

## CAPITOLUL II: STRUCTURI ELEMENTARE DE CONDUCERE A PROCESELOR

### § 2.1 Sisteme de comandă și sisteme de reglare

#### 1. Problematika conducerii proceselor. Comandă și reglare

##### A. Problematika conducerii unui proces

Se consideră un sistem fizic în care are loc un ansamblu de fenomene. Poate fi vorba despre o instalație de încălzire, despre un motor electric, o presă, un sistem de poziționare, un automobil, o navă, un reactor chimic, un sistem electroenergetic ș.a.m.d. Funcționarea sistemului fizic este caracterizată de modul în care una sau mai multe dintre mărimile lui caracteristice variază în timp. Din punct de vedere sistemic aceste mărimi sunt considerate *mărimi de ieșire* ( $y$ ). În exemplele menționate poate fi vorba, respectiv, despre temperatură, turație, forță, poziție, o mărime specifică a traiectoriei descrisă de automobil sau navă, despre concentrația unei șarje, tensiunea și frecvența în sistemul electroenergetic ș.a.m.d. În acest context denumim sistemul fizic *proces tehnic* sau, simplu, *proces*.

În aplicațiile tehnice dorim să îi asigurăm unui proces un anumit regim de funcționare caracterizat de un anumit mod de variație a lui  $y$  în raport cu timpul. Pentru aceasta este necesar să existe o mărime de intrare  $u$  a procesului capabilă să-l influențeze în sensul dorit. O numim *mărime de comandă* ( $u$ ). În acest context procesul tehnic este denumit *proces condus*. Denumirile „mărime de comandă” și „proces condus” se utilizează, prin extensie, și pentru procese care nu sunt procese tehnice.

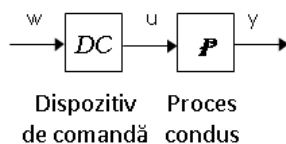
*Problematika conducerii unui proces cuprinde tot ceea ce este legat de sinteza semnalului de comandă  $u(t)$  (concepte, instrumente de lucru și metode), de implementarea rezultatului și de aplicarea lui în vederea obținerii efectului dorit.*

Distingem două structuri de bază de sisteme de conducere:

- structuri de conducere în circuit deschis
- structuri de conducere în circuit închis.

##### B. Structura de conducere în circuit deschis

Pentru început ne referim la structura de conducere în circuit deschis din figură denumită și *sistem de comandă*. Procesul condus este un subsistem cu orientarea  $u \rightarrow y$ , iar *dispozitivul de comandă* un sistem cu orientarea  $w \rightarrow u$ . Mărimea  $w$  se numește *mărime de conducere*. Rolul ei este de a impune prin intermediul dispozitivului de comandă regimul de variație dorit pentru  $y(t)$ .



Fie  $DC\{\cdot\}$  și  $P\{\cdot\}$  operatorii care modelează dispozitivul de comandă și procesul condus, iar  $u(t) = DC\{w(t)\}$  și  $y(t) = P\{u(t)\}$  egalitățile operatoriale care reprezintă MM-II ale celor două subsisteme. Ca urmare, ansamblul este descris de egalitatea:

$$y(t) = P\{DC\{w(t)\}\}. \quad (1)$$

Presupunem că la ieșirea procesului condus se dorește semnalul  $y^*(t)$ . Atunci, problema de conducere a procesului condus este problema determinării și implementării funcției  $w(t)$  și a operatorului  $DC\{\cdot\}$ , respectiv a sintezei comenzii  $u(t)$ , astfel încât

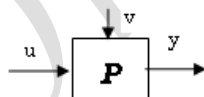
$$P\{DC\{w(t)\}\} = y^*(t). \quad (2)$$

Potrivit celor de mai sus, un sistem de comandă reprezintă o conexiune serială (în cascadă) a cărei funcționare se bazează pe două ipoteze:

- i) MM al procesului condus, operatorul  $P\{\cdot\}$ , este cunoscut;
- ii) procesul condus se găsește numai sub influența semnalului de comandă  $u$ .

### C. Mărimi perturbatoare

În practică procesele conduse se găsesc atât sub influența mărimii de comandă  $u$  cât și sub influența unui al doilea tip de mărimi de intrare, numite *mărimi perturbatoare* ( $v$ ). Mărimile perturbatoare pot apărea și la nivelul altor elemente ale sistemului de conducere. În general, mărimile perturbatoare redau influența mediului exterior asupra procesului condus și/sau asupra sistemului automat. Atributul "perturbator" se referă la faptul că influența acestor mărimi asupra procesului condus provoacă, de regulă, devierea evoluției mărimii de ieșire  $y(t)$  de la forma dorită  $y^*(t)$  care ar rezulta prin aplicarea mărimii de comandă  $u(t)$  în absența perturbațiilor.



Se disting două tipuri de mărimi perturbatoare (sau perturbații): *mărimi perturbatoare de tip sarcină* și *mărimi perturbatoare de tip parazit*.

Primul tip se întâlnește în cazul proceselor conduse de tip *generatoare de energie* interconectate cu un *consumator de energie*. Potrivit principiului acțiunii și reacțiunii, interacțiunea între cele două părți are loc în ambele sensuri:

- o acțiune dinspre partea generatoare spre partea consumatoare, pusă în seama unei *mărimi ponderomotore* (forță propriu-zisă sau generalizată);
- o acțiune de rezistență denumită *sarcină* sau *perturbație de tip sarcină*, care se exercită dinspre partea consumatoare spre partea generatoare. *Perturbațiile de tip sarcină nu pot fi neglijate întrucât prezența lor reprezintă tocmai rațiunea creării sistemelor generatoare de energie.*

Exemple:

- un motor este destinat dezvoltării unui moment activ cu care antrenează o mașină de lucru, (mașina de lucru opune un *moment rezistent* care reprezintă sarcina motorului);

- un boiler este destinat furnizării de apă caldă, (sarcina este reprezentată de *debitul de apă consumat*);
- un sistem electroenergetic este destinat furnizării de energie electrică consumatorilor (consumatorii se manifestă printr-o *putere consumată* reprezentând sarcina).

Mărimile perturbatoare de tip sarcină pot fi privite, de la caz la caz, ca mărimi *exogene*, atunci când furnizorul de energie este un sistem separabil în raport cu consumatorul, sau *endogene*, atunci când nu este separabil în raport cu consumatorul.

Prin *mărimi perturbatoare de tip parazit* se înțeleg mărimile asociate perturbațiilor care apar în mod nedorit în cursul funcționării sistemului de conducere și care se datorează: i) curențelor de realizare și funcționare ale procesului condus sau ale sistemului de conducere, ii) unor interacțiuni nedorite între proces și mediul înconjurător, iii) unor interacțiuni nedorite între sistemul de conducere și mediul înconjurător.

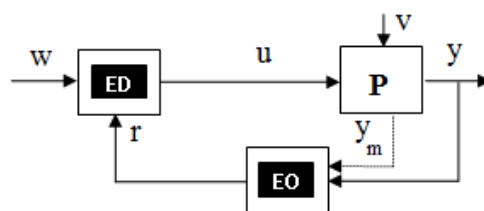
Exemple:

- neecranarea sau neprotejarea corectă a canalelor de transmitere a semnalelor în cadrul unei conexiuni fac posibilă *perturbarea electromagnetică a instalațiilor sau a sistemelor de conducere a instalațiilor*;
- consolidarea mecanică incorectă a echipamentelor poate fi o sursă de *vibrații mecanice sau de zgomote electromagnetice*;
- denivelările din carosabil* supun vehiculele sau pasagerii la eforturi de acomodare suplimentare;
- suprasolicitarea termică, vizuală, fonică și informațională* imprimă omului o stare de stres.

Mai sus, perturbațiile electromagnetice, vibrațiile mecanice, denivelările carosabilului, temperatura mediului ambiant, sunetele puternice etc. constituie perturbații parazite.

