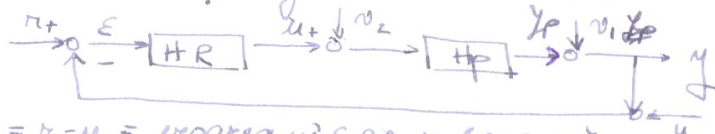


PARTIAL:

① SRA cu 1 și 2 grade de libertate



$E = r - y =$ eroarea în SRA pe baza căreia se elaborează comanda u

Pt. un SRA se impune ca eroarea în regim staționar să fie 0 (pt. max. mi. eroare de tip treaptă)

$$\begin{cases} y_p = \frac{H_R H_P}{1 + H_R H_P} r - \frac{H_R H_P}{1 + H_R H_P} v_1 + \frac{H_P}{1 + H_R H_P} v_2 \\ u = \frac{H_R}{1 + H_R H_P} r - \frac{H_R}{1 + H_R H_P} v_1 - \frac{H_P H_R}{1 + H_R H_P} v_2 \\ E = \frac{1}{1 + H_R H_P} r - \frac{1}{1 + H_R H_P} v_1 - \frac{H_P}{1 + H_R H_P} v_2 \end{cases}$$

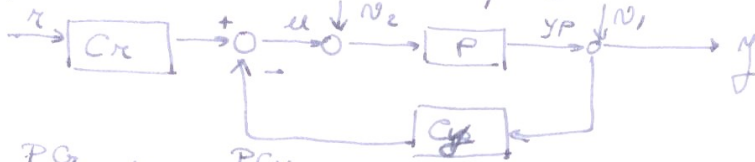
Se neglijează efectul zgomotului u

$$\tilde{y} = \begin{bmatrix} y_p \\ u \\ E \end{bmatrix} \quad w = \begin{bmatrix} r \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad \tilde{y} = H_1 \cdot w$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} H_R H_P & -H_R H_P & +H_P \\ H_R & -H_R & -H_P H_R \\ 1 & -1 & -H_P \end{bmatrix} \frac{1}{1 + H_R H_P}$$

Cele 2 ob. ale SRA nu pot fi realizate simultan dacă se fol. o structură SRA cu 1DOF. Perturb. și ref. acționază diferit asupra celor 3 variabile reglate, iar în structură $\exists$ un singur regulator. $\Rightarrow$ prin alegerea reg. C nu pot fi controlate în mod corepunzător toate var. de interes.

(2DOF)



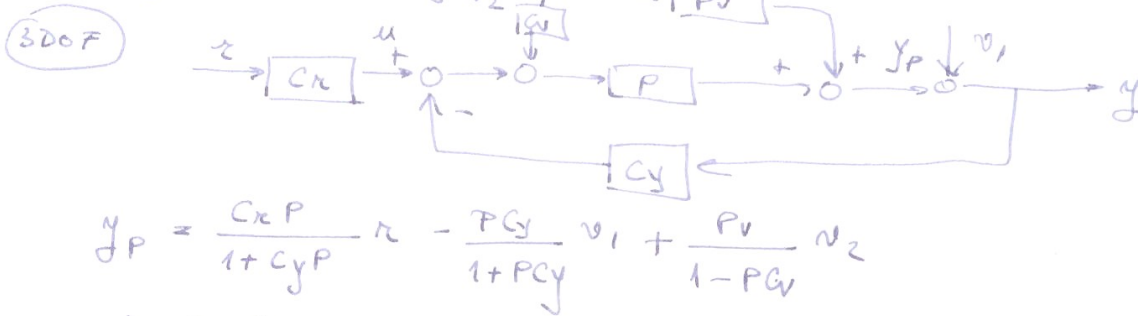
$$\begin{cases} y_p = \frac{P C_r}{1 + P C_y} r - \frac{P C_y}{1 + P C_y} v_1 + \frac{P}{1 + P C_y} v_2 \\ u = \frac{C_r}{1 + P C_y} r - \frac{C_y}{1 + P C_y} v_1 - \frac{P C_y}{1 + P C_y} v_2 \\ E = \frac{1 + P(C_y - C_r)}{1 + P C_y} r - \frac{1}{1 + P C_y} v_1 - \frac{P}{1 + P C_y} v_2 \end{cases}$$

$$\tilde{y} = H_2 \cdot w \Rightarrow H_2 = \begin{bmatrix} P C_r & -P C_y & P \\ C_r & -C_y & -P C_y \\ 1 + P(C_y - C_r) & -1 & -P \end{bmatrix} \frac{1}{1 + P C_y}$$

$r =$ intrare
 $y =$ ieșire măsurată
 $v_1 =$ pert. aplicată la ieșirea procesului
 $v_2 =$ pert. aplicată la intrarea procesului
 $u =$ eg. de măsură
 $u =$ comanda

Cele 2 reg. plasate pe cele 2 canale distincte asigură practic satisf. ob. reglării.

C_R = asigură comportarea dorită a SRA în rap. cu R .
 C_Y = asigură rejecția perturb.

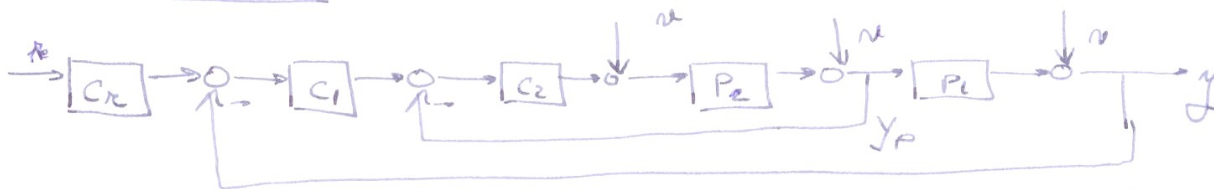


Folosi. pt. măs. perturb. se acționează asupra procesului condus, perturb. considerate măsurabile. Se realizează reglare directă (feedforward)

Regl. directă + reg 2DOF = 3DOF. Compensarea ef. perturb. N_2 cu ajutorul blocului de reglare C_V asigură o mai bună comportare a SRA în raport cu această perturb. $\Rightarrow$ pt. proiectarea acestui llo c se impune cunoașterea modelelor P și P_V .

$$\dot{y} = H_3 \cdot w, \quad H_3 \text{ are în componență cele 3 fct. de transfer ale llo. de reglare } C_R, C_Y, C_V \text{ și } P \text{ și } P_V$$

② SRA în cascada



Multe procese industriale pot fi reprez. prin modele decompozabile cu variabile intermediare măsurabile și de care nu ai multe ori controlabile. Regl. acestor var. intermediare în cadrul unor bucle de reglare secundare aduce contrib. imp. la îmbunătățirea comportamentului SRA. prin creșterea vitezei de răspuns și a preciziei reglării.

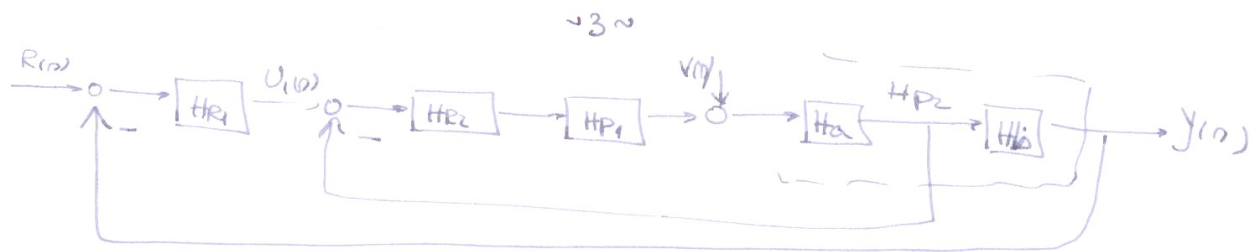
Bucloa (C_2, P_2) - secundară este mai rapidă decât bucla principală (C_1, P_1) de 3-5 ori, iar y_P este măsurabilă.

