

COMPORTAREA SISTEMELOR ÎN REGIMURI PERMANENTE

Comportarea sistemelor de reglare automată (SRA) în diverse regimuri de funcționare este determinată de structura sistemului, de tipul și valorile parametrilor regulatorului. Practic interesează comportarea atât în regimuri permanente cât și în regimuri tranzitorii.

3.1. Regimurile de funcționare ale sistemelor de reglare automată

Sistemele de reglare automată funcționează în două categorii de regimuri:

- regimuri permanente,
- regimuri tranzitorii, considerate de regulă ca regimuri de trecere de la un regim permanent la altul.

Regimurile permanente sunt regimuri particulare de funcționare în care mărimile sau variațiile în timp ale unor mărimi din sistem iau valori constante. Regimurile permanente pot fi instalate numai în *sisteme stabile*. Prezintă interes studiul sistemelor în următoarele regimuri permanente:

- *regimul staționar constant* (RSC), care este stabilit într-un sistem atunci când mărimile de intrare care acționează asupra sistemului iau o valoare constantă (în timp):

$$w(t) = w_{\infty} \sigma(t) \quad \text{și} \quad v(t) = v_{\infty} \sigma(t) \quad (3.1-1)$$

și, ca efect, în sistem sunt anulate regimurile tranzitorii. Corespunzător toate mărimile sistemului iau valori constante denumite **valori de regim staționar constant** (VRSC). Acest lucru se întâmplă teoretic pentru $t \rightarrow \infty$, practic după un interval de timp aproximativ de cinci - zece ori suma constantelor de timp mari ale sistemului.

- *Regimul de viteză constantă* (RVC), care se stabilește într-un sistem (la $t \rightarrow \infty$) atunci când una din mărimile de intrare are o variație lineară în timp (cealaltă / celelalte fiind considerate constante sau chiar de valoare nulă):

$$w(t) = t w_{\infty} \sigma(t) \quad \text{și} \quad v(t) = v_{\infty} \sigma(t). \quad (3.1-2)$$

RVC este specific funcționării și testării sistemelor de urmărire (în acest caz a referinței).

- *Regimul de accelerație constantă* (RAC), care se stabilește într-un sistem (la $t \rightarrow \infty$) atunci când una din mărimile de intrare are o variație în timp de tip parabolă (celelalte mărimi de intrare fiind constante sau chiar nule); de regulă această mărime de intrare este referința, cu notația $w(t)$ sau $r(t)$:

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

$$w(t) = \frac{1}{2} t^2 w_{\infty} \sigma(t) \quad \text{și} \quad v(t) = v_{\infty} \sigma(t). \quad (3.1-3)$$

Prin **punct de funcționare** (p.d.f.) a unui sistem se înțelege ansamblul valorilor tuturor mărimilor caracteristice ale sistemului. Dacă regimul de funcționare este *staționar*, p.d.f. se va numi **punct de funcționare staționară** (p.d.f.s.). Dacă regimul de funcționare este *staționar și constant*, p.d.f.s. se va numi **punct de funcționare staționară constantă** (p.d.f.s.c.). Coordonatele p.d.f.s.c. vor fi marcate cu $A_0(u_0, v_0, y_0, \mathbf{x}_0)$ sau cu $A_{\infty}(u_{\infty}, v_{\infty}, y_{\infty}, \mathbf{x}_{\infty})$.

Caracterizarea grafică a dependențelor între VRSC ale diferitelor mărimi ale unui sistem poartă denumirea de **caracteristici statice** (CS). Acestea sunt modele matematice neparametrice întâlnite numai la *sistemele stabile*; în particular se va vorbi despre CS și la sistemele ale căror f.d.t. *nu conțin componentă I pură sau D pură*.

Performanțele unui sistem de reglare automată (SRA) în raport cu diferite tipuri de variații ale intrărilor **sunt determinate și pot fi influențate** de proiectarea SRA, prin:

- alegerea corespunzătoare a structurii SRA (problema implică însă și o discuție ulterioară),
- alegerea tipului de RG și valorile concrete ale parametrilor de acordare (pentru o anumită structură de conducere și un anumit tip de regulator).

În practica reglării automate **prezintă interes** cunoașterea proprietăților SRA în următoarele regimuri permanente:

- În raport cu referința $w(t)$:
 - regimul staționar constant,
 - regimul de viteză constantă,
 - regimul de accelerație constantă.
- În raport cu perturbația $v(t)$:
 - regimul staționar constant.

Observație: În cazul **sistemelor lineare** regimurile particulare de funcționare în raport cu referința și în raport cu perturbația pot fi studiate **separat** și apoi poate fi aplicat principiul suprapunerii efectelor.

3.2. Determinarea valorilor de regim staționar constant ale mărimilor unui sistem (SRA)

Dependent de cunoștințele primare disponibile despre sistem, problema determinării p.d.f.s.c. ale unui sistem (SRA) și apoi a VRSC aferente p.d.f.s.c. poate fi pusă în mai multe moduri. Astfel, *situații frecvente* în practică sunt cele în care determinarea p.d.f.s.c. este pusă în *una din următoarele situații*:

- Sistemul este cunoscut prin CS relative la dependențe de RSC între diferitele mărimi ale sistemului; este pusă problema determinării CS echivalente (CS-e) aferente sistemului și - pe această bază - determinarea p.d.f.s.c. ale sistemului;
- Sistemul este cunoscut prin MM (parametrice) aferente diferitelor dependențe de RSC; este pusă problema determinării p.d.f.s.c. ale sistemului în ansamblu;

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

- Sistemul se află în funcțiune și este pusă problema determinării experimentale a coordonatelor p.d.f.s.c. ale sistemului și, pe aceasta bază, determinarea unor CS.

Pentru primul caz soluția problemei este găsită astfel:

- este cunoscută structura sistemului și sunt cunoscute CS aferente tuturor blocurilor componente (presupuse lineare sau nelineare dar cu CS continuă);
- este solicitată determinarea CS-e aferente sistemului și apoi, pe această bază, a p.d.f.s.c. semnificative ale acestuia.

Problema este tratată în detaliu sub diferite forme în [12], [24], [33]. O situație aparte este cea în care unul sau mai multe blocuri ale SRA conține/conțin componente integratoare.

A. Condiții de stabilire a RSC și de calcul al VRSC aferente unui sistem. Într-un sistem fizic / dinamic *regimul staționar constant* poate fi stabilit:

- numai dacă sistemul este stabil,
- dacă intrările (aici cele două intrări convenționale ale SRA) au valoare constantă în timp, adică:

$$w_{\infty} = \text{const și } v_{\infty} = \text{const},$$

- după anularea regimurilor tranzitorii din sistem, teoretic pentru $t \rightarrow \infty$.

Stabilirea RSC presupune deci *anularea efectelor de derivare și de integrare din sistem*. Această formulare poate fi transpusă în următoarele condiționări matematice:

(a) *Cazul sistemelor cu timp continuu (SC)*. În RSC sunt valabile următoarele condiționări în caracterizarea matematică și funcționarea sistemului:

- Pentru mărimile de stare:

$$\mathbf{x}' = \mathbf{0} \quad \text{echivalent cu} \quad \mathbf{x}'_{\infty} = \mathbf{0}. \quad (3.2-1)$$

- Pentru blocurile de tip integrator (I), fig.3.2-1 (a), sau cu componentă I distinctă (în relația generală (3.2-5) echivalentă cu $a_0=0$):

$$u_{\infty} = 0 \rightarrow y_{\infty} = \text{const}. \quad (3.2-2)$$

Blocurile cu comportare integratoare pură nu prezintă caracteristici statice (CS); la valoarea nulă a intrării, ieșirea de RSC y_{∞} poate lua orice valoare constantă din domeniul de valori posibile; această valoare este determinată de evoluția anterioară a sistemului (istoria sistemului).

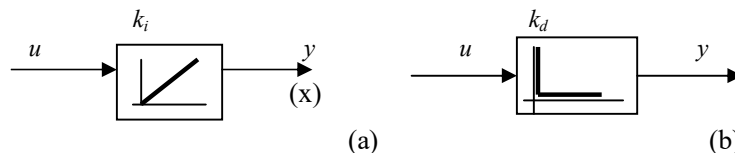


Fig.3.2-1 Figură explicativă privind comportarea în RSC a blocurilor I și D.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

- Pentru blocurile de tip derivativ (D), fig.3.2-1 (b) (cu componentă D distinctă, în relația (3.2-5) cu $b_0=0$):

$$\forall u_\infty = \text{const} \rightarrow y_\infty = 0. \quad (3.2-3)$$

Blocurile cu comportare derivativă pură nu prezintă caracteristici statice.

- Pentru blocurile de tip proporțional (P-, inclusiv PT1, PT2,..., PTn):

$$y_\infty = k u_\infty. \quad (3.2-4)$$

Aceste blocuri prezintă caracteristici statice.

Mai general, dacă sistemul continuu este stabil și este caracterizat printr-o f.d.t. rațională (prezența unui timp mort nu este deranjantă):

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad \text{cu } m \leq n \text{ și } b_0 \neq 0 \text{ și } a_0 \neq 0 \quad (3.2-5)$$

$$\text{atunci } k = \lim_{s \rightarrow 0} H(s) = H(0) = \frac{b_0}{a_0} \text{ și corespunzător } y_\infty = k u_\infty, \quad (3.2-6)$$

adică pentru o valoare $u_\infty = \text{const} \neq 0$ există o valoare $y_\infty = \text{const} \neq 0$ (din teorema valorii finale).

Reprezentarea grafică a dependenței $y_\infty = f(u_\infty)$ reprezintă *caracteristica statică (CS)* aferentă sistemului (blocului, modulului). Reluând formulările anterioare, acum relativ la modelul (3.2-5), se poate spune:

- Dacă $a_0 = 0$ dar $b_0 \neq 0$, situația este încadrată la sistem cu componentă (modul / bloc) de tip integrator și este valabilă condiția (3.2-2).
- Dacă $b_0 = 0$ dar $a_0 \neq 0$, situația este încadrată la sistem cu componentă (modul / bloc) de tip derivativ și este valabilă condiția (3.2-3).

(b) *Cazul sistemelor cu timp discret (SD)*. Principiile expuse pentru sistemele cu timp continuu rămân valabile, dar condiționările din caracterizarea matematică a funcționării în RSC sunt modificate:

- pentru mărimile de stare: $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k$ echivalent cu $\Delta \mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k = \mathbf{0}$,
- pentru blocurile de tip I: $u_\infty = 0$ și corespunzător $y_\infty = \text{const}$,
- pentru blocurile de tip D: $u_\infty = \text{const}$ și corespunzător $y_\infty = 0$,
- pentru blocurile de tip P: $y_\infty = k u_\infty$.

(3.2-7)

În general, dacă sistemul caracterizat printr-o f.d.t. de formă rațională este stabil:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_m z^m + \dots + b_1 z + b_0}{a_n z^n + \dots + a_1 z + a_0} \quad \text{cu } m \leq n \quad (3.2-8)$$

- și în sistem nu există: - **Comportarea sistemelor în regimuri permanente**
 - componente D pure, adică $B(1) \neq 0$,
 - componente I pure, adică $A(1) \neq 0$,

atunci în baza teoremei valorii finale aplicată sistemului cu intrarea constantă se obține:

$$k = \lim_{z \rightarrow 1} H(z) = H(1). \quad (3.2-9)$$

B. Determinarea valorilor de regim staționar constant ale unui sistem (în particular, SRA).

Cunoașterea VRSC ale unui sistem, în particular SRA, prezintă interes din următoarele motive:

- permite determinarea (tuturor) p.d.f.s. din cadrul sistemului;
- permite construcția CS aferente diferitelor blocuri ale SRA și al SRA în ansamblu; pe această bază este posibilă apoi cunoaștere a posibilităților de funcționare a SRA și în diferite regimuri tranzitorii (de exemplu la variații mari ale mărimilor de intrare în condițiile limitărilor inerente ale blocurilor SRA) și pe această bază
- permite apoi (re)dimensionarea corectă a elementelor componente (de execuție, de măsură ș.a.).

VRSC și corespunzător CS aferente blocurilor SRA (SRA în ansamblu) pot fi determinate doar pentru domenii limitate de variație a mărimilor sistemului (domenii determinate de funcționalitatea acestuia), în jurul unor puncte de funcționare staționară constantă (p.d.f.s.c.) considerate semnificative (mers în gol, mers în sarcină ș.a.). Mai mult, determinarea VRSC poate fi a priori sau a posteriori realizării sistemului. Există diferite situații (scenarii) de determinare a VRSC aferente unui sistem. Sunt menționate ca situații caracteristice:

- (a) *Determinarea pe cale experimentală a VRSC din măsurări (de RSC) efectuate asupra mărimilor sistemului*; această determinare este de tip a posteriori realizării sistemului;
- (b) *Calculul analitic al VRSC aferente unui sistem*; această determinare – bazată pe MM aferente sistemului - poate fi de tip a priori sau de tip a posteriori realizării sistemului.

(a) Determinarea pe cale experimentală a VRSC din măsurări efectuate asupra mărimilor sistemului. Situația este frecventă în practică la punerile în funcțiune ale PC și/sau SRA. Efectuarea măsurărilor este condiționată de existența unei aparaturi de măsurare dedicate, adeseori scumpă (traductoare primare, convertoare de semnal, cuploare de proces, echipamente de măsură și de prelucrare a informației, stații de prelucrare specializate ș.a.). În fig.3.2-3 este prezentată schema de principiu aferentă unei determinări pe cale experimentală a VRSC ale unui SRA.

Aspecte de detaliu care trebuie luate în considerare:

- *Lipsa accesului prin măsurări la (unele) mărimi interioare ale SRA*, în particular ale:
 - regulatorului (DC),
 - procesului (PC).