#### D. Principiul reglării. Structura de conducere în circuit închis

În cazul proceselor perturbate există o singură cale rațională de a realiza conducerea acestora: *urmărirea permanentă a variației reale a mărimii de ieșire  $y(t)$  și luarea, în permanență, a unei decizii de comandă  $u(t)$ , în funcție de valoarea lui  $y(t)$ , astfel încât  $y(t)$  să tindă, moment cu moment, spre o variație dorită  $y^*(t)$* . Enunțul poartă numele de *principiul reglării* și conține explicit ideea conexiunii cu reacție întrucât luarea deciziei de comandă în funcție de  $y(t)$  înseamnă reacție. Dezideratul stabilizării impune ca reacția să fie negativă. Structura care realizează acest deziderat se numește *sistem de reglare*. Deci sistemele de reglare sunt sisteme cu reacție. *Schema de principiu* a unui sistem de reglare are aspectul din figură:



*Interpretarea schemei de principiu este următoarea:* Sarcina sistemului de reglare este de a modifica în permanență mărimea de ieșire  $y$  a procesului condus  $P$  de așa manieră încât aceasta să aibă o variație

dorită  $y^*(t)$  prescrisă prin intermediul mărimii de conducere  $w(t)$  numită și mărime de referință. *Elementul de observare* EO realizează conexiunea cu reacție prin măsurarea (observarea) permanentă a variației  $y(t)$  a ieșirii și prin transmiterea rezultatului măsurării, adică a mărimii  $r$  (*mărime de reacție*), *elementului de decizie* ED (numit și *regulator* sau *controler*). Sarcina ED este de a modifica în permanență mărimea de comandă  $u(t)$  de așa manieră încât  $y(t)$  să tindă spre variația dorită  $y^*(t)$  indiferent de *mărimea perturbatoare*  $v$  care se exercită asupra procesului P. ED acționează în funcție de mărimea de conducere  $w(t)$  și în funcție de mărimea de reacție  $r(t)$  pe baza unui algoritm de calcul. Variațiile lui  $w(t)$  și  $v(t)$  reprezintă principalii factori exogeni care determină modificarea lui  $y$ .

Algoritmul de calcul a comenzii  $u(t)$  de către ED este o funcțională de forma,

$$u(t) = R\{w(t), r(t)\}$$

și se numește *algoritm* sau *lege de reglare*. (Aceste denumiri sunt în concordanță cu denumire de *regulator* de mai sus). Rolul lui este de a diminua în permanență diferența  $y^*(t) - y(t)$  numită *eroare de reglare*.

Observații:

- Mărimile din schema bloc sunt în principiu mărimi vectoriale.
- Asupra sistemului de reglare pot acționa, în diverse părți, și alte mărimi perturbatoare decât cele reprezentate în figură.
- În cazul general, observarea procesului condus se efectuează atât prin supravegherea mărimii  $y$  cât și a altor mărimi măsurabile ( $y_m$ ) ale procesului condus.
- Structura în circuit închis corespunzătoare unui sistem de reglare este denumită în mod frecvent *buclă de reglare*.

## 2. Funcțiile unui sistem de reglare

În general sistemele de reglare sunt înglobate (ca subsisteme) în sisteme de conducere automată, reglarea nefiind singura problemă la care trebuie să răspundă un sistem de conducere automată. *Ca parte a unui sistem de conducere automată, un sistem de reglare automată trebuie să realizeze două categorii de funcții:*

- *funcția de reglare* (răspunde la problema de reglare);
- *funcția de integrare în sistemul de conducere automată* (răspunde la cerințe de compatibilitate, sincronizare, comunicare etc. în raport cu un sistem de conducere automată).

Limităm prezentarea la funcția de reglare. Ea constă în îndeplinirea în totalitate, sau parțial, a următoarelor sarcini:

- stabilizarea procesului prin asigurarea stabilității sistemului de reglare;
- urmărirea regimurilor de funcționare impuse prin mărimea de referință  $w(t)$ , adică asigurarea urmăririi de către  $y(t)$  a unei variații dorite  $y^*(t)$ ;
- compensarea efectului perturbațiilor de tip sarcină și rejectarea efectului perturbațiilor parazite, în sensul eliminării efectului perturbațiilor asupra mărimii reglate  $y(t)$ .

În continuare detaliem aceste trei sarcini.

- **Asigurarea stabilității sistemului de reglare** = *Sistemul de reglare trebuie să fie stabil, adică fiecare regim de funcționare trebuie să fie stabil. Ce înseamnă acest lucru?*

- Dacă sistemului  $i$  se cere să funcționeze într-un anumit punct, atunci el trebuie să rămână în acel punct de funcționare sau în vecinătatea acestuia în condițiile în care apar mici perturbații parazite specifice regimurilor normale de funcționare.
- La variații mărginite ale mărimilor de intrare (de conducere sau perturbatoare) sistemul trebuie să răspundă doar cu variații mărginite ale mărimilor caracteristice. În particular, dacă sistemului  $i$  se cere să funcționeze într-un anumit regim dictat prin mărimea de referință (regim de urmărire), atunci sistemul trebuie să aibă capacitatea de a se păstra în vecinătatea regimului prescris prin mărimea de referință în condițiile în care apar mici perturbații parazite.

Asigurarea stabilizării proceselor din sistem nu este o problemă simplă întrucât:

- procesele conduse, ca de altfel și alte componente ale sistemului de reglare, sunt de regulă neliniare,
- domeniile de variație ale mărimilor de comandă sunt mărginite ca urmare a puterii instalate limitate a diverselor componente și a protecțiilor introduse.

- **Urmărirea regimurilor impuse prin mărimea de referință  $w$**

De regulă, prin semnalul de referință  $w(t)$  se impun două tipuri de regimuri de funcționare (care din punct de vedere funcțional și tehnic pot avea diverse denumiri):

- regimuri staționare (denumite uneori și regimuri stabilizatoare), impuse prin  $w(t) = \text{const.}$ ,
- regimuri de urmărire (denumite și regimuri de tip servo-sistem), impuse prin  $w(t)$  variabil (de regulă sub formă de semnale standard sau combinații ale acestora).

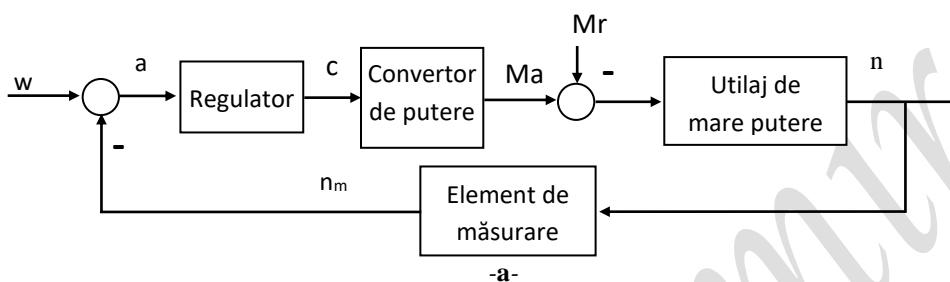
Ce i se cere sistemului de reglare în aceste regimuri?

- Sistemul de reglare trebuie să ajungă și să se mențină într-un regim de funcționare staționară atunci când i se prescrie acest regim prin mărimea  $w$ . De exemplu, dacă prin  $w(t)$  se cere ca un sistem de acționare să treacă de la o turație la alta, sau o incintă să treacă de la o temperatură la alta, sau un ax să se rotească cu un anumit unghi etc. trecerea trebuie să se realizeze chiar dacă asupra sistemelor acționează perturbații (de tip sarcină sau parazite).
- Ieșirea sistemului  $y(t)$  trebuie să reproducă cu o întârziere cât mai mică variațiile  $y^*(t)$  impuse prin mărimea de referință  $w(t)$ , chiar dacă asupra sistemului acționează mici perturbații.

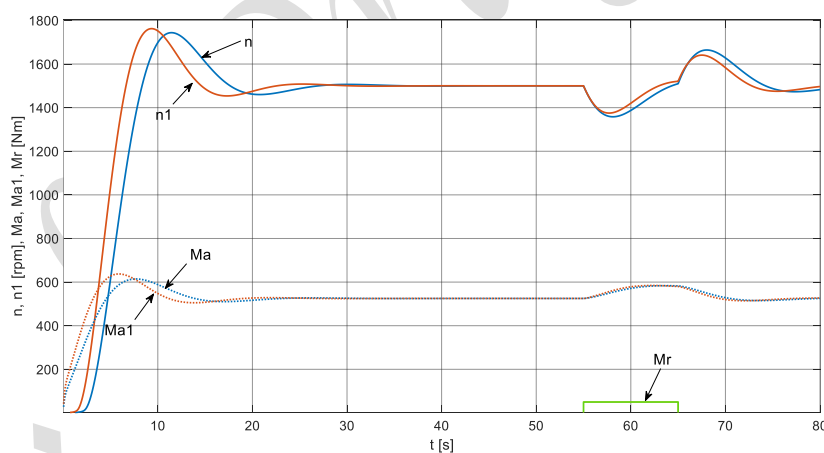
- **Compensarea efectului perturbațiilor de tip sarcină și rejectarea efectului perturbațiilor parazite asupra mărimii reglate  $y(t)$**  apare în numeroase forme. De exemplu:

- revenirea în punctul de funcționare (intrare-ieșire) sau în regimul de funcționare prescris atunci când perturbațiile persistă (perturbații persistente, de durată),
- limitarea amplitudinii și duratei abaterilor.