Structura adoptată în cond. în care max. m. intermediare sunt măsurabile și se impune reglarea lor cu abateri controlabile.

$$\dot{y} = H_4 \cdot w, \quad H_4 \text{ conține doi } P_1, P_2, C_1, C_2, C_R$$

Eficiența structurii = alegerea corectă a var. intermediare și proiectarea corectă a tuturor blocurilor de reglare

Atenție deosebită tre. acordată alegerei var. intermediare care să se continue înf. conștient. despre perturb. dominante și act. în bucla interioară.



Pt. bucla secundară se utiliz. în general reg. de tip P sau PI.

Buclo secundară H_B , să continue punctul de aplicație al. perturb. posib.

Avantaje se obțin. et. când:

- $H_A(s)$ - conține neliniarități importante care limitează perf. buclei de regl.
- $H_B(s)$ limitează banda de frecv. în ech. clasică cu 1 reg.
- când. perturb. dominante sunt compensate în bucla de reglare secundară
- $H_B(s)$ conține timp mort sau zero-uri de fază minime.

$$Y(s) = H_{P2}(s) \cdot S_2(s) \cdot V(s) + H_{E2}(s) H_P(s) \cdot S_2(s) \cdot U_1(s)$$

$$H_P(s) = H_{P1}(s) \cdot H_{P2}(s)$$

$$S_2(s) = \frac{1}{1 + H_{R2}(s) H_{P1}(s) H_A(s)}$$

$$\text{sau } Y(s) = H_{P2}(s) \cdot S_2(s) \cdot V(s) + H_B(s) \cdot T_2(s) \cdot U_1(s)$$

$$T_2(s) = \frac{H_{E2}(s) \cdot H_{P1}(s) \cdot H_{A2}(s)}{1 + H_{R2}(s) \cdot H_{P1}(s) \cdot H_A(s)}$$

$$T_2 \cdot S_2 = 1$$

Modelul echivalent al blocului secundar

Qc: $Y(s) = H_{P2}(s) \cdot V(s) + H_{P2}(s) \cdot U_1(s) \Rightarrow H_{R1}(s)$ ad. asupra unui sistem în care perturbatiia este procesată prin fct. de sensib. a buclei secundare

$S_2(s) \Rightarrow$ perf. mai bună la reg. perturbatiilor

Qc: $H_{R2}(s)$ e proiectat pt $H_{P1}(s) \cdot H_A(s) \Rightarrow H_{R2}(s)$ se proiectează pt modelul echivalent $H_{P2}(s) = H_B(s) \cdot T_2(s)$

Prop. ale regl. în cascada: - reglarea în C. este o strategie bazată pe reacție

- variabil. intermediară de măsurată, se poate interpreta ca bucla secundară are un estimator pt perturb.

- se impune a considera la proiectarea buclei secundare zg. de măsură care poate limita banda de frecvență a acestora

③ PID cu 1 m' 2 grade de lib. ~40 ✓

PID: $u(t) = K_R [E(t) + \frac{1}{T_i} \int E(\tau) d\tau + T_d \frac{dE(t)}{dt}]$

$$u(t) = K_P E(t) + K_I \int E(\tau) d\tau + K_D \frac{dE(t)}{dt}$$

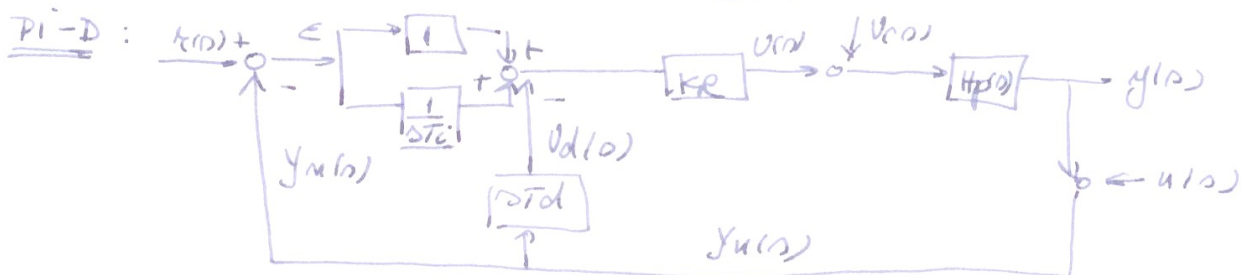
$K_P = K_R = \text{fact. de prop.}$

$K_I = \frac{K_R}{T_i} - \text{fact. integral}$

$K_D = K_R \cdot T_d - \text{fact. derivativ}$

$$H_R(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{s T_i} + s T_d \right)$$

In practica: $H_R(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{s T_i} + \frac{T_d s}{\alpha T_d s + 1} \right), \alpha \ll 1$

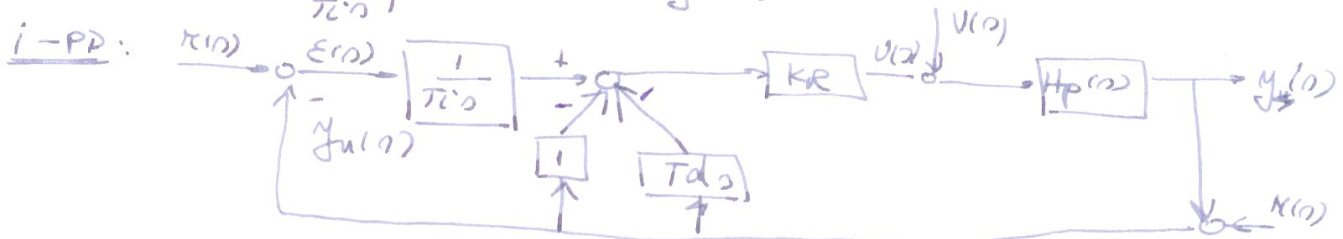


$$U(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) R(s) - K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) Y(s)$$

$$U(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) R(s) - K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \alpha T_d s} \right) Y(s)$$

$$E(s) = R(s) - Y(s)$$

$$\Rightarrow U(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - K_R \cdot T_d s Y(s)$$



$$U(s) = K_R \frac{1}{T_i s} E(s) - K_R (1 + T_d s) Y(s)$$

$$U(s) = K_R \frac{1}{T_i s} R(s) - K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) Y(s)$$

Utilizat pt a evita aparitia unor salturi ale comenzii la modif. sub forma de treapta la ref. si a conduce in regim de sat. EE.

Pe cale directa s mentioneaza care asigura comportarea dorita in regim stationar.

Pt direct: $\frac{1}{\Delta} = \frac{T}{1-z^{-1}} \rightarrow \text{culbre}$

$$\frac{1}{\Delta} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \rightarrow \text{fustina}$$

④ PID de poz. incremental

*

$$u(t) = k_R [E(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t E(\tau) d\tau + T_d \frac{dE(t)}{dt}] \quad , \quad \frac{dE}{dt} \approx \frac{\Delta E}{\Delta t}$$

$$u(k) = k_R \left[E(k) + \frac{T}{T_i} \cdot \frac{I_{k-1} + T \cdot E_k}{T_i} + T_d \frac{E_k - E_{k-1}}{T} \right]$$

↳ alg de poziție.