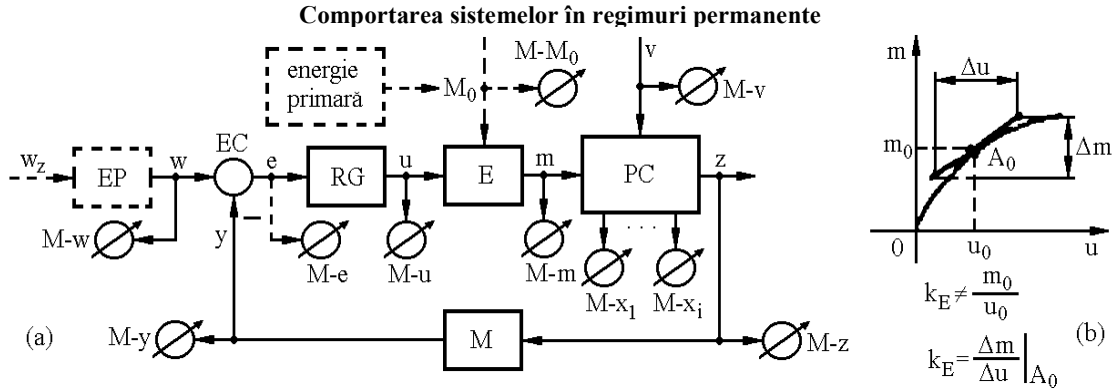


Fig.3.2-2 Schema de principiu pentru determinarea pe cale experimentală a VRSC.

În astfel de situații sunt măsurate doar acele mărimi care sunt accesibile măsurărilor, valorile altor mărimi sunt deduse apoi pe baza de MM (dacă este posibil), din calcule sau sunt estimate (prin utilizarea estimatoarelor de măsură). Caracteristici statice (CS) vor fi construite numai pentru blocuri pentru care au putut fi accesate VRSC ale intrării și ieșirii.

Important pentru aprecierea stabilirii RSC în sistem îl constituie *accesul la intrările elementelor de tip integrator (componentă I distinctă)*. În particular poate fi vorba de accesul la eroarea de reglare $\varepsilon(t) = e(t)$; dacă regulatorul va conține o componentă de tip I atunci în RSC se obține:

$$e_{\infty} = 0, \quad (3.2-10)$$

ceea ce confirmă stabilirea RSC.

Observație: Frecvent, chiar și în cadrul cărții de față eroarea de reglare va fi marcată cu $e(t)$ sau cu $\varepsilon(t)$.

- Adeseori blocurile funcționale ale SRA (SRA în ansamblu) prezintă *nelinearități* (continue) care fac ca și CS aferentă blocului (sistemului) să rezulte nelineară, fig.3.2-2 (b). Atașarea unui MM linear în jurul unui p.d.f.s.c. va necesita parcurgerea operațiilor de *linearizare* și de explicitare a MM linearizate în creșterile variabilelor de intrare și de ieșire ale blocului calculate în raport cu p.d.f.s.c.:

$$\Delta u(t) = u(t) - u_0, \quad \Delta y(t) = y(t) - y_0, \quad \text{respectiv:} \quad (3.2-11-a)$$

$$\Delta y_{\infty} = k \Delta u_{\infty}, \quad (3.2-11-b)$$

în care:

$$k = \left. \frac{dy}{du} \right|_{A_0} \approx \left. \frac{\Delta y}{\Delta u} \right|_{A_0} - \text{coeficientul de transfer al sistemului (linear/linearizat)} \\ \text{cu dimensiunea } <k> = <\Delta y>/<\Delta u>. \quad (3.2-11-c)$$

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

- *Situațiile în care dependențele de RSC (CS) sunt funcție de valoarea unei mărimi a blocului / sistemului.* În astfel de cazuri sunt determinate *familii de caracteristici statice* care au ca parametru mărimea (parametrul funcțional) a (al) blocului în cauză.

(b) Calculul analitic al VRSC aferente unui sistem. Există diferite tehnici de calcul al VRSC aferente unui sistem (SRA). Aceste tehnici depind de următoarele:

- forma de prezentare a MM aferent sistemului (tipul MM), reprezentarea sub care este cunoscută structura sistemului, schema bloc ș.a.);
- linearitatea / nelinearitatea MM;
- modul de tratare în timp a informației (timp continuu, timp discret);
- informațiile relative la unele VRSC ale sistemului ș.a.

Situațiile care apar mai frecvent în aplicații sunt sintetizate în continuare sub forma unor *cazuri de studiu*. În cele ce urmează este tratată doar situația lineară (linearizată).

(1) Sistemul este caracterizat prin MM-ISI în domeniul timp. Există mai multe cazuri remarcabile.

- **Cazul sistemului cu timp continuu (SC):** Este considerat sistemul linear de ordinul n cu r intrări și q ieșiri, cu MM-ISI de forma:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}'(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (3.2-16)$$

În RSC se poate scrie

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{x}'_{\infty} = \mathbf{0}, \text{ de unde:} \quad (3.2-17)$$

$$\begin{aligned}\mathbf{0} &= \mathbf{A} \mathbf{x}_{\infty} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{\infty} \\ \mathbf{y}_{\infty} &= \mathbf{C} \mathbf{x}_{\infty}.\end{aligned}\quad (3.2-18)$$

Relațiile (3.2-18) reprezintă un sistem algebric de $(n+q)$ ecuații în $(n+r+q)$ necunoscute: $n =$ numărul stărilor $= \dim(\mathbf{x})$, $r =$ numărul intrărilor $= \dim(\mathbf{u})$, $q =$ numărul ieșirilor $= \dim(\mathbf{y})$. Prin rezolvarea sistemului algebric (3.2-18) pot fi determinate $n+q$ VRSC cu condiția ca cele r VRSC cunoscute să asigure compatibilitatea sistemului.

Relativ la VRSC ale ieșirii, \mathbf{y}_{∞} este obținut sub forma aceluiași rezultat dacă este efectuat calculul:

$$\mathbf{y}_{\infty} = \mathbf{C} (-\mathbf{A}^{-1}) \mathbf{B} \mathbf{u}_{\infty}. \quad (3.2-19)$$

Important: Dacă cele r VRSC cunoscute sunt tocmai mărimile de intrare atunci sistemul algebric (pentru un SRA stabil) este întotdeauna compatibil.

- **Cazul sistemului cu timp discret (SD):** Este considerat sistemul linear (stabil) de ordinul n cu r intrări și q ieșiri, cu MM-ISI de forma:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A} \mathbf{x}_k + \mathbf{B} \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{C} \mathbf{x}_k\end{aligned}\quad (3.2-20-a)$$

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

În RSC se poate scrie

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k = \mathbf{x}_\infty \quad \text{de unde:} \quad (3.2-20-b)$$

$$\mathbf{x}_\infty = \mathbf{A} \mathbf{x}_\infty + \mathbf{B} \mathbf{u}_\infty \quad \text{respectiv} \quad (\mathbf{I} - \mathbf{A}) \mathbf{x}_\infty = \mathbf{B} \mathbf{u}_\infty \quad (3.2-20-c)$$

$$\mathbf{y}_\infty = \mathbf{C} \mathbf{x}_\infty \quad \text{sau} \quad \mathbf{y}_\infty = \mathbf{C} (\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \mathbf{u}_\infty.$$

Relațiile (3.2-20) reprezintă un sistem algebric de $(n+q)$ ecuații în $(n+r+q)$ necunoscute în care n , r și q au semnificația dată anterior. Prin rezolvarea sistemului algebric pot fi determinate $n+q$ VRSC cu condiția ca cele r VRSC cunoscute să asigure compatibilitatea sistemului.

(2) Sistemul este caracterizat de MM-II sau MM-ISI în domeniul operațional. Situațiile care apar presupun:

- explicitarea expresiei operaționale a ieșirii în cauză în funcție de intrările sistemului,
- aplicarea teoremei valorii finale (TVF).

De exemplu, în cazul explicitării generale a f.d.t. în λ cu $\lambda = s$ (SC) sau $\lambda = z$ (SD), dacă:

$$\mathbf{y}(\lambda) = \mathbf{H}(\lambda) \mathbf{u}(\lambda) \quad \text{cu} \quad \mathbf{H}(\lambda) = \mathbf{C} (\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \quad (3.2-21-a)$$

respectiv, în cazul monovariabil:

$$y(\lambda) = H(\lambda) u(\lambda) \quad \text{cu} \quad H(\lambda) = \mathbf{c}^T (\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} \quad (3.2-21-b)$$

atunci, după caz, prin aplicarea TVF sunt obținute VRSC pentru toate mărimile declarate ca mărimi de ieșire și pentru care au fost evidențiate dependențele operaționale ce prezintă interes (scriere pentru cazul monovariabil):

$$y_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} \left\{ s \frac{1}{s} H(s) \right\} u_\infty = H(0) u_\infty \quad \text{sau} \quad y_\infty = \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \frac{z-1}{z} \frac{z}{z-1} H(z) \right\} u_\infty = H(1) u_\infty.$$

(3) Sistemul este caracterizat de schema bloc informațională, în care au fost evidențiate distinct cele două blocuri funcționale de bază – regulatorul RG și procesul condus PC – și pentru fiecare în parte au fost evidențiate blocurile de tip D și I, celelalte blocuri fiind cu componentă P distinctă (cu $b_0 \neq 0$ și $a_0 \neq 0$). Pot apare mai multe situații de interes prezentate în cele ce urmează.

• **Sistem cu timp continuu cu prelucrare omogenă în timp a informației.** În vederea determinării VRSC din sistem se procedează astfel (cazurile cu timp continuu respectiv cu timp discret sunt tratate similar, particularitatea apărând doar la considerarea condițiilor de RSC) (exemplificare în cazul cu timp continuu):

- Pentru fiecare din blocurile tipizate (I, D, P, ...) sunt explicitate condițiile de funcționare de RSC și relațiile de calcul al VRSC:
 - pentru blocurile I: pentru $u_\infty = 0 \rightarrow y_\infty = \text{const}$, valoare ce depinde de istoria anterioară a sistemului,
 - pentru blocurile D: pentru $u_\infty = \text{const} \rightarrow y_\infty = 0$,
 - pentru blocurile P (PT-n): pentru $u_\infty = \text{const} \rightarrow y_\infty = k \cdot u_\infty$.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

- Se obține un sistem algebric cu dimensiunea dependentă de complexitatea sistemului; în principiu $(n+q)$ ecuații cu $(n+q+r)$ VRSC.
- Dacă este cunoscut un număr suficient de VRSC în raport cu care sistemul algebric este compatibil (de exemplu, r VRSC, dar nu oricare), pot fi calculate celelalte VRSC din sistem.

Observație: Ori de câte ori în schema bloc a SRA (PC) apare un bloc I, atunci pe intrarea acestuia va fi impusă condiția de RSC „intrare nulă”, $u_{\infty} = 0$. Ori de câte ori în schema bloc a SRA (PC) apare un bloc D, pe ieșirea acestuia va fi impusă condiția de RSC $y_{\infty} = 0$. În raport cu aceste condiții sunt calculate apoi ieșirea respectiv intrarea constantă a blocului (calculul derulat „în sens invers”).

Exemplul 3.2-1. Este considerată structura de SRA cu schema bloc din fig.3.2-4, în care, pentru referința sistemului s-a utilizat notația $w(t)$ iar pentru eroarea de reglare $e(t)$. Regulatorul (RG) este considerat în două variante de realizare:

Varianta 1: RG-PI cu f.d.t.

$$H(s) = \frac{k_R}{2.5s} (1 + 2.5s). \quad (1)$$

Varianta 2: RG-PDT1 cu f.d.t.

$$H(s) = \frac{k_R (1 + 2.5s)}{1 + 25s}. \quad (2)$$

Se cere: (1) Să se determine c.d.t. ale SRA și MM-ISI aferent, pentru ambele variante de RG.

(2) Să se determine domeniul valorilor k_R ($k_R > 0$) pentru care sistemul este stabil. Cum este influențată stabilitatea sistemului la modificarea valorii constantei de timp $T=3.5$ sec de la numărătorul f.d.t. la $T'=0.25$ sec și $T''=10$ sec, dacă $k_R=0.5$ pentru varianta (1) și $k_R=13.5$ pentru varianta (2)?

(3) Pentru $w_{\infty} = 6.5$ și $v_{\infty}=500$ să se determine VRSC din sistem. În ce măsură sunt influențate aceste valori de: - modificările lui k_R ; - modificările lui T (punctul (2)) cu respectarea cerințelor de stabilitate?

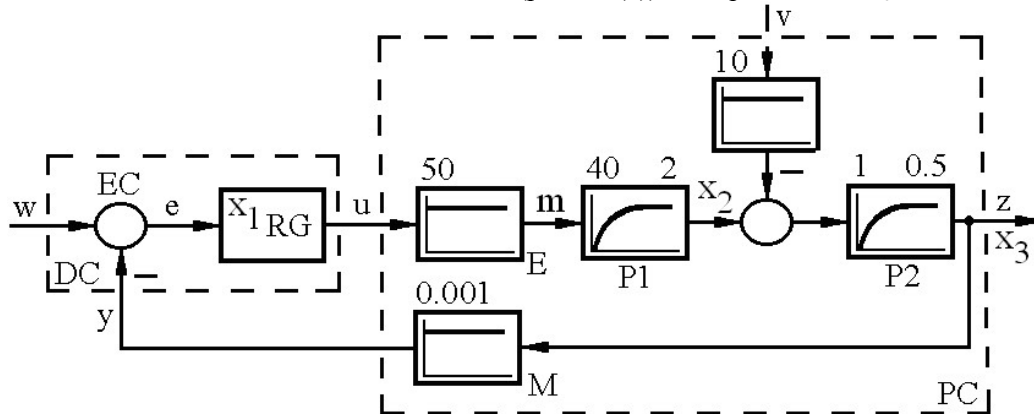


Fig.3.2-4. Relativă la exemplul 3.2-1.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

Soluție: Pentru exemplificare este considerată rezolvarea în varianta 1 cu RG-PI (1), urmând ca rezolvarea celeilalte variante să constituie aplicație pentru cititor.

(1) C.d.t. aferente SRA sunt:

$$H_w(s) = \frac{z(s)}{w(s)} = \frac{80k_R (1 + 2.5s)}{s^3 + 2.5s^2 + (2k_R + 1)s + 0.8k_R},$$

$$H_v(s) = \frac{z(s)}{v(s)} = -\frac{10s(1 + 2s)}{s^3 + 2.5s^2 + (2k_R + 1)s + 0.8k_R}.$$

În determinarea MM-ISI aferent sistemului se pleacă de la alegerea variabilelor de stare ale sistemului: x_1 corespunde regulatorului (RG) de tip PI; x_2 este ieșirea blocului P1 (de tip PT1); $x_3 = z$ este ieșirea blocului P2 (de tip PT1).