**Exemplu.** Un sistem de reglare a turației unui utilaj de mare putere are structura din figura a de mai jos. Regulatorul, de tip PI și cu parametri  $K_P = K$  și  $K_I = K/T_i$ , are rolul de a stabili turația  $n(t)$ , prin semnalul de comandă  $c(t)$ , la valoarea prescrisă prin mărimea de conducere  $w$ . Stabilizarea se realizează prin comanda convertorului de putere care furnizează prin momentul activ  $Ma$  energia necesară compensării sarcinii nominale (nu apare în figură) și variațiilor de sarcinii (momentului rezistent) modelate prin semnalul  $Mr$ . Valoarea prescrisă pentru turație este comparată, prin diferență, cu măsura turației reale dată de elementul de măsurare; rezultatul comparării este abaterea de turație (eroarea de reglare)  $a(t)$ .

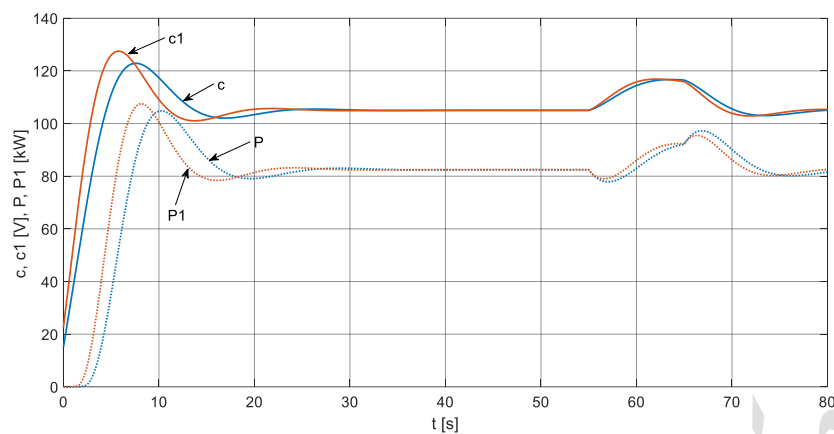


În figura b este ilustrat un regim de pornire a sistemului: răspunsul la semnalul de referință  $w(t)=15\cdot\sigma(t)$ , pentru două acordări (calibrări) diferite a parametrilor regulatorului. Lor le corespund perechile de curbe  $n(t)$ ,  $Ma(t)$ , respectiv  $n1(t)$  și  $Ma1(t)$ . Întrucât elementul de măsurare operează după relația  $n_m(t)=0.01\cdot n(t)$ , regimul prescris este  $n^*(t)=1500$  rpm. Acest regim este perturbat prin variații ale sarcinii motorului în intervalul [55, 65] secunde:  $Mr(t) = 50\cdot[\sigma(t-55)-\sigma(t-65)]$ . În figura c sunt ilustrate variațiile semnalului de comandă,  $c(t)$  și  $c1(t)$ , respectiv ale momentului activ  $Ma(t)$  și  $Ma1(t)$ . În continuare se interpretează în mod sumar aceste figuri.



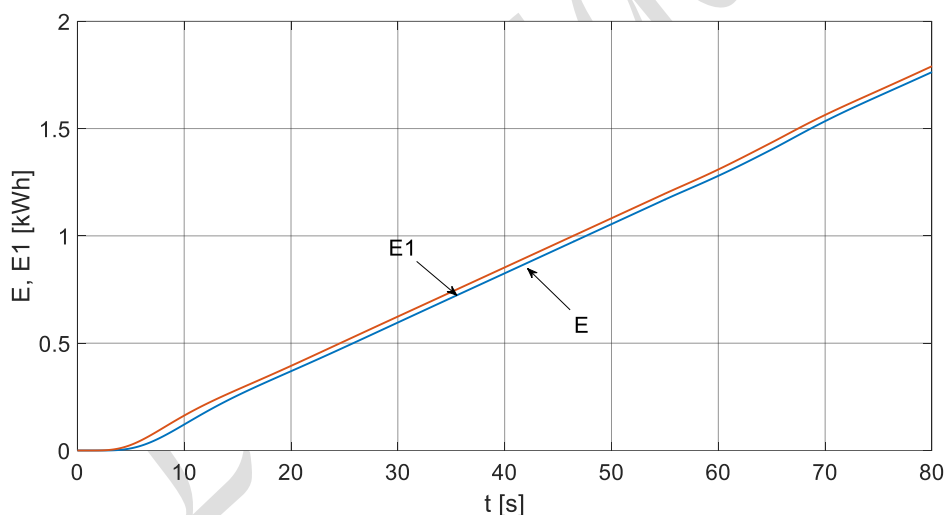
-b-

- La momentul  $t=20$  s, prin variația treaptă a lui  $w$ , se prescrie o turație (1500 rpm). Ca urmare, momentul activ  $Ma$  și turația  $n$  cresc și se stabilizează în cca. 30 s, după 2-3 oscilații, la valoarea prescrisă de 1500 rpm. În continuare, până la momentul  $t=55$  s, turația rămâne constantă,  $Ma$  compensând sarcina nominală. La momentul  $t=55$  s, sarcina are o variație de tip impuls dreptunghiular cu durata de 10 s (semnalul  $Ms$ ). Efectul îl constituie scăderea turației (imediat după momentul  $t=55$  s), cu tendința de revenire la valoarea prescrisă, urmată de creșterea turației (imediat după momentul  $t=65$  s), urmată, din nou, de tendința de stabilizare la valoarea prescrisă.



-C-

Figura c ilustrează modul în care se modifică ieșirea regulatorului PI și puterea de la ieșirea convertorului de putere în cursul procesului studiat. Comportarea sistemului de reglare poate fi influențată prin algoritmul pe care regulatorul îl implementează. Vârful de putere absorbită și domeniul de variație al mărimii de comandă depind de calibrarea regulatorului. Fig d arată modul în care crește în timp cantitatea de energie absorbită de convertorul de putere de la rețea și transmisă utilajului comandat.



-d-

### 3. Indicatori de calitate asociați funcției de reglare

Indicatorii de calitate sunt mărimi care se asociază regimurilor de funcționare ale sistemelor de reglare și care evidențiază comportarea acestora în raport cu variațiile mărimii de referință  $w(t)$  sau ale unor mărimi perturbatoare  $v(t)$ . În proiectarea sistemelor de reglare indicatorii devin obiective cantitative care trebuie să fie garantate prin calcul și evaluate experimental în regimuri de funcționare tip, față de semnale standard. Ei sunt necesari datorită următorului context referitor la funcția de reglare:

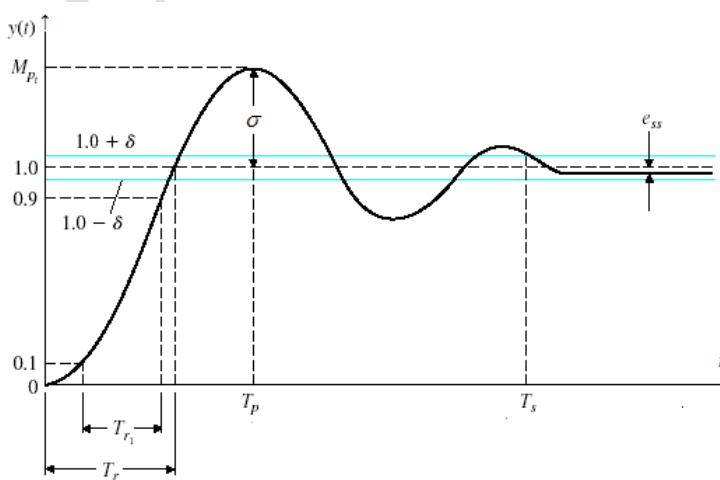
1. Procesele din sistemele de reglare trebuie înțelese în ansamblul lor, întrucât într-o buclă de reglare, fiecare mărime este atât cauză cât și efect. De aceea, raționamentele pe părți pot fi incorecte.

2. Procesele care au loc într-un sistem de reglare trebuie înțelese din punct de vedere energetic. Variația oricărei mărimi înseamnă transfer de energie la o anumită putere de transfer. Energia se transferă de la surse la componentele sistemului, de la o componentă la alta sau de la unele componente spre mediul exterior, și se transformă dintr-o formă în altă formă. Dacă puterea de transfer (puterea instalată) raportată la cantitatea de energie care trebuie transferată este redusă, atunci apare o limitare iar procesele de transfer decurg lent. Dacă raportul este mai mare, procesele de transfer sunt mai rapide, iar dacă raportul este foarte mare, procesele devin foarte rapide dar și greu de stăpânit.
3. În secțiunea 2 cele trei sarcini de reglare au fost prezentate într-o formă calitativă. Ele pot fi evaluate cantitativ numai cu ajutorul indicatorilor de calitate ai sistemului de reglare.
4. Pentru o problemă de reglare pot exista mai multe soluții. Diferitele soluții se deosebesc prin:
  - structura sistemului de reglare,
  - caracteristicile dinamice ale elementelor componente,
  - legile de reglare folosite,
  - performanțele impuse (indicatorii de calitate impuși).