Calcularea comenzii la pasul următor u_k , necesită cunoașterea comp. la $k-1$ ⇒ Trebuie să inițializăm alg (alg de poz) pt calc. lui u_k

$$\begin{cases} u(k) = k_R \left[E_k + \frac{T}{T_i} \sum_{i=1}^k E_i + \frac{T_d}{T} (E_k - E_{k-1}) \right] \\ u_{k-1} = k_R \left[E_{k-1} + \frac{T}{T_i} \sum_{i=1}^{k-1} E_i + \frac{T_d}{T} (E_{k-1} - E_{k-2}) \right] \end{cases}$$

$$\Rightarrow \Delta u_k = u_k - u_{k-1} = E_k \cdot g_0 + E_{k-1} \cdot g_1 + E_{k-2} \cdot g_2$$

$$\text{unde } g_0 = k_R \left[1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right]$$

$$g_1 = -k_R \left[1 + \frac{T_d}{T} \right]$$

$$g_2 = k_R \frac{T_d}{T}$$

$$\Rightarrow u_k = u_{k-1} + g_0 E_k + g_1 E_{k-1} + g_2 E_{k-2} \quad \rightarrow \text{rel. de calcul pt alg PID incremental.}$$

obs: Această alg nu mai trebuie inițializată, comanda generându-se sub forma unui increment. Amplitudinea incrementalului poate fi controlată prin val. param $g_1, g_0, g_2 \Rightarrow T_i, T_d, k_R, T$

Altă formă de descriere ar fi funcția de transfer $H_R(z)$

$$H_R(z^{-1}) = \frac{U(z)}{E(z)} \quad ; \quad u_k = g_0^{-1} u_k + g_0 E_k + g_1 z^{-1} E_k + g_2 z^{-2} E_k$$

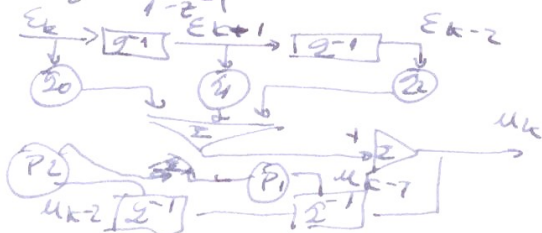
$$\Rightarrow u_k = U(z^{-1}) = \frac{g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} E(z) \Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

$$\Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{g}{p} \quad ; \quad \sum_{i=1}^2 p_i = -1 \Rightarrow \text{are caracter integrator}$$

Acelasi rezultat se obține și prin metoda Tustin.

$$H_R(s) = k_R \left(1 + \frac{1}{s T_i} + T_d s \right)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{s} &= \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \\ \Rightarrow H_R(s) &= \frac{g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} \quad , \quad \begin{cases} p_2 = 0 \\ p_1 = -1 \end{cases} \end{aligned} \right\} \Rightarrow z = -1$$



⑥ PID cu filtrare

26.2

$$H_R(s) = k_R \left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{T_d s}{\alpha T_d s + 1} \right)$$

$$H_R(z) = k_R \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1}$$

$$\frac{1}{s} = \frac{T}{1 - z^{-1}}$$

$$z) H_R(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}}$$

$$\text{unde } q_0 = \frac{k_R (T - T_i)(T - T_d)}{T_i(\alpha T_d - T)}$$

$$q_1 = \frac{k_R T (T_i + T_d) - 2k_R T_i T_d}{T_i(\alpha T_d - T)}$$

$$q_2 = \frac{k_R T_d}{\alpha T_d - T}$$

$$p_1 = \frac{T - 2\alpha T_d}{\alpha T_d - T}$$

$$p_2 = \frac{\alpha T_d}{\alpha T_d - T}$$

→ implementare ca la incremental.

Structura alg. recurent prezintă flexibilitate redusă la implementare în dif. întrucât prezintă erorile de diferențiere a diferitelor regimuri de funcț. în mod de lucru.

~ 7 ~

⑦ Robustetea stabilității și a perf. pt SRA cu 1 grad de liber. ✓

Admitând că sistemul închis este supus perturbărilor parametrice sub forma multiplicativă, apar cerința proiectării reg. care să asigure robustetea stab. și a perf.

$$H_P(j\omega) = \hat{H}_P(j\omega)(1 + L_M(j\omega)), \text{ unde } |L_M(j\omega)| \leq l_m(\omega)$$

unde H_P și $\hat{H}_P$ au același nr. de poli situați în semiplanul drept. Funcția $\hat{H}_P$ reprez. modulul nominal al sistemului închis

Condiția de stab. robustă: Bucla nominală este stabilă dacă și numai dacă hodograful $P(j\omega) = 1 + \hat{H}_D(j\omega)$ înconjoară originea în sens antiorar de un nr. de ori = nr. de poli instabili ai lui $\hat{H}_D(s)$, când ω merge de la $-\infty$ la $+\infty$

$$\hat{H}_D = H_R \hat{H}_P$$

În prezența incertitudinilor, bucla deschisă cu $H_P H_P$ va fi stabilă $\Leftrightarrow$ înconjoară originea de același nr. de ori ca Γ

Se asigură stab. mist. înclus dacă $|\hat{H}_D(j\omega)|/|L_M(j\omega)| < 1 \forall \omega$ ($H_P = \hat{H}_P / (1 + L_M)$)

Condiția de performanță robustă.

$$E(s) = S(s) \cdot R(s)$$

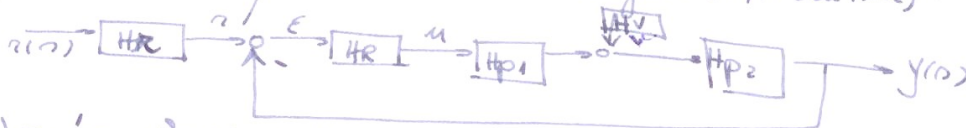
Se asigură robustetea perf. dacă $\|W_1 \hat{S}\| + \|W_2 \hat{P}\| \leq 1$

W_1 = filtru de greutate la referință, la intrarea lui se aplică $\|R'\|_2 \leq 1$

$$R(s) = W_1 \cdot R'(s)$$

$$S(s) = \frac{1}{1 + H_D} = \frac{1}{1 + \hat{H}_D(1 + L_M)} = \frac{\hat{S}}{1 + \hat{H}_M} = \frac{\hat{S}}{1 + \Delta W_1 \hat{P}}, \quad \| \Delta \|_\infty \leq 1$$

⑧ SRA cu model intern - asigură comport. dorită în regim staționar sau permanent în raport cu marimile eroare (x , v aditive)



$$Y(n) = \frac{1}{P_V(n)} \cdot v(n) \cdot X + (0), \quad X_N(0) = \text{starea inițială a sist.}$$

$P_V(n), q_V(n)$ polim. obișn. $\frac{d^2 v(t)}{dt^2} + \sum_{i=0}^{2-1} p_i \frac{d^i v(t)}{dt^i} = 0$
 $H_{P1} = 1$ } → perturb. considerate ca act. la ieșirea proc.
 $H_{P2} = 1$ } → imbuarea proc.

$$H_P(s) = H_{P1}(s) \cdot H_{P2}(s)$$

$$Y(n) = S(n) \cdot H_{P2}(n) \cdot V(n) \quad \text{ef. post amplifica} \quad \text{ieșire este reg. amplif.} \quad N(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0$$

$$U(n) = S(n) \cdot H_{P2}(n) \cdot V(n) = \frac{T(n)}{H_{P1}(n)} V(n)$$

$$S(n) = \frac{1}{1 + H_R(n) \cdot H_{P1}(n) \cdot H_{P2}(n)}$$

$$T(n) = \frac{H_R(n) \cdot H_{P1}(n) \cdot H_{P2}(n)}{1 + H_R(n) \cdot H_{P1}(n) \cdot H_{P2}(n)}$$

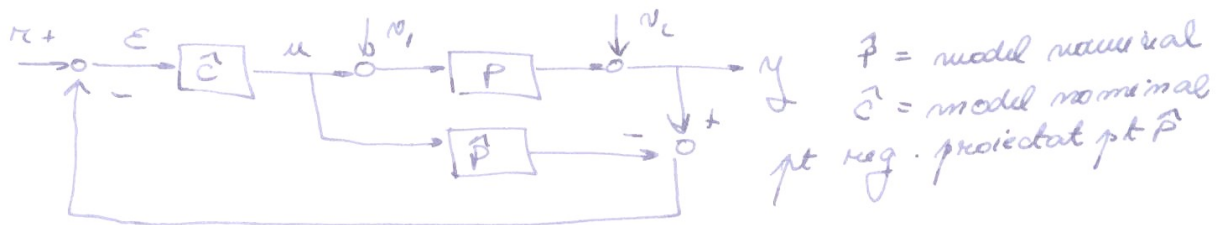
$$S_u(n) = \frac{H_R(n)}{1 + H_R(n) \cdot H_{P1}(n) \cdot H_{P2}(n)}$$

Ex. 2. Să se verifice dacă SRA este stabilă.