MM-ISI aferente blocurilor sistemului și ecuațiile de legătură ce caracterizează sistemul sunt următoarele:

$$\text{RG : } \dot{x}_1 = \frac{k_R}{2.5} e, \quad u = x_1 + k_R e,$$

$$\text{P1 : } \dot{x}_2 = -\frac{1}{2} x_2 + \frac{40}{2} m,$$

$$\text{P2 : } \dot{x}_3 = -\frac{1}{0.5} x_3 + \frac{1}{0.5} (x_2 - 10v),$$

$$\text{E : } m = 50 u,$$

$$\text{M : } y = 0.001 x_3,$$

$$\text{EC : } e = w - y,$$

$$z = x_3.$$

Rearanjarea acestor ecuații permite explicitarea MM-ISI aferent sistemului:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b}_w w + \mathbf{b}_v v,$$

$$z = \mathbf{c}^T \mathbf{x}$$

$$\text{în care: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -0.0004k_R \\ 1000 & -0.5 & -k_R \\ 0 & 2 & -2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_w = \begin{bmatrix} 0.4k_R \\ 1000k_R \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -20 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}^T = [0 \quad 0 \quad 1].$$

(2) Polinomul caracteristic al SRA poate fi calculat ca numitor al c.d.t.:

$$\Delta(s) = \det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) \text{ rezultând: } \Delta(s) = s^3 + 2.5s^2 + (2k_R + 1)s + 0.8k_R.$$

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

Întrucât $k_R > 0$, sunt verificate cerințele teoremei preliminare de stabilitate. În continuare este aplicat criteriul Hurwitz. Matricea Hurwitz aferentă sistemului, \mathbf{H}_H , este:

$$\mathbf{H}_H = \begin{bmatrix} 2.5 & 0.8k_R & 0 \\ 1 & 2k_R + 1 & 0 \\ 0 & 2.5 & 0.8k_R \end{bmatrix}.$$

Impunând condițiile de stabilitate se obține:

$$H_1 = 2.5 > 0, \quad H_2 = 2.5 (2k_R + 1) - 0.8k_R > 0, \quad H_3 = 0.8k_R H_2 > 0,$$

de unde rezultă domeniul valorilor lui k_R pentru care SRA este stabil și anume:

$$k_R \in (0, \infty).$$

În cazul $k_R = 0.5$ și $T' = 0.25$ sec este recalculat polinomul caracteristic al SRA:

$$\Delta'(s) = s^3 + 2.5s^2 + 2s + 0.4,$$

iar pentru componentele matricei Hurwitz se obține:

$$H_1 = 2.5 > 0, \quad H_2 = 4.6 > 0, \quad H_3 = 1.84 > 0, \quad \text{deci SRA este stabil.}$$

Pentru $T'' = 10$ sec este efectuat un calcul similar.

(3) Sunt exprimate dependențele de RSC aferente blocurilor SRA și relațiile de legătură:

$$\begin{aligned} \text{RG: } e_\infty &= 0, & \text{E: } m_\infty &= 50 u_\infty, & \text{P1: } x_{2\infty} &= 40 m_\infty, \\ \text{P2: } z_\infty &= x_{2\infty} - 10 v_\infty, & \text{M: } y_\infty &= 0.001 z_\infty, & \text{EC: } e_\infty &= w_\infty - y_\infty. \end{aligned}$$

Prin rezolvarea sistemului anterior rezultă:

- din condiția: $e_\infty = 0$, rezultă succesiv: $y_\infty = w_\infty = 6.5$,

$$z_\infty = 1000 y_\infty = 6500, \quad x_{2\infty} = z_\infty + 10 v_\infty = 11500,$$

$$m_\infty = 0.025 x_{2\infty} = 287.5, \quad u_\infty = 0.02 m_\infty = 5.75.$$

Poate fi observat faptul că în cazul utilizării unui regulator PI, VRSC din sistem nu sunt influențate de modificările parametrilor regulatorului $\{k_R, T_i\}$.

• **Cazul în care prelucrarea în timp a informației în cadrul sistemului este neomogenă.** Cazul este tipic pentru situația conducerii numerice a PC când PC este caracterizat prin MM cu timp continuu iar RG, numeric, este caracterizat prin MM cu timp discret, fig.3.2-5.

Cuplarea celor două sisteme are loc la nivelul convertoarelor CAN și respectiv CNA. În cazul echipamentelor de conducere numerică moderne este utilizată reprezentarea informației pe un număr suficient de mare de biți/cuvânt (de exemplu, $n_b > 12$). Acest lucru determină ca la nivelul conversiei CNA și CAN să se poată considera că ambele reprezentări – cea continuă și cea discretă – ale unei aceleiași informații sunt numeric egale, adică:

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

$$\|u(t)\| = \|u^*(t_k)\| = \|u_c(t)\| \quad \text{pentru } t=t_k, \quad (3.2-23-a)$$

$$\|y(t)\| = \|y^*(t_k)\| \quad \text{pentru } t=t_k, \quad (3.2-23-b)$$

$$\|w(t)\| = \|w^*(t_k)\| \quad \text{pentru } t=t_k. \quad (3.2-23-c)$$

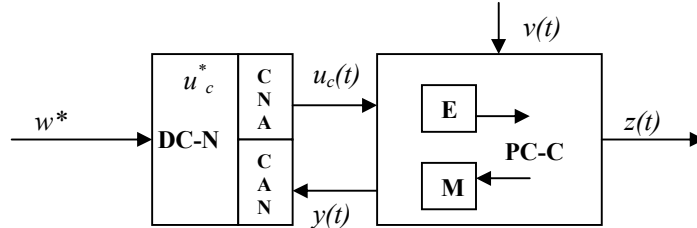


Fig.3.2-5. Sistem cu prelucrare neomogenă în timp a informației.

În continuare, pentru cele două zone de prelucrare în timp a informației calculele de RSC pot fi efectuate prin metodele specifice exemplului 3.2-1. Impunând suplimentar condiția (3.2-23), este rezolvată situația de calcul concretă.

(4) Formulări specifice pentru problemele legate de calcul de VRSC. În practică apar situații de funcționare în care problema determinării (calculul) VRSC trebuie formulată diferit de cele prezentate. Sunt exemplificate situațiile următoare:

- Sistemul funcționează cu o valoare z_∞ dată (impusă) și cu o valoare v_∞ impusă. Să se determine valoarea referinței care se asigură acest p.d.f.s.c.
- Având referința dată și o limitare (maximă, minimă) a valorii unei / unor mărimi din interiorul sistemului (dictate de exemplu de nedepășirea valorii nominale sau a unei valori maxim admise) să se determine VRSC v_∞ cu care poate fi încărcat în RSC sistemul.
- Sistemul funcționează cu o referință dată și o valoare impusă pentru ieșire să se calculeze încărcarea / perturbația aferentă (problema nu are totdeauna soluție).

În practică, problema determinării VRSC, a CS aferente SRA, este adeseori îngreunată de faptul că procesul este nelinear. Trebuie însă observat și faptul că la utilizarea unui element de măsură (EM) linear și a unui RG cu componentă I, în RSC, între anumite limite, în relația *ieșire de apreciere-referință* nelinearitățile din proces „nu sunt văzute”, CS aferentă fiind egală cu inversa CS aferente EM.

În practică, utilizarea unui element de măsură cu CS nelineară adecvată – de exemplu, cu alura inversă a CS de pe calea directă – poate fi asociată cu linearizarea CS echivalente.

3.3. Proprietăți induse de tipul de regulator asupra comportării SRA în regimuri permanente

În cele ce urmează vor fi discutate numai aspectele legate de proprietățile induse de tipul de RG asupra comportării în regimuri permanente ale SRA. În analiza care va fi prezentată se pleacă de la structura clasică de SRA din fig.3.3-1 pentru care sunt exprimate următoarele relații (în operațional, în cazul general λ):

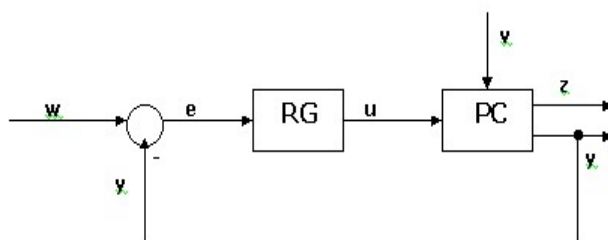


Fig.3.3-1. Schema bloc aferentă unui SRA.

$$H_v(\lambda) = \frac{H_N(\lambda)}{1 + H_R(\lambda)H_P(\lambda)}, \quad (3.3-1)$$

$$H_w(\lambda) = \frac{H_R(\lambda)H_P(\lambda)}{1 + H_R(\lambda)H_P(\lambda)} \quad (3.3-2)$$

(referința marcată cu w) și $\lambda = s$ sau z , iar $H_N(\lambda)$ reprezintă „partea din $H_P(\lambda)$ ” peste care acționează perturbația.

Observație: În cazul SD, cum $H_N(z)$ de regulă nu există ($v(t)$ este continuă în timp), atunci $H_N(z)$ este calculată ca o extensie analitică a comportării în timp discret a sistemului continuu (cu luarea în seamă a ER).

Ca urmare, f.d.t. a sistemului deschis va fi:

$$H_0(\lambda) = H_R(\lambda)H_P(\lambda) = \frac{B_0(\lambda)}{A_0(\lambda)}. \quad (3.3-3-a)$$

Prezența componentei I în structura sistemului este constatată prin verificarea condiției:

$$(C): \quad A_0(0) = 0 \quad \text{adică } s = 0 \text{ este o rădăcină} \quad (3.3-3-b)$$

$$(D): \quad A_0(1) = 0 \quad \text{adică } z = 1 \text{ este o rădăcină} \quad (3.3-3-c)$$

Comportarea sistemelor în regimuri permanente
(mai multe componente I presupun rădăcini multiple).

În aplicațiile practice prezintă interes următoarele comportări de regim permanent:

A. În raport cu referința $w(t)$:

- Comportarea de RSC: $t \rightarrow \infty$, $w(t)$ de tip treaptă,
- Comportarea de RVC: $t \rightarrow \infty$, $w(t)$ de tip rampă.

B. În raport cu perturbația $v(t)$:

- Comportarea de RSC: $t \rightarrow \infty$, $v(t)$ de tip treaptă.

În acest din urmă caz sistemul este considerat ca aflat în RSC determinat de o referință constantă w_0 , care determină VRSC a ieșirii, y_0).

Pentru analiza proprietăților induse de RG în comportarea de regim permanent a SRA convențională, după ieșire, va fi luat în considerare cazul continuu cu $\lambda = s$. Cazul discret, cu $\lambda = z$, este tratat în manieră absolut identică și conduce la aceleași rezultate și concluzii. Diferența apare doar la modul de explicitare a *teoremei valorii finale (TVF)*, diferit pentru cele două cazuri.

- În cazul continuu, TVF – C este explicitată în forma:

$$y(s) = H_w(s) \cdot w(s) ; t \rightarrow \infty$$

$$y_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s y(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s H_w(s) w(s) ; \quad (3.3-4-a)$$

- În cazul discret, TVF – D este explicitată în forma:

$$y(z) = H_w(z) \cdot w(z) ; t \rightarrow \infty$$

$$y_\infty = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \frac{z-1}{z} y(z) \right\} = \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \frac{z-1}{z} H(z) w(z) \right\}. \quad (3.3-4-b)$$

În baza schemei bloc din fig.3.3-1 și a relațiilor (3.3-1), (3.3-2), (3.3-3) sunt formulate următoarele dependențe (a se vedea și capitolul 1):

$$y(s) = H_w(s)w(s) + H_v(s)v(s) = \frac{H_R(s)H_P(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}w(s) + \frac{H_N(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}v(s) \quad (3.3-5-a)$$

$$e(s) = \frac{1}{1 + H_R(s)H_P(s)}w(s) - \frac{H_N(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}v(s) \quad (3.3-5-b)$$

în care f.d.t. aferentă sistemului deschis poate fi explicitată sub forma:

$$H_0(s) = \frac{k_0}{s^{q_0}} \frac{B_0(s)}{A_0'(s)} e^{-sT_m} \quad \text{și} \quad A_0(s) = s^{q_0} A_0'(s), \quad (3.3-6)$$

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

în care, pentru simplificarea scrierii, a fost omisă evidențierea factorului ce caracterizează timpul mort, $T_m=0$ (nu este afectată generalitatea întrucât în RSC $e^{-sT_m} = 0$ ($s \rightarrow 0$)); $q_0=0, 1, 2$ este ordinul de multiplicitate al polului în origine (numărul de componente I) al (ale) sistemului deschis și $A_0'(0) \neq 0$.

Remarcă: În unele situații prezintă interes și discutarea valorii comenzii $u(s) = f(w(s), v(s))$. Acest lucru se justifică prin faptul că la nivelul EE, pătratul mărimii de execuție, $m^2(t)$ este o măsură a puterii / energiei introduse în proces și, ca urmare, $u^2(t)$ reprezintă o măsură a *efortului (energetic) la nivelul comenzii*.

În analiza prezentată în continuare este acceptat că polul în origine s^{q_0} ($q_0 = 0, 1, 2$) este adus de RG. De asemenea, este acceptat că pe canalul de perturbație $H_N(s)$ nu se află pol în origine. Însă orice schimbare a condițiilor (ipotezelor) în care este efectuată analiza poate modifica rezultatele.

Sistemul fiind linear (linearizat), comportarea de regim permanent poate fi analizată separat:

- în raport cu referința $w(t)$,
- în raport cu perturbația $v(t)$.

Pentru concluzia finală se aplică apoi principiul suprapunerii efectelor.

