PÓLUSÁTHELYEZÉS ÁLLAPOT-VISSZACSATOLÁSSAL

Feltevés:

LTI: $\dot{x} = Ax + Bu,\ y = Cx$ folytonosidejű rendszer

$M_c = [B\, AB \ldots A^{n-1}B]$ maximális rangú

$M_o = [C^T\ A^T C^T \ldots (A^T)^{n-1} C^T]^T$ maximális rangú

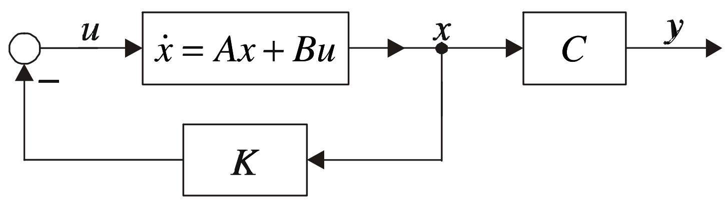
SISO esetben kvadratikus és nemszinguláris

MIMO esetben nemkvadratikus és maximális rangú

Pólusáthelyezés:

Szabályozó: $u = -Kx$ állapot-visszacsatolás (ÁV)

Zárt rendszer: $\dot{x} = (A - BK)x$



ZRKE: $\varphi_c(s) = \det(sI - (A - BK))$

Feladat: szakasz KE gyökeit áthelyezni új helyekre

$K = ?$

SISO szakasz szabályozó alakja:

$$Y(s) = \frac{B(s)}{A(s)} U(s) = \frac{b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \cdots + a_1 s + a_0} U(s)$$

$gr\, B < gr\, A$

$$\xi(s) = \frac{1}{A(s)} U(s) \Leftrightarrow a_n \xi^{(n)} + \cdots + a_1 \xi^{(1)} + a_0 \xi = u,$$

$$Y(s) = B(s)\xi(s) \quad \Leftrightarrow y = b_{n-1}\xi^{(n-1)} + \cdots + b_1 \xi^{(1)} + b_0 \xi.$$

Állapotválasztás: $x = (\xi^{(n-1)}, \ldots, \xi^{(1)}, \xi)^T$

Állapotegyenlet:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{a_{n-1}}{a_n} & -\frac{a_{n-2}}{a_n} & \cdots & -\frac{a_1}{a_n} & -\frac{a_0}{a_n} \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{1}{a_n} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} u,$$

$$y = \begin{pmatrix} b_{n-1} & b_{n-2} & \cdots & b_1 & b_0 \end{pmatrix} x.$$

Polinom kisérőmátrixa:

$$\varphi(s) = s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1}s + a_n \Rightarrow A_\varphi \Rightarrow$$
$$\det(sI - A_\varphi) = \varphi(s)$$

Megoldás:

$$A_\varphi = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} & -a_n \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Ackermann-képlet levezetése (SISO):

Hozzuk az állapotegyenletet szabályozó alakra egy alkalmasan választott $\tilde{x} = Tx$ koordináta-transzformációval:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}u, \quad \tilde{A} = TAT^{-1}, \quad \tilde{B} = TB,$$
$$\varphi(s) = \det(sI - A) = \det(sI - \tilde{A}) =$$
$$= s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1}s + a_n,$$

ahol $\varphi(s)$ a kompenzálatlan rendszer (szakasz) állapotegyenlete. Legyen a zárt rendszer karakterisztikus egyenletének előírt alakja:

$$\varphi_c(s) = \det(sI - (A - BK)) =$$
$$= s^n + p_1 s^{n-1} + \cdots + p_{n-1}s + p_n.$$