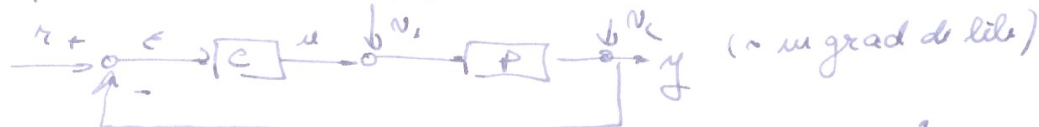
Rz. pot. în regim staționar necesită ca $P_V(z)$ să fie un polinom cu toate rădăcinile în exteriorul unității (Princ. mod. internu).

pt
$$\begin{cases} H_P(z) = \frac{B_P(z)}{A_P(z)} \\ H_R(z) = \frac{B_R(z)}{P_R(z)} \\ H_V(z) = \frac{A_V(z)}{P_V(z)} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} d(z) = A_P(z) \cdot P_V(z) \cdot \overline{P_R(z)} + B_R(z) \cdot B_P(z) \\ P_R(z) = P_V(z) \cdot \overline{P_R(z)} \end{cases}$$

 $\Rightarrow$ polinomul exact.



$\Rightarrow$ parametrizare $C := \frac{\hat{C}}{1 - \hat{P}\hat{C}}$



$$\begin{aligned} y_P &= \frac{PC}{1+PC} r + \frac{P}{1+PC} n_1 + \frac{1}{1+PC} n_2 \\ u &= \frac{C}{1+PC} r + \frac{PC}{1+PC} n_1 - \frac{C}{1+PC} n_2 \\ E &= \frac{1}{1+PC} r - \frac{P}{1+PC} n_1 - \frac{1}{1+PC} n_2 \end{aligned} \Rightarrow \begin{cases} y_P = \frac{PC}{1+\hat{C}(P-\hat{P})} r + \frac{P(1-\hat{P}\hat{C})}{1-\hat{P}\hat{C}+PC} n_2 \\ E = (1-PC) r - P n_1 - n_2 \end{cases}$$

Dacă $P \equiv \hat{P} \Rightarrow$ incertitudinea de modelare $L = P - \hat{P} = 0$

$$\Rightarrow y = PC \cdot r = T \cdot r$$

$$E = (1 - PC) r = S \cdot r = r - y$$

$\Rightarrow$ SRA e în orice caz deschis cu un sg grad lib., perfect fiind distate de $T = P \cdot \hat{C}$.

⑦ Discretizarea alg. PID. Problema alegerii perioadei de discretizare și a structurii algoritmului.

Discretizarea alg PID se face prin metoda dreptunghiului sau metoda trapezilor.

Metoda dreptunghiului:

$$u(t) = K_R \left[E(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t E(\tau) d\tau + \frac{dT_d}{dt} T_d \right]$$

$$\Rightarrow u(k) = K_R \left[E(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k E(i) + T_d \frac{E(k) - E(k-1)}{T} \right] + u_0$$

$$u(k-1) = K_R \left[E(k-1) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} E(i) + T_d \frac{E(k-1) - E(k-2)}{T} \right] + u_0$$

$$\Rightarrow \Delta u = u_k - u_{k-1} = K_R \left[\underbrace{\left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right)}_{g_0} E_k - \underbrace{\left(1 + \frac{2T_d}{T} \right)}_{g_1} E_{k-1} + \underbrace{\frac{T_d}{T}}_{g_2} E_{k-2} \right]$$

$$u_k = u_{k-1} + g_0 E_k + g_1 E_{k-1} + g_2 E_{k-2} \rightarrow \text{algoritm PID incremental}$$

$$\begin{cases} g_0 = K_R \left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} g_1 = - \left(1 + \frac{2T_d}{T} \right) K_R \end{cases}$$

$$\begin{cases} g_2 = K_R \frac{T_d}{T} \end{cases}$$

u_0 = comanda inițială.

Alg PID incremental nu trebuie inițializat, comanda determinându-se sub formă de incremente.

Pentru a obține un alg PID modificat, I-PD, aplicând y componentelor derivativă și proporțională.

$$u_k = u_{k-1} + K_R \left[(-y_k + y_{k-1}) + \frac{T}{T_i} E_k + \frac{T_d}{T} (2y_{k-1} - y_k - y_{k-2}) \right]$$

$$u_R(0) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot 0} \right) \frac{T_d s + 1}{2T_d s + 1}$$

Forma discretizată PID se obține folosind :

$$\frac{1}{s} \approx \frac{T}{1-z^{-1}} \text{ prin metoda dreptunghiului.}$$

$$\frac{1}{s} = \frac{T}{2} \frac{z^{-1}+1}{-z^{-1}+1} \text{ prin metoda trapezului}$$

$$H_R(z^{-1}) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \left(\frac{T_d + \frac{T}{2} \cdot \frac{z^{-1}+1}{1-z^{-1}}}{1 + T_d + \frac{T}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}} \right) \rightarrow \text{PID cu filtrare}$$

$$H_R(z^{-1}) = \frac{z_0 + z_1 z^{-1} + z_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}}$$

Comportarea optimă a alg PID într-un sistem discret de reglare este dependentă de funcția de eroare, de care parametrii de acord ai reg. depind de T . Cu cât T este mai mic cu atât comportarea alg este mai apropiată de comportarea sist. continue.

Trăiește după mai multe criterii :

- perf. impuse sist. de reglare
- dinamica procesului
- clasa și spectrul zărilor exogene ce acționează asupra procesului
- tipul EE și al elem. de măsură
- eficiența economică a SRN.