Înlocuind (3.3-6) în (3.3-5) se obțin relațiile generale intrare-ieșire:

$$y(s) = \frac{\frac{k_0}{s^{q_0}} \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}}{1 + \frac{k_0}{s^{q_0}} \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} w(s) + \frac{k_N \frac{B_N(s)}{A_N(s)}}{1 + \frac{k_0}{s^{q_0}} \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} v(s), \quad (3.3-7-a)$$

$$e(s) = \frac{1}{1 + \frac{k_0}{s^{q_0}} \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} w(s) - \frac{k_N \frac{B_N(s)}{A_N(s)}}{1 + \frac{k_0}{s^{q_0}} \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} v(s). \quad (3.3-7-b)$$

A. Comportarea SRA în raport cu referința. Proprietăți induse de tipul de regulator. În acest caz interesează în principal comportarea de RSC și de RVC în raport cu referința:

$$w(s) = \frac{1}{s} w_\infty \quad w(t) = w_\infty \cdot \sigma(t) \quad \text{și} \quad (3.3-8)$$

$$w(s) = \frac{1}{s^2} w_\infty \quad w(t) = t \cdot w_\infty \cdot \sigma(t),$$

în condițiile în care $v(t) = 0$ ($v(s) = 0$). Corespunzător relațiile (3.3-8) conduc la:

$$y(s) = \frac{k_0 \cdot \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}}{s^{q_0} + k_0 \cdot \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} w(s) \quad \text{și} \quad e(s) = \frac{s^{q_0}}{s^{q_0} + k_0 \cdot \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} w(s). \quad (3.3-9)$$

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

Observație: Explicitarea lui $H_0(s)$ în forma (3.3-6) a fost făcută acceptând că

$$\left. \frac{B_0(s)}{A_0(s)} \right|_{s=0} = 1 ; \text{ altfel spus, coeficientul de transfer } k_0 \text{ a fost scos în afara formei raționale.}$$

Aplicând TVF-C asupra expresiilor lui $y(s)$ și $e(s)$ în care q_0 este parametru (0, 1, sau 2) sunt obținute rezultatele sintetizate în tabelul 3.3-1. Relativ la informațiile sintetizate în tabelul 3.3-1 se fac următoarele *precizări*:

Tabelul 3.3-1. Dependențe de regim staționar constant în raport cu referința.

w	y_∞			e_∞		
	$q_0=0$	$q_0=1$	$q_0=2$	$q_0=0$	$q_0=1$	$q_0=2$
$w(s) = \frac{1}{s} w_\infty$ (RSC)	$\frac{k_0}{1+k_0} w_\infty$	$1 \cdot w_\infty$	$1 \cdot w_\infty$	$\frac{1}{1+k_0} w_\infty$	$0 \cdot w_\infty$	$0 \cdot w_\infty$
$w(s) = \frac{1}{s^2} w_\infty$ (RVC)	∞	∞	∞	∞	$\frac{1}{k_0} \cdot w_\infty$	$0 \cdot w_\infty$

(1) Pentru regimul staționar constant stabilit în sistem (RSC):

- asigurarea condiției de eroare de reglare nulă ($e_\infty = 0$) impune existența componentei I în structura RG;
- sistemele cu RG fără componentă I lucrează cu eroare nenulă (nu asigură la ieșire *exact* valoarea mărimii de referință); aceasta nu înseamnă faptul că aceste sisteme lucrează „greșit” ci doar că au *un mod de comportare specific* care, în anumite situații, este chiar dorit;
- relațiile scrise în tabelul 3.3-1 sunt valabile și pentru cazul sistemului linearizat în jurul unui p.d.f.s.c. $A_0(w_0, y_0, e_0, \dots)$, când în locul scrierii *în valori absolute* va fi adoptată scrierea *în creșteri*:

$$y_\infty \rightarrow \Delta y_\infty, w_\infty \rightarrow \Delta w_\infty, e_\infty \rightarrow \Delta e_\infty, \dots$$

În astfel de situații poate prezenta interes explicitarea valorii absolute a mărimilor a căror cunoaștere are efect:

$$\Delta y_\infty = y_\infty - y_0 \text{ și } y_\infty = y_0 + \Delta y_\infty, \text{ cu } \Delta y_\infty \text{ calculat conform relațiilor din tabel;}$$

- pe baza tabelului poate fi construită *caracteristica de prescriere* a SRA, $y_\infty = f(w_\infty)|_{v_\infty=0}$, fig.3.3-3, de unde rezultă: CS cea mai înclinată corespunde situației de SRA cu RG cu componentă I.

Ca și consecință imediată este formulat faptul că schimbarea tipului de regulator (de la P la I sau invers) are ca efect schimbarea alurii CS de prescriere a SRA.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

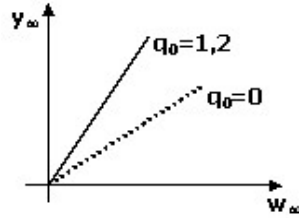


Fig.3.3-3. Caracteristica de prescriere aferentă unui SRA.

(2) Pentru regimul de viteză constantă (RVC):

- asigurarea condiției de eroare de reglare nulă ($e_\infty = 0$) impune existența a două componente I în structura RG;
- valorile de ∞ din tabel trebuie interpretate în sensul că la creșteri nemărginite ale intrării (variație rampă) se manifestă creșteri nemărginite ale ieșirii sau ale erorii de reglare;
- chiar și sistemele cu RG cu o componentă I , lucrează în RVC cu eroare nenulă adică nu asigură la ieșire *exact* valoarea mărimii de referință (prescriere); altfel spus, sistemele de urmărire trebuie să fie caracterizate de $q_0 > 1$, ceea ce ridică probleme legate de stabilizarea acestor sisteme și de sensibilitatea în raport cu modificările parametrilor.

B. Comportarea SRA în raport cu perturbația $v(s)$. Proprietăți induse de tipul de regulator. În acest caz, în calcule este considerat că $w_\infty = 0$ adică $w(s) = 0$. În aceste condiții, în baza relațiilor (3.3-6) și (3.3-7) se obține:

$$y(s) = \frac{k_N \frac{B_N(s)}{A_N(s)}}{1 + \frac{k_0}{s^{q_0}} \cdot \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} v(s) = \frac{s^{q_0} k_N \frac{B_N(s)}{A_N(s)}}{s^{q_0} + k_0 \frac{B_0(s)}{A_0'(s)}} v(s) = -e(s) \quad \text{cu (3.3-10)}$$

$$\frac{B_N(0)}{A_N(0)} = 1 \quad \text{și} \quad \frac{B_0(0)}{A_0'(0)} = 1.$$

Observații. 1. Dependent de locul de acțiune a perturbației, $H_N(s)$ poate deveni (fig.3.3-4):

- $H_N(s) = k_p \frac{B_p(s)}{A_p(s)}$ dacă perturbația acționează pe intrarea procesului (v_2) (perturbație de tip sarcină, denumită în engleză *load disturbance*),
- $H_N(s) = 1$ dacă perturbația acționează pe ieșirea procesului (v_1) (perturbație de tip zgomot de măsură, denumită în engleză *measurement noise*).

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

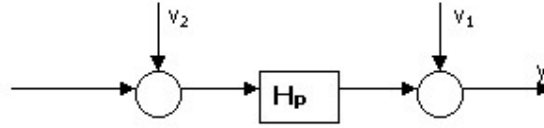


Fig.3.3-4. Situații tipice (extreme) de plasare a acțiunii a perturbației.

2. Funcționarea reală a sistemului va avea loc în jurul unui p.d.f.s.c. A_0 , cu w_0 dat, care va determina valoarea y_0 .

Aplicând TVF pentru cazul perturbației constante (dacă interesează, celelalte situații sunt analizate similar) sunt obținute dependențele de RSC sintetizate în tabelul 3.3-2.

Tabelul 3.3-2. Dependențe de regim staționar constant în raport cu perturbația.

v	$y_\infty = -e_\infty \quad (e_\infty = -y_\infty)$		
	$q_0=0$	$q_0=1$	$q_0=2$
$v(s) = \frac{1}{s} v_\infty$	$\frac{k_N}{1+k_0} v_\infty$	$0 \cdot v_\infty$	$0 \cdot v_\infty$

În baza informațiilor din tabel pot fi deduse următoarele consecințe:

- La utilizarea unui RG cu componentă I (2 I) este asigurată rejecția efectelor perturbațiilor constante (totodată este constatată menținerea condiției de eroare nulă), $y_\infty = 0 \cdot v_\infty$.
- La utilizarea unui RG fără componentă I, regulator P-xx (cazul sistemelor cu RG-P, PDT1, PD2T2 etc.) se obține:

$$y_\infty = \frac{k_N}{1+k_0} v_\infty. \quad (3.3-11)$$

C. Statismul natural al SRA. În baza relației (3.3-11) este definit *statismul natural al sistemului* γ_n ca fiind:

$$\gamma_n = \frac{y_\infty}{v_\infty} \quad (\text{sau în creșteri} \quad \gamma_n = \frac{\Delta y_\infty}{\Delta v_\infty}). \quad (3.3-12)$$

Cum cele două comportări, în raport cu referința și în raport cu perturbația, se manifestă simultan și acceptând sistemul ca fiind linear, se poate scrie:

$$y_\infty = y_0 + \gamma_n \cdot v_\infty, \quad (3.3-13)$$

y_0 fiind determinat de referința w_0 prin care este fixat p.d.f.s.c. al SRA (conform tabelului 3.3-2).

Dependent de valoarea statismului natural, γ_n , sistemele sunt **categorisite în**:

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

- sisteme cu statism ($q_0=0$) pentru care:

$$\gamma_n = \frac{k_N}{1+k_0} \quad (q_0 = 0) \quad \text{cu} \quad k_0 = k_R k_P, \quad (3.3-14)$$

- sisteme fără statism sau cu statism nul sau astatic ($q_0 = 1$ sau 2):

$$\gamma_n = 0 \quad \text{cu} \quad q_0 \in \{1, 2\}.$$

Statismul este o mărime cu dimensiune, $\langle \gamma_n \rangle = \langle y \rangle / \langle v \rangle$.

- În baza relațiilor (3.3-13) și (3.3-14) pot fi construite caracteristicile de sarcină aferente SRA, $y_\infty = f(v_\infty)|_{w_0=\text{const}}$, fig.3.3-4.

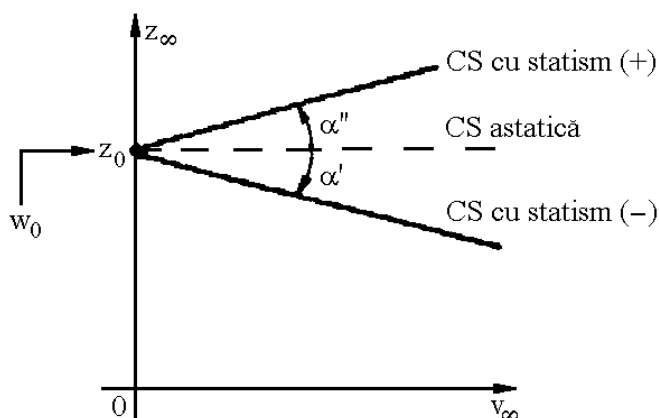


Fig.3.3-4. Definirea CS de sarcină și a statismului SRA.

Observație: $\gamma_n > 0$ (statism pozitiv) sau $\gamma_n < 0$ (statism negativ) poate fi asociat și semnelui cu care acționează perturbația, în sensul că γ_n va putea fi considerat întotdeauna pozitiv dar v poate fi considerat cu semnul + sau -.

În practică este preferat adeseori să se lucreze cu statismul explicitat în valori relative, când mărimile y respectiv v sunt explicitate, la rândul lor, în unități raportate, de exemplu la valoarea nominală. În aceste condiții se poate scrie:

$$\hat{\gamma}_n = \frac{\hat{y}_n}{\hat{v}_n} = \frac{y_\infty / y_n}{v_\infty / v_n} = \gamma_n \frac{v_n}{y_n}. \quad (3.3-15)$$

Statismul poate fi explicitat și în procente:

$$\hat{\gamma}[\%] = \gamma_n \frac{v_n}{y_n} 100 \%. \quad (3.3-16)$$

Acceptând că valoarea lui k_P este constantă, rezultă că statismul poate fi modificat prin modificarea lui k_R . Acest lucru nu este însă totdeauna posibil, deoarece orice modificare a lui $k_0 = k_R k_P$,

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

modifică regimurile tranzitorii din sistem sau, în situații defavorabile, afectează chiar și stabilitatea sistemului.

Exemplul 3.3-1. Este considerat SRA de tip 0 din exemplul 3.2-1, cu structura dată în fig.3.2-4 și regulatorul de tip PDT1 cu $k_{R0} = 12$.

- Se cere:* (1) Să se calculeze VRSC aferente SRA ($e_\infty, u_\infty, z_\infty, y_\infty$) pentru $w_\infty=6.5$ și $v_\infty=250$.
 (2) Să se determine valoarea statismului natural al sistemului, γ_n în unități naturale $\langle z \rangle / \langle v \rangle$ și în mărimi normate, $\hat{\gamma}_n$, cunoscând că $z_n = 6500$ și $v_n = 500$.
 (3) Să se analizeze implicațiile reducerii statismului natural la valoarea $\hat{\gamma}_n = -0.01$ asupra comportării sistemului.

Soluție. (1) Sunt exprimate dependențele de RSC aferente tuturor blocurilor și relațiile de legătură (a se vedea exemplul 3.2-1):

$$\begin{aligned} \text{RG: } u_\infty &= 12 e_\infty, & \text{E: } m_\infty &= 50 u_\infty, \\ \text{P1: } x_{2\infty} &= 40 m_\infty, & \text{P2: } z_\infty &= x_{2\infty} - 10 v_\infty, \\ \text{M: } y_\infty &= 0.001 z_\infty, & \text{EC: } e_\infty &= w_\infty - y_\infty. \end{aligned}$$

Având valorile w_∞ și v_∞ cunoscute, sunt obținute VRSC cerute:

$$\begin{aligned} e_\infty &= \frac{1}{25} w_\infty + \frac{0.01}{25} v_\infty = 0.36, \quad u_\infty = 12 e_\infty = 4.32, \quad x_{2\infty} = 2000 u_\infty = 8640, \\ z_\infty &= x_{2\infty} - 10 v_\infty = 6140, \quad y_\infty = 0.001 z_\infty = 6.14. \end{aligned}$$

(2) Întrucât SRA este de tip 0, pentru calculul statismului natural este aplicată relația (3.3-14), în care variabila y este înlocuită cu variabila z , $k_N = -10$ și $k_0 = 12 \cdot 50 \cdot 40 \cdot 1 \cdot 0.001 = 24$. În consecință se obține $\gamma_n = -0.4$.

Calculul statismului în *valori normate*: prin înlocuire în relația (3.3-15), cu y în locul lui z , se obține $\hat{\gamma}_n = -0.030769$ respectiv $\hat{\gamma}_n [\%] = -30.769 \%$.

(3) Dacă este dorită modificarea statismului natural la o valoare γ_n' prin intermediul coeficientului de transfer k_R , va fi calculată valoarea necesară, notată cu k_{Rnec} , care să asigure statismul natural dorit, $\hat{\gamma}_n = -0.01$. În acest scop este utilizată relația (3.3-14) rescrisă sub forma:

$$\begin{aligned} k_{Rnec} &= \frac{k_N - \gamma_n'}{\gamma_n' k_P}, \quad \text{în care:} \\ k_N &= -10, \quad k_P = 50 \cdot 40 \cdot 1 \cdot 0.001 = 2, \\ \gamma_n' &= \hat{\gamma}_n' z_n / v_n = -0.01 \cdot 6500 / 500 = -0.13. \end{aligned}$$

Rezultă $k_{Rnec} = 37.9615$. Această valoare a coeficientului de transfer, $k_{Rnec} > k_{R0}$, va afecta stabilitatea SRA (stabilitatea poate fi apreciată pe baza criteriului Hurwitz).