Állapot-visszacsatolás a transzformált változókban:

$$u = -\tilde{K}\tilde{x}\,,\ \tilde{K} = (\tilde{k}_1, \tilde{k}_2, \ldots, \tilde{k}_n) = ?\ \text{sorvektor}$$

$$\tilde{B}\tilde{K} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{k}_1 & \tilde{k}_2 & \cdots & \tilde{k}_n \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{k}_1 & \tilde{k}_2 & \cdots & \tilde{k}_n \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{A} - \tilde{B}\tilde{K} =$$
$$= \begin{bmatrix} -(a_1 + \tilde{k}_1) & -(a_2 + \tilde{k}_2) & \cdots & -(a_{n-1} + \tilde{k}_{n-1}) & -(a_n + \tilde{k}_n) \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Kisérőmátrix tulajdonság alapján:

$$\varphi_c(s) = \det(sI - (\tilde{A} - \tilde{B}\tilde{K})) =$$
$$= s^n + \underbrace{(a_1 + \tilde{k}_1)}_{p_1} s^{n-1} + \cdots + \underbrace{(a_{n-1} + \tilde{k}_{n-1})}_{p_{n-1}} s + \underbrace{(a_n + \tilde{k}_n)}_{p_n}$$
$$\tilde{k}_1 = p_1 - a_1,\ \ldots,\ \tilde{k}_{n-1} = p_{n-1} - a_{n-1},\ \tilde{k}_n = p_n - a_n.$$

Az irányíthatósági mátrixra hat a koordináta-transzformáció, ezért $\tilde{M}_c = [\tilde{B} \;\; \tilde{A}\tilde{B} \; \ldots \tilde{A}^{n-1}\tilde{B}] = TM_c$, amiből következik $T = \tilde{M}_c M_c^{-1}$. Másrészt pl. $n=3$ esetén

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \; \tilde{A} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & -a_3 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{A}^2 = \begin{bmatrix} a_1^2 - a_2 & a_1 a_2 - a_3 & a_1 a_3 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

tehát az $\tilde{A}$-hatványokban az utolsó sorban rendre az e_3, e_2, e_1 standard egységvektorok állnak (ami más n esetére is általánosítható). Mivel $\tilde{B} = e_1$, ezért

$$\tilde{M}_c = \begin{bmatrix} 1 & -a_1 & a_1^2 - a_2 \\ 0 & 1 & -a_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \tilde{M}_c^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & a_1 & a_2 \\ 0 & 1 & a_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Általában is igaz, hogy

$$\tilde{M}_c^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & a_1 & a_2 & \cdots & a_{n-1} \\ 0 & 1 & a_1 & \cdots & a_{n-2} \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & a_{n-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}.$$

$$e_n^T \tilde{M}_c^{-1} = e_n^T \Rightarrow e_n^T = e_n^T \tilde{M}_c$$

Behelyettesítéssel, illetve a Cayley–Hamilton-tétel alapján írható, hogy

$$\varphi_c(\tilde{A}) = \tilde{A}^n + p_1 \tilde{A}^{n-1} + \cdots + p_n I,$$

$$\varphi(\tilde{A}) = \tilde{A}^n + a_1 \tilde{A}^{n-1} + \cdots + a_n I = 0 \Rightarrow \tilde{A}^n = -a_1 \tilde{A}^{n-1} - \cdots - a_n I,$$

$$\varphi_c(\tilde{A}) = (p_1 - a_1)\tilde{A}^{n-1} + \cdots + (p_{n-1} - a_{n-1})\tilde{A} + (p_n - a_n) I,$$

amiből az $\tilde{A}$-hatványokra megmutatott tulajdoságok miatt következik

$$e_n^T \varphi_c(\tilde{A}) = [(p_1 - a_1) \;\; \cdots \;\; (p_{n-1} - a_{n-1}) \;\; (p_n - a_n)] = \tilde{K}.$$

Mivel $u = -\tilde{K}\tilde{x} = -\tilde{K}Tx = -Kx$, ezért

$$K = \tilde{K}T = e_n^T \varphi_c(TAT^{-1})T = e_n^T T \varphi_c(A) T^{-1} T = e_n^T T \varphi_c(A),$$

$$K = e_n^T \tilde{M}_c M_c^{-1} \varphi_c(A) = e_n^T M_c^{-1} \varphi_c(A),$$

Ackermann-képlet (SISO): $\boxed{K = (0 \ldots 0 \; 1) M_c^{-1} \varphi_c(A).}$

MIMO esetben: `place` függvény MATLAB+CST-ben

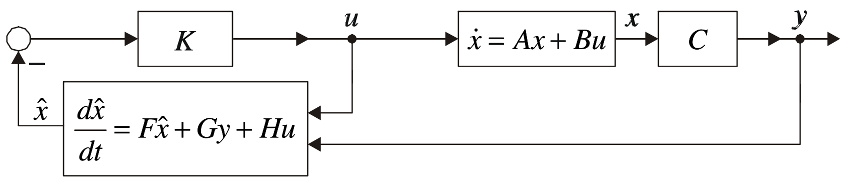
ÁV meghatározás:

$$\boxed{(A, B) \xrightarrow[M_c]{\varphi_c(s)} K}$$

ÁV REALIZÁLÁSA MEGFIGYELŐVEL

Teljesrendű lineáris állapotmegfigyelő (ÁM) alakja:

$$F = A - GC, \quad H = B, \quad \dot{\tilde{x}} = F\tilde{x} \text{ stabil és gyors.}$$



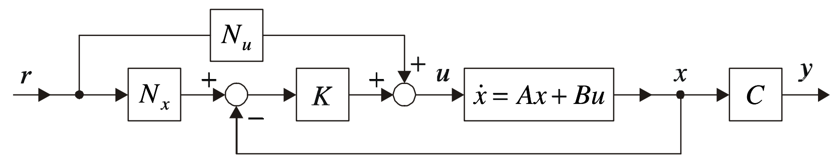
Mivel az állapotmegfigyelő tranziense $\tilde{x}(t) = e^{Ft}\,\tilde{x}(0)$, ezért a tranziens gyorsaságát, tehát az állapotbecslési hiba megszünésének gyorsaságát előírhatjuk F sajátértékeivel, ami ekvivalens F krakterisztikus egyenletének előírásával:

$$\varphi_o(s) = \det(sI - F) = \det(sI - (A - GC)) =$$
$$= \det(sI - (A^T - C^T G^T)).$$

Dualitás elv: A teljesrendű lineáris állapotmegfigyelő tervezési feladat visszavezethető a $K_{II} = G^T$ állapot-visszacsatolás megtervezésére az $(A^T, C^T)_{II}$ fiktív rendszer számára, amelynek módszerét már kidolgoztuk:

$$\boxed{\begin{gathered}(A,C)_I \leftrightarrow (A^T, C^T)_{II} \xrightarrow[M_{c,II}]{\varphi_o(s)} K_{II} \rightarrow G = K_{II}^T \\ F = A - GC,\ H = B\end{gathered}}$$

Alapjel figyelembevétele:



Cél: $N_x r - x_\infty$, $y_\infty = r$, $u_\infty = N_u r$

$$N_x r = x_\infty \Rightarrow y_\infty = C x_\infty = C N_x r = r \Rightarrow C N_x = I_m,$$
$$N_u r = u_\infty \Rightarrow A x_\infty + B u_\infty = \dot{x}_\infty = 0 \Rightarrow \left(A N_x + B N_u\right) r = 0$$
$$\Rightarrow A N_x + B N_u = 0_{n\times m}$$

Megoldás:

$$\boxed{\begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}\begin{pmatrix} N_x \\ N_u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0_{n\times m} \\ I_m \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} N_x \\ N_u \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}^{-1}\begin{pmatrix} 0_{n\times m} \\ I_m \end{pmatrix}}.$$

INTEGRÁLÓ SZABÁLYOZÁS

Integrátort elhelyezése a szabályozóban:

$$x_I = \int y\,dt \Rightarrow \dot{x}_I = y = C\,x.$$

Bővített állapotegyenlet: $\tilde{x} = (x^T,\ x_I^T)^T$

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_I \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_I \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \ \Rightarrow\ \dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x} + \tilde{B}\,u\,.$$

Állapot-visszacsatolás:

$$u = -\tilde{K}\tilde{x} = -\begin{bmatrix} K & K_I \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_I \end{pmatrix}$$