Se folosesc mai multe tipuri de indicatori de calitate (sau de performanță). Două tipuri folosite frecvent sunt *indicatorii locali* și *indicatorii integrali*.

**Indicatori locali:** Cei mai cunoscuți sunt *indicatorii definiți pe baza răspunsului sistemului de reglare la semnal treaptă*. Ne imaginăm că răspunsul  $y(t)$  al unui sistem de reglare la un semnal treaptă are forma din figură. El este reprezentat prin raportare la valoarea lui staționară (raportul se numește valoare normalizată), ceea ce explică de ce în final se obține valoarea 1. Mărimea din abscisă este timpul.

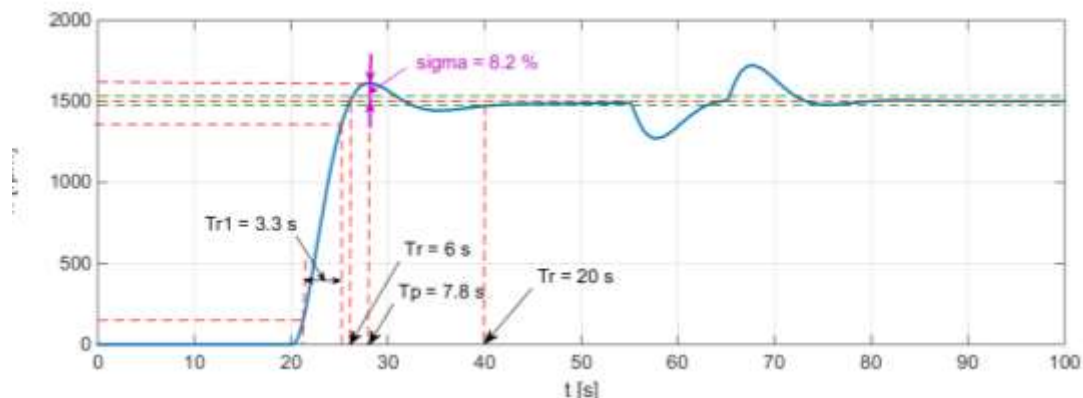
Se numesc indicatori de calitate locali următoarele mărimi (reprezentate în figură):  $T_r$  - *timpul de creștere* – pentru sisteme subamortizate (Rise Time),  $T_{r1}$  - *timpul de creștere normalizat* – pentru sisteme supraamortizate (Normalized Rise Time),  $T_p$  - *timpul primului extrem* (Peak Time),  $\sigma$  - *suprareglajul* (Percentage Overshoot),  $T_s$  - *timpul de reglare* (Settling Time),  $e_{ss}$  - *eroarea de regim staționar*.



Cu cât acești indicatori au valori mai mici, altfel spus cu cât răspunsul sistemului este mai apropiat de un semnal treaptă, cu atât calitatea sistemului de reglare este mai bună.



**Exemplu.** Pentru răspunsul  $n(t)$  din figură, corespunzător sistemului din exemplul din secțiunea anterioară, obținut pentru o altă calibrare a regulatorului și pentru un semnal de referință  $w(t)=15\cdot\sigma(t-20)$ , rezultă următoarele valori ale indicatorilor de calitate locali:  $T_r = 6\text{ s}$ ,  $T_{r1} = 3.3\text{ s}$ ,  $T_p = 7.8\text{ s}$ ,  $\sigma = 8,2\%$ ,  $T_s = 20\text{ s}$ ,  $e_{ss} = 0$ .



**Indicatori integrali:** Caracterizează comportarea sistemului de reglare pe ansamblul unui regim de funcționare. Ei se adoptă astfel încât să penalizeze (cumulativ) abaterea răspunsului sistemului față de variația semnalului de referință pe toată durata regimului de funcționare.

Utilizarea indicatorilor integrali este asociată de cele mai multe ori cu conceptul de „reglare optimală” sau „control optimal” în sensul că parametrii regulatorului trebuie determinați (calibrați) astfel încât indicatorul integral să obțină o valoare extremă, de regulă un minimum.

Cei mai folosiți indicatori de tip integral sunt:

- ISE - integrala pătratului erorii (Integral of the square of the error):

$$ISE = \int_0^{t_f} e^2(t) dt ;$$

- IAE - integrala valorii absolute a erorii (Integral of the absolute magnitude of the error):

$$IAE = \int_0^{t_f} |e(t)| dt ;$$

- ITAE - integrala timpului înmulțit cu valoarea absolută a erorii (Integral of time multiplied by absolute error),

$$ITAE = \int_0^{t_f} t \cdot |e(t)| dt ;$$

- ITSE - integrala timpului înmulțit cu pătratul erorii (Integral of time multiplied by the squared error),

$$ITSE = \int_0^{t_f} t \cdot e^2(t) dt .$$

**Exemplu.** Pentru sistemul de reglare din secțiunea anterioară se obține pentru cele două calibrări ale regulatorului PI:  $IAE = 11539$ , respectiv  $IAE1 = 9190.3$ . S-a folosit formula

$$IAE = \int_0^{80} |a(t)| \cdot dt$$

#### 4. Elemente de măsurare

În schema bloc utilizată pentru prezentarea principiului reglării automate pe calea de reacție figurează blocul EO denumit *element de observare*. Prin intermediul lui elementul de decizie ED este informat în permanență despre valoarea mărimii reglate iar, după caz, și despre valorile altor mărimi din proces. „Observarea” este un atribut calitativ. Din punct de vedere tehnic elementul de observare este de regulă un element de măsurare a mărimii sale de intrare și de transmitere a rezultatului (măsurii) elementului de decizie. În prezent denumirea de *element de măsurare* este tot mai mult înlocuită, de o manieră neriguroasă, cu cea de *senzor*<sup>1</sup> sau de *traductor*.

Natura mărimii de intrare a unui senzor diferă în general de natura mărimii de ieșire, senzorul realizând o conversie a semnalului de intrare (de cele mai multe ori un semnal neelectric de nivel energetic ridicat) într-un semnal de nivel energetic redus, electric, analogic sau numeric (digital). Semnalul de intrare trebuie să fie compatibil cu semnalul de ieșire al procesului observat, iar semnalul de ieșire trebuie să fie compatibil cu semnalul admis la intrare de elementul de decizie. Denumirile date senzorilor sunt asociate în general cu denumirea semnalului de intrare măsurat. Astfel, vorbim despre:

- senzori de presiune
- senzori de forță
- senzori de temperatură
- senzori de intensitate luminoasă
- senzori de volum (sonor)
- senzori de câmp magnetic
- senzori de umiditate
- senzori de amestec de gaze
- senzori de particule de radiații
- senzori de pH
- senzori de poziție, distanță, lungime
- senzori de viteză
- senzori de accelerație
- senzori de mișcare, proximitate
- senzori de nivel
- senzori de debit
- senzori de turație
- senzori de unghi
- senzori de moment

Un element de măsurare utilizat pentru realizarea unui sistem automat trebuie să îndeplinească următoarele *cerințe din punct de vedere informațional*:

- să fie separabil în cadrul conexiunii, ceea ce înseamnă că prezența lui nu trebuie să modifice procesul observat (să consume cât mai puțină energie de la acesta);

---

<sup>1</sup> V. <https://ro.wikipedia.org/wiki/Senzor>.

- să aibă caracteristici statice și dinamice insensibile la regimurile de lucru și la factori externi;
- să aibă inerție cât mai mică (constante de timp cât mai mici).

Totodată, se dorește ca MM-II al unui element de măsurare să fie de tip proporțional sau proporțional cu temporizare de ordinul I.

**Exemplu.** Pentru sistemul din secțiunea anterioară elementul de măsurare din figura a este de tip proporțional realizând dependența  $n_m(t) = 0.01 \cdot n(t)$ . Aceasta explică de ce prin  $w = 15$  se prescrie o turație  $n = 1500 \text{ rpm}$ .

Varietatea elementelor de măsurare este foarte largă. Pe piață există foarte mulți senzori destinați măsurării unui număr foarte mare de mărimi. Se disting multe tipuri constructive care diferă prin principiile de măsurare și conversie folosite, domeniile de măsurare, nivelurile de precizie, condițiile de utilizare (de exemplu: domenii de temperatură) etc..