Final : ① Proiectarea sist. numerice de reglare pe baza modelelor
IN-OUT :

METODA RĂSPUNSULUI INPUT

Se pp. ca pt. o ref. precizată, răspunsul SRA are o formă impusă.

$$H_c(z^{-1}) = \frac{b_0 z^{-1} + b_1 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$$

$$Y_d(z^{-1}) = y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_k z^{-k} + \dots, \quad y_k \equiv y(k \cdot T)$$

T = perioada de eantionare

Pt. proiectarea reg. sunt date: $H_c(z^{-1})$, cerințele de performanță prin forma impusă a răspunsului, restricțiile asupra comenzii $u_k \in U_a$

$$R(z^{-1}) = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

$$\Rightarrow \left. \begin{aligned} H_{od} &= \frac{Y_d(z^{-1})}{R(z^{-1})} = (1 - z^{-1}) Y_d(z^{-1}) = y_1 z^{-1} + (y_2 - y_1) z^{-2} + \dots + (y_k - y_{k-1}) z^{-k} + \dots \\ k \geq m &\Rightarrow y_k = 0 \Rightarrow \varepsilon_{st} = 0 \end{aligned} \right\}$$

$$\Rightarrow H_{od}(z^{-1}) = y_1 z^{-1} + (y_2 - y_1) z^{-2} + \dots + (1 - y_{m-1}) z^{-m} = p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_m z^{-m}$$

$$\begin{cases} p_1 = y_1 \\ p_2 = y_2 - y_1 \\ \vdots \end{cases}$$

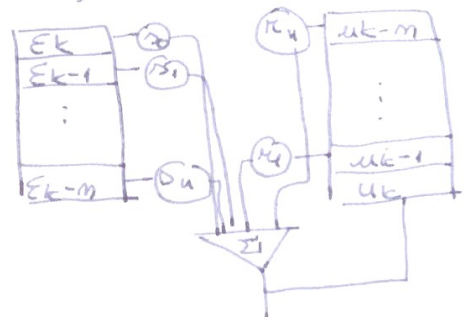
$$p_m = 1 - y_{m-1}$$

$$\sum_{j=1}^m p_j = 1 \Rightarrow \text{evidențiază faptul că } \varepsilon_{st} = 0$$

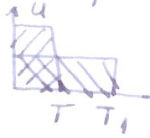
$$\Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{H_{od}(z^{-1})}{1 - H_{od}(z^{-1})} \cdot \frac{1}{H_c(z^{-1})} = \frac{P(z^{-1})}{1 - P(z^{-1})} \cdot \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} = \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})} = \frac{\Delta_0 + \Delta_1 z^{-1} + \dots + \Delta_n z^{-n}}{1 + \Delta_1 z^{-1} + \dots + \Delta_n z^{-n}}$$

$$\Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{R(z^{-1})} = \frac{U(z^{-1})}{\varepsilon(z^{-1})}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} u_k = S_0 \varepsilon_k + \sum_{i=1}^n S_i \varepsilon_{k-i} + \sum_{i=1}^n r_i u_{k-i} \\ u_0 = \frac{p_1}{b_1} \rightarrow \text{comanda inițială} \end{cases}$$



Pentru a nu satura comanda la rapiditatea răspunsului, se modifică b ,
 prin modificarea lui T (o mare de răspuns impusă $\Rightarrow$ comanda inițială
 mare $\rightarrow p_1$)



Cele 2 suprafețe sunt egale, dar exclud perioada de discri-
 tizare se scade amplitudinea comenzii. Proiectarea reg.

prin această metodă conduce la un răspuns imediat, însă
 care necesită de a scade amplitudinea comenzii din domeniul admisibil,
 și în consecință de naturarea EE. Prin încercări succesive se alege
 un răspuns (neoptimal) care să satisfacă și cerințele de domeniul adm.
 al comenzii

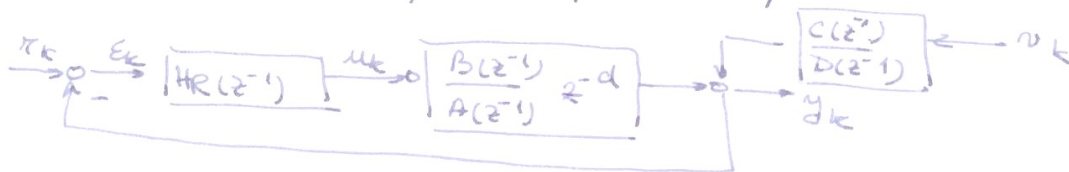


$$H_c(z^{-1}) = (1 - z^{-1}) z \left\{ \frac{HP(z)}{A} \right\} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$$

$$y_k = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u_{k-d} + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})} v_k \Rightarrow H_c(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \cdot z^{-d}, \quad d = d \cdot T$$

filtru cu def. structura predefinită.

d = timpul mort discret.



ALGORITHMUL DEAD BEAT

→ asigura un răspuns cu durată finită

→ după un nr. fixat de perioade $\varepsilon_{st} = 0$

$$\text{Date } \begin{cases} H_C(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, & R(z^{-1}) = \frac{1}{1-z^{-1}} \\ u_k \in U_a \\ t_t = m \cdot T \end{cases}$$

$$\begin{cases} Y(z^{-1}) = y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_m z^{-m} + \dots, & k \geq m, y_k = 1 \\ U(z^{-1}) = u_0 + u_1 z^{-1} + \dots + u_m z^{-m} + \dots \end{cases}$$

$$H_C(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} *$$

$$\frac{B(1)}{A(1)} = \frac{\sum b_i}{1 + \sum a_j} = k_0$$

$$\Rightarrow u_m = y_m \cdot \frac{A(1)}{B(1)} = y_m \cdot \frac{1}{k_0} = \frac{1}{k_0}$$

$$\frac{Y(z^{-1})}{R(z^{-1})} = (1-z^{-1})(y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_m z^{-m}) = p_1 z^{-1} + \dots + p_m z^{-m} = \text{Hod}(z)$$

$$\frac{U(z^{-1})}{R(z^{-1})} = (1-z^{-1})(u_0 + u_1 z^{-1} + \dots + u_m z^{-m}) = q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_m z^{-m}$$

$$\begin{cases} q_0 = u_0 \\ q_1 = u_1 - u_0 \\ \vdots \\ q_m = u_m - u_{m-1} \end{cases}$$

$$H_C(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{P(z^{-1})}{Q(z^{-1})} \Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{1}{H_C(z^{-1})} \cdot \frac{\text{Hod}(z^{-1})}{1 - \text{Hod}(z^{-1})} = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} \cdot \frac{P(z^{-1})}{1 - P(z^{-1})}$$

$$\Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{1 - P(z^{-1})} \quad , \quad \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} \cdot P(z^{-1}) = Q(z^{-1}) *$$

$$H_C(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{P(z^{-1})}{Q(z^{-1})} \Rightarrow \begin{cases} p_1 = q_0 b_1 \\ p_2 = q_0 b_2 \\ \vdots \\ p_m = q_0 b_m \\ 1 = q_0 \sum b_i \end{cases} \quad \left. \begin{matrix} q_1 = q_0 a_1 \\ q_2 = q_0 a_2 \\ \vdots \\ q_m = q_0 a_m \end{matrix} \right\} \Rightarrow p_j = \frac{b_j}{\sum b_i}$$

$$H_R(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{1 - P(z^{-1})} = \frac{S}{R} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_m z^{-m}}{1 + r_1 z^{-1} + \dots + r_m z^{-m}} = \frac{U(z^{-1})}{\varepsilon(z^{-1})}$$

$$\Rightarrow u_k = s_0 \varepsilon_k + \sum_{i=1}^m s_i \varepsilon_{k-i} + \sum_{i=1}^m r_i \cdot u_{k-i}; \quad u_0 = q_0 = \frac{1}{\sum b_i}$$

~ 4 ~

- Modelul obținut are aceeași dimensiune cu dim. procesului.
- z_i, p_i se calculează direct în funcție de param. modelului.
- Comanda inițială e fixă, strict determinată de $\sum b_i$. În cazul în care $\sum b_i$ e redusă, se poate obține o comandă inițială care să reducă sistemul la saturatie.