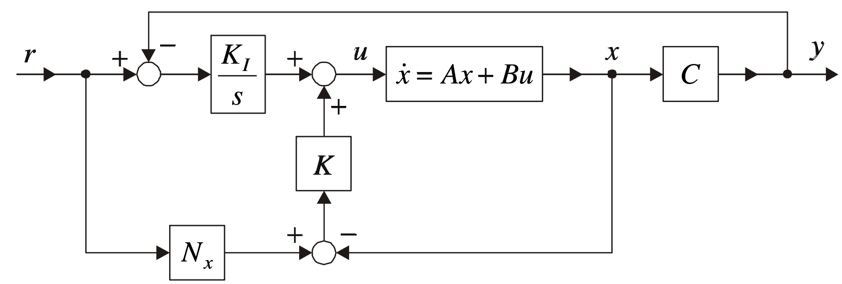
A bővített $\tilde{x}$ állapotváltozóra kell előírni a zárt rendszer $\tilde{\varphi}_c(s)$ karakterisztikus egyenletét, és az $(\tilde{A}, \tilde{B})$ párhoz tartozó $\tilde{M}_c$ irányíthatósági mátrixnak kell maximális, $\tilde{n} = \dim \tilde{x}$ rangúnak lennie.

A megoldás sémája:

$$(\tilde{A},\ \tilde{B}) \xrightarrow[\tilde{M}_c]{\tilde{\varphi}_c(s)} \tilde{K} = [K \quad K_I\,].$$

Realizáció:

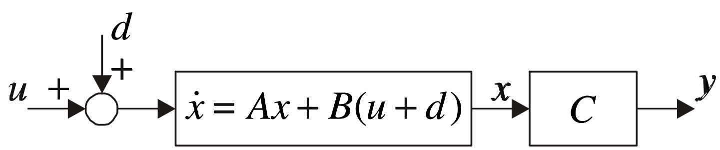
Felhasználjuk, hogy az integrátor állandósult állapotban nulla bemenet mellett is tud nemnulla kimenetet biztosítani, ezért $N_u r$ hatását is realizálni tudja.



Ebben a megoldásban az N_x, N_u korrekciót az eredeti (A, B, C) rendszerhez, az itt nem részletezett megfigyelőt pedig az eredeti (A, C) rendszerhez kell megtervezni. Mivel x_I közvetlenül nem szerepel a megoldásban, hatását $K_I \int (r - y)\,dt$ helyettesíti.

TERHELÉSBECSLŐ

A zavarást a szakasz bemenetére redukáljuk, és hatását a szabályozó kimenő jelével közvetlenül kiséreljük meg csökkenteni vagy eliminálni. Az irodalomban a bemeneten ható zavarás esetén szokásos a terhelésváltozás, “load change” elnevezés, mivel sok mechatronikai rendszernél valóban a fizikai terhelés megváltozását jelenti.



Legyen a szakasz bemenetén ható zavarás konstans, akkor differenciálegyenlete $\dot{d} = 0$ (d értéke ismeretlen). Bővítsük a rendszert az $x_d = d$ állapotváltozóval, tehát legyen $\tilde{x} = (x^T, x_d^T)^T$, akkor a bővített rendszer állapotegyenlete a következő lesz:

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_d \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_d \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \Rightarrow \dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\,\tilde{x} + \tilde{B}\,u,$$

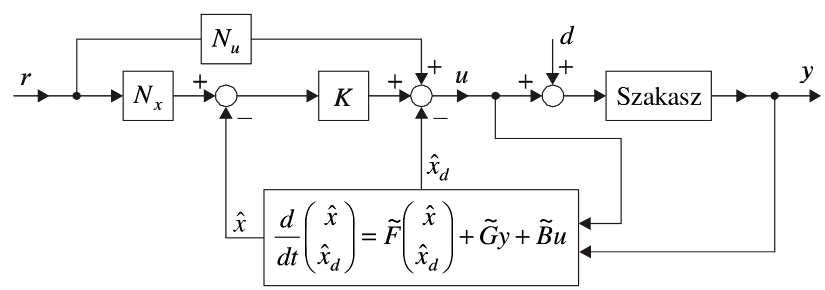
$$y = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_d \end{pmatrix} = \tilde{C}\,\tilde{x}.$$

A bővített rendszer nem teljesen irányítható, mert az x_d alrendszer nem irányítható (a beérkező zavarást nem tudjuk befolyásolni).

Ezért az állapot-visszacsatolást az eredeti (A, B, C) rendszerhez kell megtervezni, az állapotmegfigyelőt viszont a bővített $(\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{C})$ rendszerhez.

