ÉRZÉKELŐK ÉS BEAVATKOZÓK II.
7. DC MOTOROK
SZABÁLYOZÁS – OPTIMÁLIS SZABÁLYOZÁSOK

MŰEGYETEM 1782

Dr. Soumelidis Alexandros

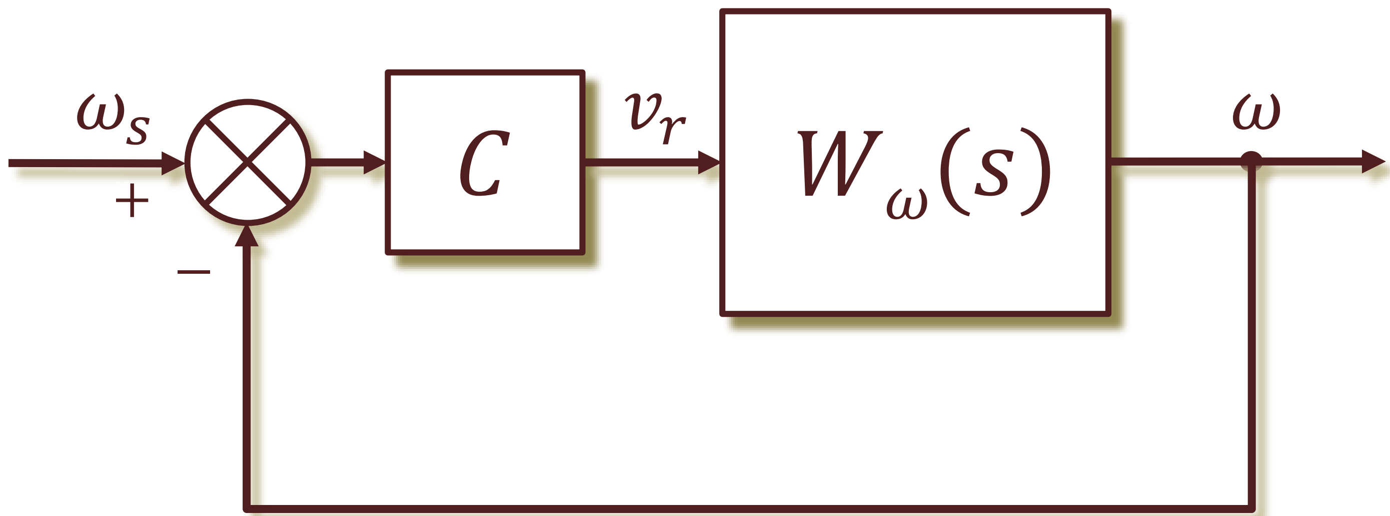
2020.03.25.