Pt o relaxa excesivă de încălzire în limitele admise se poate alege o perioadă de diocritizare mai mare și $\sum b_i$ să fie mai mare. O val. prea mare a lui T poate duce totuși la pierderea inf. în procesul de achiziție, efectul unor perturbatii asupra sistemului nu e inclus în luarea deciziei și se poate ajunge la instabilitate. ; Pt. proc. cu timp mort $H_R(z^{-1}) = \frac{z_0 A(z^{-1})}{1 - z_0 B(z^{-1}) z^{-d}}$

ALGORITMUL DEAD BEAT EXTINS

Comanda inițială în cadrul DB era fixată prin val lui b_j . Pt a relaxa această restricție în aplic. alg DB se poate extinde dim alg. $\Rightarrow$ se pot obț. unul sau mai multe grade de lib. de a controla comanda inițială $b_0 = z_0$.

$$H_C(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$$

$$\Rightarrow H_R(z^{-1}) = \frac{1}{H_C(z^{-1})} \frac{H_{od}(z^{-1})}{H_{od}(z^{-1})} = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} \cdot \frac{P'(z^{-1})}{1 - P'(z^{-1})} = \frac{Q'(z^{-1})}{1 - P'(z^{-1})}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{Y(z^{-1})}{R(z^{-1})} &= (1 - z^{-1}) (y_1 z^{-1} + \dots + y_m z^{-m}) = P'(z^{-1}) = p'_1 z^{-1} + \dots + p'_m z^{-m} \end{aligned} \right.$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{U(z^{-1})}{R(z^{-1})} &= (1 - z^{-1}) (u_0 + u_1 z^{-1} + \dots + u_m z^{-m}) = Q'(z^{-1}) = z_0' + z_1' z^{-1} + \dots + z_m' z^{-m} \end{aligned} \right.$$

$$Q(z^{-1}) = Q'(z^{-1}) (\alpha - z^{-1}) = z_0 + z_1 z^{-1} + \dots + z_{m+1} z^{-(m+1)}$$

$$P(z^{-1}) = P'(z^{-1}) (\alpha - z^{-1}) = p_1 z^{-1} + \dots + p_{m+1} z^{-(m+1)}$$

$\alpha > 0$ arbitrar ales $\Rightarrow$

$$\left\{ \begin{aligned} z_0 &= \alpha z_0' \\ z_1 &= \alpha z_1' - z_0' \\ z_2 &= \alpha z_2' - z_1' \\ &\vdots \\ z_m &= \alpha z_m' - z_{m-1}' \\ z_{m+1} &= -z_m' \end{aligned} \right.$$

$$u_0 = z_0' \\ \alpha z_0'$$

$$\left\{ \begin{aligned} p_1 &= \alpha p_1' \\ p_2 &= \alpha p_2' - p_1' \\ &\vdots \\ p_m &= \alpha p_m' - p_{m-1}' \\ p_{m+1} &= -p_m' \end{aligned} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} p_1' &= b_1 \cdot z_0' = \frac{b_1}{\sum b_i} \\ z_1' &= \frac{a_1'}{\sum b_i} \\ p_i' &= \left(\frac{b_i \cdot z_0}{\alpha} \right) \end{aligned} \right.$$

$$\Delta = \alpha \sum p_j' - \sum p_j'$$

$$\Rightarrow \Delta = z_0 \sum b_j' - z_0' \sum b_j'$$

$$\Rightarrow z_0' = z_0 - \frac{1}{\sum b_j'}$$

$$\begin{aligned} \Delta &= \alpha \sum p_j' - \sum p_j' = \alpha \sum b_j' \frac{z_0}{\alpha} - \sum b_j' \frac{z_0}{\alpha} = \\ &= z_0 \sum b_j' - \frac{z_0}{\alpha} \sum b_j' = z_0 \sum b_j' - z_0' \sum b_j' \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} q_1 = a_1 z_0' - q_0' = z_0' [B a_1^{-1}] \stackrel{\sim 5 \sim}{=} u_1 z_0 - z_0 + \frac{1}{\sum b_j} \\ q_2 = a_2 z_0' - q_1' = a_2 z_0 - a_1 \left(z_0 - \frac{1}{\sum b_j} \right) = z_0 (a_2 - a_1) + \frac{a_1}{\sum b_j} \\ \vdots \\ q_m = a_m z_0' - q_{m-1}' = a_m z_0 - a_{m-1} \left(z_0 - \frac{1}{\sum b_j} \right) = z_0 (a_m - a_{m-1}) + \frac{a_{m-1}}{\sum b_j} \\ q_{m+1} = -a_m q_0' = -a_m z_0 + \frac{a_m}{\sum b_j} \\ p_1 = \alpha p_1' = \alpha b_1 z_0' = \alpha b_1 \left(z_0 - \frac{1}{\sum b_j} \right) = b_1 z_0 \\ p_2 = \alpha p_2' - p_1' = \alpha b_2 z_0' - b_1 z_0' = b_2 z_0 - b_1 \left(z_0 - \frac{1}{\sum b_j} \right) = (b_2 - b_1) z_0 + \frac{b_1}{\sum b_j} \\ \vdots \\ p_{m+1} = \alpha p_{m+1}' - p_m' = \alpha b_{m+1} z_0' - b_m z_0' = b_{m+1} z_0 - b_m \left(z_0 - \frac{1}{\sum b_j} \right) = (b_{m+1} - b_m) z_0 + \frac{b_m}{\sum b_j} \\ p_{m+1} = -p_m' = -b_m z_0' = -b_m z_0 + \frac{b_m}{\sum b_j} \end{cases}$$

$$\Rightarrow H_{Re}(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{1 - P(z^{-1})} = \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})} = \frac{z_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{m+1} z^{-(m+1)}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{m+1} z^{-(m+1)}} \quad \begin{cases} b_i = z_i \\ r_j = -p_j \end{cases}$$

$$\Rightarrow H_{RE}(z^{-1}) = \frac{z_0' A(z^{-1}) (1 - z^{-1})}{1 - z_0' B(z^{-1}) (1 - z^{-1})} \Rightarrow H_d(z^{-1}) = \frac{z_0' (1 - z^{-1}) B(z^{-1})}{1 - z_0' B(z^{-1}) (1 - z^{-1})}$$

$$\Rightarrow H_{od}(z^{-1}) = z_0' (1 - z^{-1}) B(z^{-1})$$

→ este un algoritm causal, $\dim = m+1 \Rightarrow$ efort suplimentar la implement.

Valoarea comenzii inițiale poate fi aleasă de proiectant sau să existe intrarea de saturare în primul tact să realizeze vîntele de perform.

Alg de reglare are $m+1$ poli în origine $\Rightarrow$ răspuns rapid, dar sensibilitate mare la modific a_i, b_j .

Fără algoritmul comenzii inițiale fiind la disp. proiectantului, $T < ca$ la DB.

Metoda propusă cea $B(z)$ să aibă zerourile în discul unitate.

Pt. procese cu timp. mort $\Rightarrow$

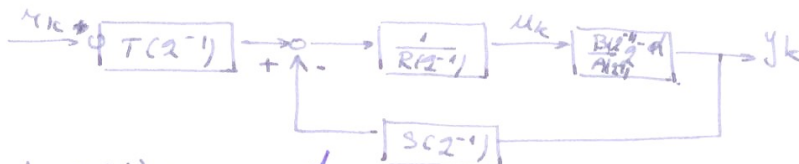
$$H_{Re}(z^{-1}) = \frac{z_0' A(z^{-1}) (1 - z^{-1})}{1 - z_0' B(z^{-1}) (1 - z^{-1}) \cdot z^{-d}}$$

② Proiectarea sist. de reglare prin proceduri de alocare a polilor

Considerăm modelul discretizat cu o întârziere în ieșire

$$\begin{cases} y_k = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u_{k-d}, \quad d \geq 0, \quad (A, B) = 1 \\ u_k = \frac{T(z^{-1})}{R(z^{-1})} r_k - \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})} y_{kk} \end{cases}$$

Pt. proiectarea SRA vom considera o structură cu 2 DoF



$$\begin{aligned} A_m(z^{-1}) y_k &= z^{-d} B_m(z^{-1}) r_k \\ \Rightarrow y_k &= \frac{z^{-d} B(z^{-1}) T(z^{-1})}{A(z^{-1}) R(z^{-1}) + z^{-d} B(z^{-1}) S(z^{-1})} r_k \end{aligned}$$