Az alapjel figyelembevételéhez N_x, N_u értékét szintén az eredeti rendszerhez kell meghatározni.

A szabályozási rendszer állapot-visszacsatolás, alapjel miatti korrekció és terhelésbecslés alkalmazása esetén a következő:



P/Z KIEJTÉS ÁV, ÁM ÉS ALAPJEL MIATTI KORREKCIÓ ESETÉN

Feltesszük, hogy $d=0$. Ha az állapotbecslés hibáját $\tilde{x}=x-\hat{x}$ jelöli, akkor a szakasz bemenő jele

$$u=K(N_x r-\hat{x})+N_u r=-K\hat{x}+(KN_x+N_u)r \Rightarrow$$
$$u=-Kx+K\tilde{x}+(KN_x+N_u)r,$$

ezért a zárt rendszer állapotegyenlete

$$\dot{x}=Ax+B\{-Kx+K\tilde{x}+(KN_x+N_u)r\}=$$
$$=(A-BK)x+BK\tilde{x}+B(KN_x+N_u)r,$$
$$\dot{\tilde{x}}=F\tilde{x},$$

illetve tömörebb alakban

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} x \\ \tilde{x} \end{pmatrix}=\begin{bmatrix} A-BK & BK \\ 0 & F \end{bmatrix}\begin{pmatrix} x \\ \tilde{x} \end{pmatrix}+\begin{bmatrix} B(KN_x+N_u) \\ 0 \end{bmatrix} r,$$
$$y=\begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}\begin{pmatrix} x \\ \tilde{x} \end{pmatrix}.$$

Mivel felső blokk-háromszögmátrixok inverzére érvényes

$$\begin{bmatrix} A & B \\ 0 & C \end{bmatrix}^{-1}=\begin{bmatrix} A^{-1} & -A^{-1}BC^{-1} \\ 0 & C^{-1} \end{bmatrix},$$

ezért a zárt rendszer átviteli függvény mátrixa következőképp határozható meg:

$$W(s)=\begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} sI-(A-BK) & -BK \\ 0 & sI-F \end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix} B(KN_x+N_u) \\ 0 \end{bmatrix}=$$
$$=\begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} (sI-A+BK)^{-1} & * \\ 0 & (sI-F)^{-1} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} B(KN_x+N_u) \\ 0 \end{bmatrix}=$$
$$=\begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} (sI-A+BK)^{-1}B(KN_x+N_u) \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$W(s)=C(sI-A+BK)^{-1}B(KN_x+N_u),$$
$$W(s)=C\frac{\operatorname{adj}(sI-A+BK)}{\det(sI\text{-}A+BK)}B(KN_x+N_u).$$

Állapotmátrix sajátértékei (zárt rendszer pólusai):

$$\varphi_{c,\text{total}}(s)=\det(sI-A+BK)\det(sI-F)=0 \text{ gyökei}$$

$W(s)$ pólusai:

$$\varphi_c(s)=\det(sI-A+BK)=0 \text{ gyökei}$$

Ez csak úgy lehetséges, ha a $W(s)$ mátrix minden elemének számlálójában és nevezőjében is ott van a megfigyelő polinom $\varphi_o(s)=\det(sI-F)$, ami P/Z kiejtést okoz.

.

PÉLDA ARÁNYOS SZABÁLYOZÁSRA ÁLLAPOTTÉRBEN

Szakasz átviteli függvénye:

$$W(s)=\frac{1}{1+sT_1}\cdot\frac{1}{1+sT_2}\cdot\frac{A}{1+sT_3}$$

Állapotválasztás:

$$X_3=\frac{A}{1+sT_3}U,\;\; X_2=\frac{1}{1+sT_2}X_3,\;\; Y=X_1=\frac{1}{1+sT_1}X_2.$$

Egytárolós tag állapotegyenlete:

$$Y=\frac{A}{1+sT}U\Rightarrow Ty'+y=Au\Rightarrow y'=-\frac{1}{T}y+\frac{A}{T}u$$