Atunci când senzorii nu au o sursă proprie de energie și folosesc energia procesului la care sunt conectați vorbim despre *senzori pasivi*. Dacă senzorii au o sursă proprie de energie, spunem că ei sunt *activi*.

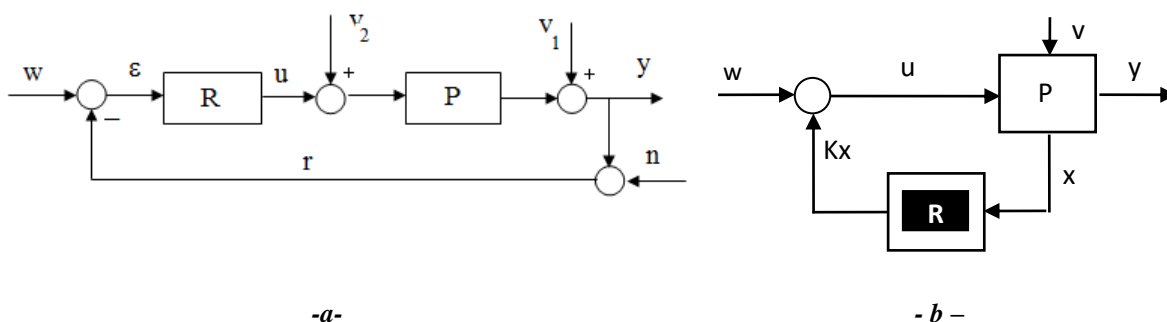
## § 2.2. Gradele de libertate ale structurilor de reglare

Adeseori, în cadrul unui sistem de reglare sarcinile menționate în secțiunea 2 a paragrafului § 2.1 nu pot fi realizate cu un singur regulator. De aceea, în practică se folosesc structuri de reglare cu mai multe regulatoare în cadrul cărora fiecare regulator primește sarcini bine delimitate astfel încât ansamblul să răspundă tuturor cerințelor impuse sistemului de reglare, respectiv sistemului automat din care face parte sistemul de reglare. În acest context spunem că *fiecare regulator reprezintă un grad de libertate al sistemului de reglare*.

Pentru un sistem de reglare dat valorile indicatorilor de calitate se asigură ca soluții de compromis, prin determinarea (proiectarea) valorilor parametrilor reguletoarelor. Compromisul se datorează faptului că indicatorii precizați în secțiunea 3 din § 2.1 nu pot fi asigurați în mod independent unul de altul și nici nu pot fi corelați prin dependențe bijective cu valorile parametrilor reguletoarelor. Modificarea unui parametru al unui regulator în vederea obținerii unei valori dorite pentru un indicator se soldează cu modificarea, de regulă defavorabilă, a valorilor celorlalți indicatori.

În continuare se prezintă câteva tipuri de structuri de reglare cu până la trei grade de libertate. Blocurile P simbolizează un proces condus care include atât elementele de execuție (actuatoarele) cât și elementele de măsurare.

- **Structuri de reglare cu un grad de libertate** (structuri care au în componență un singur regulator)



a) Structură de reglare cu reacție după mărimea de ieșire  $y$ , b) structură de reglare cu reacție după mărimea de stare  $x$ .

Semnificațiile notațiilor din figurile a și b sunt următoarele:

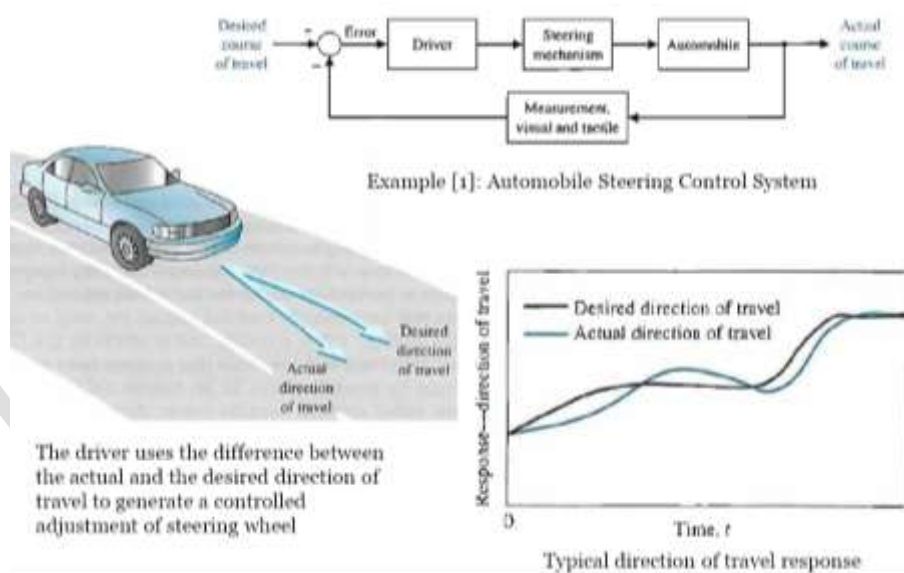
R-regulator, P – Proces condus,  $w$  – mărime de referință,  $v$ ,  $v_1$  și  $v_2$  mărimi perturbatoare,  $n$  – zgomot de măsurare,  $\varepsilon$  - eroare de reglare,  $u$  – mărime comandă,  $y$  – mărimea reglată,  $r$  – mărimea de reacție rezultată prin afectarea rezultatului măsurării lui  $y$  de zgomote, mărime de stare, în figura b semnalul de comandă are expresia  $u = K \cdot x + w$ , matricea  $K$  având denumirea de „compensator”.

**Ce trebuie să facă regulatorul?** – Să asigure stabilitatea sistemului de reglare și performanțe în raport cu mărimile de intrare ( $w$ ,  $v_1$ ,  $v_2$  și  $n$  în fig. a, respectiv  $w$  și  $v$  în fig. b). Evident, atâtea obiective nu pot fi realizate simultan cu un singur regulator. De aceea, de regulă, în afara stabilizării se urmărește, asigurarea de performanțe numai în raport cu una dintre mărimile de intrare.

**Când se poate utiliza o astfel de structură?**

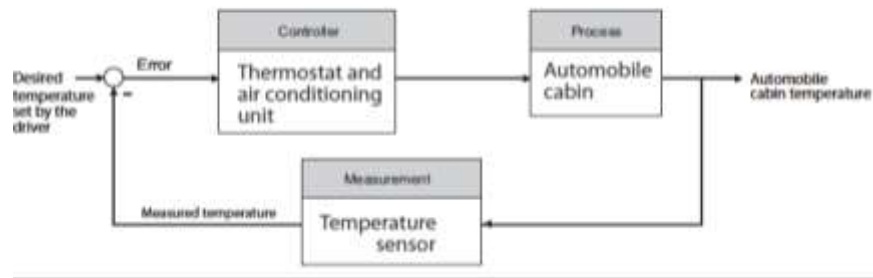
- ✓ atunci când în regimurile dinamice se acordă prioritate stabilizării sau stabilizării și comportării în raport cu mărimea de referință sau una dintre mărimile perturbatoare;
- ✓ atunci când regulatorul are un caracter integrator<sup>2</sup> sau o amplificarea suficient de mare care conduce la o eroare de reglare redusă (abaterea lui  $y$  față de valoarea de referință).

**Exemplul 1:** Sistem de control al direcției automobilului. Sistemul de reglare al direcției este un sistem de tip om-mașină. Șoferul are funcția de regulator. Totodată, el impune și mărimea de referință (traectoria dorită). Restul elementelor din schemă alcătuiesc procesul condus. Sistemul nu realizează o reglare perfectă, între direcția reală și cea prescrisă apărând o diferență (eroare).



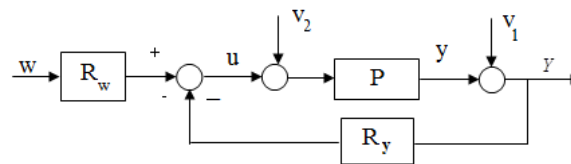
**Exemplul 2:** Sistem de reglare a temperaturii din cabina unui automobil. Sistemul este condus de un regulator având în componență un termostat și o unitate de condiționare a aerului. Restul schemei se consideră drept proces condus. Acțiunea regulatorului se modifică în funcție de eroarea de temperatură.

<sup>2</sup> Noțiunea este explicată în paragraful următor (§ 2.3. Structuri de reglare cu regulatoare PID) și este reluată în următoarele capitole din curs.



