = 350°; astfel

$$\frac{10 \text{ V}}{350^\circ} = 0.029 \text{ V/deg}$$

care este funcția de transfer a potențiometrului. Pentru a ajunge la câștigul necesar controllerului, înmulțiți câștigul sistemului cu funcțiile de transfer:

$$K_p = \underbrace{\frac{10 \text{ in.} \cdot \text{oz}}{\text{deg}}}_{\text{Controller}} \times \underbrace{\frac{1 \text{ A}}{250 \text{ in.} \cdot \text{oz}}}_{K_p} \times \underbrace{\frac{1 \text{ deg}}{0.029 \text{ V}}}_{\text{Motor/gearhead}} \times \underbrace{1}_{\text{Pot}} = 1.38 \text{ A/V}$$

Astfel, controlerul trebuie să acționeze ca un amplificator de putere care furnizează 1.38 A motorului pentru fiecare volt de intrare. De exemplu, dacă dorim să mutăm brațul în poziția de 30°, am introduce o tensiune de

$$30^\circ \times 0.029 \text{ V/deg} = 0.87 \text{ V}$$

Presupunând că brațul a fost la 0°, această comandă ar provoca un semnal de eroare de

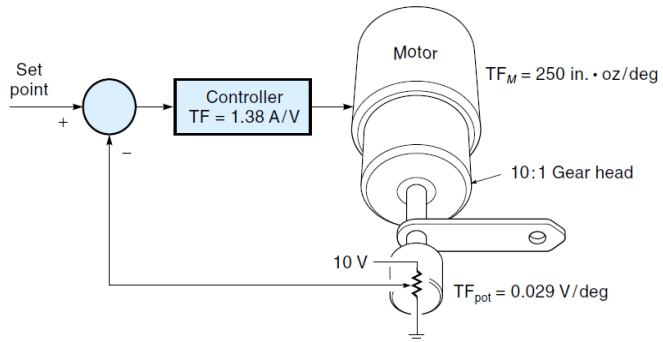
$$0.87 \text{ V} - 0 \text{ V} = 0.87 \text{ V}$$

Semnalul de eroare de 0.87 V va fi convertit de amplificator în

$$0.87 \text{ V} \times 1.38 \text{ A/V} = 1.2 \text{ A}$$

Figura 11.11

Sistemul de control
pentru exemplul
11.3.



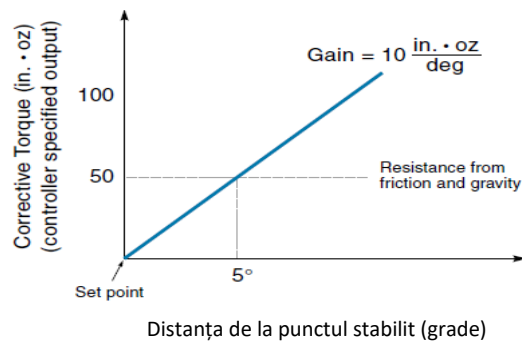
Această valoare inițială a curentului ar conduce motorul / capul de angrenaj pentru a produce un cuplu de

$$250 \text{ inch} \cdot \text{oz} / \text{A} \times 1.2 \text{ A} = 300 \text{ inch} \cdot \text{oz}$$

În cele din urmă, pe măsură ce eroarea a scăzut, la fel și cuplul. Când brațul ajunge la 25° (5° scurt de 30°), cuplul a scăzut la $50 \text{ inch} \cdot \text{oz}$, care (prin design) este suficient doar pentru a depăși frecarea.

Eroarea sistematică

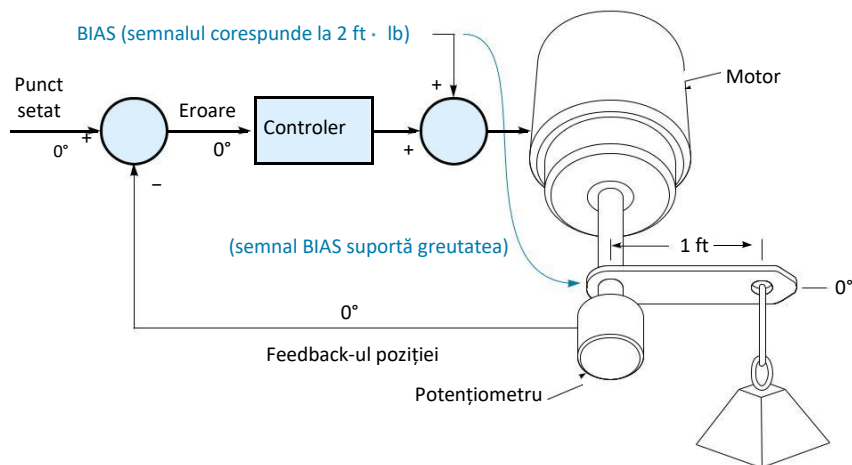
O modalitate de a face față problemei gravitației este să facem controlerul să adauge o valoare constantă (la ieșirea sa), care este suficient doar pentru a compensa greutatea. Această valoare se numește

**Figura 11.12**

Rigiditatea
sistemului de
control din
exemplul 11.3.

Figura 11.13

Diagrama bloc a sistemului de control cu potențiometru.



bias și este aceeași valoare pe care un sistem de buclă deschisă ar utiliza-o actuatorul. Ecuația pentru un sistem de control proporțional cu bias este

$$\text{Output}_P = K_P E + \text{bias} \quad (11.3)$$

Valoarea bias este considerată a fi o altă intrare pentru controler, așa cum se arată în diagrama bloc din figura 11.13. O greutate de 2 lb plasează un cuplu constant de 2 ft · lb pe motor. Un semnal bias (corespunzătoare la 2 ft · lb) se adaugă la ieșirea controlerului și oferă semnalul de unitate pentru a sprijini greutatea. Acest sistem permite ca eroarea să meargă la zero, deoarece sarcina statică este susținută de semnalul bias, nu de partea proporțională a controlerului. Cu toate acestea, bias-ul trebuie să fie modificat în cazul în care sarcina statică este schimbată.

Controlere proporționale analogice

Un controler analogic utilizează de obicei amplificatoare operaționale pentru a oferi câștigul necesar și procesarea semnalului. De exemplu, luați în considerare sistemul de control al debitului ilustrat în figura 11.14 litera (a). Sarcina controlerului este de a menține fluxul unui lichid printr-o conductă la 6 gal / min. Acest sistem constă din (1) o supapă de debit acționată electric, (2) un senzor de debit și (3) controler analogic. Supapa de debit este acționată cu un semnal de 0-5 V, unde 0 V corespunde situației *complet închis* și 5 V situației *deschis*. Senzorul de debit oferă un semnal de ieșire de 0-5 V, care corespunde la 0-10 gal/min. Sistemul este proiectat astfel încât o oscilație de tensiune a senzorului de 2,5 V (50% din gama sa) va determina supapa de debit să se balanseze. Prin urmare, acest sistem are ceea ce se numește o **bandă proporțională de 50%**. Această specificație de tip procent poate fi tradusă într-un factor de câștig (K_P) prin rearanjarea ecuației 11.1:

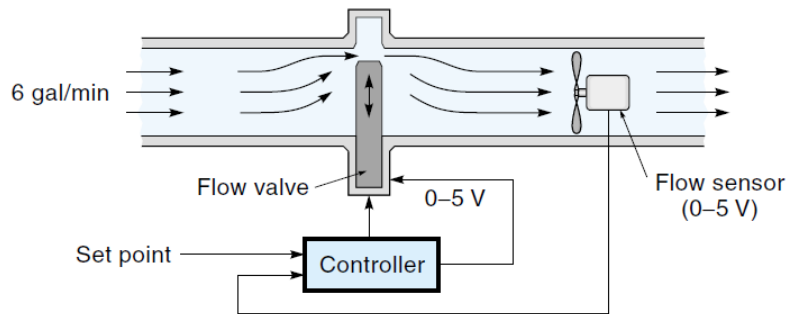
$$\text{Output}_P = K_P E$$

$$K_P = \frac{\text{output}_P}{E} = \frac{100\%}{50\%} = 2$$

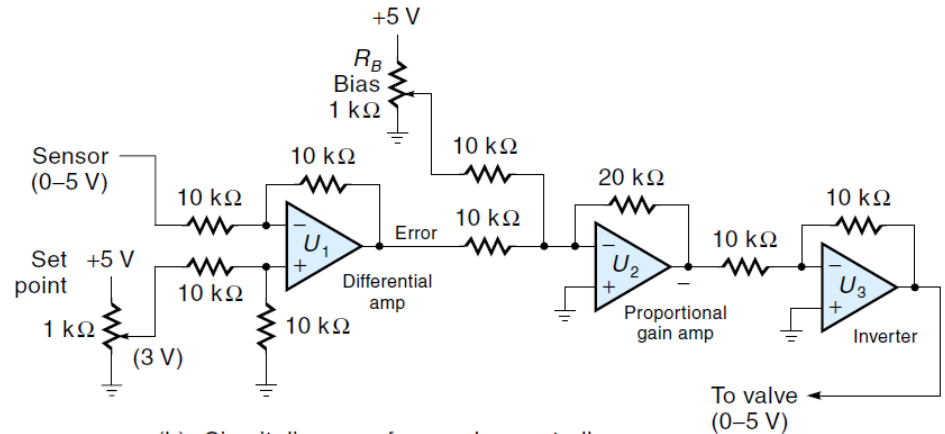
care este factorul de câștig proporțional.

Figura 11.14

Un controler
analogic pentru un
sistem proporțional.



(a) System diagram



(b) Circuit diagram of an analog controller

Circuitul controlerului analogic, prezentat în figura 11.14 (b), constă din trei amplificatoare operaționale. Primul amplificator operațional (U_1) acționează ca un amplificator diferențial cu un câștig de 1, scăzând semnalul de feedback al senzorului din punctul setat pentru a crea tensiunea de eroare. Pentru a menține un debit de 6 gal/min, punctul setat trebuie să fie de 3 Vdc calculat mai jos folosind funcția de transfer a senzorului de debit:

$$\text{Set point} = 6 \text{ gal/min} \times \underbrace{\frac{5 \text{ V}}{10 \text{ gal/min}}}_{\text{Flow-sensor}} = 3 \text{ Vdc}$$

Ieșirea lui U_1 (semnal de eroare) este intrarea unui amplificator operațional U_2 , un amplificator simplu (inversor) de tip sumator al cărui scop este de a oferi câștigul proporțional (K_P). Pentru a obține câștigul necesar de 2, raportul dintre R_f/R_i (20 kΩ/10 kΩ) este setat la 2. Observați că potențiometru R_B poate adăuga o eroare de

tensiune la semnalul de eroare, dacă este necesar. Ieșirea lui U_2 trebuie inversată pentru a face ieșirea pozitivă; acest lucru se face cu U_3 , care este un amplificator simplu inversor cu câștig unitate.

11.4 CONTROLUL INTEGRAL

Introducerea **controlului integral** într-un sistem de control poate reduce eroarea de stare stabilă la zero. Controlul integral creează o forță de restaurare proporțională cu suma tuturor erorilor din trecut înmulțite cu timpul, așa cum este exprimată în ecuația 11.4:

$$Output_I = K_I K_P \sum E \Delta t \quad (11.4)$$

$Output_I$ = ieșirea controlerului datorită controlului integral

K_I = constanta câștigului integral (uneori exprimată ca $\frac{1}{T_I}$)

K_I = constanta câștigului proporțional

$\sum(E \Delta t)$ = suma tuturor erorilor din trecut (înmulțite cu timpul la care ele au existat)

Pentru o valoare constantă a erorii, valoarea $\sum(E \Delta t)$ va crește cu timpul, determinând forța de restaurare să devină din ce în ce mai mare. În cele din urmă, forța de restaurare va deveni suficient de mare pentru a depăși frecarea și pentru a muta variabila controlată într-o direcție pentru a elimina eroarea.

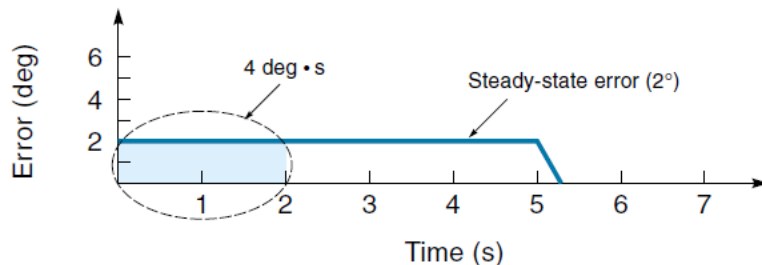
O analogie care arată puterea controlului integral este o persoană care se așează într-un scaun confortabil pentru a citi o carte. După o perioadă scurtă de timp, cititorul observă sunetul care picură al unui robinet neetanș (eroare de stare constantă). Primul răspuns al cititorului este să nu facă nimic, dar pe măsură ce trece timpul pe chiuvetă începe să se ude și să se reverse, ceea ce atrage atenția cititorului și el sau ea se ridică și o oprește. Ideea este că picurarea (eroarea) nu a crescut, dar *efectul* erorii constante a crescut cu timpul până când, în cele din urmă, cititorul (sistemul) a fost motivat să facă ceva în acest sens.

EXEMPLUL 11.4

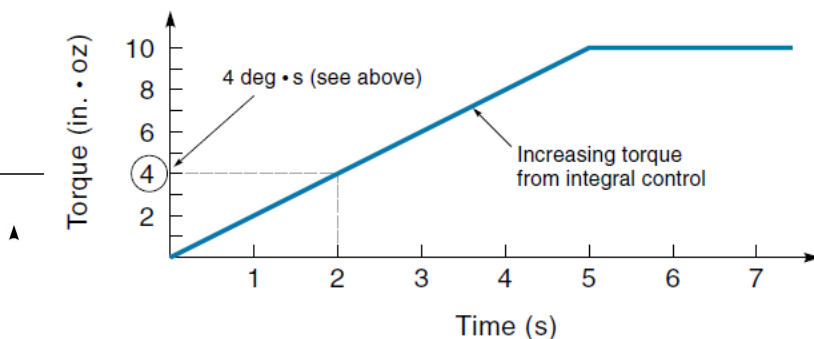
Luați în considerare cazul în care un braț robot are o poziție de eroare în stare stabilă de 2° din cauza frecării; această eroare este prezentată în graficul din figura 11.15(a). Pe măsură ce timpul trece, eroarea rămâne la 2° . Figura 11.15 litera (b) arată modul în care cuplul de restabilire datorat controlului integral crește cu timpul. Magnitudinea cuplului de restabilire în orice moment este proporțională cu zona de sub curba de eroare. De exemplu, după 2 s zona de sub curba de eroare este de $4 \text{ deg} \cdot \text{s}$ (suprafață = $2 \text{ deg} \times 2 \text{ s}$), așa cum este ilustrat în figura 11.15 litera (a). Presupunând că $K_P = 1 \text{ in} \cdot \text{oz} / \text{deg}$ și $K_I = 1 / \text{s}$, apoi $K_P K_I = 1 \text{ in} \cdot \text{oz} / \text{deg} \cdot \text{s}$, iar cuplul de restaurare din cauza controlului integral singur este de $4 \text{ in} \cdot \text{oz}$ [Figura 11.15 (b)]. După aproximativ 5 s,

Figura 11.15

Grafic care arată
controlul integral eliminând
o eroare de stare stabilă ($K_I K_P = 1$)



(a) Steady-state error is being reduced to zero



(b) Output of integral controller

cuplul de restaurare devine suficient de mare pentru a depăși frecarea și pentru a da un impuls brațului la ultimele 2° pentru a elimina eroarea. Odată ce eroarea ajunge la zero, zona de sub curbă nu mai crește, astfel încât cuplul nu mai crește; *cu toate acestea, rămâne la nivelul ridicat de 10 in · oz*. Acest ultim punct este important deoarece permite depășirea problemei gravitaționale, așa cum se arată în exemplul 11.5.

EXEMPLUL 11.5

Sistemul de feedback proporțional din exemplul 11.3 ($K_P = 10$ in · oz / deg) a fost modificat pentru a include feedback-ul integral. Brațul a fost în repaus (în poziția de 30° atunci când o greutate este plasată la capătul brațului, provocând un cuplu în jos de 40 inch · oz [Figura 11.16(a)]. Descrieți modul în care sistemul de control răspunde la greutate.

SOLUȚIE

Câștigul proporțional al acestui sistem a fost determinat să fie 10 in · oz / deg. După cum arată următorul calcul, 40 in · oz de cuplu de la greutate ar provoca brațul să se îndoie 4°:

$$\text{Output}_p = K_p E$$

$$E = \frac{\text{Output}_p}{K_p} = \frac{40 \text{ in.} \cdot \text{oz}}{10 \text{ in.} \cdot \text{oz/deg}} = 4^\circ \text{ sag}$$

care este indicată la data A în figura 11.16 litera (b).