3.4. Sisteme cu statism artificial. Sisteme cuplate prin mărimea de ieșire

Sistemele (automate) care funcționează cu ieșirea comună (denumite uneori și ca sisteme care funcționează în paralel) sunt frecvente în multe domenii industriale. De exemplu, pentru cele două SRA de bază de la nivelul generatoarelor sincrone (GS) (grupurilor energetice) cuplate la sistemul energetic (SE), ieșirile comune sunt frecvența din SE și, după caz, tensiunea la bornele GS.

Pentru aceste sisteme este cerută adeseori și o repartitie bine precizată a sarcinii comune (care se constituie ca perturbăție comună) (puterea activă și puterea reactivă) pe fiecare din sistemele ce funcționează cu ieșire comună. Această cerință poate fi asigurată numai dacă sistemele care funcționează cu ieșire comună sunt cu statism și, mai mult, fiecare are o valoare bine determinată a statismului. Aceasta cerință poate fi asigurată de o manieră convenabilă dacă SRA sunt extinse cu canale suplimentare feed-forward care realizează un statism (creat) artificial.

3.4.1. Sisteme cu statism artificial

A. Structura de principiu a unui SRA cu statism artificial. Structura de principiu a unui SRA cu statism artificial este prezentată în fig.3.4-1 (a), în care se disting SRA “natural” și canalul de compensare după perturbăție. BC-v este denumit blocul de creare a statismului artificial. Blocul Σ_1 asigură accesul spre canalul de referință a componentei după perturbăție, $w_v(t)$. Din punct de vedere constructiv, canalul conține un element de măsură a perturbăției, M-v, caracterizat prin coeficientul de transfer k_{Mv} și un modul de ajustare a statismului, B-v. Modulul B-v poate fi un bloc proporțional (P), PT1 sau, mai rar PDT1, cu coeficientul de transfer k_{bv} . În acest context va fi valabilă o relație de forma:

$$k_{cv} = k_{bv} k_{Mv}. \quad (3.4-1-a)$$

Mai general, relația este explicitabilă prin f.d.t. aferente fiecărui modul:

$$H_{cv}(s) = H_{bv}(s) H_{Mv}(s). \quad (3.4-1-b)$$

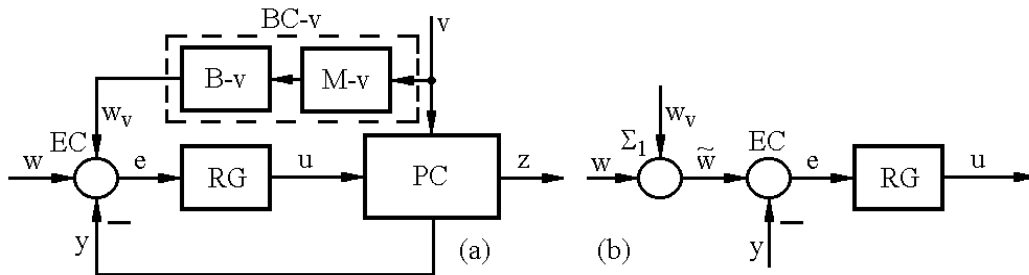


Fig.3.4-1. Structura de principiu a unui SRA cu statism artificial.

În anumite limite comportarea SRA de bază (natural) va fi afectată prin prezența blocului BC-v de acțiunea feed-forward după perturbăție. Acest lucru va justifica filtrarea canalului de măsură a perturbăției. Datorită caracterului de tip “feed-forward”, prezența canalului de compensare nu

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

afectează stabilitatea sistemului. De asemenea nu este afectată de prezența canalului de realizare a statismului artificial nici comportarea în raport cu referința propriu-zisă notată cu $\tilde{w}(t)$. Realizarea unui SRA cu statism artificial este condiționată de îndeplinirea a două **cerințe** (condiții):

- perturbația $v(t)$ trebuie să fie (ușor) accesibilă măsurărilor;
- perturbația $v(t)$ nu trebuie să afecteze direct ieșirea de apreciere a PC.

În realizarea unui SRA cu statism artificial este creată în referință o componentă permanentă și persistentă după perturbație, $w_v(t)$, care, în RSC este manifestată prin dependența:

$$w_{v\infty} = k_{cv} v_{\infty} . \quad (3.4-2)$$

Semnul cu care este aplicată această componentă $w_{v\infty}$ va depinde de:

- semnul cu care este aplicată perturbația $v(t)$ procesului condus (PC),
- valoarea statismului natural al sistemului, γ_n (dacă această valoare este nenulă),
- valoarea finală dorită pentru statismul SRA, γ_a (statism creat artificial)

și rezultă în urma calculului de proiectare a BC-v.

B. Calculul SRA cu statism artificial. Pentru calculul SRA cu statism artificial, este explicitată mărirea de intrare în elementul de comparație (EC), fig.3.4-1 (b):

$$\tilde{w}_{\infty} = w_{\infty} + w_{v\infty} , \text{ cu } w_{v\infty} = k_{cv} v_{\infty} . \quad (3.4-3)$$

Valoarea dorită pentru statismul artificial este dată, de valoare γ_a . Relațiile de calcul pentru blocul BC-v depind de tipul de SRA de bază.

(a) Calculul BC-v în cazul SRA de tip 0. Pentru structura de bază este aplicată relația:

$$z_{\infty} = \frac{k_d}{1+k_0} w_{\infty} + \frac{k_N}{1+k_0} v_{\infty} \text{ cu } \gamma_n = \frac{k_N}{1+k_0} . \quad (3.4-4)$$

Prin înlocuirea relațiilor (3.4-2) și (3.4-3) în relația (3.4-4) se obține:

$$z_{\infty} = \frac{k_d}{1+k_0} w_{0\infty} + \frac{k_d k_{cv} + k_N}{1+k_0} v_{\infty} . \quad (3.4-5)$$

Primul termen caracterizează comportarea în raport cu referința de bază $w(t)$ iar termenul al doilea caracterizează comportarea în raport cu perturbația:

$$\frac{z_{\infty}}{v_{\infty}} = \gamma_a = \frac{k_d k_{cv} + k_N}{1+k_0} . \quad (3.4-6)$$

Acest termen reprezintă *statismul artificial al sistemului*, notat cu γ_a . Pentru o valoare dorită a statismului sistemului, γ_{ad} , poate fi calculat $k_{cv\ nec}$ cu relația:

$$k_{cv\ nec} = \frac{1}{k_d} [\gamma_{ad} (1+k_0) - k_N] . \quad (3.4-7)$$

Semnul rezultat pentru $k_{cv\ nec}$ indică semnul cu care este aplicat semnalul $w_v(t)$ la blocul $\Sigma 1$.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

(b) **Calculul BC-v în cazul SRA de tip 1 sau 2.** Cunoscând că în acest caz pentru structura de bază este aplicată relația:

$$z_{\infty} = \frac{1}{k_M} w_{\infty} + 0 v_{\infty} \quad (3.4-8)$$

și ținând seama de relația (3.4-3), se obține:

$$z_{\infty} = \frac{1}{k_M} w_{0\infty} + \frac{1}{k_M} k_{cv} v_{\infty}, \text{ în care:} \quad (3.4-9)$$

$$\gamma_a = \frac{1}{k_M} k_{cv} \quad (3.4-10)$$

reprezintă statismul artificial al SRA.

Și în acest caz, pentru o valoare dorită a statismului SRA, γ_{ad} , poate fi calculată valoarea necesară pentru k_{cv} , $k_{cv nec}$:

$$k_{cv nec} = k_M \gamma_{ad}. \quad (3.4-11)$$

Observații: 1. În coeficientul k_{cv} calculat pot fi separate contribuția elementului de măsură (ales din condiții de măsurare) și contribuția blocului de compensare, ajustabil:

$$k_{bv nec} = k_{cv nec} k_{Mv}^{-1}. \quad (3.4-12)$$

2. Statismul artificial poate fi calculat în manieră similară în raport cu ieșirea de măsură $y(t)$.

3. Prin componenta w_v adusă la intrarea SRA, odată cu modificarea perturbației este asigurată o translație permanentă a CS naturale a SRA, punctele de funcționare stabilite conducând la CS artificiale (virtuale). Acest lucru este evidențiat în fig.3.4-3.

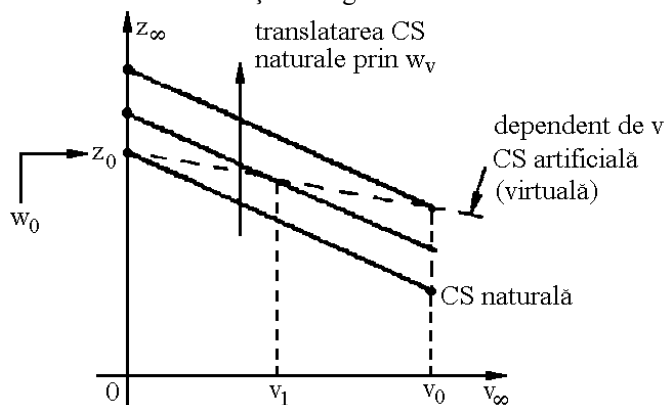


Fig.3.4-2 . CS naturală a SRA și translația acesteia prin w_v .

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

Exemplul 3.4-1. Este considerată structura de SRA din exemplele 3.2-1 și 3.3-1, cu regulator (1) de tip PI și (2) de tip PDT1 cu valoarea coeficientului de transfer $k_R = 12$.

Se cere: Să se proiecteze blocul de creare a statismului artificial BC-v astfel încât sistemul să asigure un statism artificial $\gamma_{ad} = -1$. Pentru măsurarea perturbației este utilizat un element de măsură cu $k_{Mv} = 0.01$. Care este valoarea statismului în mărimi normate, cunoscând că $z_n = 6500$ și $v_n = 500$?

Soluție: Este dată rezolvarea pentru varianta (1) a RG-PI, urmând ca varianta (2) a RG-PDT1 să constituie aplicație pentru cititor. SRA fiind de tip 1, pentru calculul lui k_{cvnec} este utilizată nemijlocit relația (3.4.11), obținându-se:

$$k_{cvnec} = k_M \gamma_{ad} = 0.001 (-1) = -0.001.$$

Prezența elementului de măsură M-v, cu coeficientul de transfer k_{Mv} , conduce la necesitatea aplicării formulei (3.4-12). Prin urmare, modulul B-v va fi caracterizat prin coeficientul de transfer:

$$k_{bv nec} = k_{cvnec} k_{Mv}^{-1} = -0.001/0.01 = -0.1.$$

Observație: Același rezultat este obținut prin rezolvarea sistemului de ecuații specifice calculului VRSC, cu înlocuirile succesive:

$$w_\infty = k_{bv} k_{Mv} v_\infty \text{ și } z_\infty = \gamma_{ad} v_\infty.$$

În mărimi normate, valoarea statismului $\hat{\gamma}_{ad}$ rezultă pe baza relației:

$$\hat{\gamma}_{ad} = \gamma_{ad} \frac{v_n}{z_n} = -1 \frac{500}{6500} = -0.0769 \text{ sau } \hat{\gamma}_{ad} [\%] = -7.69 \%.$$

3.4.2. Sisteme de reglare automată cuplate prin mărimea de ieșire

În practică – în particular, în domeniul energetic – sunt întâlnite frecvent situații în care SRA sunt cuplate prin mărimile lor de ieșire. De regulă pentru aceste sisteme se impune și o repartizare bine precizată a perturbației (“sarcinii”) comune pe fiecare din sistemele cuplate după anumite cerințe. Acesta este și cazul generatoarelor sincrone (inclusiv cu sistemele de reglare care le deserveșc) cuplate la un sistem energetic, ieșirile comune în acest caz fiind:

- frecvența în sistemul energetic, ca măsură a echilibrului de putere activă (produsă ↔ consumată în sistem);
- tensiunea la bornele grupurilor cuplate la nivelul centralei electrice (a barelor comune).

În lipsa unui control riguros asupra repartiției sarcinii comune pe grupurile cuplate prin mărimea de ieșire, există riscul ca unele sisteme să se încarce mai mult în detrimentul altora. Controlul repartiției sarcinii poate fi pus în sarcina reguletoarelor ce deserveșc aceste agregate.

Dacă buclele de reglare cuplate prin ieșire ar avea fiecare caracter astatic, atunci fiecare buclă, căutând să asigure condiția de eroare de reglare nulă, va prelua din perturbația comună o parte care nu poate fi determinată univoc. Din acest motiv, cuplarea SRA prin ieșire (ieșire comună) impune ca SRA ce urmează a fi cuplate să fie cu statism (natural sau artificial), ceea ce va asigura o repartizare

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

bine precizată a sarcinii comune. Algoritmul de repartizare poate fi dezvoltat pe baza a unor puncte de vedere (criterii) diferite; de exemplu, un astfel de criteriu se referă la proporționalitate cu sarcina nominală a fiecărui grup din cadrul sistemelor cuplate.

A. Structura de principiu pentru două SRA cuplate prin mărimea de ieșire. În fig.3.4-3 este prezentată structura principală pentru două SRA cuplate prin mărimea de ieșire.

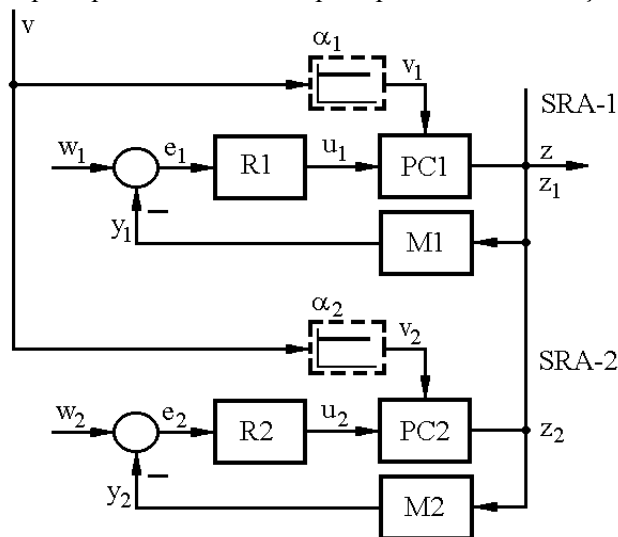


Fig.3.4-3. Structura de principiu pentru două SRA cuplate prin mărimea de ieșire.