### ▪ Structură de reglare cu două grade de libertate

Structura are două regulatoare:  $R_w$ , pe canalul mărimii de referință, și  $R_y$ , pe canalul de reacție. Reprezentarea este simplificată. Regulatorul  $R_y$  poate fi poziționat și pe calea directă, între locul de însumare și  $v_2$ .

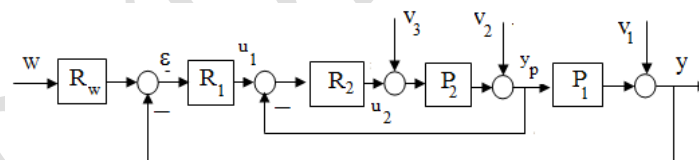


$R_y$  asigură stabilizarea buclei de reglare și compensarea efectului perturbațiilor  $v_1$  și  $v_2$ , iar  $R_w$  (se proiectează după proiectarea lui  $R_y$ ) asigură comportarea dorită a SRA în raport cu referința  $w$ .

Cu ce preț?: i)  $R_w$  trebuie să fie stabil, ii)  $R_w$  temporizează transmiterea referinței, iii) orice ajustare în bucla de reglare impune corecții pentru  $R_w$ , iv) respinge diferențiat a perturbațiilor.

### ▪ Structura de reglare în cascadă (cu trei grade de libertate)

Structura are două bucle de reglare (realizate cu regulatoarele  $R_1$  și  $R_2$ ) și un compensator suplimentar  $R_w$  pentru urmărirea referinței.



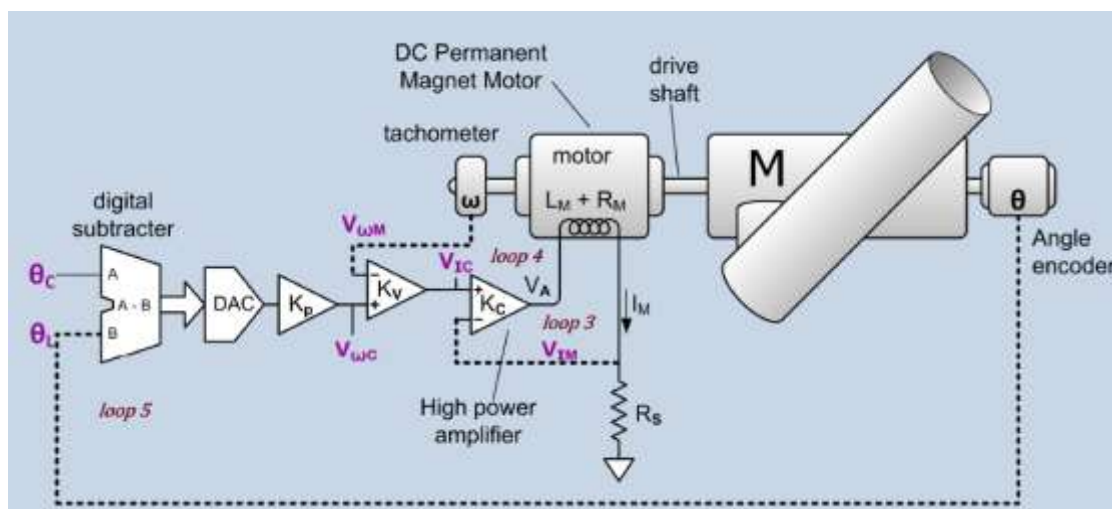
Proiectarea sistemului de reglare se bazează pe ideea că bucla interioară compensează perturbațiile aferente ( $v_2$  și  $v_3$ ) și poate fi realizată cu o viteză de răspuns mai mare decât bucla exterioară care asigură stabilizarea și compensarea perturbației  $v_1$ . Regulatorul  $R_w$  asigură netezirea variațiilor lui  $w(t)$  sau urmărirea referinței. Structura este eficientă dacă se alege corespunzător variabila intermediară  $y_p$ , adică semnalul care furnizează mărimea de reacție pentru bucla interioară, și dacă se proiectează corect toate blocurile de reglare ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_w$ ). Variabila intermediară trebuie să conțină informații consistente despre perturbația dominantă  $v_2$ .

**Exemplul 3:** În figura următoare se prezintă, cu titlu de exemplu, un sistem de reglare în cascadă a poziției unghiulare a axului unui motor  $M^3$ . Se disting 3 bucle de reglare:

- 1) bucla exterioară, notată *loop 5*, care reglează poziția unghiulară  $\theta$  a axului motorului;
- 2) bucla intermediară, *loop 4*, care reglează viteza unghiulară  $\omega$  a axului motorului;

<sup>3</sup> [http://en.wikibooks.org/wiki/Control\\_Systems/Modern\\_Controls/Print\\_version](http://en.wikibooks.org/wiki/Control_Systems/Modern_Controls/Print_version)

3) bucla interioară, **loop 3**, care reglează curentul  $I_M$  absorbit de motor.<sup>4</sup>



Fiecare dintre cele trei bucle de reglare reprezintă o conexiune cu reacție negativă. Conexiunile sunt realizate cu echipamentele care apar în figură: un traductor digital de poziție (angle encoder), un tachometru cu rol de traductor de viteză unghiulară (tachometer) și un rezistor  $R_s$ , care prin căderea de tensiune dintre borne furnizează o măsură a curentului  $I_M$ .

Din punct de vedere informațional structura sistemului de reglare este și mai complicată: în afara celor trei conexiuni cu reacție, externe, la care ne-am referit, mai există trei conexiuni cu reacție, interne, specifice echipamentelor sistemului: o buclă mecanică datorată frecării din lagărele axului motorului (produce un moment de frecare proporțional cu  $\omega$ ) și două bucle electromagnetice datorate proceselor de inducție (prin rotirea rotorului motorului în câmpul de excitație statoric) și autoinducție (ca urmare a variației curentului  $I_M$  prin bobina din rotor).

În afara structurilor prezentate există numeroase alte structuri de reglare cu alte distribuții ale gradelor de libertate.

**Etapile dezvoltării unei aplicații de reglare automată sunt, în esență, următoarele:**

- precizarea funcțiilor și performanțelor pe care trebuie să le realizeze sistemul de reglare;
- modelarea sistemică a procesului condus;
- selectarea structurii sistemului de reglare;
- alegerea, dimensionarea și poziționarea traductoarelor și a elementelor de execuție ținând seamă de domeniile de variație ale semnalelor și de puterile necesare;
- proiectarea algoritmilor de reglare (a reguletoarelor) pentru structura selectată;
- simularea și testarea algoritmilor proiectați;
- implementarea algoritmilor pe un suport hardware performant;
- implementarea soluției de automatizare pe procesul industrial;
- analiza performanțelor obținute în mediul real.

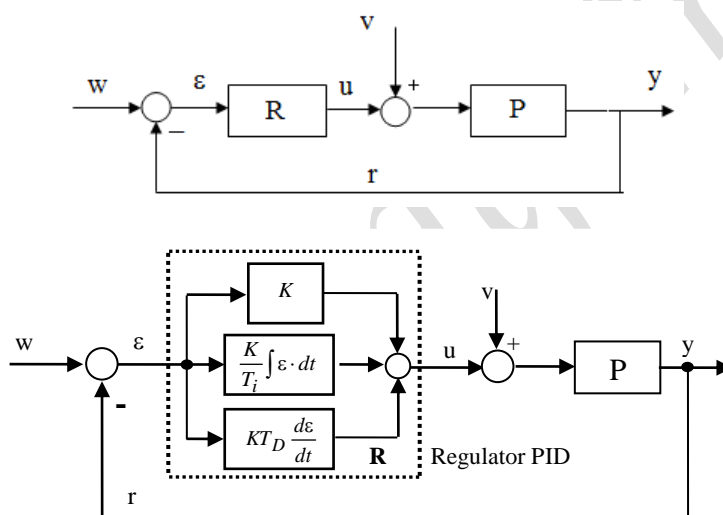
<sup>4</sup> Tensiunile sunt notate cu  $V$ , unghiurile cu  $\theta$ , amplificările reguletoarelor cu  $K$ , rezistențele cu  $R$ , iar inductanța motorului cu  $R_M$ .

### ▪ § 2.3. Structuri de reglare cu reglatoare PID <sup>5</sup>

Reglatoarele cu acțiune de tip PID (proporțională-integratoare-derivatoare) sunt reglatoarele folosite cel mai frecvent în industrie. Acest fapt se explică prin următoarele aspecte:

- folosirea lor este relativ nepretențioasă,
- în practică s-a acumulat o experiență de utilizare semnificativă,
- în majoritatea aplicațiilor industriale performanțele sistemelor de reglare cu reglatoare PID sunt relativ bune,
- sunt competitive din punctul de vedere al raportului cost/beneficiu,
- metodele de proiectare și acordare sunt în principiu tipizate (prin norme și standarde),
- funcția de reglare poate fi completată cu alte funcții cu rol de îmbunătățire a performanțelor de reglare sau cu alte funcții de automatizare.