Controlul proporțional oferă inițial întregul 40 inch · oz de restabilire a forței de a sprijini brațul, rezultând în 4 ° de eroare. Pentru că există o eroare, cumveodată, controlul integral începe să contribuie la forța de restaurare. Pe măsură ce trece timpul, zona de sub curba de eroare crește, iar controlul integral oferă tot mai mult din cele 40 inch · oz necesare pentru a sprijini greutatea, în timp ce controlul proporțional oferă mai puțin și mai puțin [se arată ca timp B în figura 11.16 (b)]. În cele din urmă, la momentul C, controlul integral este furnizarea de întreaga 40 inch · oz, iar eroarea este zero. S-a ajuns la o nouă stare de echilibru.

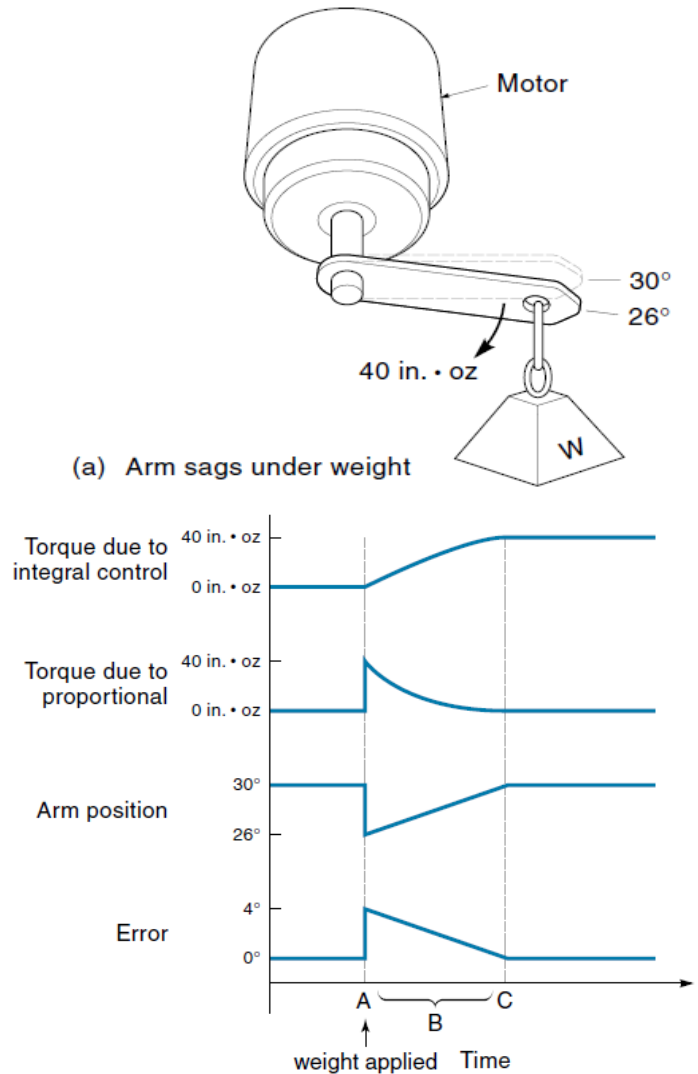
Răspunsul de control integral poate fi observat cu ușurință pe roboții industriali. Când o greutate este plasată pe braț, aceasta se îndoaie vizibil și apoi se va restabili în poziția inițială.

Constanta integrală K_I a fost desemnată în mod tradițional $1/T_I$ și denumită "repetări pe minut" (sau "repetări pe secundă"). Acest lucru se datorează faptului că (dacă $K_I = 1$) contribuția integrală va crește cu valoarea contribuției proporționale de fiecare dată. Dacă $K_I = 2$, contribuția integrală va crește cu dublul valorii contribuției proporționale de fiecare dată și așa mai departe. Puteți vedea acest lucru se întâmplă în Figura 11.15. Amintiți-vă că $K_p = 1$ și $K_I = 1$ și că eroarea în stare stabilă este de 2 grade [așa cum se arată în figura 11.15 litera (a)]. Prin urmare, contribuția doar din partea controlului proporțional ar fi de 2 in · oz ($K_p E = 1 \times 2 = 2$). Acum, uita-te la Figura 11.15 (b) și rețineți că contribuția integrală nu merge într-adevăr în sus cu aceeași sumă de 2 in · oz fiecare perioadă de timp.

Deși adăugarea feedback-ului integral elimină problema erorii în stare constantă, acesta reduce stabilitatea generală a sistemului. Problema apare deoarece feedback-ul integral tinde să facă depășirea sistemului, ceea ce poate duce la oscilații. Un exemplu al acestei probleme este prezentat în graficele din figura 11.17. Toate sistemele mecanice au frecare, iar frecarea este neliniară - adică este nevoie de mai multă forță pentru a depăși frecarea atunci când obiectul este în repaus decât pentru a menține un obiect în mișcare (un fenomen adesea denumit *lipire*). La timp = 0, sistemul din Figura 11.17 tocmai s-a mutat într-o nouă poziție și s-a oprit, lăsând o eroare de stare stabilă. Forța de restabilire este egală cu contribuția de la controlul proporțional plus forța crescândă de la controlul integral. Pentru un timp, obiectul nu se mișcă, dar în cele din urmă forța combinată de restaurare depășește frecarea și obiectul "se rupe". Odata miscat, forța de frecare

Figura 11.16

Răspunsul sistemului
de control
proporțional plus
integral (exemplul
11.5).

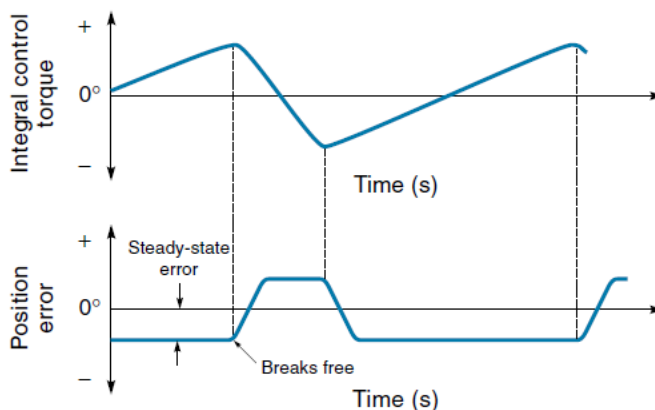


scade imediat astfel încât o anumită forță este "stânga peste", care merge la accelerarea obiectului. Acest lucru poate provoca o depășire, iar întregul proces începe din nou din cealaltă parte.

Problema este că sistemul proporțional-integral nu are cum (în afară de frecare) să încetinească obiectul *înainte de* a ajunge la noul punct stabilit. Sistemul trebuie să depășească înainte de orice frânare activă. Deci, din păcate, adăugarea de feedback integral rezolvă o problemă, eroare de stare constantă, dar creează altele: depășire și

Figura 11.17

Controlul integral poate provoca depășiri și oscilații.



scăderea stabilității. De asemenea, răspunsul feedback-ului integral este relativ lent, deoarece durează un timp pentru eroare · zona de timp pentru a construi.

11.5 CONTROLUL DERIVAT

O soluție la problema depășirii este de a include controlul derivat. **Controlul derivat** "aplică frânele", încetinind variabila controlată chiar înainte de a ajunge la destinația sa. Matematic, contribuția de la controlul derivat este exprimată în următoarea ecuație:

$$\text{Output}_D = K_D K_P \frac{\Delta E}{\Delta t} \quad (11.5)$$

unde

Output_D = este ieșirea controlerului datorată controlului derivat

K_D = constanta câștigului derivat (uneori exprimată T_D , unitatea este timp)

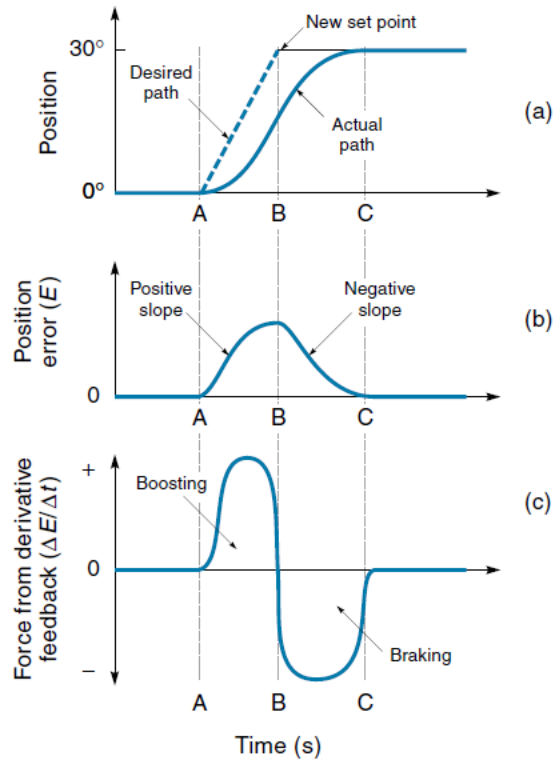
K_P = câștig proporțional constant

$\Delta E / \Delta t$ = rata de modificare a erorii (curba eroare a pantei)

Figura 11.18 arată modul în care un sistem de control al poziției cu feedback derivat răspunde la o modificare a punctului stabilit. Mai exact, figura 11.18 litera (a) prezintă poziția reală și dorită a variabilei controlate, figura 11.18 litera (b) prezintă eroarea de poziție (E) și figura 11.18 litera (c) prezintă ieșirea de control derivat. Să presupunem că variabila controlată este inițial la 0° . Apoi, la momentul A punctul stabilit se mișcă rapid la 30° . Din cauza inerției mecanice, este nevoie de timp pentru ca obiectul să se ridice la viteză. Observați că eroarea de poziție (E) este în creștere (pantă pozitivă) în această perioadă de timp (de la A la B). Prin urmare, controlul derivat, care este proporțional cu panta de eroare, va avea o ieșire pozitivă, ceea ce dă obiectului un impuls, pentru a-l ajuta să se miște. Pe măsură ce variabila controlată se apropie de valoarea punctului de setare (de la B la C), eroarea de poziție este în scădere

Figura 11.18

Contribuția controlului derivat,
care arată amplificarea și frânarea.



pantă negativă), astfel încât feedback-ul derivat aplică o forță negativă care acționează ca o frână, ajută la încetinirea obiectului.

Pentru sistemele de control al proceselor, unde punctul setat este de obicei o valoare fixă, controlul derivat ajută sistemul să răspundă mai rapid la schimbările de încărcare. De exemplu, luați în considerare un controler care menține un nivel constant de lichid într-un rezervor. Dacă există o scădere rapidă a nivelului lichidului (curba de eroare pozitivă a pantei), controlul derivat răspunde prin deschiderea supapei de admisie mai mult decât ar face-o doar controlul proporțional. Apoi, când nivelul este aproape restabilit la punctul setat și eroarea este în scădere (curba de eroare negativ-pantă), controlul derivativ ajută la oprirea supapei.

Din discuțiile de până acum, puteți vedea că controlul derivat îmbunătățește performanța sistemului în două moduri. În primul rând, oferă un impuls suplimentar de forță la începutul unei schimbări pentru a promova o acțiune mai rapidă; în al doilea rând, prevede frânarea atunci când obiectul se înfundă pe noul punct setat. Această acțiune de frânare nu numai că ajută la reducerea depășirii, dar, de asemenea, tinde să reducă eroarea de stare stabilă.

Desigur, influența controlului derivat asupra sistemului este proporțională cu K_D (în ecuația 11.5); deoarece feedback-ul derivat îmbunătățește răspunsul general al sistemului, ați putea crede că K_D ar trebui să fie cât mai mare posibil. Cu toate acestea, ca atât de multe lucruri în viață,

prea mult de lucru bun, uneori, aduce probleme. În acest caz, prea mult feedback derivat va încetini răspunsul sistemului și va amplifica orice zgomot care ar putea fi prezent; ceea ce este necesar este un echilibru între prea mult și prea puțin. În secțiunea următoare, vom descrie metodele de a ajunge la o valoare numerică pentru K_D . **Este important să rețineți că controlul derivativ nu are nicio influență asupra preciziei sistemului, ci doar asupra timpului de răspuns, deci nu este folosit niciodată singur.**

11.6 CONTROLUL PROPORȚIONAL + INTEGRAL + DERIVAT

Multe sisteme de control folosesc o combinație a celor trei tipuri de feedback deja discutate: **Proportional + Integral + Derivativ (PID) Control**. Fundamentul sistemului este controlul proporțional. Adăugarea controlului integral oferă un mijloc de a elimina eroarea de stare de echilibru, dar poate crește depășirea. Controlul derivat este bun pentru a obține sisteme lente ce se deplasează mai repede și reduce tendința de a depăși punctul setat. Răspunsul sistemului PID poate fi descris prin ecuația 11.6, care adaugă pur și simplu cele trei componente necesare:

$$\text{Output}_{\text{PID}} = K_p E + K_I K_p \sum (E \Delta t) + K_D K_p \frac{\Delta E}{\Delta t} \quad (11.6)$$

O altă formă de acest lucru obținute prin factorizare scoțând în afara parantezelor K_p , este

$$\text{Output}_{\text{PID}} = K_p [E + K_I \sum E \Delta t + K_D \frac{\Delta E}{\Delta t}] \quad (11.6a^*)$$

Unde:

$\text{Output}_{\text{PID}}$ = ieșirea controlerului PID

K_p = câștig proporțional de control

K_I = câștig de control integral (adesea văzut ca $1/T_I$)

K_D = câștigul de control derivat (adesea văzut ca T_D)

E = eroare (abatere de la punctul stabilit)

$\sum (E \Delta t)$ = suma tuturor erorilor din trecut (zona de sub eroare · curba timpului)

$\Delta E / \Delta t$ = rata de schimbare a erorii (panta curbei de eroare)

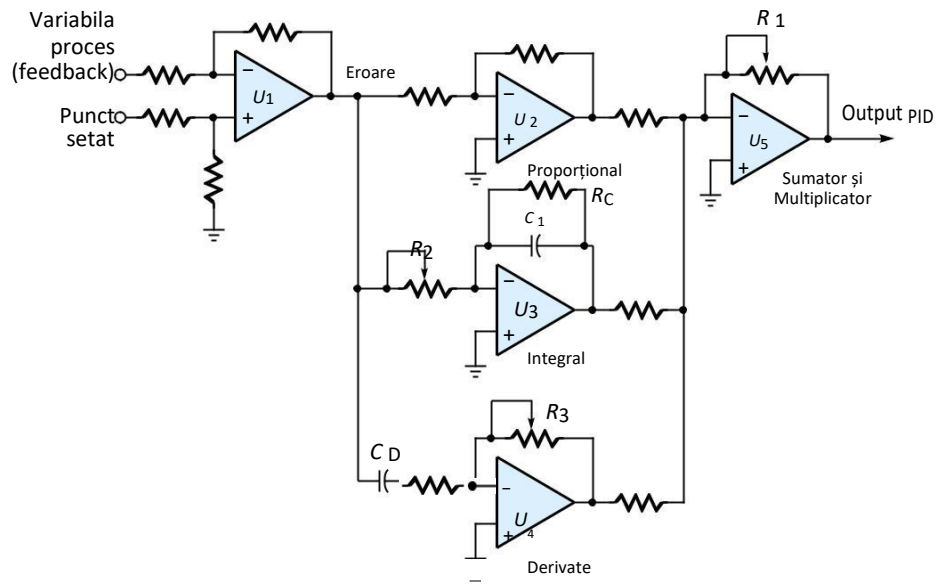
Controlere PID analogice

Controlerul care implementează ecuația PID (11.6a) poate fi analogic sau digital, dar practic toate instalările noi sunt digitale. Figura 11.19 prezintă o versiune simplă a unui controler PID analogic care utilizează cinci amplificatoare diferențiale. Primul amplificator diferențial (U_1) scade feedback-ul din punctul setat pentru a produce semnalul de eroare. Amplificatoarele operaționale U_2 , U_3 și U_4 sunt configurate pentru a fi amplificatoare de câștig unitate, integrator și, respectiv, diferențiator. Ele produc valorile pentru cei trei termeni din parantezele din ecuația PID 6.11(a). Amplificatorul final (U_5) însumează cei trei termeni și mutiplică suma de K_P pentru a produce ieșirea. Condensatorul C_I de pe integrator acumulează eroarea sub formă de sarcină, iar condensatorul C_D al diferențiatorului estimează numai *schimbarea* erorii. Constantele K_P , K_I și K_D sunt selectate prin ajustarea R_1 , R_2 și, respectiv, R_3 .