Perturbația comună $v(t)$ este repartizată pe cele două sisteme SRA-1 și SRA-2 prin valorile $v_1(t)$ și respectiv $v_2(t)$:

$$v(t) = v_1(t) + v_2(t),$$

sau în regim permanent:

$$v_{\infty} = v_{1\infty} + v_{2\infty} \quad (3.4-13)$$

în care:

$$v_{1\infty} = \alpha_1 v_{\infty}, \quad v_{2\infty} = \alpha_2 v_{\infty}. \quad (3.4-14)$$

α_1 și α_2 sunt coeficienți de ponderare a repartiției sarcinii comune; valorile α_1 și α_2 sunt realizate automat, dependent de statisticele celor două sisteme, γ_1 și γ_2 .

Principal nu are importanță cum este creat statistica fiecărui sistem în parte, pe cale naturală sau artificială. Statisticele sunt notate aici unitar cu γ_1 și γ_2 . În continuare trebuie date soluții la următoarele probleme:

- Calculul statisticii echivalente γ_e aferent celor două sisteme cuplate. Această problemă apare, de exemplu, la calculul statisticii echivalente pentru o centrală electrică; aici valoarea statisticii poate diferi dependent de numărul grupurilor cuplate simultan la SE și de

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

statistemele individuale ale fiecărui grup. În acest sens este propus pentru cititor, ca studiu de caz numeric, calculul lui γ_e în situația $\gamma_i = \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = -0.01$ pentru $n = 2$ și apoi $n = 4$.

- Calculul repartizării sarcinii comune pe cele două sisteme cuplate și modalitatea în care poate fi apoi modificată repartizarea sarcinii comune pe cele două sisteme cuplate.
- Calculul VRSC care sunt stabilite în cele două sisteme cuplate.

B. Calculul statismului echivalent γ_e aferent celor două SRA cuplate. Se presupune că:

- p.d.f.s.c. inițial - de mers în gol, z_0 - al celor două SRA este același, $z_0 = z_1 = z_2$, astfel că dacă ambii coeficienți de transfer ai celor două elemente de măsură k_{M1} și k_{M2} sunt egali și, ca rezultat, referințele w_{10} și w_{20} vor fi egale ($w_{10} = w_{20} = w_0$),
- statistemele celor două sisteme, γ_1 și γ_2 , sunt date, fig.3.4-4.

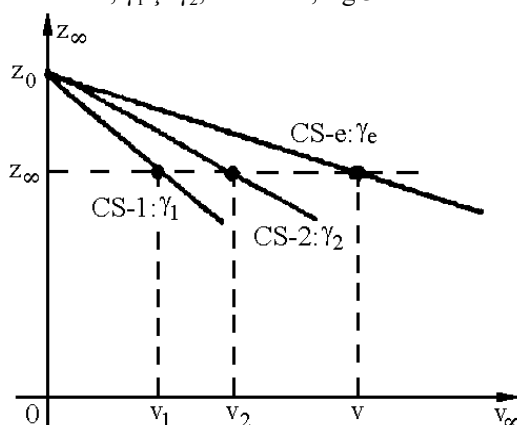


Fig.3.4-4. Caracteristici statice pentru două SRA cuplate prin ieșire și CS comună.

Conform cu cele prezentate în cadrul acestui subcapitol, pot fi explicitate relațiile:

- pentru fiecare din sistemele componente ($i = 1$ sau 2) sunt experimentate relațiile:

$$z_{\infty} - z_0 = \frac{k_{di}}{1+k_{0i}} (w_i - w_{i0}) + \frac{k_{Ni}}{1+k_{0i}} (v_i - v_{i0}), \quad (3.4-15)$$

$i = 1$ sau 2 , $w_{i0} = w_0$, $v_{i0} = v_0 = 0$ și CS aferente, CS-i, respectiv statistemele:

$$\gamma_i = \frac{k_{Ni}}{1+k_{0i}};$$

- pentru sistemul echivalent cu CS echivalentă, CS-e:

$$z_{\infty} - z_0 = \frac{k_{de}}{1+k_{0e}} (w_i - w_{i0}) + \gamma_e (v_i - v_{i0}). \quad (3.4.16)$$

Observație: Condiția menționată, $z_{10} = z_{20} = z_0$, este obligatorie la momentul inițial al cuplării celor două sisteme și va fi apoi menținută pe parcursul funcționării.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

Presupunând (pentru simplificarea analizei) că în funcționare nu au loc modificări ale referințelor, adică $w_i = w_{i0} = w_e = w_0$ și că $v_{i0} = v_0 = 0$, ținând seama de faptul că ieșirea este comună, pentru $i = 1$ sau 2 se obține:

$$z_{\infty} - z_0 = \gamma_1 (v_1 - v_{10}) = \gamma_2 (v_2 - v_{20}) = \gamma_e (v_e - v_{e0})$$

$$\qquad \qquad \qquad = 0 \qquad \qquad \qquad = 0 \qquad \qquad \qquad = 0$$

sau

$$\gamma_1 v_1 = \gamma_2 v_2 = \gamma_e v_e. \quad (3.4-17)$$

Ținând seama de relația (3.4-13), se obține:

$$\frac{1}{\gamma_e} = \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} \quad \text{sau} \quad \gamma_e = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}. \quad (3.4-18)$$

C. Calculul repartii sarcinii comune pe cele două sisteme cuplate revine la determinarea expresiei coeficienților α_i . Din relațiile prezentate se obține:

$$\alpha_1 = \frac{\gamma_e}{\gamma_1} = \frac{\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2}, \quad \alpha_2 = \frac{\gamma_e}{\gamma_2} = \frac{\gamma_1}{\gamma_1 + \gamma_2}. \quad (3.4-19)$$

Observații: 1. Presupunerea că în funcționarea celor două sisteme nu au loc modificări ale referințelor nu este restrictivă. Efectele modificării referințelor față de valoarea inițială w_0 vor fi detaliate în cele ce urmează.

2. În cazul a n SRA cuplate prin ieșire, pot fi **generalizate** relațiile (3.4-18) și (3.4-19). Astfel, pentru relațiile (3.4-18) și (3.4-19) rezultă imediat:

$$\frac{1}{\gamma_e} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\gamma_i}, \quad \alpha_i = \frac{\gamma_e}{\gamma_i}, \quad i = 1 \dots n. \quad (3.4-18-a), (3.4-19-a)$$

Modificarea repartii sarcinii comune pe cele două sisteme cuplate. Repartiția sarcinii comune pe cele două sisteme poate fi modificată în două moduri:

- prin modificarea statismelor individuale γ_i , ceea ce atrage însă după sine și modificarea concomitentă a statismului echivalent γ_e ; procedeul este aplicat, de exemplu, atunci când este dorită schimbarea principiului de repartizare a sarcinii pe grupurile unei centrale electrice;
- prin modificarea referinței sistemului la care este dorită modificarea sarcinii.

Procedeul este ilustrat în fig.3.4-5 pentru SRA-1 la care referința a fost crescută la w'_{10} și este utilizat în concret la încărcarea / descărcarea cu putere activă sau cu putere reactivă a grupurilor energetice din centrale electrice. Este observat faptul că modificând w_{10} la $w_{10} + \Delta w_1 = w'_{10}$, z_{10} este modificată la valoarea z'_{10} (ceea ce nu va avea importanță) și CS-1 este trasată în sus (CS-1)', determinând încărcarea mai accentuată a SRA-1 de la $v_{1\infty}$ la $v'_{1\infty}$. Efectul este similar și la modificarea referinței w_{20} .

Comportarea sistemelor în regimuri permanente

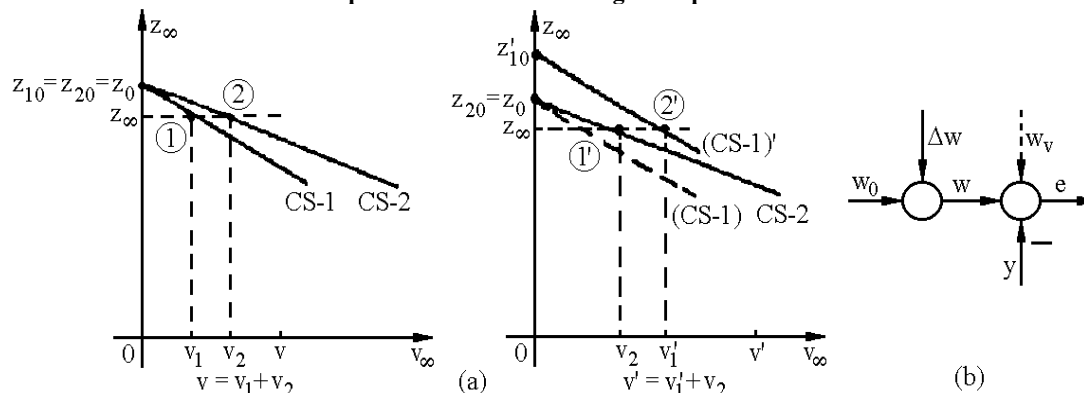


Fig.3.4-5. Rearanjarea repartiției sarcinii comune pe cele două SRA prin modificarea referinței SRA-I.

D. Calculul VRSC care sunt stabilite în cele două sisteme cuplate. Principal, metodologia de calcul este derulată conform cu cele prezentate în subcapitolul 3.3. Principala particularitate apare prin aceea că ieșirea fiind comună, condiția z_∞ apare ca și condiție inițială impusă. O altă particularitate apare și prin faptul că după ce, pe baza relațiilor (3.4-17)-(3.4-19) este calculată repartiția dorită a perturbației comune, referințele w_{10} și w_{20} devin mărimile ale căror VRSC trebuie calculate.

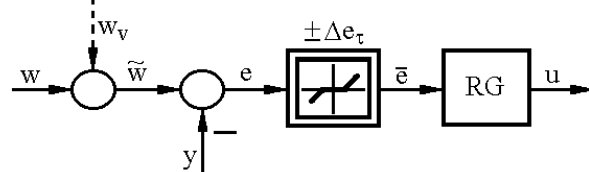
E. Efectul zonei de insensibilitate introduse pe canalul erorii de reglare. Zona de insensibilitate poate fi centrată numai pe valoarea nulă a erorii de reglare și va putea fi utilizată **numai în cazul în care RG are componentă integratoare**. În acest sens, în cazul SRA de tip 1 sau 2 (cu sau fără statism artificial), pe canalul erorii de reglare sunt introduse adeseori blocuri nelineare de tip zonă de insensibilitate, fig.3.4-6 (a), cu scopul de a *desensibiliza activarea regulatorului* și, mai departe, a elementului de execuție în raport cu abaterile de valoare redusă ale erorii de reglare, $|e| < \Delta e_e$.

Efectul acestei zone de insensibilitate poate fi apoi regăsit în caracteristica de sarcină a SRA, fig.3.4.6 (b), sub forma unor zone de insensibilitate $\pm \Delta z_0$, respectiv a unei zone de insensibilitate $\pm \Delta v_\infty$, care pot fi interpretate în acord cu cele prezentate în continuare:

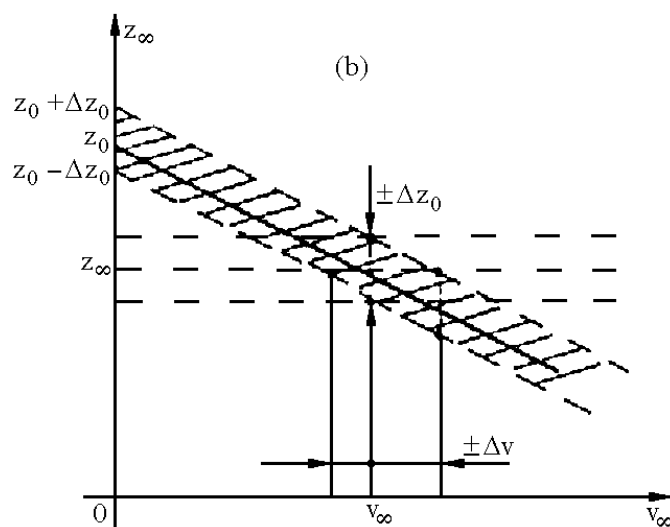
- la o referință $w_0 = \text{const}$ (ce va determina valoarea z_0), modificări ale ieșirii comune z_∞ în interiorul zonei $\pm \Delta z_0$ nu sunt sesizate de către SRA, valoarea “sarcinii” (perturbației) rămânând practic neschimbată;
- modificări ale perturbației de valoare $\pm \Delta v_0$, care determină modificări ale ieșirii în domeniul $\pm \Delta z_0$, nu sunt sesizate de SRA.

Aceeași insensibilitate este sesizată și în raport cu referința. Acest aspect nu va fi detaliat în acest capitol.

Comportarea sistemelor în regimuri permanente



(a)



(b)

Fig.3.4-6. Efectul zonei de insensibilitate introduse pe canalul erorii de reglare.

Pentru funcționarea corespunzătoare a SRA, care depinde de condițiile concrete în care trebuie să funcționeze sistemul, valoarea statismului artificial și lățimea zonei de insensibilitate trebuie corelate cu grijă.

Capitolul 4

INDICATORI DE CALITATE PENTRU APRECIEREA PERFORMANTELOR

Performanțele sistemelor de reglare automată (SRA) pot fi evaluate pe baza unor *criterii de apreciere a performanțelor (calității)* și, în cadrul acestora, prin intermediul unor *indicatori de apreciere a performanțelor (calității)* [21]. Criteriile locale de apreciere a calității / comportării SRA sunt legate de comportarea sistemului într-un regim particular de funcționare sau de o anumită caracterizare matematică a acestuia și folosesc indicatorii de performanță specifici: suprareglaj σ_1 , timp de reglare t_r , eroare de regim staționar constant ε_∞ (sau e_∞), eroare de viteză constantă $\varepsilon_{r\infty}$ sau $e_{r\infty}$, statismul sistemului γ ș.a. Cu referire la [21], în cadrul subcapitolului 4.1 sunt sintetizate principalele informații relative la posibilitățile de apreciere a calității SRA.