Szakasz állapotegyenlete:

$$x=(x_1,x_2,x_3)^T \text{ állapotválasztás}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{pmatrix}=\begin{bmatrix}-1/T_1 & 1/T_1 & 0\\ 0 & -1/T_2 & 1/T_2\\ 0 & 0 & -1/T_3\end{bmatrix}\begin{pmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\0\\A/T_3\end{pmatrix}u,$$

$$y=\begin{pmatrix}1 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{pmatrix}.$$

Ha $A=5,\ T_1=10,\ T_2=4,\ T_3=1$ a szabályozott szakasz nominális paraméterei (minden SI egységben értendő), akkor az $\dot{x}=Ax+Bu,\;\; y=Cx$ állapotegyenlet numerikus alakja a következő lesz:

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{pmatrix}=\begin{bmatrix}-0.1 & 0.1 & 0\\ 0 & -0.25 & 0.25\\ 0 & 0 & -1\end{bmatrix}\begin{pmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\0\\5\end{pmatrix}u,$$

$$y=\begin{pmatrix}1 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}x_1\\x_2\\x_3\end{pmatrix}.$$

A zárt rendszer karakterisztikus egyenletének megválasztásánál abból indulunk ki, hogy a szakasz domináns pólusa $s_1=-0.1$-nél van, és a zárt rendszert ehhez képest fel akarjuk gyorsítani, miközben a gyorsabb pólusok helyükön maradhatnak.
A megfigyelő sajátértékeit a felgyorsított rendszer domináns pólusánál gyorsabbra választjuk. Eközben tekintettel kell lenni a beavatkozó szerv telítésére. Telítés esetén a rendszer teljesen másként fog viselkedni, mint ahogy ezt a lineáris elmélet szerint terveztük.

Ezek mérlegelésével a zárt rendszer és a megfigyelő karakterisztikus egyenleteit a következőre választottuk:

$$\varphi_c(s) = (s+0.25)(s+0.25)(s+1),$$

$$\varphi_o(s) = (s+1)^3.$$

A K állapot-visszacsatolást, a megfigyelő F, G, H komponenseit, az alapjel miatti N_x, N_u korrekciót a kidolgozott elmélet alapján határoztuk meg. Az állapottérbeli módszerekkel megtervezett analóg szabályozó

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = F\hat{x} + Gy + Hu,$$

$$u = K(N_x r - \hat{x}) + N_u r = -K\hat{x} + (KN_x + N_u)r,$$

ahol a számszerű értékek

$$F = \begin{bmatrix} -1.75 & 0.1 & 0 \\ -5.625 & -0.25 & 0.25 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{pmatrix} 1.65 \\ 5.625 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad H = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 5 \end{pmatrix},$$

$$K = \begin{pmatrix} 0.162 & 0.108 & 0.03 \end{pmatrix}, \quad N_x = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad N_u = 0.2$$

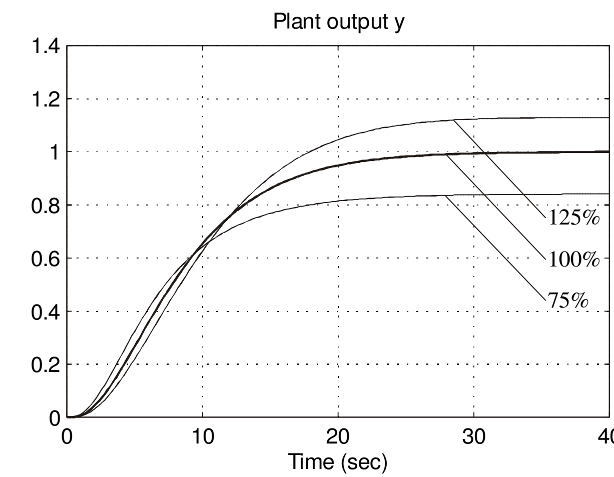
A szabályozóban a megfigyelő alkotja a dinamikus részt, a becsült állapotról történő visszacsatolás és az alapjel miatti korrekció pedig a statikus részt.