Circuitul din Figura 11.19 poate implementa exact ecuația PID, dar considerațiile practice complică de obicei imaginea. De exemplu, toate amplificatoarele reale au o limită superioară și inferioară în care punctele devin neliniare. Semnalele de eroare mari sau rapide pot determina saturarea integratorului sau a amplificatorului de diferențiere. În cazul în care se întâmplă acest lucru, ieșirea sa va domina temporar semnalul de ieșire și poate provoca sistemul să meargă instabil.

O problemă asociată cu integratorul este **windup-ul**. Acest lucru se întâmplă atunci când un sistem este supus unei perturbări mari, iar controlerul proporțional (sau actuatorul) în încercarea sa de a corecta problema se saturează la "complet pornit". Deoarece sistemul nu poate oferi la fel de multă de ieșire decât este într-adevăr necesar, starea de eroare durează mai mult decât teoretic

Figura 11.19
Un controler
PID analogic.



ar trebui, dar în tot acest timp în integrator se acumulează. În consecință, atunci când eroarea este în cele din urmă redusă, factorul integral acumulat mare poate provoca depășirea variabilei controlate. O soluție la această problemă este ca secțiunea de control integrală să fie deconectată atunci când sistemul este saturat.

O altă problemă cu controlul integral este că un integrator adevărat va însuma *toate* erorile din trecut · zona de timp (de la începutul timpului). S-a demonstrat că un sistem mai bun rezultă dacă integratorul "uită" încet efectele erorilor din trecutul îndepărtat. Acest lucru se poate face permițând sarcinii să se scurgă încet de pe condensatorul C_I prin R_C (în Figura 11.19).

O problemă care poate apărea cu controlul derivat este după cum urmează: Într-un sistem de control real, punctul setat este de obicei crescut în sus sau în jos în pași discreți. O schimbare de pas are o pantă infinit pozitivă, care va satura funcția derivată. O soluție la această problemă este de a baza controlul derivat pe semnalul de feedback singur (PV) în loc de eroare, deoarece variabila controlată (fie că este vorba de temperatură, poziție sau ceva asemănător) nu se poate schimba niciodată instantaneu, dacă punctul setat nu se schimbă. Ecuația PID pentru acest sistem modificat este

$$\text{Output}_{\text{PID}} = K_P [E + K_I \sum (E \Delta t) + K_D \frac{\Delta PV}{\Delta t}] \quad (11.7^*)$$

unde

$\text{Output}_{\text{PID}}$ = ieșire controler

K_P, K_I, K_D = câștiguri pentru proporțional, integral și derivat

E = eroare ($SP - PV$)

PV = variabilă de proces (feedback de la senzor)

Un controler practic trebuie să țină cont de diverse probleme din lumea reală, cum ar fi cele discutate, dar, de obicei, natura și amploarea modificărilor de proiectare necesare nu sunt cunoscute până când hardware-ul real al sistemului nu este testat. Modificarea caracteristicilor controlerului analogic poate necesita modificări ale componentelor și/sau reproiectare. Un avantaj distinct al controlerului digital, pe care îl discutăm în continuare, este că răspunsul său este guvernat de software, care este relativ ușor de schimbat, chiar și în ultimul moment.

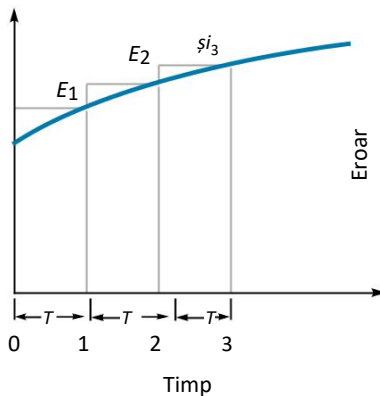
Controlere digitale PID

Un controler digital PID este, în esență, un computer, cel mai probabil bazat pe microprocesor.

Controlerul execută un program care efectuează aceeași serie de operațiuni prin și

Figura 11.20

Un computer poate aproxima zona de sub curbă cu dreptunghiuri.



peste din nou. În primul rând, computerul introduce valorile punctului setat (*SP*) și ale variabilei de proces (*PV*). Apoi utilizează aceste date pentru a rezolva ecuația sistemului (11.6 sau 11.7). În cele din urmă, acesta transmite rezultatul la actuator sau circuitului de acționare. Un avantaj distinct al sistemului digital este că strategiile de control și constantele parametrilor pot fi modificate sau reglate fin prin simpla modificare a software-ului.

Aceasta este o descriere a modului în care ecuația de control PID (11.6a) ar putea fi implementată cu un controler bazat pe microprocesor. Primul termen din interiorul parantezelor ecuației PID este pur și simplu eroarea (*E*). Urmează termenul integral $K_I \sum (E \Delta t)$. După cum s-a discutat, acest termen reprezintă zona de sub curbă de eroare. Figura 11.20 prezintă o eroare eșantion versus curba timpului. Controlerul ia probe de eroare la intervale regulate de timp (*T*). O aproximare rezonabilă a suprafeței totale de sub curbă este suma dreptunghiurilor, unde aria fiecărui dreptunghi este produsul lui *T* ori eroarea *E*. Aceasta poate fi exprimată sub formă de ecuație după cum urmează:

$$K_I \sum (E \Delta t) = K_I E_1 T + K_I E_2 T + K_I E_3 T \quad (11.8)$$

Unde:

K_I = câștig integral

E_1 = eroare la timpul T_1

E_2 = eroare la timpul T_2 și așa mai departe...

T = timpul

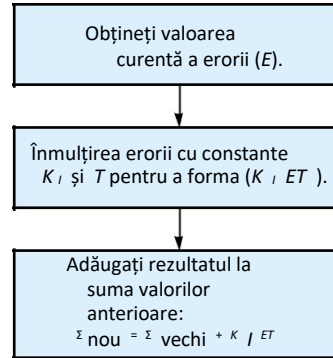
Ecuația 11.8 se numește *ecuație diferență* și este foarte ușor pentru un computer să evalueze. Programul înregistrează pur și simplu valoarea de eroare (*E*) la intervale fixe de *T* și păstrează un total de funcționare a valorilor $K_I E T$. În orice moment, termenul integral $K_I \sum (E \Delta t)$ este egal cu acest total. Figura 11.21 prezintă diagrama logică pentru acest segment al programului.

Al treilea termen al ecuației PID este componenta derivată. Derivatul sau rata de variație este de fapt panta curbei de eroare. După cum se arată în figura 11.22, panta este o funcție a celor mai recente două valori de eroare și a timpului eșantionului (*T*):

$$\text{Slope} = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{(E_3 - E_2)}{T}$$

Figura 11.21

Schemă logică pentru
calcularea
termenului integral
 $[K_I \Sigma(Et)]$.



Termenul derivat din ecuația PID (11.6a) se formează prin înmulțirea pantei cu constanta

$$K_D \frac{\Delta E}{\Delta T} = \frac{(K_D E_3 - K_D E_2)}{T} \quad (11.9)$$

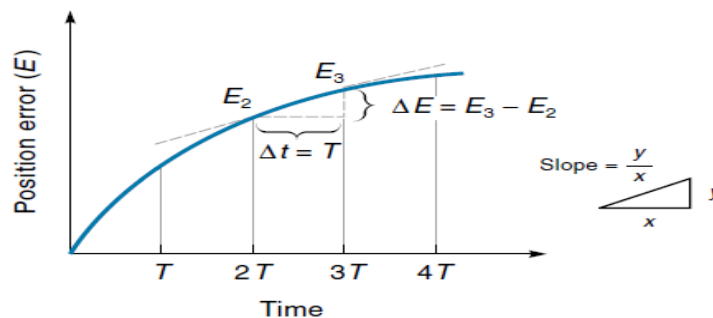
Ecuația 11.9 este o altă ecuație diferențială care este ușor de evaluat de către calculator. Programul ar scădea valoarea termenului de eroare mai vechi ($K_D E_2$) din termenul de eroare mai nou ($K_D E_3$) și apoi ar împărți diferența la T . Figura 11.23 prezintă diagrama logică pentru acest segment al programului.

După ce am arătat cum pot fi calculați termenii individuali ai ecuației PID, acum îi putem pune împreună și putem prezenta Figura 11.24, o schemă logică a întregului program. După cum puteți vedea, formatul general al programului de controler este o buclă nesfârșită. Pentru fiecare trecere prin buclă (numită **iterație** sau **scanare**), se efectuează patru operații de bază:

1. Citiți în punctul de setare (SP) și datele senzorului (PV).
2. Calculați componentele individuale ale erorii, integralei și derivatei și apoi însumați-le.
3. Înmulțiți suma cu KP pentru a forma ieșirea PID.
4. Trimiteți rezultatul la ieșirea PID la actuator.

Figura 11.22

Un computer poate
aproxima $\Delta E/\Delta t$ prin
găsirea pantei.



5.

Figura 11.23

Schemă logică pentru
calcularea termenului
derivat ($K_D \Delta E / \Delta t$).

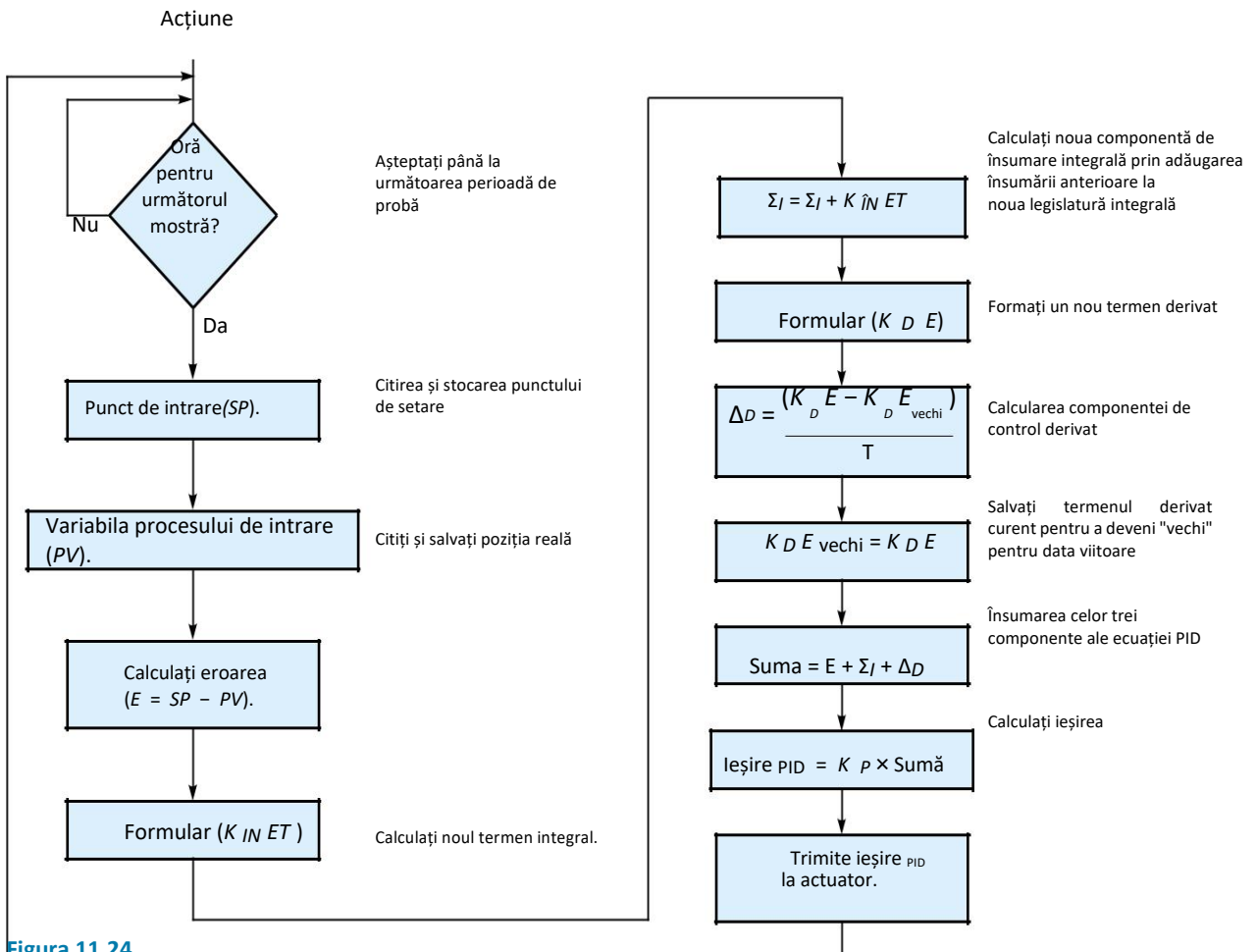
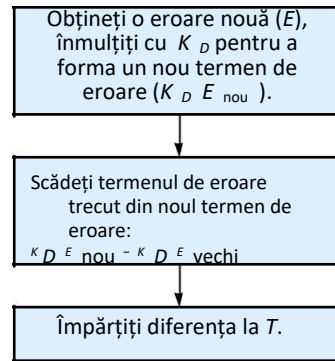
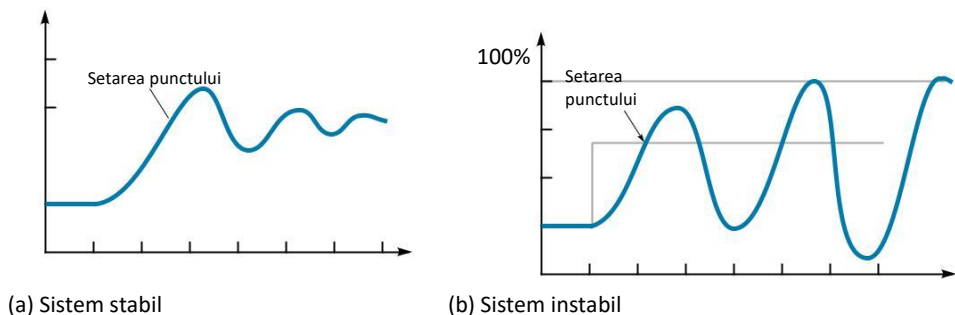


Figura 11.24

Schemă logică pentru
calcularea ecuației PID.

Figura 11.25

Compararea unui sistem stabil și a unui sistem instabil.



Stabilitate

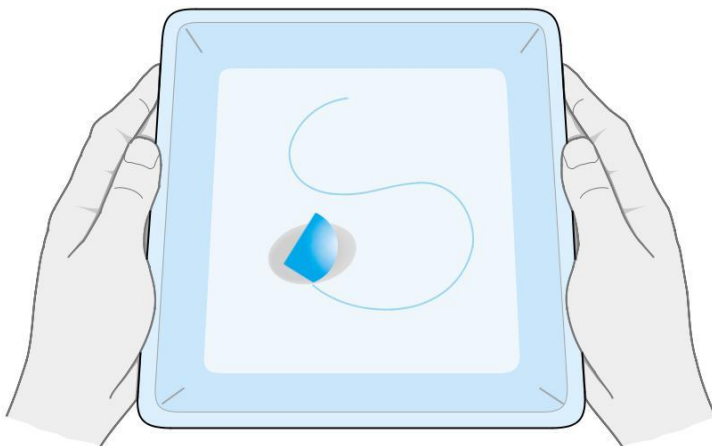
Un sistem stabil este unul în care variabila controlată se va stabili întotdeauna la sau în apropierea punctului stabilit. Un sistem instabil este unul în care, în anumite condiții, variabila controlată se îndepărtează de punctul setat sau începe să oscile în oscilații care devin din ce în ce mai mari până când sistemul se saturează pe fiecare parte. Figura 11.25 prezintă răspunsul sistemelor stabile și instabile. Un sistem instabil nu este în mod clar sub control și poate fi, de fapt, periculos dacă sunt implicate mașini mari.

Există multe exemple de "oscilant" tip de instabilitate în viața de zi cu zi. Imaginați-vă că țineți o tavă mare de lemn în mâini și încercați să păstrați o minge de golf (care se rostogolește pe tavă) centrată într-un anumit loc (Figura 11.26). În cazul în care mingea este pe dreapta, v-ar coborî partea stângă a tăvii, dar care provoacă mingea să se rostogolească trecut centrul; acum coborâți partea dreaptă a tăvii pentru a o aduce înapoi, iar mingea se rostogolește pe lângă centru în dreapta și așa mai departe. Mingea sfârșește prin a oscila înainte și înapoi peste tavă.

Un motiv principal pentru care sistemele de control intră în oscilație este din cauza decalajului de fază cauzat de **timpul mort** sau de reacția inversă, intervalul dintre momentul în care este trimis semnalul de corectare și momentul în care sistemul răspunde. Luați în considerare cazul de a conduce cu o viteză moderată pe o bandă îngustă. Ai face ajustări continue, mici, înainte și înapoi la direcție.

Figura 11.26

O minge pe o tavă arată modul în care sistemele de control tind să oscileze.