Pentru a prezenta conceptul de regulator PID se consideră structura cu un grad de libertate din paragraful anterior în forma simplificată din figura de mai jos (s-a reținut doar o singură mărime perturbatoare).



Regulatorul R este de tip PID, ceea ce înseamnă că implementează un algoritm de reglare (lege de reglare) de forma (1). Legea de reglare este reprezentată printr-o schemă bloc în a doua figură de mai sus:

$$u(t) = K \cdot \left[ \varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) \cdot d\tau + T_D \cdot \dot{\varepsilon}(t) \right] + u(0) . \quad (1)$$

În (1)  $u$  este mărimea de ieșire a regulatorului, numită în mod obișnuit *mărime de comandă*, iar  $\varepsilon$  este intrarea regulatorului numită în mod obișnuit *eroare de reglare* sau *mărime de acționare*. În raționamentele curente se omite valoarea inițială  $u(0)$  a lui  $u(t)$ . Constantele  $K$ ,  $T_I$  și  $T_D$  reprezintă parametri regulatorului. Ei sunt strict pozitivi și se numesc, respectiv: *amplificare*, *timp integrator* și *timp derivator*.

Mărimea de comandă  $u(t)$  este o sumă de trei componente:

- *componenta proporțională*  $u_p(t) = K \cdot \varepsilon(t)$  (este proporțională cu eroarea de reglare),

<sup>5</sup> [https://en.wikipedia.org/wiki/PID\\_controller](https://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller)



- *componenta integratoare*  $u_I(t) = K \cdot \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) \cdot d\tau$  (este proporțională cu integrala erorii de reglare),
- *componenta derivativă*  $u_D(t) = K \cdot T_D \cdot \dot{\varepsilon}(t)$  (este proporțională cu derivata erorii de reglare).

Care este rostul celor trei componente? Pentru a răspunde la întrebare presupunem că procesul condus P are proprietatea că orice creștere a mărimii de comandă  $u$  se soldează cu creșterea mărimii reglate  $y$  și orice descreștere a lui  $u$  se soldează cu descreșterea lui  $y$ . În acest context:

*Componenta proporțională (componenta P)* are rolul ca la creșterea erorii de reglare  $\varepsilon$  să determine o creștere instantanee a valorii mărimii de comandă  $u$ , proporțională cu creșterea erorii de reglare. Drept consecință va crește valoarea mărimii reglate  $y$  și, datorită reacției negative, va scădea valoarea erorii  $\varepsilon$ . Menținerea erorii de reglare la valoarea 0 sau în vecinătatea ei înseamnă, de fapt, stabilizarea mărimii reglate la nivelul mărimii de referință. Prin urmare: *acțiunea componentei proporționale este de tip instantaneu-stabilizator (corector)*. Dacă valoarea lui  $K$  nu este potrivit aleasă atunci acțiunea corectivă va fi ori foarte slabă, necompensând acțiunea perturbațiilor, ori foarte puternică și cu tendințe de destabilizare a sistemului.

*Componenta integratoare (componenta I)* modifică semnalul de comandă prin „cumularea” valorilor erorii de reglare pe intervalul  $[0, t]$  și încetează să mai modifice comanda doar atunci când eroarea de reglare ajunge nulă. Din momentul în care eroarea de reglare devine nulă componenta integratoare devine constantă și menține mărimea reglată la valoarea prescrisă. Ca urmare *acțiunea componentei integratoare este de tip temporizat-corector*, în sensul că introduce cumulativ, în comanda  $u(t)$ , o componentă care corespunde pe de-o parte valorii staționare a mărimii de referință  $w$ , iar pe de altă parte valorii staționare a mărimii perturbatoare  $v$ . Datorită caracterului cumulativ nu se forțează atingerea instantanee a valorii staționare a mărimii reglate, dar se și contribuie la apariția unui suprareglaj.

În fine, *componenta derivatoare (componenta D)* calculează viteza de variație a erorii de reglare, furnizând astfel o predicție a evoluției mărimii de ieșire a sistemului. Prin inserarea ei în legea de reglare (1) se acționează în sensul contracarării rapide a tendinței de creștere a erorii de reglare. *Acțiunea de tip derivator este de tip anticipativ-corector*. La variații rapide ale lui  $\varepsilon(t)$  componenta D intervine anticipativ cu variații mari în mărimea de comandă  $u(t)$ . În particular, atunci când eroarea de reglare are tendința să crească, comanda  $u$  crește substanțial mai repede decât dacă comanda ar fi lăsată pe seama componentelor P și I; ca urmare valoarea lui  $y$  crește mai repede iar eroarea de reglare se diminuează mai repede. Partea sensibilă a acțiunii cu caracter derivator o constituie faptul că semnalul de eroare  $\varepsilon = w - r$  nu face distincție între componentele din care provine ( $w$  sau  $r$ ). De aceea, prin intermediul semnalului de reacție  $r(t)$ , semnalul de eroare este puternic influențat și de zgomotele de măsurare  $n$  (v. secțiunea 2 din § 2.2), situate în altă bandă de pulsații decât componentele utile date de  $w$  și perturbațiile  $v$ , de tip sarcină, de pe calea directă. Pentru corectarea acestei situații se pot folosi următoarele metode: i) filtrarea erorii pe canalul componentei derivatoare, ii) filtrarea întregului semnal de comandă, de exemplu prin înlocuirea legii de reglare (1) cu relația (2),

$$\alpha \cdot T_D \cdot \dot{u}(t) + u(t) = K \cdot \left[ \varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) \cdot d\tau + T_D \cdot \dot{\varepsilon}(t) \right] + u(0) \quad , \alpha \in (1, 15) . \quad (2)$$

iii) prelucrarea diferențiată a componentele erorii de reglare.



Pentru a prelucra diferențiat componentele erorii de reglare, pe canalul derivator componenta  $u_D(t) = K \cdot T_D \cdot \dot{\varepsilon}(t)$  se realizează adeseori sub forma:

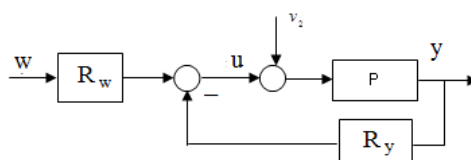
$$u_D(t) = K \cdot T_D \cdot [\beta \cdot \dot{w}(t) - \dot{y}(t)] . \quad (3)$$

Se setează valoarea  $\beta = 1$  atunci când se dorește ca acțiunea derivatoare să fie aplicată erorii  $\varepsilon$  și valoarea  $\beta = 0$  atunci când se dorește ca ea să fie aplicată doar mărimii reglate  $y$ .

În unele situații se dorește o comportare diferențiată în raport cu componentele erorii de reglare și pe canalul proportional, componenta P realizându-se sub forma:

$$u_P(t) = K \cdot [\gamma \cdot w(t) - y(t)] \quad (4)$$

Prin intermediul coeficientului  $\gamma \in [0, 1]$  se modifică comportarea de regim permanent constant a sistemului de reglare în raport cu mărimea  $w$ . Pentru  $\gamma < 1$  se reduce suprareglajul în raport cu  $w$ , dar crește timpul de primă reglare. Implementarea relației (4) este asociată, de regulă, cu o structură de reglare cu 2 grade de libertate (figura următoare). Termenul  $K \cdot \gamma \cdot w(t)$  se realizează prin regulatorul  $R_w$ , iar termenul  $-K \cdot y(t)$  prin  $R_y$ .



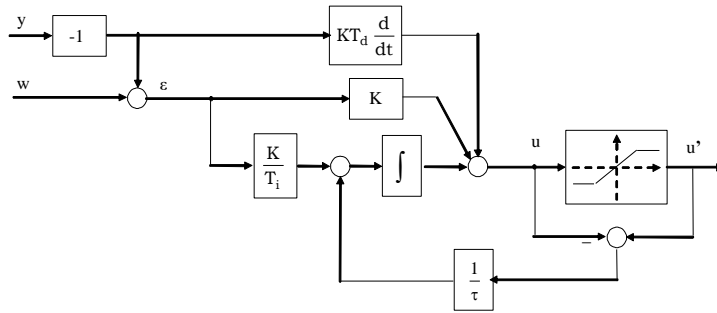
Există o serie de forme particulare de implementare a legii de reglare (1) care derivă prin omiterea unui termen sau a doi termeni din (1). Cele mai importante sunt:

- regulatorul P:  $u(t) = K \cdot \varepsilon(t)$  ;
- regulatorul PI:  $u(t) = K \cdot \left[ \varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(\tau) \cdot d\tau \right] + u(0)$  (cel mai utilizat tip de regulator!);
- regulatorul PD:  $u(t) = K \cdot [\varepsilon(t) + T_D \cdot \dot{\varepsilon}(t)]$ .