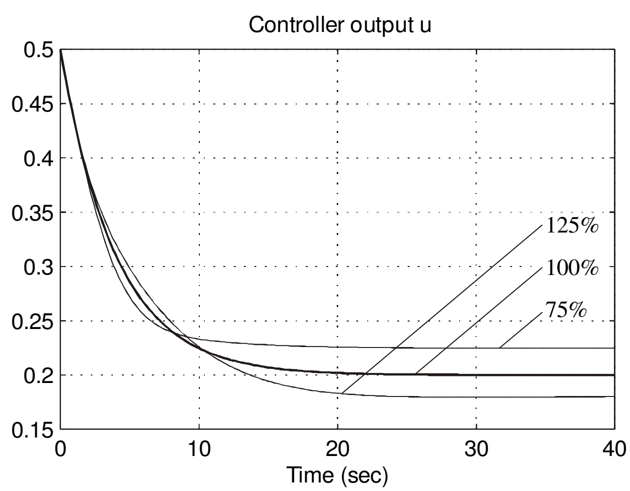
Az egyszerű állapot-visszacsatoláson és állapot-megfigyelőn alapuló szabályozás azonban a paraméterváltozásokkal szemben védtelen.

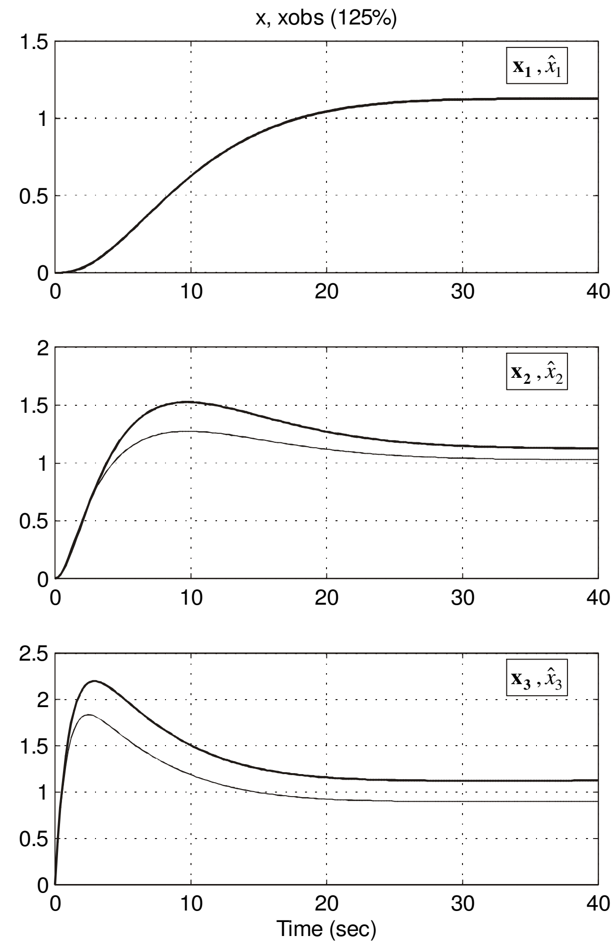
Ha az A, T_1, T_2, T_3 szakaszparaméterek nominális (100%) értékükhöz képest rendre 125%-ra illetve 75%-ra változnak, akkor jelentős maradó szabályozási eltérés keletkezik.

A következő ábrákon bemutatjuk a szabályozási kör tranzienseit alapjel váltáskor különféle paraméterváltozások esetén, továbbá a becsült állapotok alakulását 125% paraméterváltozáskor.

Vegyük észre, hogy 125% paraméterváltozáskor $x_1 = \hat{x}_1$ azért teljesül, mert ez a mért kimenő jel. A többi becsült állapot állandósult értéke hibás, mert az állapotbecslő a nominális modellen alapul, a rendszer azonban megváltozott, továbbá nem alkalmaztunk integrátort a változások kompenzálására állandósult állapotban.


Plant output y
1.4
1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
0
10
20
30
40
Time (sec)
125%
100%
75%


Controller output u
0.5
0.45
0.4
0.35
0.3
0.25
0.2
0.15
0
10
20
30
40
Time (sec)
125%
100%
75%


x, xobs (125%)
$\mathbf{x}_1, \hat{x}_1$
$\mathbf{x}_2, \hat{x}_2$
$\mathbf{x}_3, \hat{x}_3$
1.5
1
0.5
0
2
2.5
0
10
20
30
40
Time (sec)