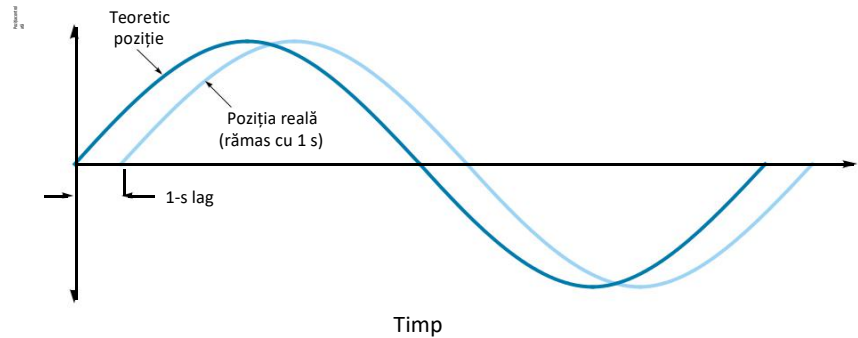


pentru a rămâne în mijlocul benzii. Acum imaginați-vă că conduceți pe același drum, dar într-o mașină cu multă reacție la volan - cu alte cuvinte, există o jumătate de viraj de joc liber în volan înainte ca mașina să înceapă efectiv să se rotească. Dacă mașina începe să se îndrepte spre dreapta, întoarceți volanul spre stânga; cu toate acestea, nimic nu se întâmplă inițial, astfel încât să vă întoarceți mai repede. În cele din urmă, slăbirea este preluată, dar în acest moment roțiți volanul atât de repede încât mașina se îndreaptă spre stânga, așa că începeți să roțiți frenetic roata spre dreapta și așa mai departe.

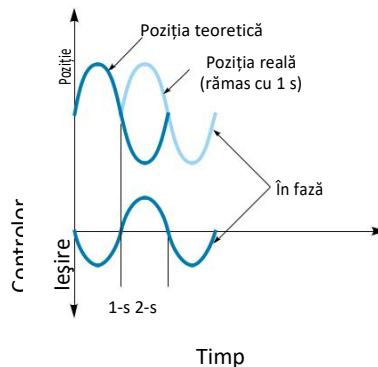
Sistemele de control în buclă închisă utilizează feedback negativ, ceea ce înseamnă că, controlerul împinge întotdeauna sistemul în direcția exact opusă deplasării erorilor. Dacă variabila controlată se întâmplă să fie oscilantă, atunci forța de control *ar trebui să* fie întârziată cu 180° , deoarece 180° este direcția opusă (pentru un sistem de rotație). Dacă există un timp mort în sistem, răspunsul controlerului va rămâne chiar mai mult de 180° . Cu alte cuvinte, într-un sistem oscilant, *timpul de întârziere provoacă întârziere de fază*, dar cantitatea de decalaj de fază depinde de frecvență. De exemplu, luați în considerare cazul unui sistem de control care se află cu bicicleta la o frecvență de 1 ciclu pe minut. Dacă există un decalaj de 1 s între ieșirea controlerului și răspunsul sistemului, atunci întârzierea nu este foarte semnificativă [așa cum se arată în figura 11.27 litera (a)].

Figura 11.27

Cum lag-ul sistemului poate face ca poziția variabilei controlate să fie în fază cu ieșirea controlerului.



(a) sistem cu ciclu lung de timp; 1-s întârziere nu este semnificativă.



(b) Sistem cu 2-s ciclu de timp; 1-s întârziere cauzează 180° lag.

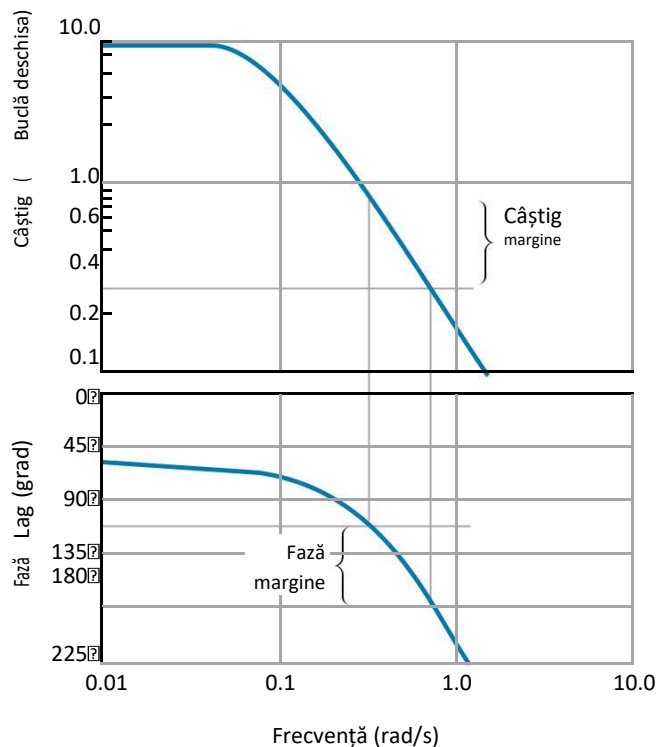
Cu toate acestea, dacă întregul ciclu de timp al sistemului este de numai 2 s, atunci un timp de întârziere de 1 s este foarte semnificativ, deoarece întârzierea adaugă încă 180° de întârziere a fazei, făcând un decalaj total de 360° . După cum se arată în figura 11.27 litera (b), decalajul de 360° este același cu cel *din faza*, ceea ce înseamnă că sistemul are feedback pozitiv.

Feedback-ul pozitiv apare atunci când ieșirea controlerului este în fază cu mișcarea variabilei controlate, astfel încât, în loc să aplice o forță de corectare, controlerul ajută pur și simplu variabila controlată să meargă în orice direcție dorește. Este doar o chestiune de timp înainte de unele perturbări va provoca variabila controlată pentru a fi împins de pe centru, și atunci când o face, feedback-ul pozitiv va prelua (în cazul în care câștigul sistemului este de cel puțin 1) și împinge obiectul controlat la marginea intervalului său. Prin urmare, pentru a garanta că un sistem va fi stabil, *câștigul trebuie să fie mai mic de 1 pentru orice frecvență oscilantă în cazul în care decalajul provoacă o schimbare de fază suplimentară de 180° .*

O **diagramă Bode** este un grafic care poate ajuta la determinarea dacă un sistem este stabil sau nu. După cum se arată în figura 11.28, "parceta" Bode este de fapt două curbe care împart aceeași axă orizontală, care este frecvența (în radiani/secundă). Graficul de sus arată modul în care câștigul în buclă deschisă variază în funcție de frecvență, iar graficul inferior arată modul în care decalajul de fază variază în funcție de frecvență. Curbele prezentate în figura 11.28 sunt destul de tipice ca formă. Putem vedea că sistemul reprezentat de parcela Bode din Figura 11.28 este stabil deoarece, atunci când decalajul de fază este de 180° , câștigul este mai mic de 1 (0,3 mai exact). Doi termeni cuantifică

Figura 11.28

Diagrama Bode care prezintă considerentele de stabilitate.



stabilitatea unui sistem: marja de câștig și marja de fază. **Marja de câștig** este marja de siguranță a câștigului (diferența dintre câștigul real și unitate) luată la frecvența care provoacă 180° de schimbare de fază. Pentru sistemul prezentat în figura 11.28, marja de câștig este de 0,7 ($1 - 0,3 = 0,7$). **Marja de fază** este marja de siguranță a fazei luată la frecvența care provoacă un câștig de 1. Pentru sistemul prezentat în figura 11.28, marja de fază este de 70° ($180^\circ - 110^\circ = 70^\circ$).

Reglarea controlerului PID

Metoda de a ajunge la valori numerice pentru constantele K_P , K_I și K_D depinde de aplicație. În mod tradițional, controlul PID a fost aplicat sistemelor de control al proceselor. Cu toate acestea, odată cu apariția modulelor PID mici, rapide, off-the-shelf, controlul PID este aplicat și sistemelor de control al poziției (cum ar fi roboții). În ambele cazuri, o procedură practică pas cu pas poate fi utilizată pentru a ajunge la constantele PID. În primul rând, constantele K_P , K_I și K_D sunt setate la valorile inițiale, iar controlerul este conectat la sistem. Sistemul ar putea consta din hardware-ul real sau o simulare pe calculator de aceeași. Apoi, sistemul este operat și răspunsul este observat. Pe baza răspunsului, se fac ajustări la K_P , K_I și K_D , iar sistemul este operat din nou. Acest proces iterativ de ajustare a fiecărei constante într-o manieră ordonată până când se obține răspunsul dorit al sistemului se numește **tuning**. Pentru a face sistemul stabil în toate condițiile, pot fi necesare anumite modificări pentru ecuația PID de bază. Deși există multe metode de control PID tuning, două dintre cele mai frecvente au fost dezvoltate de Zieler și Nichols și se numesc metoda ciclului continuu și metoda curbei de reacție.

Metoda ciclului continuu (metoda în buclă închisă) poate fi utilizată atunci când "răul" nu se face dacă sistemul intră în oscilație. Această metodă va genera un sistem cu un răspuns rapid, ceea ce înseamnă că o intrare cu funcție de pas va provoca o ușoară depășire care se instalează foarte repede [Figura 11.29 (b)]. Procedura de tuning este după cum urmează:

1. Setezi $K_P = 1$, $K_I = 0$ și $K_D = 0$ și conectezi controlerul la sistem.
2. Folosind controlul manual, reglezi sistemul până când funcționează în mijlocul gamei sale. Apoi mărești câștigul proporțional (K'_P) forțând în același timp mici perturbări la punctul setat (sau procesul) până când sistemul oscilează cu o amplitudine constantă, așa cum se arată în figura 11.29 (a). Înregistrați K'_P și T_C pentru această condiție.
3. Pe baza valorilor lui K'_P și T_C de la pasul 2, se calculează setările inițiale ale K_P , K_I^* și K_D^* după cum urmează:

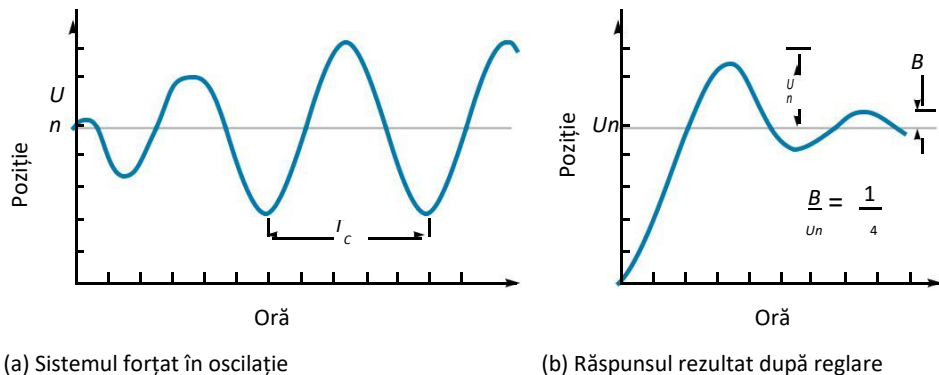
$$K_P = 0.6 K'_P \quad (11.10)$$

$$K_I = \frac{2}{T_C} \quad (11.11)$$

* K_I este adesea exprimată ca $1/T_I$, și K_D este uneori exprimată ca I_D .

Figura 11.29

Forme de undă
pentru metoda
ciclului continuu.



$$K_D = \frac{T_C}{8} \quad (11.12)$$

4. Utilizând setările de la pasul 3, operați sistemul, notați răspunsul și efectuați ajustările așa cum este necesar. Creșterea K_P va produce un răspuns mai rigid și mai rapid, crescând K_I va reduce timpul necesar pentru a se stabili la zero eroare, iar creșterea K_D va scădea depășirea. Desigur, K_P , K_I și K_D nu acționează independent, astfel încât schimbarea unei constante va avea un efect peste tot asupra răspunsului sistemului. Reglarea sistemului este un proces iterativ de efectuare a unor ajustări din ce în ce mai mici până la atingerea răspunsului dorit [a se vedea figura 11.29 litera (b)].

EXEMPLUL 11.6

Un sistem de control trebuie reglat folosind metoda ciclului continuu. Setările inițiale au fost $K_P = 1$, $K_I = 0$ și $K_D = 0$. Prin experiment s-a constatat că sistemul a intrat pentru prima dată în oscilații constante de amplitudine atunci când $K_P = 4$. Figura 11.30 prezintă răspunsul sistemului în timpul experimentului. Se determină un set de valori de primă tranșă pentru K_P , K_I și K_D .

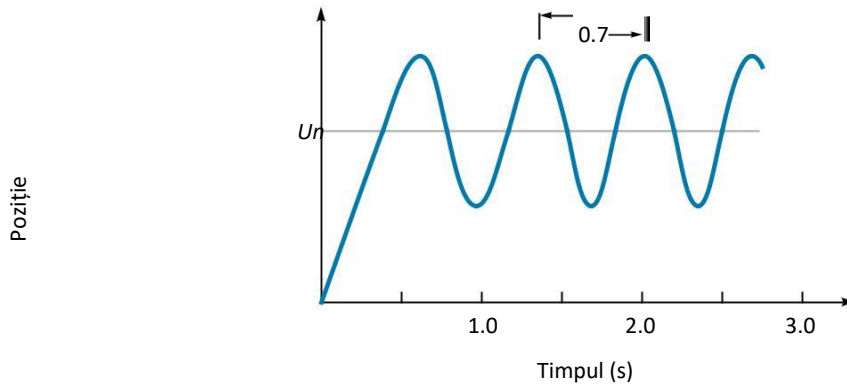
SOLUȚIE

Din graficul de răspuns, vedem că perioada de oscilație este de aproximativ 0,7 s. Prin urmare, $T_C = 0,7$ s și putem calcula parametrii K_P , K_I și K_D folosind ecuațiile 11.10, 11.11 și, respectiv, 11.12:

$$\begin{aligned} K_P &= 0.6 K'_P = 0.6 \times 4 = 2.4 \\ K_I &= \frac{2}{T_C} = \frac{2}{0.7 \text{ s}} = 2.9/\text{s} \\ K_D &= \frac{T_C}{8} = \frac{0.7 \text{ s}}{8} = 0.09 \text{ s} \end{aligned}$$

Figura 11.30

Leșirea unui sistem de încercare (exemplul 11.6).

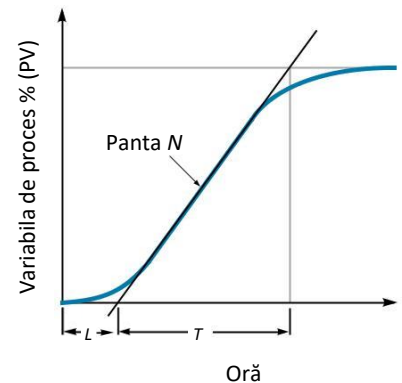
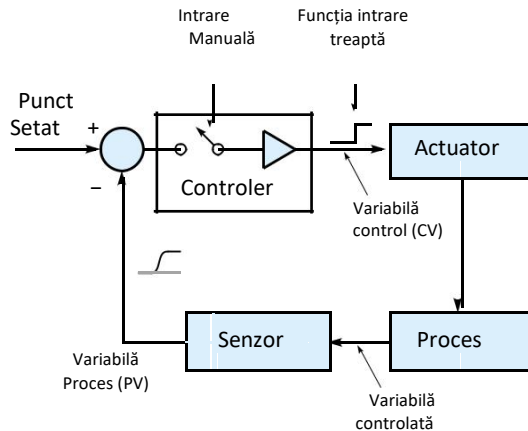


Metoda curbei de reacție (metoda în buclă deschisă) este o altă modalitate de a determina setările inițiale ale parametrilor PID. Această metodă nu necesită conducerea sistemului la oscilație. În schimb, bucla de feedback este deschisă, iar controlerul este direcționat manual pentru a transmite o funcție de pas mic la actuator. Răspunsul sistemului, raportat de senzor, este utilizat pentru a calcula K_P , K_I și K_D . Rețineți că actuatorul, procesul în sine și senzorul sunt operaționale în acest test, astfel încât caracteristicile lor individuale sunt contabilizate. Deoarece bucla este deschisă, această procedură va funcționa numai pentru sistemele care sunt în mod inerent stabile.

O posibilitate de testare este prezentată în figura 11.31 litera (a). Aici bucla a fost deschisă prin punerea controlerului în modul manual, apoi o funcție de pas mic a fost introdus manual. Acest semnal a făcut ca variabila controlată să se miște ușor și s-a înregistrat răspunsul poziției rezultate. O curbă de răspuns tipică este prezentată în figura 11.31 litera (b). Rețineți că axa verticală corespunde intervalului variabilei de proces (în vârstă procentuală). Constantele sistemului sunt calculate pe baza curbei de răspuns, după cum se arată mai jos:

Figura 11.31

Configurarea testului și forma de undă pentru curba de reacție metodă.