4.1. Criterii și indicatori de calitate

Criteriile de apreciere a calității SCA (SRA) sunt împărțite în două categorii:

- criterii locale,
- criterii globale.

Pentru fiecare tip de criteriu, pentru caracterizarea calității sistemului sunt definiți indicatori de calitate specifici.

4.1.1. Criterii locale și indicatori locali de apreciere a calității SRA

În cazul criteriilor locale de apreciere a calității, pentru definirea descriptorilor (indicatorilor) prin care este caracterizată calitatea SRA se apelează la:

- răspunsul SRA în regimuri particulare de funcționare, ca de exemplu răspunsuri la semnale deterministe tipice neperiodice sau periodice, fig.4.1-1;
- diferite modalități de caracterizare matematică a SRA.

A. Indicatori de calitate definiți în regimuri particulare de funcționare a SRA. Principal, acești indicatori caracterizează comportarea în timp a sistemului dar concluziile pot fi extinse și în domeniul pulsație. Indicatorii de calitate definiți în răspunsul la semnal treaptă aplicat referinței sau perturbației pot fi determinați:

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor

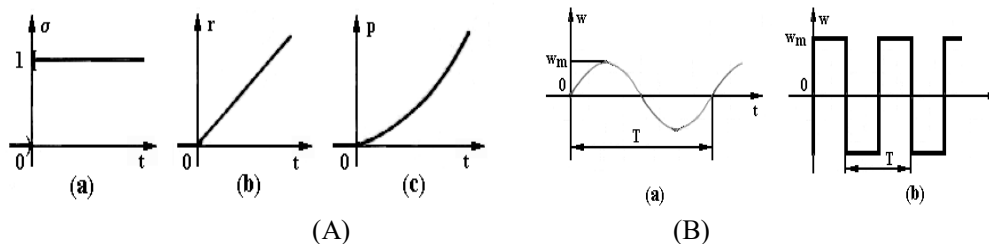


Fig. 4.1-1. Semnale utilizate în testarea și caracterizarea proprietăților SRA / PC: (A) semnale neperiodice; (B) semnale periodice.

- în faza de dezvoltare (proiectare) a SRA,
- în faza de punere în funcțiune și/sau de exploatare a sistemului.

Răspunsurile la semnale de intrare particulare (referință, perturbație) ale unui SRA pot fi determinate relativ ușor atât pe cale analitică cât și pe cale experimentală. Rezultatul obținut este ușor interpretabil și permite compararea diferitelor soluții de reglare.

(a) **Indicatori de calitate definiți în răspunsul la semnal treaptă aplicat referinței.** Principalii indicatori sunt definiți în curba de răspuns dată în fig.4.1-2, relativ la o evoluție a ieșirii de apreciere $z(t)$ sau a ieșirii măsurate $y(t)$.

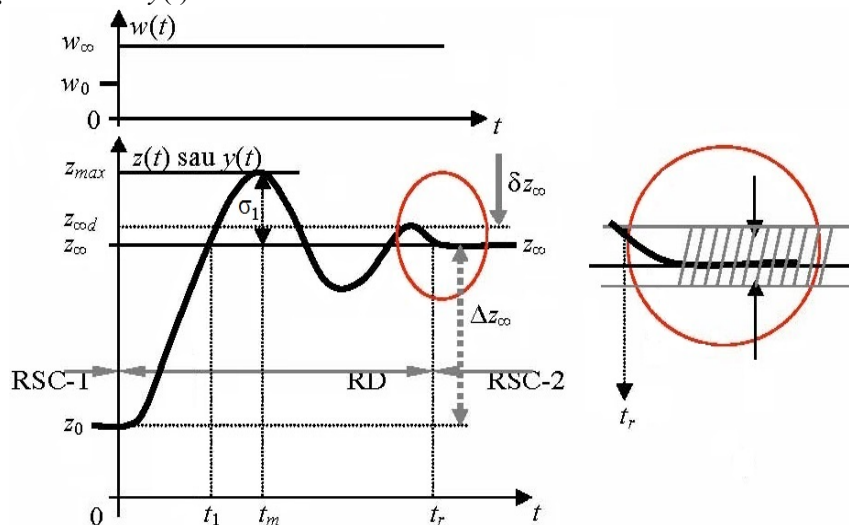


Fig. 4.1-2. Definirea indicatorilor de calitate în răspunsul la semnal treaptă aplicat referinței.

- **Indicatori în regim permanent.** Abaterea valorii reglate de la valoarea dorită:

$$\delta z_{\infty} = |z_{\infty d} - z_{\infty}|, \text{ sau în procente } \delta z_{\infty} \% = (\delta z_{\infty} / \Delta z_{\infty}) \cdot 100; \quad (4.1-1)$$

δz_{∞} caracterizează calitatea realizării fizice a echipamentelor de automatizare.

- **Indicatori ce caracterizează comportarea în regim dinamic,** fig.4.1-2:

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor

- t_r – timpul de reglare,
- t_1 – timpul de primă reglare,
- t_m – timpul de realizare a maximului z_{max} ,
- σ_1 – suprareglajul definit prin relația:

$$\sigma_1 = (z_{max} - z_{\infty}) / \Delta z_{\infty}, \quad \Delta z_{\infty} = z_{\infty} - z_0 \quad \text{sau} \quad \sigma_1 \% = \sigma_1 \cdot 100 \% \quad (4.1-2)$$

Comportarea SRA este apreciată ca și corespunzătoare dacă indicatorii de calitate respectă următoarele **cerințe**: – t_r, t_1, t_m de valoare cât mai redusă (valorile impuse trebuie corelate cu dinamica naturală a PC); – σ_1 de valoare cuprinsă între 5% ... 15%; uneori răspunsul poate fi dorit aperiodic, adică $\sigma_1 \% = 0$. Impunerea unor valori **prea restrictive** pentru indicatorii calitate $\{t_r, t_1, t_m, \sigma_1\}$ implică adesea:

- cerința creșterii complexității SRA,
- creșterea costurilor legate de realizarea SRA.

(b) Indicatori de calitate definiți în răspunsul la perturbație treaptă. Maniera de definire este similară dar adesea nu este unitară. Pentru caracterizarea în RSC a situației este utilizată noțiunea de *statism natural al SRA*, notat cu γ_n , definit conform relației (a se vedea capitolul 3):

$$\gamma_n = \frac{\Delta z_{v\infty}}{\Delta v_{\infty}} \Big|_{w=0} = \frac{k_N}{1+k_0} \quad \text{sau} \quad \gamma_n = 0. \quad (4.1-3)$$

Observație: Există aplicații la care alurile răspunsurilor indiciale se abat de la forma tipizată prezentată în fig.4.1-2. Cauza poate fi datorată fie proprietăților PC fie alurii răspunsului dorit și performanțelor impuse SRA.

B. Indicatori de calitate definiți în caracteristicile de pulsație ale SRA. Proprietățile SRA sunt caracterizate de f.d.t. aferente sistemului închis, $H_w(s)$ și $H_v(s)$, sau de f.d.t. a sistemului deschis $H_0(s)$:

$$H_w(s) = \frac{H_0(s)}{1+H_0(s)}, \quad H_v(s) = \frac{H_N(s)}{1+H_0(s)}, \quad \text{cu} \quad H_0(s) = H_R(s)H_P(s) \quad (4.1-4)$$

(pentru $H_0(s)$ este utilizată frecvent și notația $L_0(s)$). Prin înlocuirea $s \rightarrow j\omega$ sunt obținute **caracteristicile de pulsație** (c.p.) ale SRA. Calitatea SRA poate fi apreciată pe baza următoarelor c.p. ale sistemului (exemplificare pentru cazul cu timp continuu):

- *caracteristicile de pulsație ale sistemului închis:*

$$H_w(j\omega) = |H_w(j\omega)| e^{j\angle H_w(j\omega)}, \quad (4.1-5)$$

- *caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis:*

$$H_0(j\omega) = |H_0(j\omega)| e^{j\angle H_0(j\omega)}, \quad (4.1-6)$$

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor

(a) Indicatori de calitate definiți în c.p. aferente sistemului închis (exemplificare în fig.4.1-3):

- caracteristica modul-pulsație, $|H_w(j\omega)|$ (c.p. aferentă funcției de sensibilitate complementară, notată și cu $M(\omega)$ ($M(\omega) = f(\omega)$); caracteristica oferă informații privind robustețea și efectul de filtru al sistemului;
- caracteristica fază-pulsație, $\angle H_w(j\omega)$, notată și cu $\alpha(\omega)$.

Pe baza caracteristicii $M(\omega) = f(\omega)$ pot fi definiți următorii indicatori de calitate:

- M_m – valoarea de rezonanță, pe baza căreia poate fi apreciat gradul de stabilitate, valori recomandate fiind $1.1 \leq M_m < 1.5$;
- ω_m – pulsația de rezonanță, caracterizează dinamica proceselor oscilante;
- $\Delta_b = \Delta_B$ – lărgimea de bandă a sistemului.

(b) Indicatori de calitate definiți în c.p. ale sistemului deschis. Indicatorii de calitate care sunt definiți pot fi conectați cu criteriul Nyquist de apreciere a stabilității SRA. Cei mai importanți indicatori definiți în c.p. ale sistemului deschis sunt rezerva de modul, A_{rdB} și rezerva de fază, $\varphi_r(\omega_l)$. Ambii indicatori pot fi definiți în hodograful Nyquist (planul Gauss), sub forma $(1 - A_r(\omega_s))$ sau în caracteristicile logaritmice de pulsație (c.l.p.) (diagrama Bode), fig.4.1-4 (a) și (b).

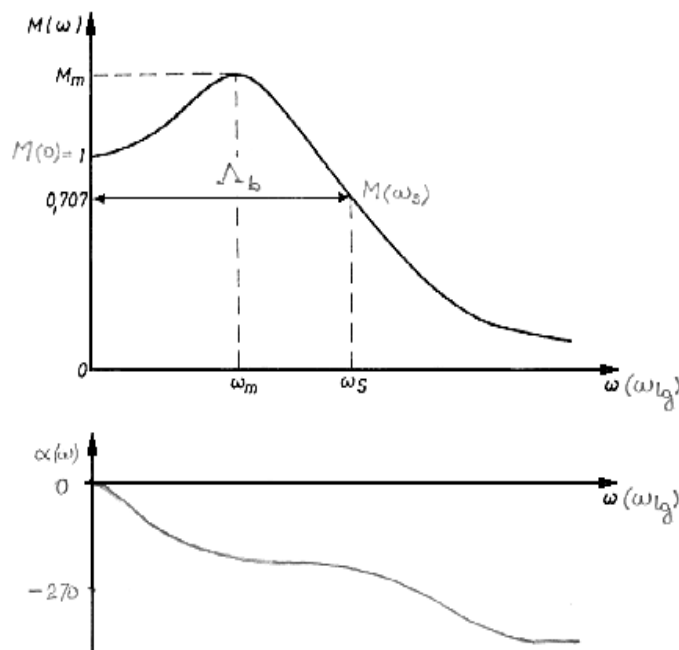
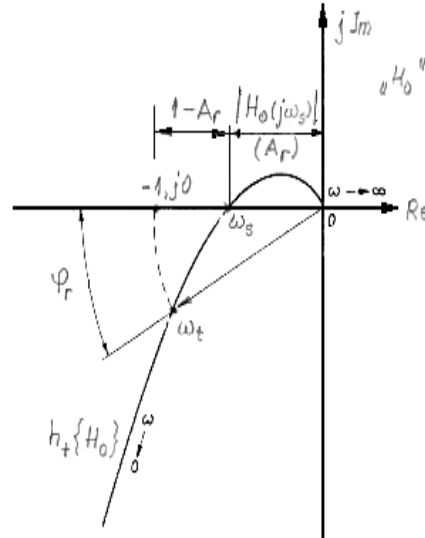
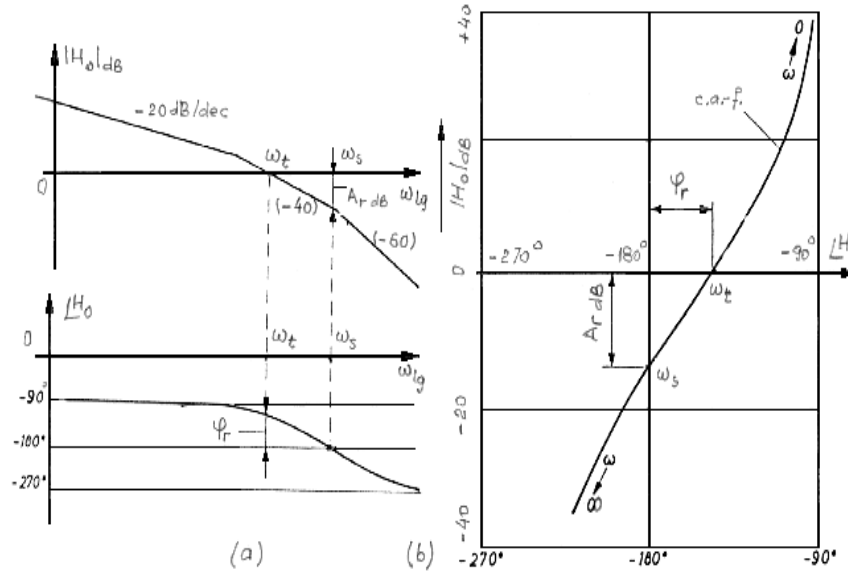


Fig.4.1-3. Aluri specifice pentru caracteristicile $M(\omega)$ și $\alpha(\omega)$ pentru SRA.

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor



(a)



(b)

Fig.4.1-4. Indicatori de calitate definiți în planul Gauss (hodograful Nyquist) (a), în c.l.p. ale sistemului deschis și în c.a.-f (b).

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor

- *Rezerva de modul, $A_{r\,dB}$:*

$$A_{r\,dB} = 20 \lg \frac{1}{|H_0(j\omega_s)|} = -|H_0(j\omega_s)|_{dB} . \quad (4.1-7)$$

- *Rezerva de fază, $\varphi_r(\omega)$:*

$$\varphi_r(\omega_i) = \angle H_0(j\omega_i) + \pi . \quad (4.1-8)$$

ω_s și ω_i sunt *pulsatii caracteristice ale sistemului deschis*. Pulsatia de tăiere ω_i , corelată cu rezerva de fază φ_r , oferă informații asupra vitezei de răspuns a sistemului.