\$\Rightarrow\$ problema proiectării se reduce la det. polilor
\$R(z^{-1}), S(z^{-1}), T(z^{-1})\$

Zerourile instabile sunt stab. amortizate în mult compensate de reg., deoarece duc la instab. \$\Rightarrow\$ Folosim urm. factorizare la polinomul \$B(z^{-1})\$

$$B(z^{-1}) = B^+(z^{-1}) B^-(z^{-1})$$

\$\hookrightarrow\$ zerourile stabile se pot fi compensate.

$$\Rightarrow A(z^{-1}) \cdot R(z^{-1}) + z^{-d} B^-(z^{-1}) S(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) \cdot \Delta_e(z^{-1}) \cdot B^+$$

\$R = B^+(z^{-1}) \cdot R_1(z^{-1})\$ (Pol. caract. lb. să contină totii poli lui \$A_m\$)

$$\Rightarrow A(z^{-1}) \cdot R_1(z^{-1}) + z^{-d} B^-(z^{-1}) S(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) \Delta_e(z^{-1}), \quad (A, B) = 1$$

$$\Rightarrow \frac{z^{-d} B^+(z^{-1}) B^-(z^{-1}) T(z^{-1})}{A_m(z^{-1}) \Delta_e(z^{-1}) B^+(z^{-1})} = z^{-d} \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})}$$

\$\Delta_e\$ = restul de poli pt pol. caract. \$\rightarrow\$ dim \$R_1\$ și \$S\$ să coincidă cu \$-dim \Delta_e\$
\$\rightarrow\$ comportare dorită

Deoarece \$B^-\$ nu poate fi compensat el trebuie să aparțină lui \$B_m = B^-(z^{-1}) B_m^+(z^{-1})\$

$$\Rightarrow \frac{z^{-d} B^+(z^{-1}) T(z^{-1})}{B^+(z^{-1}) A_m(z^{-1}) \Delta_e(z^{-1})} = \frac{z^{-d} B_m^+(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \Rightarrow T = B_m^+(z^{-1}) \Delta_e(z^{-1})$$

\$\Rightarrow B_m\$ nu poate fi ales

$$\Rightarrow \text{ecuația diofantică } \overline{A(z^{-1}) R_1(z^{-1}) + B(z^{-1}) S(z^{-1})} = \overline{C(z^{-1})} \quad (\text{forma dorită})$$

$$A(z^{-1}) R_1(z^{-1}) + z^{-d} B^-(z^{-1}) S(z^{-1}) = A_m(z^{-1}) \Delta_e(z^{-1})$$

\$\Rightarrow\$ J uitat o val pt \$R\$ m's de c.n.u.d.c. al lui \$A, B\$ este un dirijor. somon al lui \$\overline{C}(z^{-1})\$

Teorema: Pt $H_C = \frac{B(z)}{A(z)}$ ni $H_R = \frac{S(z)}{R(z)}$ z, $\exists$ clasa compensatoarelor stabi.

$$\frac{S}{R} = \frac{S^0 + QA}{R^0 - QB} \quad \text{stabil} \quad \frac{Q}{1} = \frac{L}{M} \Rightarrow \frac{S}{R} = \frac{MS^0 + LA}{MR^0 - LB}$$

$$P_C = AR + BS = A(MR^0 - LB) + B(MS^0 + LA) = M(AR^0 + BS^0) \in D(1)$$

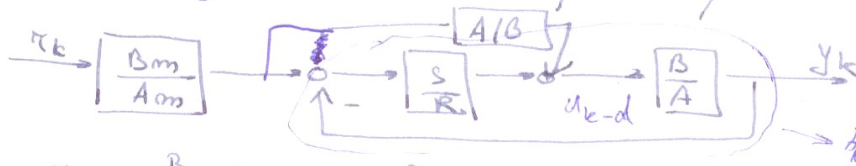
$$\Rightarrow Q = \frac{SR^0 - RS^0}{AR + BS} = \frac{SR^0 - RS^0}{P_C} \text{ stabil, } P_C \in D_1$$

sol. unică: $\begin{cases} \text{grad } S \leq \text{grad } A - 1 \\ \text{grad } R \leq \text{grad } B + d - 1 \end{cases}$

$R, \begin{cases} \text{grad } R = \text{grad } A_m - \text{grad } r_e - \text{grad } A \\ S \begin{cases} \text{grad } S = \text{grad } A - 1 \end{cases} \end{cases}$

$A_m \Rightarrow \text{grad } r_e \geq 2 \text{grad } A - \text{grad } A_m - \text{grad } B + 1$
 $\text{grad } A - \text{grad } B + 1 \leq \text{grad } A_m - \text{grad } B_m$

Proiectarea reg. cu 2DOF cu compensarea polilor năzervorului procesului.



$$y_k = \frac{B}{A} u_{k-d} = \frac{B}{A} \left(\frac{T}{R} r_k - \frac{S}{R} y_k \right) \Rightarrow \frac{y_k}{1 + \frac{B \cdot T}{A \cdot R}} = \frac{B \cdot T}{A \cdot R} r_k$$

$$\frac{B \cdot T}{A \cdot R + B \cdot S} = \frac{B_m}{A_m} \Rightarrow T = \frac{B_m}{A_m} \left(\frac{A \cdot R + B \cdot S}{B} \right) \Rightarrow \left(\frac{T}{R} \right) = \frac{B_m}{A_m} \cdot \frac{A}{B} + \frac{S}{R} \cdot \frac{B_m}{A_m}$$

$$\Rightarrow u_{k-d} = \left[\frac{B_m}{A_m} \cdot \frac{A}{B} + \frac{S}{R} \cdot \frac{B_m}{A_m} \right] r_k - \frac{S}{R} y_k = \frac{B_m}{A_m} \cdot \frac{A}{B} r_k + \frac{S}{R} \left(\frac{B_m}{A_m} r_k - y_k \right)$$

$$H_{\phi} = \frac{B \cdot S}{A \cdot R + B \cdot S}$$

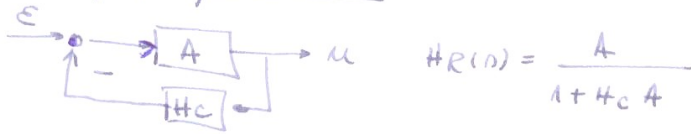
$$\frac{1}{y} (z - z_c) = P_C = z^l + d_{l-1} z^{l-1} + \dots \quad | \quad A \cdot R + B \cdot S = P_C$$

Obiectivul minimal = realiz. buclii închise: $P_C = A \cdot R + B \cdot S$ are răd. în $D(1)$

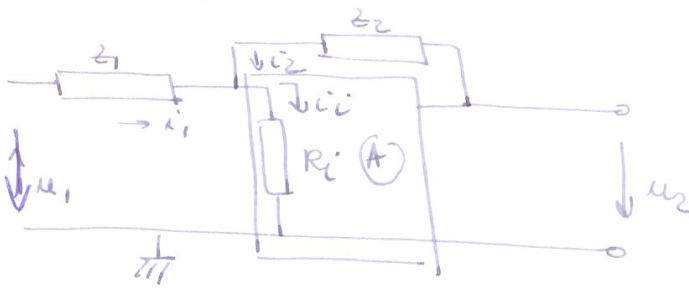
Ef. portivă 5 să fie nul $\Rightarrow R(z) = (z - 1) R'(z)$ (contine integrator)