(a) Diagrama bloc a configurării testului pasului

(b) Graficul răspunsului la introducerea pasului

1. Desenați o linie tangentă la partea ascendentă a curbei de răspuns. Această linie definește valorile timpului de întârziere (L) și ale timpului de creștere (T). **Timpul de întârziere** este întârzierea de timp dintre ieșirea controlerului și răspunsul variabilei controlate.
2. Se calculează panta curbei:

$$N = \frac{\Delta PV}{T} \quad (11.13)$$

unde

N = panta curbei de răspuns a sistemului

ΔPV = modificarea variabilei de proces, raportată de senzor (în procente)

T = timp de creștere, din curba de răspuns

3. Calculați constantele PID:

$$K_P = \frac{1.2\Delta CV}{NL} \quad (11.14)$$

unde

ΔCV = pas procentual schimba variabila de control (ieșirea controlerului) N = pantă, determinată de ecuația 11.13

L = timpul de întârziere [a se vedea figura 11.31 litera (b)]

$$K_I = \frac{1}{2L} \quad (11.15)$$

$$K_D = 0.5 L \quad (11.16)$$

EXEMPLUL 11.7

Metoda curbei de reacție este utilizată pentru a regla un sistem de control PID. Sistemul a fost pornit și i s-a permis să ajungă într-o poziție de mijloc stabilă. Apoi, controllerul a fost plasat în modul manual și direcționat pentru a transmite un mic semnal de funcție în trepte. Răspunsul sistemului (de la senzor) a fost înregistrat. Figura 11.32 prezintă semnalul de pas de la controler (CV) și răspunsul rezultat (PV).

SOLUȚIE

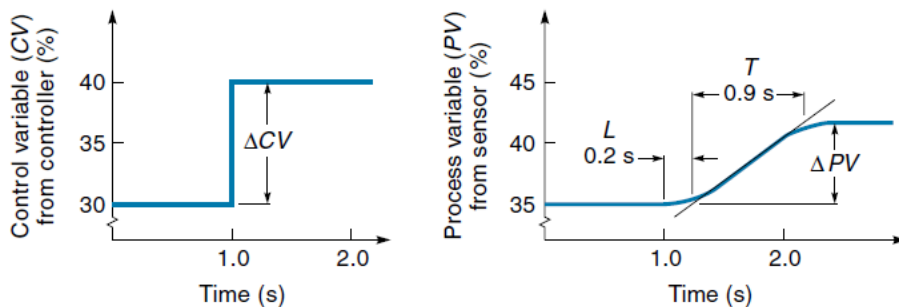
Din figura 11.32(a), vedem că semnalul de la controler (CV) a fost un pas de 10% ($40\% - 30\% = 10\%$). Figura 11.32 litera (b) prezintă răspunsul sistemului (PV). PV a trecut de la 35 la 42% pentru o schimbare de 7%. După construirea liniei tangente din figura 11.32 (b), citim din grafic valorile L și T :

$$L = 0,2 \text{ s}$$

$$T = 0,9 \text{ s}$$

Figura 11.32

Forma de undă pentru
exemplul 11.7.



Apoi calculăm panta răspunsului din ecuația 11.13:

$$N = \frac{\Delta PV}{T} = \frac{7\%}{0.9 \text{ s}} = 7.8\%/s$$

Acum putem calcula constantele PID prin aplicarea ecuațiilor 11.14-11.16, respectiv:

$$K_P = \frac{1.2\Delta CV}{NL} = \frac{1.2 \times 10\%}{7.8\%/s \times 0.2 \text{ s}} = 7.7$$

$$K_I = \frac{1}{2L} = \frac{1}{2 \times 0.2 \text{ s}} = 2.5/s$$

$$K_D = 0.5L = 0.5 \times 2 \text{ s} = 0.1 \text{ s}$$

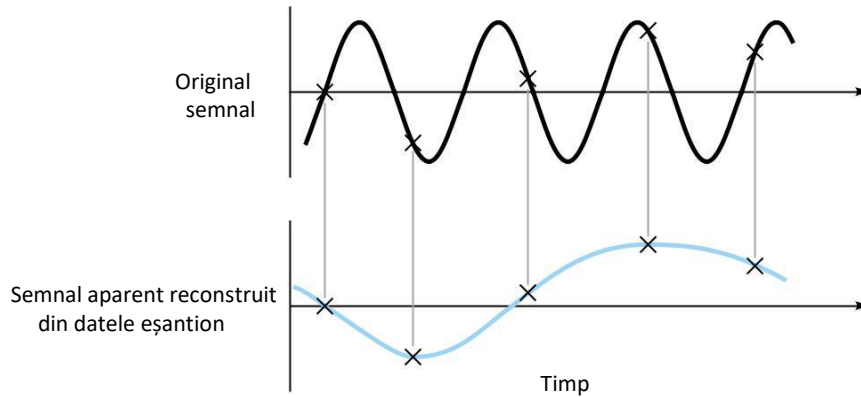
Aceste valori ar fi utilizate ca setări inițiale; setările finale ar proveni de la reglajul fin, așa cum s-a discutat mai devreme.

Rata de eșantionare

Într-un sistem de control digital, rata de **eșantionare** este de câte ori pe secundă un controler citește în datele senzorului și produce o nouă valoare de ieșire. În general vorbind, cu cât rata de eșantionare este mai lentă, cu atât sistemul va fi mai puțin receptiv, deoarece controlerul ar lucra întotdeauna cu date "vechi" - date care erau actuale atunci când a fost luat ultimul eșantion. O altă problemă cu o rată de eșantionare lentă este, că controlerul poate să nu fi capabil să țină pasul cu ceea ce se întâmplă. Teorema de eșantionare a lui Shannon afirmă că rata de eșantionare trebuie să fie de cel puțin două ori mai mare decât cea mai mare frecvență monitorizată sau, în caz contrar, poate apărea **dedublarea**, atunci când colectarea datelor eșantionate nu este suficientă pentru a recrea semnalul original. Figura 11.33 prezintă această condiție în cazul în care rata eșantionului a fost ușor

Figura 11.33

Forme de undă care afișează dedublarea.



mai puțin de două ori frecvența. Observați că valorile eșantionului ar sugera o frecvență de o treime din frecvența reală. Desigur, într-un sistem de control, variabila controlată nu este, de obicei, urmărirea o undă sinusoidală; este mult mai probabil să fie unele random mișcare neliniară. Cum ar fi aplicată teorema de eșantionare a lui Shannon într-un astfel de caz? Pentru a răspunde la această întrebare, trebuie să inv ocam teorema lui Fourier: *Orice* funcție, sinusoidală sau nu, poate fi exprimată ca suma undelor sinusoidale. Se pare că cu cât un semnal devine mai non-sinusoidal (să zicem, se apropie de o undă pătrată), cu atât mai mult conține frecvențe mai mari. Aceasta înseamnă că, pentru a urma cu precizie o cale aleatorie, un sistem de control ar trebui să eșantioneze cel puțin de două ori mai repede decât cea mai mare frecvență a componentelor. În practică, o rată de eșantionare de cel puțin zece ori mai mare (aplicație vizuală) frecvență în sistem este de obicei suficientă.

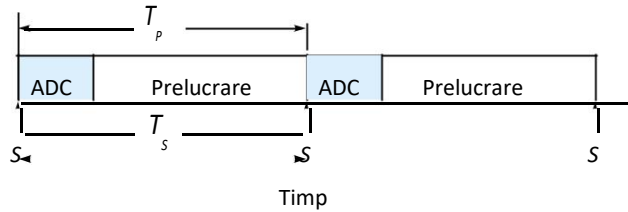
În majoritatea sistemelor, eșantionarea se face o dată la începutul fiecărei trece prin bucla programului (adică un eșantion pentru fiecare iterație). Prin urmare, rata de eșantionare este afectată de cât timp este nevoie pentru ca bucla să fie executată. De asemenea, anumite funcții hardware au nevoie de timp, cum ar fi o conversie analogic-digitală (de obicei, 100 μ s sau mai puțin pentru 8 biți). Figura 11.34 litera (a) ilustrează ciclul de eșantionare; Figura 11.34 litera (b) prezintă o abordare pentru accelerarea ratei de eșantionare. În acest caz, conversia analogic-digitală are loc în același timp cu procesarea. Deși acest lucru crește rata de eșantionare, nu reduce *timpul de transfer*, timpul pentru ca orice probă individuală să treacă prin sistem.

EXEMPLUL 11.8

Un sistem de control bazat pe microprocesor funcționează la o viteză de ceas de 1 MHz. Sistemul utilizează un ADC pe 8 biți cu un timp de conversie de 100 μ s. Bucla programului care procesează intrarea analogic-digitală necesită 55 de instrucțiuni cu un timp de execuție de 4 ceasuri / instrucțiune. Dacă conversia analogic-digitală nu este suprapusă cu procesarea, care este rata maximă de eșantionare? Care este cea mai mare frecvență pe care acest sistem o poate monitoriza?

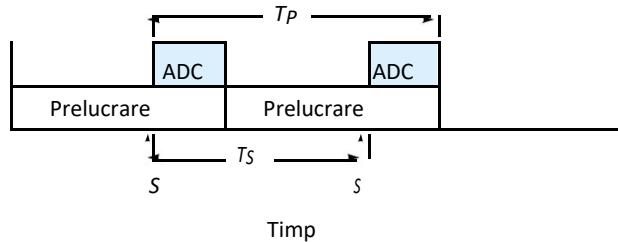
Figura 11.34

Cicluri de eșantionare a datelor.



(a) ADC necesită timp

T_p = Timpul pentru procesarea unui eșantion



(b) Suprapunerea ADC economisește timp

T_s = Timpul dintre probe
 S = Proba prelevată

SOLUȚIE

Timp de conversie analog-digital = $100 \mu\text{s}$

(4 ceasuri)

Timp de procesare = $(55 \text{ instrucțiuni}) \times (4 \text{ clk } \mu\text{s})/\text{instrucțiune} = 220 \mu\text{s}$

Timp de eșantionare (probă) = $100 \mu\text{s} + 220 \mu\text{s} = 320 \mu\text{s}$

Rata maximă a eșantionului = $1/320 \mu\text{s} = 3,125 \text{ kHz}$

Cu o rată de eșantionare de $3,125 \text{ kHz}$, acest sistem ar trebui să poată urmări o variabilă controlată cu o mișcare periodică de $312,5 \text{ kHz}$ ($3,125 \text{ kHz}/10 = 312,5 \text{ Hz}$).

Autotuning

Autotuning este capacitatea unor controlere digitale de a monitoriza propria lor de ieșire și de a face modificări minore în constantele câștig (K_p , K_I și K_D). De exemplu, un sistem de control al temperaturii ar putea să-și reducă ușor câștigul proporțional dacă depășirea depășește un anumit prag și să crească câștigul dacă răspunsul este prea lent. La fel ca tuning-ul manual, autotuning-ul este un proces iterativ, dar pentru că este în curs de desfășurare, sistemul se poate adapta la schimbările din proces. Din acest motiv, controlerele care utilizează autotuning sunt cunoscute sub numele de **controlere adaptive**.

11.7 CONTROLERE PIP

Punctul setat a fost definit ca locul în care doriți să fie variabila controlată. Într-un sistem dinamic, cum ar fi un braț robot, poziția dorită este o țintă în mișcare, caz în care suntem preocupați de controlul căii. Mai mult, calea dorită între două puncte poate să nu fie o linie dreaptă. De exemplu, un robot de sudură trebuie să urmeze calea sudurii. Există două modalități de a pune în aplicare controlul căii: abordarea "morcov-și-cal" și **abordarea feedforward sau PIP**.

Servomecanismele discutate până acum au folosit ideea de morcov și cal: Variabila controlată (calul) încearcă întotdeauna să ajungă din urmă până la punctul stabilit în mișcare (morcov). Controlorul are informații doar despre trecut și prezent, nu și despre locul în care se îndreaptă, ceea ce reprezintă un handicap grav de a plasa sistemul. Este ca un șofer de curse, care accelerează în jurul pistei, care poate vedea doar la distanță de un picior în fața mașinii. În mod normal, șoferul poate vedea din timp dacă drumul schimbă direcția și poate face ajustările necesare pentru a provoca un viraj lin. Fără capacitatea de a privi înainte, șoferul ar trebui să meargă foarte lent sau să riște să conducă pe șosea (depășire) pe un viraj ascuțit.

Un controler **Proportional + Integral + Preview(PIP)** este un sistem care încorporează informații despre calea viitoare în ieșirea sa actuală. Multe sisteme au această informație disponibilă - fie întreaga cale este stocată în memorie, fie sistemul este echipat cu un senzor de *previzualizare*, așa cum este ilustrat în Figura 11.35 pentru un robot de sudură. Ecuația pentru un sistem PIP simplu urmează:

$$\text{Output} = K_P E + K_I K_P \sum (E \Delta t) + K_F (P_{T+1} - P_T) \quad (11.17)$$

unde

K_P = constanta castigului proportional

K_I = constanta câștigului integral

Figura 11.35

Un sudor folosind un senzor de previzualizare pentru controlul PIP.

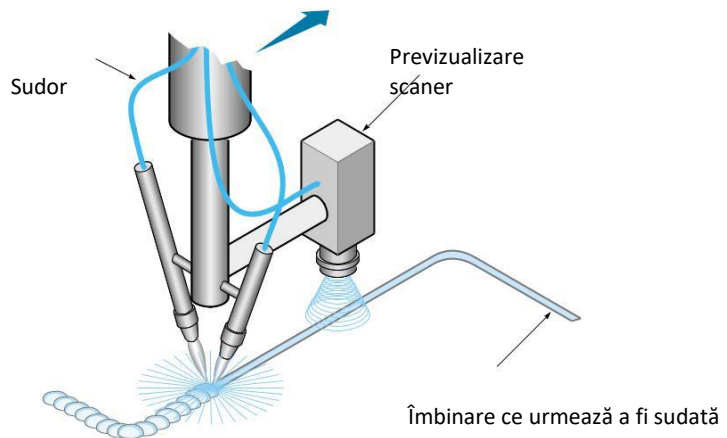
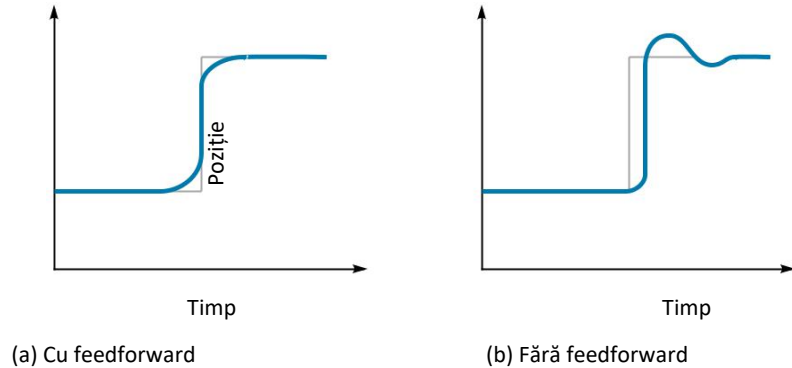


Figura 11.36

Control îmbunătățit al
căii cu feedforward.



K_F = feedforward câștig constant

E = eroare ($SP - PV$)

P_T = poziția în care ar trebui fie acum

P_{T+1} = poziția în care ar trebui să fie, în viitor (la $T + 1$)

Observați că termenul feedforward, $K_F (P_{T+1} - P_T)$, este proporțional cu diferența dintre locul în care se află obiectul controlat și locul în care trebuie să se fie în viitor. Dacă acest număr este mare, sistemul are un drum lung de parcurs și ar trebui să accelereze. Dacă numărul este mic sau zero, sistemul se va opri și așa ar trebui să înceapă să încetinească. În fiecare caz, valoarea termenului feedforward este adăugată la ieșirea controlerului, astfel încât obiectul controlat să fie împins cu mai multă sau mai puțină forță, în funcție de locul în care trebuie să fie în viitorul apropiat. Figura 11.36 prezintă calea a două sisteme de control, unul cu feedforward și unul fără. Anticipând schimbarea direcției, sistemul PIP poate începe să încetinească înainte de timp și să minimizeze depășirea.