Complementar hodografului Nyquist se apelează la funcția de sensibilitate a sistemului (loop sensitivity function) definită prin relația (f.d.t. a erorii de reglare):

$$S_0(s) = \frac{1}{1 + H_0(s)} . \quad (4.1-9)$$

Valoarea maximă a funcției de sensibilitate, M_{S_0} , și inversa acesteia, notată cu $M_{S_0}^{-1}$:

$$M_{S_0} = \max_{\omega} \{|S_0(j\omega)|\} , \quad M_{S_0}^{-1} = 1/M_{S_0} , \quad (4.1-10)$$

cu valoarea “ideală” $M_{S_0}^{-1} = 0.786$, servesc la aprecierea robusteții SRA. Cercul de rază $M_{S_0}^{-1}$ este reprezentativ pentru aprecierea robusteții SRA,

4.1.2. Criterii și indicatori globali de apreciere a calității SRA

A. Optimizarea în domeniul timp. Criteriile globale surprind calitatea unui SRA într-o *formulare sintetică*, prin utilizarea unor *indicatori integrali (sintetici)*. Proiectarea optimă a unui SRA are ca obiectiv găsirea celui mai bun regulator *dintr-un anumit punct de vedere* fixat prin intermediul unui *indicator de calitate integral* cu forma generală:

$$\mathbf{p}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{p}} I = \int_{t_0}^{t_f} F[\zeta(t, \mathbf{p}), t] dt . \quad (4.1-11)$$

$F[\zeta(t, \mathbf{p}), t]$ reprezintă o funcție scalară de variabilele vectoriale $\zeta(t)$ și \mathbf{p} . Variabila vectorială $\zeta(t)$ (în particular, scalară) este o mulțime de variabile (o variabilă) a cărei (a căror) evoluție caracterizează calitatea sistemului (de exemplu, eroarea de reglare, ieșirea reglată, comanda). Variabila \mathbf{p} este compusă din setul de parametri acordabili (ajustabili) (ai RG) în raport cu care indicatorul poate fi optimizat. $[t_0, t_f]$ reprezintă intervalul de timp (orizontul de timp) de observare a sistemului (de evaluare a indicatorului); în particular, limitele t_0 și t_f pot fi $t_0 = 0$ respectiv $t_f = \infty$.

În acceptarea unui anumit criteriu integral sau a unui anumit indicator integral (cu o anumită structură a integralei) trebuie stabilită (indirect) o **legătură** între expresia integralei I , minimumul acesteia

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor

și calitatea SRA. Această legătură este reflectată, de regulă, prin intermediul indicatorilor empirici cunoscuți $\{\sigma_1, t_r, t_1, \dots\}$ sau unor indicatori energetici (de exemplu, consum energetic minim).

Utilizarea indicatorilor integrali într-o aplicație de conducere presupune parcurgerea următoarelor **două etape**:

- *Etapă de analiză* a eficienței indicatorului în caracterizarea calității SRA și care comportă:
 - alegerea formei particulare pentru funcția $F[\zeta(t, \mathbf{p}), t]$; evaluarea expresiei este ușoară doar pentru anumiți indicatori integrali;
 - alegerea variabilelor $\zeta(t)$ din componența funcției,
 - alegerea formei particulare de variație a mărimii de intrare care determină traiectoria $\zeta(t)$ și în raport cu care este efectuată analiza (proiectarea) SRA.
 - precizarea corespondenței dintre valorile indicatorului integral I și calitatea SRA.
- *Etapă de sinteză a SRA*. Această etapă este legată de proiectarea algoritmică a RG și comportă:
 - minimizarea indicatorului I în raport cu unul sau mai mulți parametri ai RG,
 - calculul valorii minime a acestuia (după caz); în general valoarea minimului nu este însă esențială.

De exemplu, în cazul utilizării unui regulator PI, valorile optime ale parametrilor, $\{k_{copt}, T_{copt}\}$, care asigură minimizarea integralei, sunt obținuți rezolvând ecuațiile de *optimizare parametrică*:

$$\frac{\partial I^*}{\partial k_c} = 0, \quad \frac{\partial I^*}{\partial T_c} = 0, \text{ cu soluția optimă } \{k_{copt}, T_{copt}\}. \quad (4.1-12)$$

Alegerea unui anumit criteriu respectiv a unui anume indicator integral se face în acord cu particularitățile sistemului, natura semnalelor exterioare prin care este evaluat indicatorul și cu metoda de evaluare a indicatorului.

B. Optimizarea în domeniul pulsație. Cerințele de bază ale optimizării pot fi formulate și în domeniul pulsație, de exemplu sub forma condițiilor:

$$M_r(\omega) = |H_r(j\omega)| \approx 1 \quad \text{pentru valori } \omega \geq 0 \text{ cât mai mari,} \quad (4.1-13)$$

$$M_{d1,d2}(j\omega) = |H_{d1,d2}(j\omega)| \approx 0 \quad \text{pentru valori } \omega \geq 0 \text{ cât mai mari.} \quad (4.1-14)$$

Condiții de optim pot fi formulate în raport cu toate componentele reprezentării în domeniul pulsație, în speță componentele caracteristicii logaritmice de pulsație.

4.1.3. Observații finale

Cum cerințele de performanță impuse funcționării unui sistem de reglare automată pot fi foarte restrictive și adeseori greu de realizat, de multe ori în proiectare vor fi acceptate și compromisuri (rezonabile) relative la unii indicatori. După cum rezultă și din relațiile de bază care caracterizează un

Indicatori de calitate pentru aprecierea performanțelor

sistem de reglare automată, proiectarea în raport cu referința și proiectarea în raport cu perturbația conduc la rezultate diferite.

Proiectarea bazată pe indicatorii de performanță definiți în răspunsul sistemului la variații particulare ale referinței este sprijinită pe posibilitatea stabilirii relativ simple a unor corespondențe între *comportarea în domeniul timp a unui sistem* și *repartiția poli-zero-uri* în funcția de transfer. Pentru sistemele de ordin redus pot fi stabilite relații relativ simple între performanțele sistemului și repartiția polilor (zerourilor) acestuia.

Sistemele de ordin redus constituie aproximații și pentru comportarea reală a sistemelor de reglare automată, cu rezultate adeseori obținute din următoarele considerente (conjugate):

- neglijarea polilor / zerourilor îndepărtați / îndepărtate (a constantelor de timp foarte mici) în f.d.t. a procesului sau – după caz – acceptarea aplicării teoremei constantelor de timp mici; această aproximare conduce apoi la modelele matematice de tip benchmark;
- acceptarea invarianței parametrilor (și structurii) procesului;
- aplicarea principiului compensării poli-zero-uri.

Cunoașterea performanțelor unor astfel de sisteme și a efectelor ce rezultă prin extinderea configurației de bază cu poli-zero-uri suplimentari / suplimentare, creează o imagine mult mai sugestivă asupra proiectării regulatorului.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Horowitz, I.M. *Synthesis of Feedback Systems*. Academic Press, 1963.
- [2] Åström, K.J., Hägglund, T. *The future of PID Control*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp.19-30.
- [3] Åström, K.J., Hägglund, T. *PID Controllers. Theory, Design and Tuning*. Research Triangle Park, NC, 1995.
- [4] Lutz, H., Wendt, W. *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Libri Verlag, 1998.
- [5] Calin, S. *Reglatoare automate*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
- [6] Isermann, R. *Digitale Regelungssysteme, vol. I-II*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1991.
- [7] Åström, K.J., Wittenmark, B. *Computer Controlled Systems, Theory and Design*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1997.
- [8] Åström, K.J., Hägglund, T. *Benchmark Systems for PID Control*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp.181-182.
- [9] Åström, K.J. *Model Uncertainty and Robust Control. Chapter on Control Theory*. Internet presentation, 2002, pp.63-100.
- [10] Dumitrache, I. *Ingineria reglării automate*. Editura Politehnica Press, București, 2005.

Bibliografie

- [11] Quevedo, J., Escobet, T. (Editors) *IFAC workshop on Digital Control. Past, Present and Future of PID Control PID'00*. Preprints, Terrassa, Spain, 2000.
- [12] Föllinger, O. *Regelungstechnik*. Elitera Verlag, Berlin, 1978.
- [13] Goodwin, G.C., Graebe, S.F., Salgado, M.E. *Control System Design*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000.
- [14] Lantos, B. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése*. Akadémia Kiadó, Budapest, 2001.
- [15] Csáki, F.: *Szabályozások Dinamikája*. Akademia Kiadó, Budapest, 1974.
- [16] Dumitrache, I., Dumitriu, S., Miha, I., Munteanu, F., Muscă, Gh., Calcev, G. *Automatizări electronice*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1993.
- [17] O'Dwyer, A. *A Summary of PI and PID Controller Tuning Rules for Processes with Time delay, Part 1 and Part 2*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp.175-180, 242-247.
- [18] Kessler C. *Über die Vorausberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise*. Regelungstechnik, vol. 2 (1954), H12, pp. 274-281.
- [19] Kessler, C. *Über die Vorasberechnung optimal abgestimmter Regelkreise Teil III: Die optimale Einstellung des Regler nach dem Betragsoptimum*. Regelungstechnik, vol. 3 (1955), no. 2, pp. 40-49.
- [20] Voda, A.A., Landau, I.D. *A method for the auto-calibration of PID Controllers*. Automatica, vol. 31 (1995), no. 1, pp.41-53.
- [21] Preitl, St., Precup, R.-E. (editori). *Regulatoare pentru servosisteme. Metode de proiectare*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2007.
- [22] Leonhard, W. *Regelung in der Antriebstechnik*. B. G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1974.
- [23] Preitl, St., Precup, R.-E. *Introducere în ingineria reglării automate*. Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [24] Dragomir, T.-L., Preitl, St. *Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat, vol I, II, curs*. Centrul de multiplicare al Institutului Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara, Timișoara, 1979.
- [25] Preitl, St., Precup R.-E. *An Extension of Tuning Relations after Symmetrical Optimum Method for PI and PIDCcontrollers*. Automatica, vol. 35 (1999), no. 10, pp.1731-1736.
- [26] Preitl, Zs. *Model Based Design Methods for Speed Control Applications*, Doctoral Thesis, Politehnica University of Timișoara, 2008, Editura Politehnica, 2008, Seria 1: Automatică, nr. 8.
- [27] Preitl, Zs., Bars, R. *A Youla-parameterization Approach for Controller Design Based on ESO and 2E-SO Methods for Electrical Drives (low order benchmarks)*. Proceedings of 2nd Romanian-Hungarian Joint Symposium on Applied Computational Intelligence, Timișoara, România, 2005, pp. 319-332.
- [28] Evans, G.W. *Bringing Root Locus to the Classroom. The story of Walter R. Evans and his Textbook Control-System Dynamics*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 24 (2004), no. 6, pp. 74-81.
- [29] Lundberg, K.H. *Pole-zero Phase Maps*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 25 (2005), no. 1, pp. 84-87.

Bibliografie

- [30] Tsiotras, P. *The Relation Between the 3-D Bode Diagram and the Root Locus*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 25 (2005), no. 1, pp. 88-96.
- [31] Krajewski, W., Viaro, U. *Root-locus Invariance. Exploiting Alternative Arrival and Departure Points*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 27 (2007), no. 1, pp. 36-43.
- [32] Voicu, M. *Introducere în automatică*. Editura Polirom, Iași, 2002.
- [33] Dragomir, T.-L., Preitl, St., Trica, A.R. *Regulatoare automate, vol. II, curs*. Centrul de multiplicare al Institutului Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara, Timișoara, 1989.
- [34] Matlab. *Control System Toolbox User's Guide*. The MathWorks, Inc., Natick, MA, 2001.
- [35] Youla, D., Bongiorno, J.Jr., Jabr, H.A. *Modern Wiener-Hopf design of optimal controllers. Part I: the single-input-single output case*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 21 (1976), no. 1, pp. 3-13.
- [36] Kucera, V. *Diophantine Equations in Control - A Survey*. Automatica, vol. 29 (1993), no. 6, pp. 1361-1375.
- [37] Morari, M., Zafiriou, E. *Robust Process Control*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [38] Ackermann, J. *Robuste Regelung*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg, New York, 1993.
- [39] Müller, K. *Entwurf robuster Regelungen*. B. G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1996.
- [40] Taguchi, H., Araki, M. *Two degree of freedom PID controllers. Their functions and optimal tuning*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp. 154 – 159.
- [41] Brosilow, C., Babu, J. *Techniques of Model-Based Control*, Prentice Hall International, 2001.
- [42] Contract de cercetare *Analiza și dezvoltarea sistemelor inteligente de conducere cu regulatoare fuzzy dedicate servosistemelor*, Grant CNCISIS Nr. 98GR/11.06.2008, Tema 14, cod 370.
- [43] Grant de cercetare *Analysis and Development of Intelligent Systems*, în cadrul *Protocolului celei de a treia sesiuni a Comisiei Mixte de Cooperare științifică și tehnologică Româno-Ungară*, 24-25 nov. 2005, anexa II. nr.crt. 35, ID nb. 17.
- [44] Bodson, M. *Reconfigurable Nonlinear Autopilot*. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, vol. 26 (2003), no. 5, pp. 719-727.
- [45] Machaba, M., Braee, M. *Explicit Damping Factor Specification in Symmetrical Optimum Tuning of PI controllers*. Proceedings of 1st African Control Conference AFCON 2003, Cape Town, South Africa, 2003, pp. 399-404.
- [46] Cooper, S., Kuperman, A., Rabinovici, R. *Controlling an Electrical Motion system by a Load Instruction Decoding Algorithm Using FPGA*. Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems ICECS 2004, Capri Italy, 2004, pp. 443-446.
- [47] Aydin, O., Akdag, A., Stefanutti, P., Hugo, N. *Optimum Controller Design for a Multilevel AC-DC Converter System*. Proceedings of 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2005, Austin, TX, USA, 2005, vol. 3, pp. 1660-1666.
- [48] Szabat, K., Orlowska-Kowalska, T. *Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks - Comparative Study*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54 (2007), no. 2, pp. 1193-1206.

Bibliografie

- [49] Bajracharya, C., Molinas, M., Suul, J.A., Undeland, T.M. *Understanding of Tuning Techniques of Converter Controllers for VSC-HVDC*. Proceedings of Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics NORPIE/2008, Espoo, Finland, 2008, paper index urn011658, 8 pp.
- [50] Preitl, St., Precup, R.-E., Preitl, Zs. *Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor, vol. 1*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.
- [51] Preitl, St., Precup, R.-E., Preitl, Zs. *Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor, vol. 2*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.