5) Amplif. operationale

v13 ~



$$\Rightarrow \begin{cases} H_R(n) \approx \frac{1}{H_c(n)} \\ |A(j\omega)| = A_0 \rightarrow \infty \end{cases}$$



$$H_R(n) = \frac{z_2}{z_1} \cdot \frac{1}{1 + 1 + \frac{z_2}{z_1} + \frac{z_2}{R_i}}$$

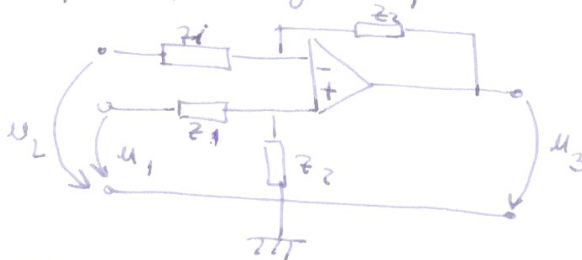
$$\begin{cases} |A| \gg \left| 1 + \frac{z_2}{z_1} + \frac{z_2}{R_i} \right| \\ R_i \rightarrow \infty \end{cases}$$

$$\Rightarrow H_R(n) \approx \frac{z_2(n)}{z_1(n)}$$

$$\left. \begin{matrix} z_2 = k_2 \\ z_1 = k_1 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \text{reg de tip P.}$$

$$\begin{cases} u_i = u_1 + u_2 \\ \frac{u_1 - u_i}{z_1} + \frac{u_2 - u_i}{z_2} = \frac{u_i}{R_i} \\ u_2 = -A u_i \end{cases}$$

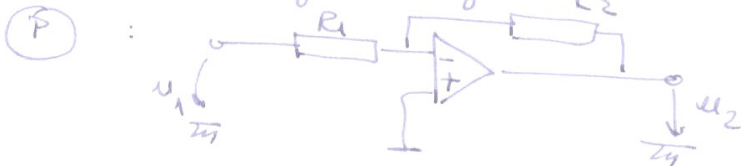
Amplif. op. cu regim diferential



$$H_R(n) = \frac{u_3}{u_1 - u_2} = \frac{z_2(n)}{z_1(n)}$$

$$u_3 = \frac{z_2}{z_1} (u_1 - u_2)$$

Realizarea legilor de reglare

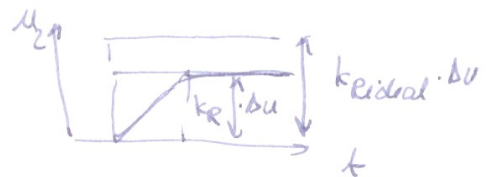


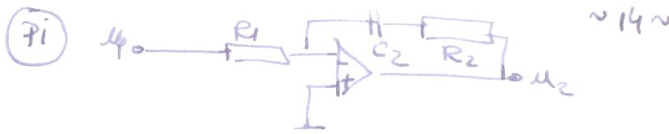
$$\text{circuit real: } \begin{cases} R_i(n) = R_i \text{ finit} \\ A(n) = \frac{A_0}{\tau n + 1} \end{cases}$$

$$H_R(n) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_i}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_i} + 1}$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_i} + 1$$

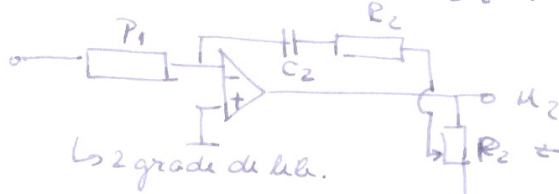
$$\begin{cases} T_R = \frac{\tau}{A_0 + \alpha} \\ k_R = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_0}{A_0 + \alpha} < k_{ideal} = \frac{R_2}{R_1} \end{cases}$$





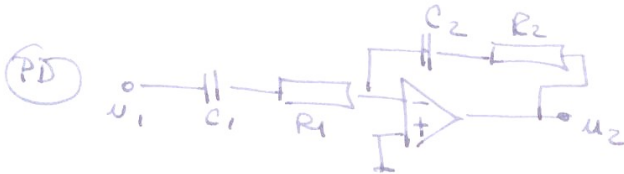
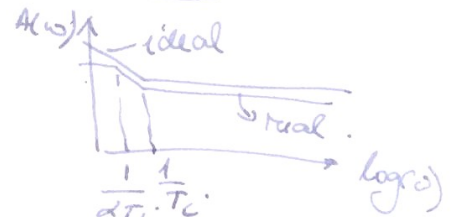
$\sim 14 \sim$
 $z_1(n) = R_1$
 $z_2(n) = R_2 + \frac{1}{C_2 D}$

$\Rightarrow H_R(n) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 D} \right)$ $\left. \begin{array}{l} k_R = \frac{R_2}{R_1} \\ T_i = R_2 C_2 \end{array} \right\} \rightarrow \text{probleme la accordarea reg}$



$\hookrightarrow 2$ grade de lib.
 $H_R(s) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{C_2 R_2 s} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 s} \right) + 1}$ de ajustare
 $\text{facilitatează separarea}$
 $\text{polilor 2 simplamente P m'z}$

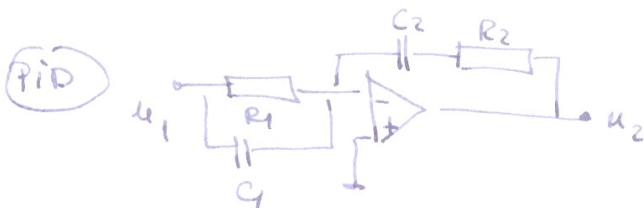
$\Rightarrow H_R(0) = k_R' \frac{T_i D + 1}{2 T_i D + 1} \rightarrow \text{ratea aut-ajustare}$
 $\alpha > 1$



$z_1 = R_1 + \frac{1}{C_1 D} = R_1 \left(1 + \frac{1}{R_1 C_1 D} \right)$
 $z_2 = R_2 + \frac{1}{C_2 D} = R_2 \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 D} \right)$

$H_R(n) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1 + \frac{1}{C_2 R_2 D}}{1 + \frac{1}{R_1 C_1 D}} = \frac{R_2}{R_1} \frac{T_2 D + 1}{T_1 D + 1} \cdot \frac{T_1}{T_2}$ $\left. \begin{array}{l} T_1 = R_1 C_1 \\ T_2 = R_2 C_2 \end{array} \right\}$

$\hookrightarrow$ elem. de aut-ajust. sau int-ajust
 după cum sunt valorile parametr.

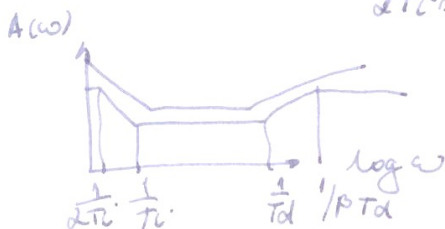


$\left. \begin{array}{l} z_1 = \frac{R_1}{1 + R_1 C_1 D} \\ z_2 = R_2 \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 D} \right) \end{array} \right\}$

$H_R(n) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 D} \right) \left(\frac{R_1 C_1 D + 1}{T_d} \right) \Rightarrow H_R(n) = k_R \left(1 + \frac{1}{T_i D} \right) (T_d D + 1)$

$H_R(n) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{C_2 R_2 D} \right) (R_1 C_1 D + 1) \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 D} \right) (R_1 C_1 D + 1) + \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{R_2 C_2 D} \right)}$

$\Rightarrow H_R(n) = k_R' \frac{T_i D + 1}{2 T_i D + 1} \cdot \frac{T_d D + 1}{D T_d D + 1}$ $\left. \begin{array}{l} \alpha > 1 \\ \beta < 1 \end{array} \right\}$



$\exists$ un spectru de frecv. în care comport. e idealizat