11.8 CONTROLERE LOGICE FUZZY

Introducere

Logica fuzzy, un concept relativ nou în teoria controlului, este pur și simplu acceptarea principiilor care au existat de la începutul timpului: *cantitățile din lumea reală nu sunt la fel "totul sau nimic" sau "alb-negru", ci ceva între*. De exemplu, dacă măncați un măr muscatura-cu-muscatura, la ce moment nu mai este un măr? Dacă conduceți cu geamurile deschise la amurg, în ce moment "răcoritor de rece" se transformă în "puțin rece"? După ce soarele apune, în ce moment ai aprinde farurile? Sistemele tradiționale de control pot gestiona variațiile de intrare, dar le gestionează într-un mod foarte unidimensional - adică cu un singur model matematic. De exemplu, un controler proportional poate răspunde la orice valoare de eroare între 0 și 100 %, dar gestionează toate cazurile în același mod, adică înmulțind eroarea cu K_P . Controlerele logice fuzzy sunt modelate după modul natural în care oamenii ajung la soluții:

- Aplicăm diferite metodologii de soluție (reguli), în funcție de valoarea stimulului. Cu alte cuvinte, am putea avea două sau trei tipuri diferite de răspuns la aceeași situație generală, dar răspunsul specific pe care îl alegem va depinde de stimulul actual.
- Aplicăm frecvent mai mult de una dintre "regulile" noastre în același timp la o singură problemă, astfel încât cursul real de acțiune este rezultatul unei combinații de reguli, fiecare ponderată diferit în funcție de stimul.
- Acceptăm o anumită imprecizie, ceea ce ne permite să ajungem la soluții viabile la probleme care nu sunt complet definite și cu mult mai puțin timp de procesare decât ar fi nevoie pentru a ajunge la o soluție exactă.

Să ne uităm la fiecare dintre acestea în detaliu. Primul punct: *Aplicăm metodologii de rezolvare diferite la aceeași problemă.* Un alt mod de a pune acest lucru este că un individ are moduri diferite de a privi la aceeași situație generală, și răspunsul său va fi diferit în funcție de modul în care acesta este "văzut" la momentul respectiv. De exemplu, putem experimenta temperaturi mai scăzute ca fiind în categoria "revigorant și răcăros" sau în categoria "rece", și avem o gamă diferită de răspunsuri posibil contradictorii pentru fiecare categorie - de exemplu, în primul caz, putem lua în considerare deschiderea ferestrelor și respirația profundă; în al doilea caz, am putea lua în considerare punerea de un pulover și pornirea centralei.

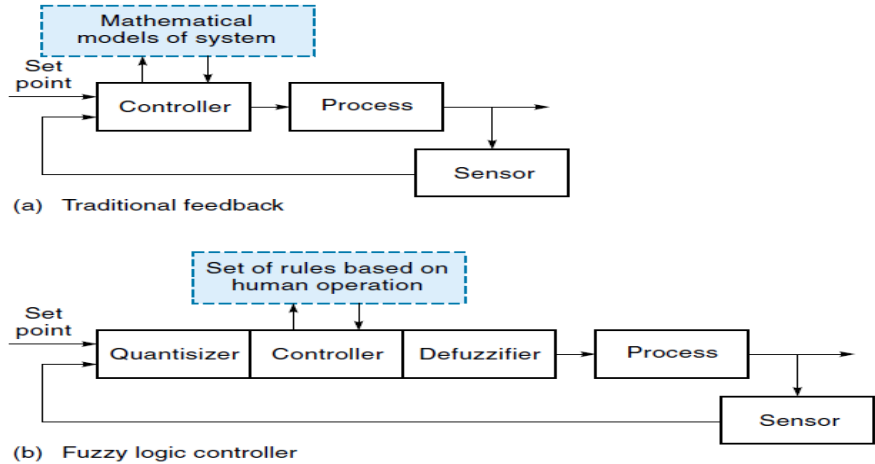
Al doilea punct: *Aplicăm adesea mai mult de una dintre regulile noastre la aceeași problemă în același timp.* Cursul de acțiune pe care ajungem să-l luăm este de fapt o combinație de două sau mai multe strategii de răspuns diferite, ponderate în funcție de stimul. De exemplu, dacă temperatura este de 68 ° F, s-ar putea procesa ca fiind *atât* "revigorant" și "oarecum rece", și răspunsul dumneavoastră ar putea fi să respirați profund în timp ce încercați să vă amintiți unde ar putea fi puloverul. Când temperatura scade la 65 ° F, s-ar putea procesa ca fiind "prea revigorant" (adică mai puțin de 100% revigorant) și "cu siguranță rece"; răspunsul dumneavoastră ar putea fi de a găsi și de a vă pune puloverul.

Al treilea punct: *Acceptăm o anumită imprecizie, care este foarte importantă în a ne ajuta să ajungem la soluții viabile.* Luați în considerare sarcina de a parca o mașină. Cei mai mulți oameni pot parca o mașină într-un minut sau două și de a o face un "destul de bine" pe locuri de parcare unde este o distanță relativ mică între două mașini și aproape de bordură. În cazul în care cerința a fost că a trebuit să fie exact între mașini (la cel mai apropiat 0.1 inch) și exact 12 inch de la bordură, nici unul dintre noi ar putea face acest lucru cu excepția cazului în care am instalat senzori de distanță precizi; chiar și atunci, ar putea dura luni pentru a manevra mașina la locul exact. Sistemele de control (în special servomecanismele) s-au bazat în mod tradițional pe cel mai precise (și, prin urmare, complicate) modele matematice pe care le poate face sistemul, ceea ce necesită ca un controler să facă multe calcule. Cu toate acestea, realitatea este că *un sistem real nu este niciodată o reprezentare exactă a modelului său* (în sistemele reale sunt scăpate neliniarități care nu pot fi niciodată complet contabilizate); prin urmare, timpul petrecut de controler găsind o soluție exactă la un model ipotetic inexact și nu duce neapărat la cel mai bun răspuns.

Un controler logic fuzzy imită modul în care un operator uman informat ar controla ceva. Cu alte dispoziții, aplică un set de norme de control adecvate situației,

Figura 11.37

Diagramele
blocului de control
logic tradițional și
neclar.



care se pot suprapune și chiar se pot contrazice reciproc. Cursul final de acțiune este ceea ce am putea numi o *hotărâre*, care este o combinație adecvată a toți factorilor relevanți. Figura 11.37 litera (a) prezintă o diagramă bloc a unui sistem tradițional de control al feedback-ului. Acest controler ia decizii cu privire la ceea ce trebuie făcut fie pe baza unui model matematic al procesului, fie, în cazul unui controler PID, și a unui set fix de relații matematice. Figura 11.37 litera (b) prezintă o diagramă bloc a unui sistem de control logic fuzzy. Controlerul logic fuzzy utilizează ca ghid un set de reguli de răspuns stabilite de operator bine informat sau de un inginer de sistem. Blocul marcat "Quantisizer" preia datele de la senzor (senzori) și le transformă într-o formă pe care o poate utiliza controlerul logic fuzzy; de exemplu, datele de la un senzor de temperatură pot fi convertite din grade în **predicate fuzzy**, cum ar fi *vioi, rece, rece* și *foarte rece*.^{*} Rezultatul furnizat de un controler fuzzy este de fapt un set sau gama de răspunsuri. (Gândiți-vă înapoi la cât de des ați avut "sentimente amestecate" despre un răspuns la o problemă.) Cu toate acestea, este clar că un dispozitiv de acționare are nevoie de un semnal specific, cum ar fi o tensiune pentru un motor, deci este sarcina blocului "defuzzifier" [Figura 11.37 (b)] să distileze răspunsul pe mai multe niveluri al controlerului într-un semnal de control specific, "clar", de acționare.

^{*} Alte posibilități sunt valori *neclare ale adevărului* ("adevărat", "destul de adevărat", "nu foarte adevărat"), *cuantificatori fuzzy* ("majoritatea", "puțini", "aproape") și *probabilități neclare* ("probabil", "foarte probabil", "nu foarte probabil").

Logica fuzzy a fost propusă pentru prima dată de L. A. Zadeh care lucra la Berkeley în 1965. Cu toate acestea, industria japoneză a îmbrățișat cu adevărat ideea și a dezvoltat aplicații în domeniul controlului logic fuzzy. Una dintre primele aplicații majore ale controlului logic fuzzy a fost sistemul de metrou din orașul Sendai. Performanța acestui sistem sa dovedit a fi mult îmbunătățită față de controlerle tradiționale. De exemplu, mașinile se opresc cu ușile aproape exact acolo unde ar trebui să fie, iar accelerația este atât de lină încât clienții nu prea trebuie să folosească mânerul deasupra capului. Alte exemple sunt capacitățile de schimbare a transmisiilor automate (Nissan, Honda și Saturn pentru a numi câteva). Nissan susține că va reduce consumul de combustibil cu 12-17%. O transmisie automată tradițională este construită pentru a se deplasa întotdeauna la anumite turații și condiții de motor, ceea ce poate duce la o mulțime de schimbări. Șoferii umani nu numai că nu se deplasează la fel de des, dar, de asemenea, nu se deplasează întotdeauna cu aceeași viteză, de exemplu, atunci când urcă un deal. Mașinile de spălat fuzzy controlate logic ajustează cantitatea de apă, cantitatea de detergent și timpul de ciclu la cât de murdare și câte haine sunt în sarcină.

Exemplu de sistem cu o singură intrare

Pentru a înțelege cum funcționează de fapt controlerul logic fuzzy, să ne uităm la un exemplu simplu de control al temperaturii într-o cameră. Sistemul este format dintr-o cameră, o centrală pe gaz, un senzor de temperatură și controlerul logic fuzzy (Figura 11.38). Debitul de gaz către cuptor este reglat de un buton care se oprește de la oprit la plin (în zece poziții). Controlerul fuzzy va eșantiona temperatura și, apoi pe baza unui set de reguli, va regla butonul de gaz în sus sau în jos. Controlerul încearcă să mențină un nivel de temperatură confortabilă (definit ca 70 ° F) în cameră.

Pentru simplitate, vom defini doar trei condiții de temperatură: *caldă*, *medie* și *rece*. Fiecare condiție, reprezentată în graficul din Figura 11.39(a), arată ca un triunghi și se numește **funcție membru**, deoarece reprezintă o gamă de temperaturi la care sunt toți membri ai aceleiași categorii. De exemplu, suntem dispuși să spunem că

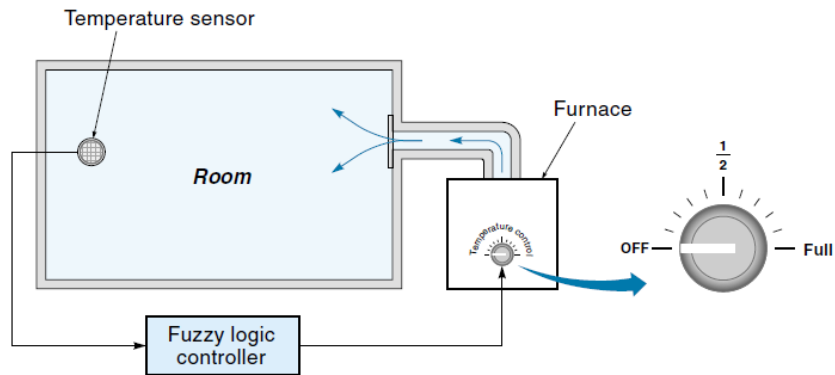
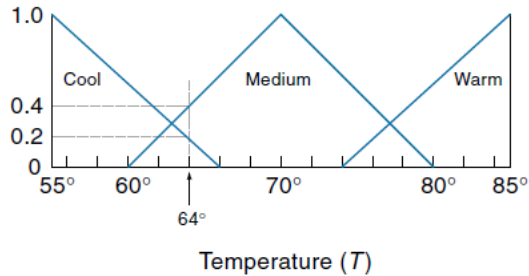


Figura 11.38

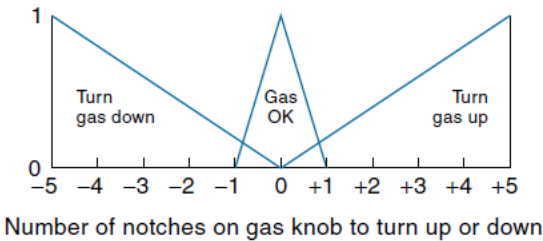
Folosind o logică fuzzy controler pentru a controla temperatura într-o cameră.

Figura 11.39

Seturi de intrare și ieșire pentru un controler logic fuzzy cu o singură intrare.



(a) Input sets for three temperature conditions



(b) Output sets for three kinds of action

(pentru oameni) *mediu* poate fi orice între 60 și 80 °, dar este cel mai adevărat la 70 °. În același timp, spunem că orice temperatură sub 66° este *rece*; cu toate acestea, utilizarea termenului *rece* este *mai adevărată la 55 ° decât este la 66 °*. Termenii *mediu* și *rece* se numesc seturi **fuzzy**, deoarece exprimă o gamă de valori. Observați că seturile fuzzy se suprapun (de exemplu, între 60° și 66°). Acest lucru înseamnă pur și simplu că o anumită temperatură poate fi membră a mai multor seturi; de exemplu, 64° este un "pic cool" și "ceva mediu" în același timp.

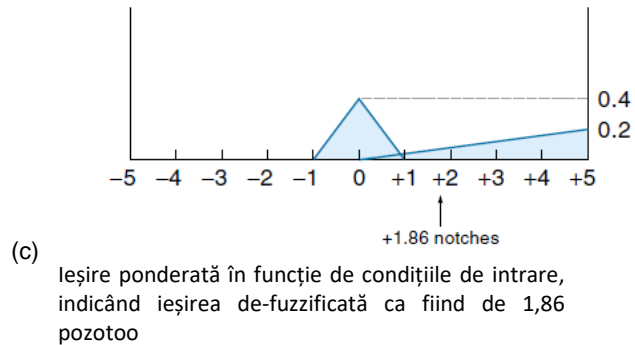
Controlerul fuzzy funcționează pe un set de reguli if-then, care sunt declarate în termeni lingvistici. În exemplul nostru, am putea avea trei reguli:

- Regula 1: Dacă temperatura este *rece*, creșteți cantitatea cu gaz.
- Regula 2: Dacă temperatura este *medie*, atunci gazul este OK.
- Regula 3: Dacă temperatura este *caldă*, reduceți cantitatea de gaz.

În continuare trebuie să definim "creșteți cantitatea" și "reduceți cantitatea" gazului. Figura 11.39 (b) arată acest lucru într-un alt grafic de seturi neclare. Aici puteți vedea că triunghiul pentru "reduceți cantitatea" corespunde rotirii butonului de gaz spre oprire, oriunde de la una la cinci poziții. "Gaz OK" corespunde să nu se deplaseze butonul, sau cel mult se deplasează o poziție în orice direcție, și așa mai departe. Cu aceste două grafice și setul de reguli, controlerul logic fuzzy poate funcționa. De exemplu, dacă senzorul de temperatură a raportat 64°, quantisizer-ul ar determina că 64° este 20% *rece* și 40% *mediu* [a se vedea figura 11.39 litera (a)].

Figura 11.39

Continuat.



Aceasta înseamnă că regula 1 se aplică la 20 %, regula 2 se aplică la 40 %, iar regula 3 nu se aplică deloc. Acum redesează graficul de ieșire cu magnitudinile ajustate în funcție de reguli [Figura 11.39 litera (c)]. Adică, regula 1 spune, "Dacă temperatura este *rece*, atunci creșteți gazul"; astfel, deoarece regula 1 este 20% adevărat, am stabilit valoarea maximă a "reduceti gazul" la 20 %. În mod similar, regula 2 este 40% adevărată, așa că ajustăm triunghiul "Gas OK" la o valoare maximum de 40%. Din punct de vedere tehnic, ieșirea controlerului logic fuzzy este uniunea acestor două seturi [Figura 11.39 (c)]. Cu toate acestea, butonul de gaz are nevoie de o comandă specifică, deci trebuie să "defuzzificăm" setul de ieșire, adică să găsim o valoare medie. În acest caz, găsim punctul de pe axa orizontală unde zona de sub curbă este aceeași pe fiecare parte. Acest punct este 1.86, ceea ce înseamnă că ar trebui să pornim butonul de gaz 1.86 trepte. Are sens acest lucru? Da- o temperatură de 64° este puțin rece, așa că v-ați aștepta ca, controllerul să reducă puțin gazul.

Exemplu de sistem cu două intrări

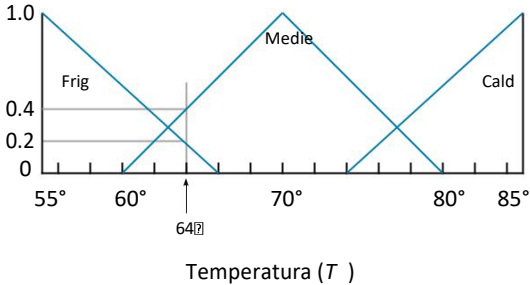
Să ne uităm la un controler logic fuzzy mai sofisticat care utilizează două intrări. Folosind din nou exemplul unui controler de temperatură a camerei, să adăugăm o a doua intrare: "schimbarea ratei de temperatură". Deci, acum, controlerul știe ce este temperatura (T) și cât de repede se schimbă (ΔT). Ca și până acum, temperatura de intrare va fi evaluată ca fiind fie *caldă*, *medie* sau *rece* [Figura 11.40(a)]. De asemenea, definim ΔT în trei categorii simple: *coborâre*, *echilibru* și *ridicare* [Figura 11.40 (b)]. De exemplu, *coborârea* este definită ca temperatura care se încadrează la o viteză de 0,2° pe minut la 1° pe minut. În graficul din figura 11.40 litera (b), categoriile sunt reprezentate ca triunghiuri, unde înălțimea reprezintă măsura în care acest termen este adevărat, trecând de la o probabilitate de 0 la o probabilitate de 1 (sau de la 0 la 100%).