➤ În încheierea acestei secțiuni în figura de mai jos se prezintă o schemă de regulator PID cu o structură mai complicată. Schema se referă la situația deosebit de frecventă în practică în care regulatorul PID este destinat conducerii unui proces care răspunde numai la variații ale semnalului de comandă  $u(t)$  într-un domeniu mărginit:  $[-u_{lim}, u_{lim}]$ . Dacă  $u > u_{lim}$  procesul interpretează comanda drept  $u_{lim}$ , iar dacă  $u < -u_{lim}$ , drept  $-u_{lim}$ . Consecința acestui fapt o reprezintă incapacitatea procesului condus se a sesiza variațiile lui  $u$  din exteriorul domeniului  $[-u_{lim}, u_{lim}]$  și ca urmare pierderea controlului reglării în afara acestor limite. În consecință, este necesar ca domeniul de variație al mărimii  $u(t)$  să fie cel admis de proces  $[-u_{lim}, u_{lim}]$  (procesul nu este reprezentat în figură).

Pentru a nu permite semnalului de comandă  $u(t)$  depășirea intervalului  $[-u_{lim}, u_{lim}]$  se modifică configurația regulatorului PID prin amplasarea în schema de reglare: i) a unui bloc neliniar cu saturare, între regulatorul PID și proces, ii) a unui sumator înaintea blocului integrator și iii) a unui canal de reacție de la blocul cu saturare la acest sumator. Blocul neliniar se comportă potrivit relației:

$$u' = \begin{cases} u , & \text{pentru } |u| \leq u_{lim} \\ u_{lim} \cdot \text{sgn}(u) , & \text{pentru } |u| > u_{lim} \end{cases} . \quad (5)$$



Blocul neliniar asigură condiția:  $u' \in [-u_{lim}, u_{lim}]$ . Aceasta nu înseamnă și că  $u \in [-u_{lim}, u_{lim}]$ . În intervalele de timp în care comanda  $u(t)$  tinde să depășească domeniul  $[-u_{lim}, u_{lim}]$  ieșirea blocului neliniar va lua una dintre valorile  $u_{lim}$  sau  $-u_{lim}$ . Explicația este următoarea:

Sumatorul conectat la blocul neliniar realizează (în sens algebric) diferența dintre mărimea de ieșire  $u'$  și mărimea de intrare  $u$ , iar canalul rereacție amplifică această diferență de  $\frac{1}{\tau}$  ori. Mărimea de reacție este însumată apoi la intrarea blocului integrator, cu semnalul provenit din eroarea de reglare. Bucla ce realizează această reacție, numită *bucă anti-windup*, modifică ieșirea blocului integrator până când reacția de la blocul neliniar devine nulă, adică  $u = u'$ . Ca urmare, asigurarea egalității  $u = u'$ , atunci când  $u$  are tendința de a depăși limitele de saturație, se realizează prin modificarea permanentă a ieșirii canalului integrator astfel încât să se păstreze egalitatea.

Funcționarea *buclei anti-windup* este continuă, dar intervenția ei asupra ieșirii blocului integrator este discontinuă. Atâta timp cât  $u' = u$  (blocul neliniar nu este în saturație) mărimea de la intrarea blocului de amplificare  $\frac{1}{\tau}$  este nulă iar bucla nu influențează ieșirea blocului integrator. În momentul în care  $u$  are tendința de depășire a limitelor domeniului de variație admis, mărimea de la intrarea blocului de amplificare  $\frac{1}{\tau}$  nu mai este nulă, iar comanda  $u$  este readusă prin intermediul reacției la valoare  $u'$ . Întrucât modificarea lui  $u(t)$  trebuie să fie rapidă, constanta de timp  $\tau$  se adoptă de valoare foarte mică.

Atunci când reacția buclei anti-windup nu lucrează, comportarea regulatorului corespunde relației:

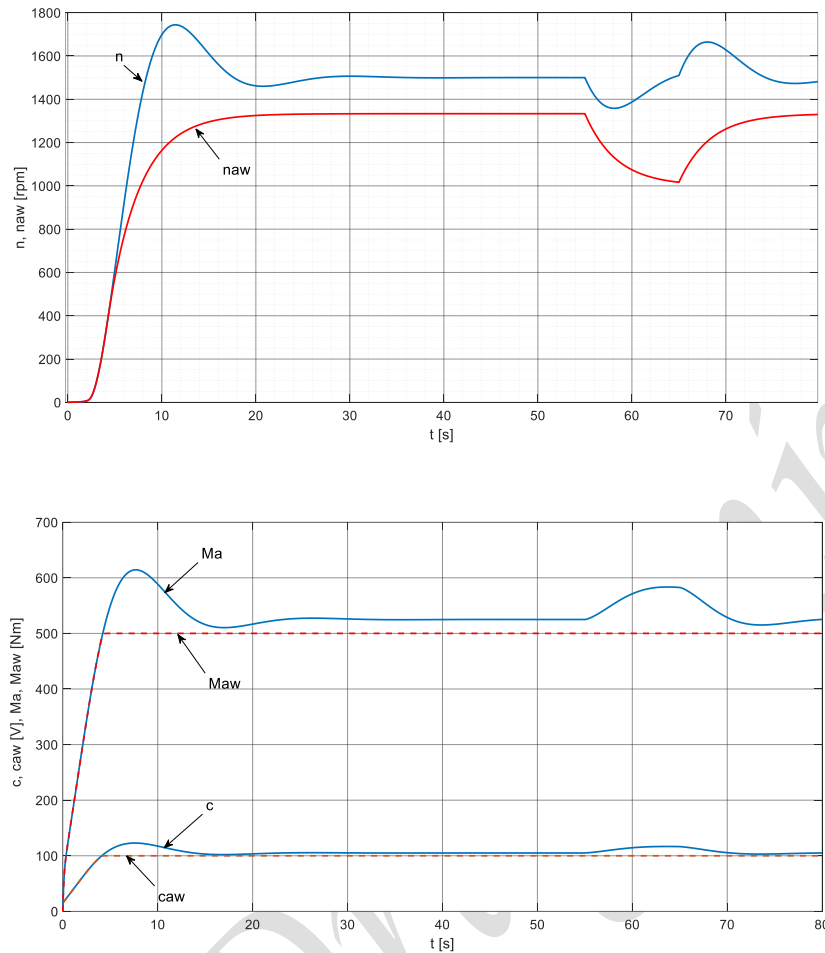
$$u(t) = K \cdot \left[ \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) \cdot d\tau \right] + u(0) - K \cdot T_D \cdot \dot{y}(t) .$$

Se observă că se însumează o acțiune de tip PI în raport cu eroarea de reglare  $\varepsilon$  cu o acțiune anticipativ-correctoare de tip D, în raport cu  $y(t)$ , potrivit relației (3) cu  $\beta = 0$ .

**Exemplu:** Pentru a ilustra implicațiile utilizării buclei anti-windup dezvoltăm în continuare exemplul prezentat în secțiunea 2 din § 2.1. Regulatorul folosit în cadrul sistemului este un regulator PI, legea de reglare fiind:

$$c(t) = a(t) + 1.5 \cdot \int_0^t a(\tilde{t}) \cdot d\tilde{t} + c(0).$$

În cazul ideal, fără limitări, turația și comanda variază după curbele  $n(t)$  și  $c(t)$  din figurile de mai jos. Ele sunt identice cu cele din figura b de la pag. 61 și figura c de la pag. 62.



Presupunem că în cazul real convertorul de putere admite variații ale mărimii de comandă doar în plaja  $c(t) \in [-100, 100]$  V. Pentru a asigura acest domeniu de variație regulatorul se prevede cu o buclă anti-windup. Variațiile turației și comanzii sunt redată de curbele  $n_{aw}(t)$  și  $M_{aw}(t)$ , reprezentate cu linie întreruptă în figurile anterioare. Datorită limitării lui  $c$ , puterea de comandă este și ea limitată, creșterea turației este mai lentă, tendința de stabilizare este mai pronunțată, iar suprareglajul este eliminat. Soluția nu convine însă întrucât sistemul nu mai ajunge să asigure valoarea prescrisă, de 1500 rpm. Datorită neadecvării puterii de comandă schema de reglare poate fi utilizată pentru turații de până la 1200 rpm. Pentru a atinge turații mai mari este necesar un convertor de putere mai mare.