Acum abordăm pasul important de stabilire a regulilor pentru operator. Există acum nouă seturi posibile de intrări T și ΔT , așa cum se detaliază mai jos. Pentru fiecare set de intrări fuzzy, este specificată o ieșire fuzzy. Observați că aceste reguli sunt doar simple și de bun simț.

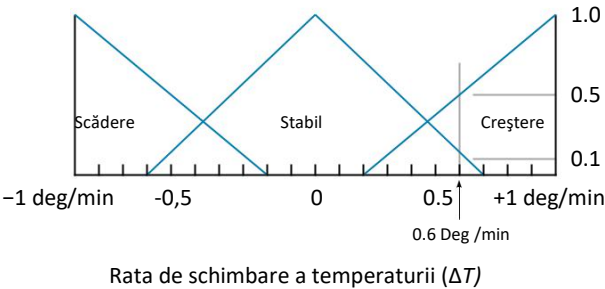
- Regula 1: Dacă T este *rece* și *coborâre*, atunci creșteți brusc gazul.
- Regula 2: Dacă T este *rece* și *constant*, atunci creșteți gazul.
- Regula 3: Dacă T este *rece* și *ridică*, atunci gazul este OK.

Figura 11.40

Seturi de intrare și un tabel de ieșire pentru un controler logic fuzzy cu două intrări.



(a) Seturi de intrare pentru trei condiții de temperatură



(b) Seturi de intrare pentru trei tipuri de acțiuni

		ΔT		
		Inferior	Stabil	Ridica
T	Rece	+5 Articolul 1	+2 Articolul 2	0 Articolul 3
	Medie	+2 Articolul 4	0 Articolul 5	-2 Articolul 6
	Cald	0 Articolul 7	-2 Articolul 8	-5 Articolul 9

(c) Tabel de ieșire

- Regula 4: Dacă T este *mediu* și *scade*, atunci creșteți gazul.
- Regula 5: Dacă T este *mediu* și *constant*, atunci gazul este OK.
- Regula 6: Dacă T este *mediu* și *ridică*, atunci reduceți gazul.
- Regula 7: Dacă T este *cald* și *coborâre*, atunci gazul este OK.
- Regula 8: Dacă T este *cald* și *constant*, atunci reduceți gazul.
- Regula 9: Dacă T este *cald* și *ridică*, atunci reduceți brusc gazul.

Apoi, trebuie să atribuim valori condițiilor de ieșire ale "gazului de creștere", "gazul este OK" și "scăderea gazului". Fiecare condiție de ieșire ar putea fi un set neclar (așa cum au fost în exemplul anterior), dar de data aceasta vom folosi un tabel de valori discrete [Figura 11.40 (c)]. Fiecare poziție din tabel corespunde unei reguli și conține un număr de la 0 la ± 5 , care răspunde la numărul de trepte pentru a roti butonul de gaz în sus sau în jos. De exemplu, dacă temperatura este *rece* și *scade* (regula 1), întoarceți calea gazului în sus (cinci trepte). Dacă temperatura este *rece* și *constantă*, atunci întoarceți puțin gazul (două trepte) și așa mai departe. Cu sistemul astfel definit, putem folosi acum un exemplu pentru a arăta cum funcționează.

Să presupunem că senzorul de temperatură raportează 64° (la fel ca exemplul anterior) și că temperatura crește oarecum rapid la $0,6^\circ$ pe minut. Din graficul seturilor de temperatură-intrare [Figura 11.40(a)], puteți vedea că 64° corespunde la 20% *rece* și 40% *mediu*. Apoi, din graficul ΔT [Figura 11.40 (b)] puteți vedea că $0,6^\circ$ pe

minut corespunde la 10% *constantă* și 50% *creștere*. Analizând lista celor nouă reguli, vedem că în acest caz se aplică doar patru reguli:

- Regula 2: Dacă T este *rece* și *constant*, atunci creșteți gazul.
- Regula 3: Dacă T este *rece* și *ridică*, atunci gazul este OK.
- Regula 5: Dacă T este *mediu* și *constant*, atunci gazul este OK.
- Regula 6: Dacă T este *mediu* și *ridică*, atunci reduceți gazul.

Deoarece variabilele sunt neclare, fiecare regulă va contribui într-o măsură diferită. Primul pas spre a ajunge la o singură valoare de ieșire este de a calcula compatibilitatea pentru fiecare regulă. *Compatibilitatea* este pur și simplu produsul celor două probabilități din regulă, așa cum sunt exprimate în ecuația 11.18:

$$\text{Compatibilitate} = w_i = A_{i1} \times A_{i2}, \quad i = 1, 2 \dots \quad (11.18)$$

unde

w_i = compatibilitate (o măsură a influenței regulii i)

A_{i1} = probabilitatea primei condiții (T)

A_{i2} = probabilitatea celei de-a doua condiții (ΔT)

Aplicarea ecuației 11.18 la regulile aplicabile din acest exemplu,

$$w_2 = 0,2 \times 0,1 = 0,02^*$$

$$w_3 = 0,2 \times 0,5 = 0,1$$

$$w_5 = 0,4 \times 0,1 = 0,04$$

$$w_6 = 0,4 \times 0,5 = 0,2$$

Acum, folosind figura 11.40 (c), putem determina valoarea de ieșire pentru fiecare regulă aplicabilă:

$$y_i = w_i \times B_i, \quad i = 1, 2, 3 \dots \quad (11.19)$$

unde

y_i = ieșire dintr-o singură regulă

w_i = compatibilitate (o măsură a influenței regulii i) B_i = valoarea corespunzătoare din tabelul de ieșire

Aplicarea ecuației 11.19 la regulile 2, 3, 5 și 6,

$$y_2 = w_2 \times B_2 = 0,02 \times 2 = 0,04$$

$$y_3 = w_3 \times B_3 = 0,1 \times 0 = 0$$

$$y_5 = w_5 \times B_5 = 0,04 \times 0 = 0$$

$$y_6 = w_6 \times B_6 = 0,2 \times -2 = -0,4$$

* Adică, pentru regula 2, cool = 0,2 și constant = 0,1.

Acum avem patru ieșiri din cele patru reguli, dar trebuie să defuzzificăm aceste date într-o singură comandă pentru butonul de gaz. O medie simplă nu ar funcționa, deoarece unele condiții sunt evocate mai puternic decât altele. O abordare este utilizarea unei *medii ponderate*, așa cum se specifică în ecuația 11.20:

$$y_{\text{tot}} = \frac{w_1 y_1 + w_2 y_2 + \dots}{w_1 + w_2 + \dots} \quad (11.20)$$

Aplicarea ecuației 11.20 la această problemă,

$$\begin{aligned} y_{\text{tot}} &= \frac{w_2 y_2 + w_3 y_3 + w_5 y_5 + w_6 y_6}{w_2 + w_3 + w_5 + w_6} \\ &= \frac{(0.02 \times 0.04) + (0.1 \times 0) + (0.04 \times 0) + (0.2 \times -0.4)}{0.02 + 0.1 + 0.04 + 0.2} \\ &= \frac{-0.079}{0.36} = -0.22 \text{ notch} \end{aligned}$$

Prin urmare, ieșirea finală a controlerului logic fuzzy specifică faptul că gazul trebuie scăzut ușor (0,22 treaptă). Cu toate acestea, temperatura din cameră este de fapt oarecum rece (64°); de ce controlerul trimite un semnal pentru a opri gazul? Ne imită inteligența și *știm* că, odată cu creșterea atât de rapidă a temperaturii (0,6° pe minut), am ușurat mai bine căldura acum sau cu siguranță va depăși.

Gânduri de închidere

Se pare sigur că, controlerile logice fuzzy vor fi utilizate în tot mai multe produse și sisteme. Pe partea de consum, acestea sunt deja utilizate în automobile, focalizarea camerei, aparate de aer condiționat și cuptoare cu microunde, pentru a numi câteva. Pentru sistemele industriale, acestea sunt utilizate în controlul proceselor pentru controlul temperaturii și debitului și în servomecanisme pentru controlul vitezei și pilot automat pentru elicopter. De asemenea, controlerile logice fuzzy sunt utilizate împreună cu controlerile PID tradiționale, unde sarcina controlerului fuzzy este de a adapta parametrul PID la condițiile în schimbare.

În multe cazuri, controlerul fuzzy este un microcontroler tradițional, cum ar fi Intel 8051 sau Motorola 68HC11, care a fost programat să implementeze logica fuzzy. De asemenea, noi circuite integrate de control logic fuzzy care sunt concepute special pentru această aplicație devin disponibile.

Un ultim cuvânt: Deși controlerile logice neclare s-au comportat în mod repetat mai bine decât omologii lor tradiționali ai sistemului de control, aceste îmbunătățiri nu vin fără efort. Găsirea setului de reguli potrivit și specificarea naturii și gamei variabilelor fuzzy pot fi foarte consumatoare de timp. Sosirea la setul potrivit de intrări pentru trenul cu sens invers din Sendai a avut nevoie de mulți ingineri și luni de zile de căutare. Cu toate acestea, la fel ca și controlerul tradițional digital, algoritmul de control logic fuzzy este implementat în software, nu în hardware, astfel încât reglarea fină se poate face cu timpi minimi de ne-funcționare a sistemului.

REZUMAT

Controlerul, o parte a sistemului de control, direcționează dispozitivul de acționare pentru a muta un param-eter, care se numește variabila controlată. Un controler de feedback are două intrări, punctul setat (SP) și variabila de proces (PV) și o ieșire. Punctul setat specifică poziția dorită a variabilei controlate. Variabila de proces este poziția reală a variabilei controlate, raportată de un senzor. Valoarea de eroare (E) este diferența dintre punctul setat și variabila de proces ($E = SP - PV$). Pe baza erorii, controlerul creează un semnal de control pentru acționator.

Există două clasificări majore ale sistemelor de control al feedback-ului: servomecanisme și controlul proceselor. Servomecanismele sunt de obicei sisteme mecanice în mișcare. Analiza unor servomecanisme poate necesita o abordare extrem de matematică (care nu este prezentată în acest text). Controlul procesului se referă la un sistem care încearcă să mențină un anumit proces la o valoare constantă. Sistemele de control al proceselor sunt de obicei mai lente decât servomecanismele, iar datele empirice ar putea fi necesare să fie utilizate în proiectare.

Există diferite niveluri de strategie de control. Cele mai simple sunt controlerile on-off; cu acestea, servomotorul este fie în forță maximă, fie oprit, ca într-un sistem de încălzire controlat termostatic. Controlul proporțional este mai sofisticat; cu acest sistem, controllerul oferă o forță de restaurare proporțională cu eroarea. O problemă cu controlul proporțional este că nu poate reduce eroarea la zero, deoarece nu oferă nici o forță la zero eroare.

Controlul integral este uneori adăugat la controlul proporțional și oferă o forță de restaurare bazată pe suma erorilor din trecut. Controlul integral poate reduce eroarea de stare de echilibru la zero, dar poate introduce probleme de stabilitate.

Controlul derivat, care poate fi, de asemenea, adăugat la controlul proporțional, oferă o forță de restabilire care se bazează pe rata pe care eroarea crește (sau scade) și tinde să grăbească răspunsul și să reducă depășirea.

Controlul PID combină controalele proporționale, integrale și derivate într-un singur controller și este o strategie de control foarte comună, în special pentru sistemele de control al proceselor. Controlerul PID este reglat pentru a efectua în orice aplicație particulară prin ajustarea constantelor de câștig pentru proporțional, integral și derivat. Controlerile analogice PID utilizează amplificatoare diferențiale pentru a crea și apoi însuma cele trei componente de control. Controlerile digitale PID funcționează sub controlul programului; programul este sub forma unei bucle nesfârșite. Cu fiecare trecere prin buclă, se efectuează următoarele funcții: Citiți în variabila de proces și setați punctul, calculați ieșirea controlerului și trimiteți ieșirea la actuator.

Controlerile logice fuzzy sunt relativ noi și utilizează o abordare complet diferită de controlerile tradiționale. Controlerile logice neclare nu se bazează pe un model matematic al sistemului, ci implementează aceleași "reguli" de control pe care le-ar face un operator uman calificat. Fundamentală în conceptul de logică neclară este recunoașterea faptului că regulile și condițiile vin în grade, așa cum se specifică în termeni lingvistici - de exemplu, *calde*, *mai calde* și *foarte calde*.

GLOSAR

controler adaptiv Un controler, cum ar fi un PID, cu capacitatea suplimentară de a monitoriza și de a îmbunătăți propriile performanțe.

aliasing Evenimentul care apare atunci când datele greșite sunt reconstruite din datele esantionate ale senzorului, deoarece rata de eșantionare este prea lentă.

autotuning Capacitatea unor controlere digitale de a se regla continuu prin efectuarea unor mici schimbări în constantele lor de câștig, pe baza performanțelor anterioare.

bias O valoare care se adaugă la ieșirea controlerului pentru a compensa o forță de perturbare constantă, cum ar fi gravitația.

Bode plot Un grafic care trasează câștigul sistemului și schimbarea fazei față de frecvență; poate fi folosit pentru a determina stabilitatea sistemului.

sistem în buclă închisă Un sistem de control care utilizează feedback- adică un senzor îi spune controlerului starea reală a variabilei controlate.

metoda ciclului continuu O metodă de reglare a unui controler PID care implică intrarea controlerului în oscilații și măsurarea răspunsului; constantele PID sunt calculate pe baza acestor date.

variabilă controlată Parametrul care este controlat, cum ar fi temperatura într-un sistem de încălzire.

bandă moartă Intervalul mic, de o parte și de alta a punctului setat (variabila controlată), unde eroarea nu poate fi corectată de controler din cauza frecării, a reacției mecanice și a elementelor asemenea.

timp mort Intervalul de timp dintre semnalul de corectare trimis de controler și răspunsul sistemului.

zona moartă A se vedea **banda moartă**.

controlul derivat O strategie de control al feedback-ului în care forța de restabilire este proporțională la rata pe care eroarea o schimbă (în creștere sau în scădere); controlul derivat tinde să grăbească răspunsul și să reducă depășirile.

eroare (E) Diferența dintre locul în care ar trebui să fie variabila controlată și locul în care este de fapt ($E = SP - PV$).

feedforward Conceptul de a permite controlerului să știe în avans că urmează o schimbare.

logica neclara O noua strategie de control, modelată inițial pe procesele de gândire umană, în care deciziile se iau pe baza unui număr de factori și fiecare factor poate avea calități precum *poate* și *aproape*, pentru a numi doar doi.

predicate neclare Termeni lingvistici de grad, utilizați în descrierea variabilelor reale - de exemplu, *cald*, *foarte cald*, *nu atât de cald*, și așa mai departe.

set fuzzy Gama de valori la un predicat fuzzy într-un sistem.

câștig un factor de multiplicare; o funcție de transfer în stare stabilă. Termenul *câștig de sistem* se referă la factorul de câștig proporțional (K_P).

marja de câștig O formă de marjă de siguranță. Când decalajul de fază este de 180° , marja de câștig este suma pe care câștigul ar putea fi majorată înainte ca sistemul să devină instabil.

control integral O strategie de control al feedback-ului în care forța de restabilire este proporțională cu suma tuturor erorilor din trecut înmulțite cu timpul. Acest tip de control este capabil să elimine eroarea de stare de echilibru, dar crește depășirea.

iterație *Vedeți scanarea.*

timp de lag timp Timpul dintre schimbarea punctului setat și mișcarea reală a variabilei controlate.

funcția de membru Utilizată împreună cu controlul logicii fuzzy, distribuția valorilor care au fost grupate într-o singură categorie.

control on-off *Vedeți controlul în două puncte.*

sistem open-loop Un tip de sistem de control în cazul în care nu există nici un feedback; în consecință, controlerul nu știe sigur starea exactă a variabilei controlate.

depășire Evenimentul care are loc atunci când valoarea variabilei controlate ajunge și apoi trece peste punctul stabilit, înainte de a se întoarce sau de a opri.

marginea fazei O formă a unei marje de siguranță. Când câștigul sistemului este 1, marginea fazei este suma pe care decalajul de fază ar putea fi mărită înainte ca sistemul să devină instabil.

PID înseamnă proporțional + integral + derivat; o strategie de control care utilizează feedback proporțional, integral și derivat.

PIP standuri pentru proporțională + Integral + Preview; o strategie de control care utilizează feedforward, astfel încât să știe în avans, dacă vine o schimbare.

feedback pozitiv Evenimentul care apare atunci când semnalul de feedback de la senzor este adăugat la punctul setat (în loc de scăzut); feedback-ul pozitiv va determina probabil ca sistemul să oscileze.

sistem de control al procesului Tipul de sistem în care controlerul încearcă să mențină ieșirea unui anumit proces la o valoare constantă.

variabila de proces (PV) Valoarea reală a unei variabile, raportată de senzor.

banda proporțională Un termen utilizat pentru a descrie câștigul unui sistem de control proporțional. Este schimbarea de eroare care determină ieșirea controlerului să-și schimbe leagănul complet.

control proporțional O strategie de control al feedback-ului în care controlerul oferă o forță de restaurare proporțională cu cantitatea de eroare.

PV *Vezi* **variabila de proces.**

metoda curbei de reacție O metodă de reglare a unui controler PID care implică deschiderea buclei de feedback, injectarea manuală a unei funcții step și măsurarea răspunsului sistemului. Constantele PID sunt calculate pe baza acestor date.

timp de creștere Timpul necesar pentru ca variabila controlată să crească de la 10 la 90% (din valoarea sa finală).

rata de eșantionare De câte ori pe secundă (sau pe minut) un senzor este citit; pentru un controler digital, rata de eșantionare, de obicei, corespunde ratei de scanare.

scanare O trecere prin programul unui controler de tip digital.

servomecanism Un sistem de mișcare mecanică care utilizează controlul feedback-ului, cum ar fi un robot.

set point (SP) O intrare în controler, aceasta reprezintă valoarea dorită a variabilei controlate.

timp de decontare Timpul necesar pentru ca răspunsul sistemului să se stabilească la o anumită valoare de stare de echilibru.

SP *A se vedea* **punctul stabilit.**

eroare de stare de echilibru Eroarea care rămâne după ce răspunsul tranzitoriu a murit.

modificare pas Evenimentul care are loc atunci când se efectuează o modificare discretă la punctul setat.

control în trei poziții Similar cu sistemul în două puncte, cu excepția servomotorului, poate exercita forță în două direcții, astfel încât sistemul este fie off-up-down, off-right-left și așa mai departe.

răspuns tranzitoriu Calea reală pe care variabila controlată o ia atunci când trece dintr-o poziție în alta.

control în două puncte Un tip simplu de sistem de control în care acționatorul este fie în forță maximă, fie oprit; numit, de asemenea, control *on-off*.

tuning Atunci când este aplicat la un sistem de control, acest termen se referă la procesul de a face ajustări la constantele câștig K_P K_I K_D până când performanța sistemului este satisfăcătoare.

windup Asociat cu feedback-ul integral, problema care apare atunci când se acumulează prea multă eroare ca urmare a saturației sistemului înainte de a putea atinge starea pe care teoretic ar trebui să o aibă.

EXERCIȚII

Secțiunea 11.1

1. Să presupunem că figura 11.25 (a) este curba de răspuns a unui sistem de control la o funcție treaptă. Determinați următorii parametri: timpul de creștere, depășirea și timpul de stabilizare.
2. Unui braț robot i s-a dat comanda să meargă într-o nouă poziție. Răspunsul său a fost înregistrat și este prezentat în figura 11.41. Determinați timpul de creștere, depășirea, timpul depășirii și eroarea de stare constantă a răspunsului.

Secțiunea 11.2

3. Dați un exemplu de sistem de control în două puncte (altul decât un sistem de încălzire) și explicați cum funcționează.
4. Un termostat este utilizat pentru a menține o temperatură de 87°F . O înregistrare exactă a temperaturii camerei este prezentată în figura 11.42. Punctele-limită și de întrerupere respective sunt în prezent de 84° și 90° . Care ar fi timpul ciclului dacă punctele de întrerupere și de întrerupere ar fi modificate la 86° și, respectiv, 88° ?
5. Descrieți modul în care controlul în trei poziții ar putea fi folosite pentru a funcționa o moară de vânt astfel încât să se afle în calea vântului. Baza morii de vânt este rotită cu un motor DC bidirecțional.

Secțiunea 11.3

6. Cu propriile cuvinte, explicați principiul controlului proporțional.
7. Câștigul sistemului pentru sistemul de poziție prezentat în Figura 11.6 este de $2\text{ ft} \cdot \text{lb} / \text{deg}$. Dacă punctul setat este de 50° , găsiți cuplul pe braț atunci când brațul este la 15° și 45° .
8. Un controler proporțional pentru o antenă rotativă are un câștig K_P de $5\text{ in.} \cdot \text{oz} / \text{deg}$. Antena a fost inițial îndreptat spre sud, dar a fost apoi comandată la punctul de sud-est.
 - a. Găsiți cuplul inițial furnizat antenei.
 - b. Care este cuplul atunci când antena ajunge la o distanță de 5° de punctul setat?

Figura 11.41

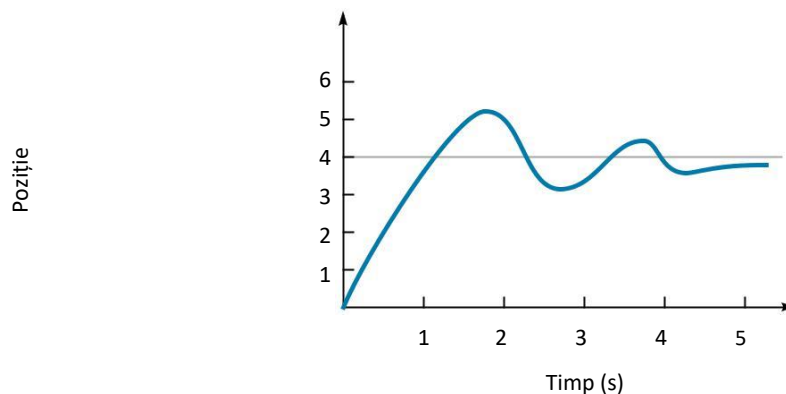
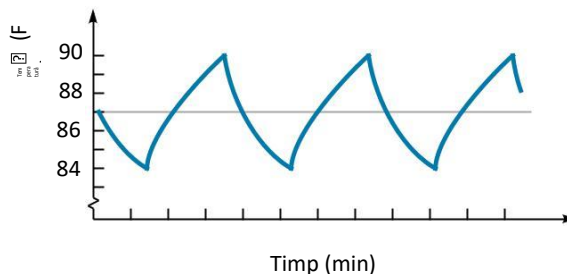


Figura 11.42



9. Explicați de ce un sistem de control proporțional care ridică o greutate nu poate reduce niciodată eroarea de stare stabilă la zero.
10. Un sistem de control proporțional cu un K_P de $5 \text{ ft} \cdot \text{lb} / \text{deg}$ controlează un braț robotic, care este de 2 ft lungime. La ce eroare de stare stabilă v-ați aștepta dacă robotul ar ridica un obiect de 10 lb ?
11. Un sistem de control proporțional cu mișcare liniară are un câștig de $K_P = 5 \text{ lb/in}$. O forță de frecare acționează asupra variabilei controlate cu o forță constantă de $0,25 \text{ lb}$. Găsiți lărgimea benzii moarte.
12. Un sistem de control proporțional trebuie utilizat pentru a controla clapetele aripilor unui avion aerian cu reacție. Sarcina vântului este de așteptat să provoace la fel de mult ca $600 \text{ inch} \cdot \text{lb}$ de cuplu.
sistemul ar trebui să poată menține clapetele la o distanță de 5° de punctul stabilit. Găsiți câștigul K_P necesar pentru a îndeplini cerințele.

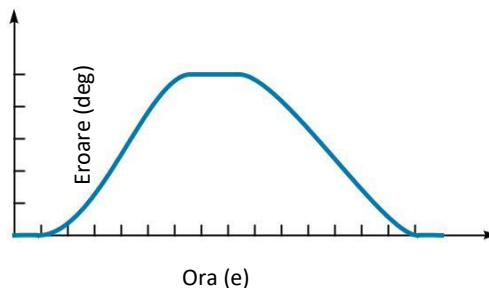
Secțiunea 11.4

13. Explicați modul în care adăugarea feedback-ului integral într-un sistem de control proporțional elimină eroarea în stare stabilă.
14. Un sistem de control cu control integral are o eroare de 2° în stare stabilă similară cu graficele din figura 11.15. Eroarea de stat stabil este pur și simplu rezultatul unui $7 \text{ inch} \cdot \text{Oz}$ forță de frecare. Câte secunde va fi nevoie de controlul integral pentru a corecta această eroare? (Să presupunem $K_I K_P = 1 \text{ in} \cdot \text{oz} / \text{deg} \cdot \text{s}$)
15. Un sistem de control proporțional funcționează față de $20 \text{ inch} \cdot \text{lb}$ de frecare care provoacă o eroare de stare de echilibru de 5° . Dacă feedback-ul integral este adăugat cu un K_I de $2/\text{s}$, cât timp ar dura pentru ca eroarea să fie eliminată?
16. Ce problemă este rezolvată și ce problemă nouă este creată prin adăugarea de feedback integral?

Secțiunea 11.5

17. Feedback-ul derivat produce o forță proporțională cu ce?
18. Un grafic de eroare versus timp (pentru un sistem de control) este prezentat în figura 11.43. $K_P = 1 \text{ in} \cdot \text{oz/deg}$ și $K_D = 2 \text{ s}$ Găsiți valorile maxime pozitive și negative ale producției derivate. Faceți o schiță a rezultatului derivat versus timp.
19. Explicați modul în care feedback-ul derivat face ca un sistem de control să fie mai receptiv la rapid schimbare și modul în care reduce depășirea.

Figura 11.43



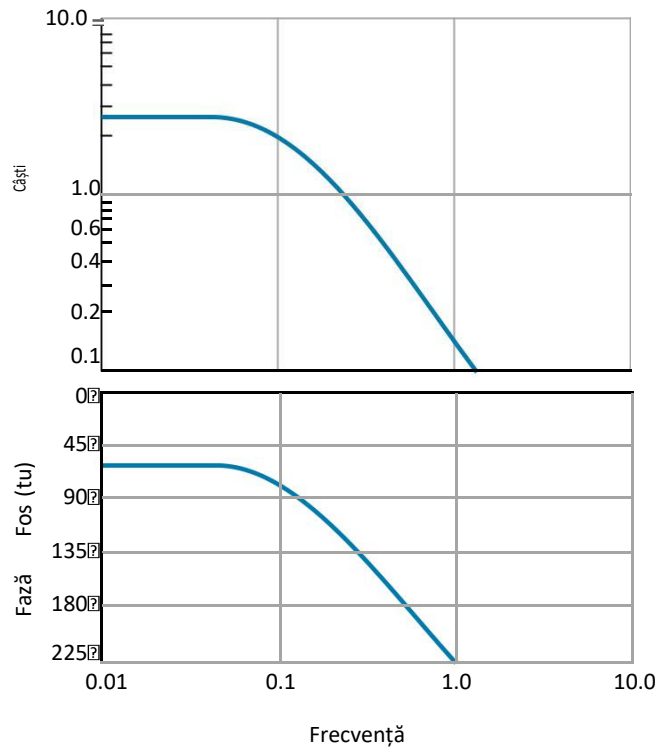
Secțiunea 11.6

20. Explicați modul în care cele trei elemente ale sistemului de control PID funcționează împreună pentru a crea un sistem practic de control.
21. Desenați o diagramă bloc pentru un controler PID analogic, indicând funcția pe care o îndeplinește fiecare bloc.
22. Cum funcționează un controler digital? Enumerați pașii generali pe care îi urmează un program digital con-troller.
23. Cum integrează un controler digital curba semnalului de eroare?
24. Cum găsește controlerul digital derivatul semnalului de eroare?
25. Scrie un program în BASIC (sau orice altă limbă) pentru a implementa un controler PID. Timpul de probă este de 0,5 s. Să presupunem că punctul de setare și datele de eroare sunt disponibile în mod constant din declarațiile DE CITIRE sau INTRARE. Să presupunem $K_P = 2$, $K_I = 1,5$, $K_D = 1,8$ și toate unitățile sunt compatibile. Trimiteți semnalul unității controlerului cu o instrucțiune OUT sau PRINT.
26. Parcela Bode pentru un sistem de control este prezentată în figura 11.44. Este acest sistem sta-ble? Găsiți marja de câștig și marja de fază.
27. Un sistem oscilează cu o perioadă de 5 s. Există un timp de 1 s lag între ieșirea con-troller și mișcarea controlată-variabilă. Câte grade de decalaj de fază are acest sistem în aceste condiții?
28. Un sistem de control trebuie reglat folosind metoda ciclului continuu. S-a constatat că sistemul a intrat în oscilație atunci când K'_P era de 0,3 V/deg. Figura 11.45 arată răspunsul sistemului. Găsiți K_P , K_I și K_D .
29. Un sistem de control trebuie reglat folosind metoda curbei de reacție. Intrarea de încercare și ieșirea rezultată sunt prezentate în figura 11.46. Găsiți K_P , K_I și K_D .
30. Un sistem de control prelevează o poziție de 30 de ori pe secundă. Dacă semnalul de poziție este cu bicicleta înainte și înapoi, care este cea mai mare frecvență pe care o poate urma controlerul? Dați atât valori teoretice, cât și practice.
31. Este o rată mare de eșantionare bun sau rău pentru un sistem de control? Explica.

Secțiunea 11.7

32. Care este condiția necesară care permite utilizarea controlului PIP?
33. Ce este *feedforward* și de ce utilizarea acestui concept îmbunătățește controlul căii asupra sistemului PID?

Figura 11.44



Secțiunea 11.8

34. Pentru controlerul logic de temperatură fuzzy cu o singură intrare specificat în figurile 11.38 și 11.39, se determină ieșirea defuzzificată pentru o temperatură de 76° . Răspunsul tău are sens?
35. Pentru regulatorul logic de temperatură fuzzy cu o singură intrare specificat în figurile 11.38 și 11.39, se determină ieșirea defuzzificată pentru o temperatură de 62° . Răspunsul tău are sens?

Figura 11.45

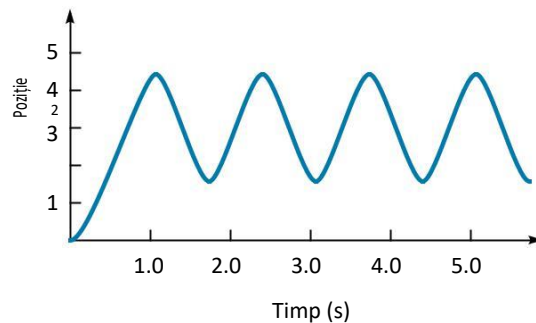
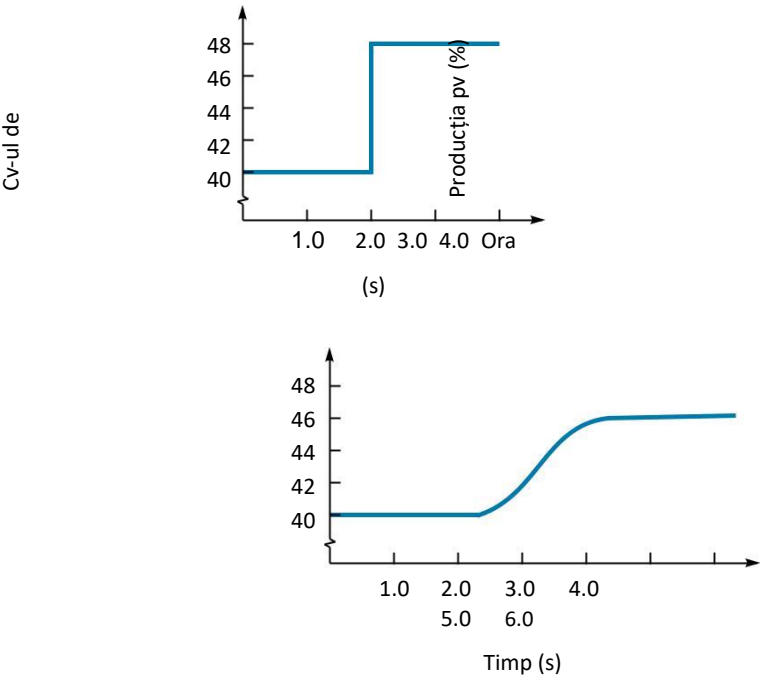


Figura 11.46



36. Pentru regulatorul de temperatură logică fuzzy cu două intrări specificat în figura 11.40, se determină ieșirea defuzzificată pentru o temperatură de 76° și ΔT de $-0,3$ deg/min. Răspunsul tău are sens?
37. Pentru regulatorul de temperatură logică fuzzy cu două intrări specificat în figura 11.40, se determină ieșirea defuzzificată pentru o temperatură de 62° și ΔT de $+0,7$ deg/min.
Răspunsul tău are sens?