BME KÖZLEKEDÉSMÉRNÖKI ÉS JÁRMŰMÉRNÖKI KAR
32708-2/2017/INTFIN SZÁMÚ EMMI ÁLTAL TÁMOGATOTT TANANYAG

A DC motor szabályozása

Fordulatszám szabályozás

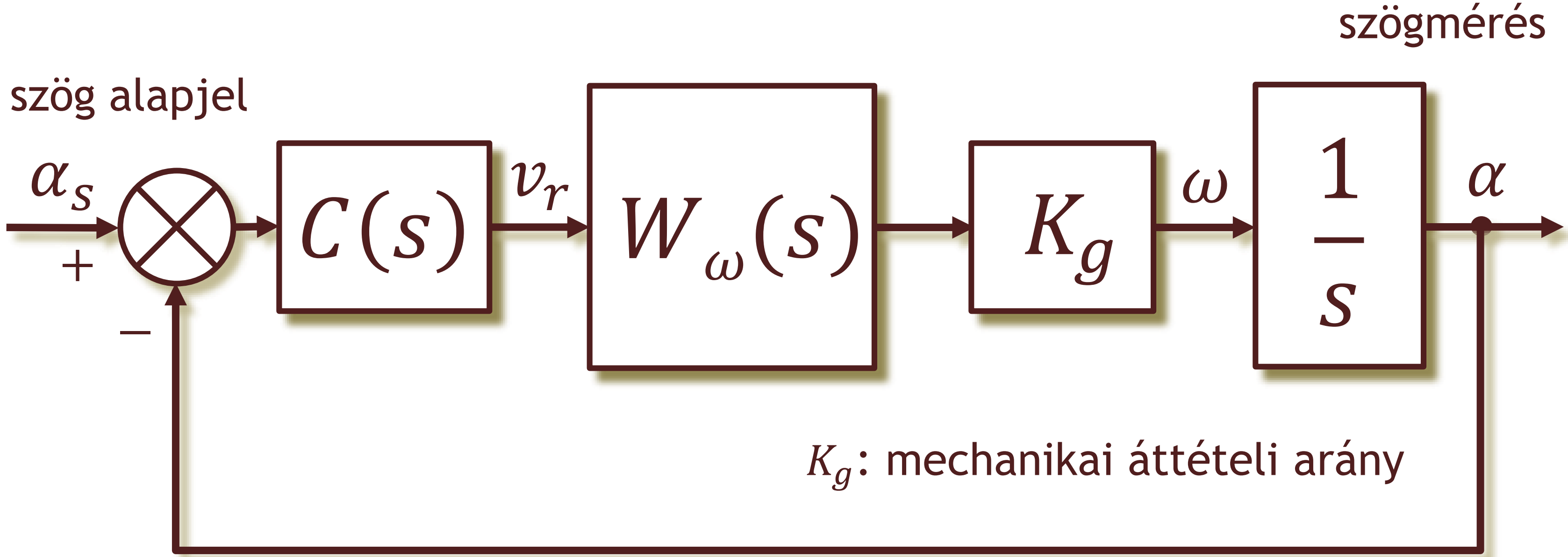
cél: a kimeneti tengely fordulatszámának beállítása egy értékre, ennek tartása / követése



A DC motor szabályozása

Szervo szabályozás

cél: a kimeneti tengely valamilyen szögbe állítása, szög tartása / követése



A DC motor szabályozása

Szabályozások tervezése:

A zárt szabályozási kör

- **stabilitásának biztosítása,**
- **minőségi kritériumok minél jobb teljesítése,**
  - a szabályozás hibájának csökkentése
  - a szabályozás gyorsítás, beállási idő csökkentése
  - túllövés, periodicitás határok között tartása, stb.

A szabályozás-tervezés egyik lehetősége:

- **optimális szabályozások megvalósítása**
  - Mi a lineáris kvadratikus (LQ) szabályozások alkalmazásával foglalkozunk.

A DC motor szabályozása

A motor alkalmazott modellje

$$\Omega(s) = \frac{k_m}{R_r\mu_m + k_m^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{J_r R_r + L_r \mu_m}{R_r\mu_m + k_m^2} s + \frac{J_r L_r}{R_r \mu_m + k_m^2} s^2} \cdot V_r\,(s)$$

$$\Omega(s) = \frac{G}{1 + bs + as^2} \cdot V_r\,(s)$$

$$a\ddot{\omega} + b\dot{\omega} + \omega = Gv_r(t)$$

másodrendű lineáris
időinvariáns
differenciálegyenlet

V_r – a motor kapocsfeszültsége
i_r – motor (forgórész) áram
R_r – a forgórész ohmos ellenállása
L_r – a forgórész induktivitása
v_e – indukált feszültség (EMF)
J_r – a forgórész tehetetlenségi
μ_m – viszkózus súrlódási tényező
T_m – a motortengely nyomatéka
ω - a motortengely szögsebessége
k_m – a motor nyomatéktényezője

A DC motor szabályozása

Állapotteres leírás

$a\ddot{\omega} + b\dot{\omega} + \omega = Gv_r(t)$

Másodrendű differenciálegyenlet:
az állapottér 2-dimenziós lehet

Állapotváltozók:

ω és $\dot{\omega}$, jelöljük x_1- és x_2-vel.

$\dot{x}_1 = x_2$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{a}\omega - \frac{b}{a}\dot{\omega} + Gv_r$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{a}x_1 - \frac{b}{a}x_2 + Gv_r$$

$\dot{x}_1 = x_2$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{a}x_1 - \frac{b}{a}x_2 + Gv_r$$

+ a kimeneti egyenlet:

$y = x_1$

A DC motor szabályozása

Állapotteres leírás

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{a}x_1 - \frac{b}{a}x_2 + Gv_r$$

$$y = x_1$$

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ -\frac{1}{a} & -\frac{b}{a}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ G\end{bmatrix} v_r$$

$$y = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}$$

Ez egy un. irányíthatósági kanonikus forma.

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}$$

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}$$

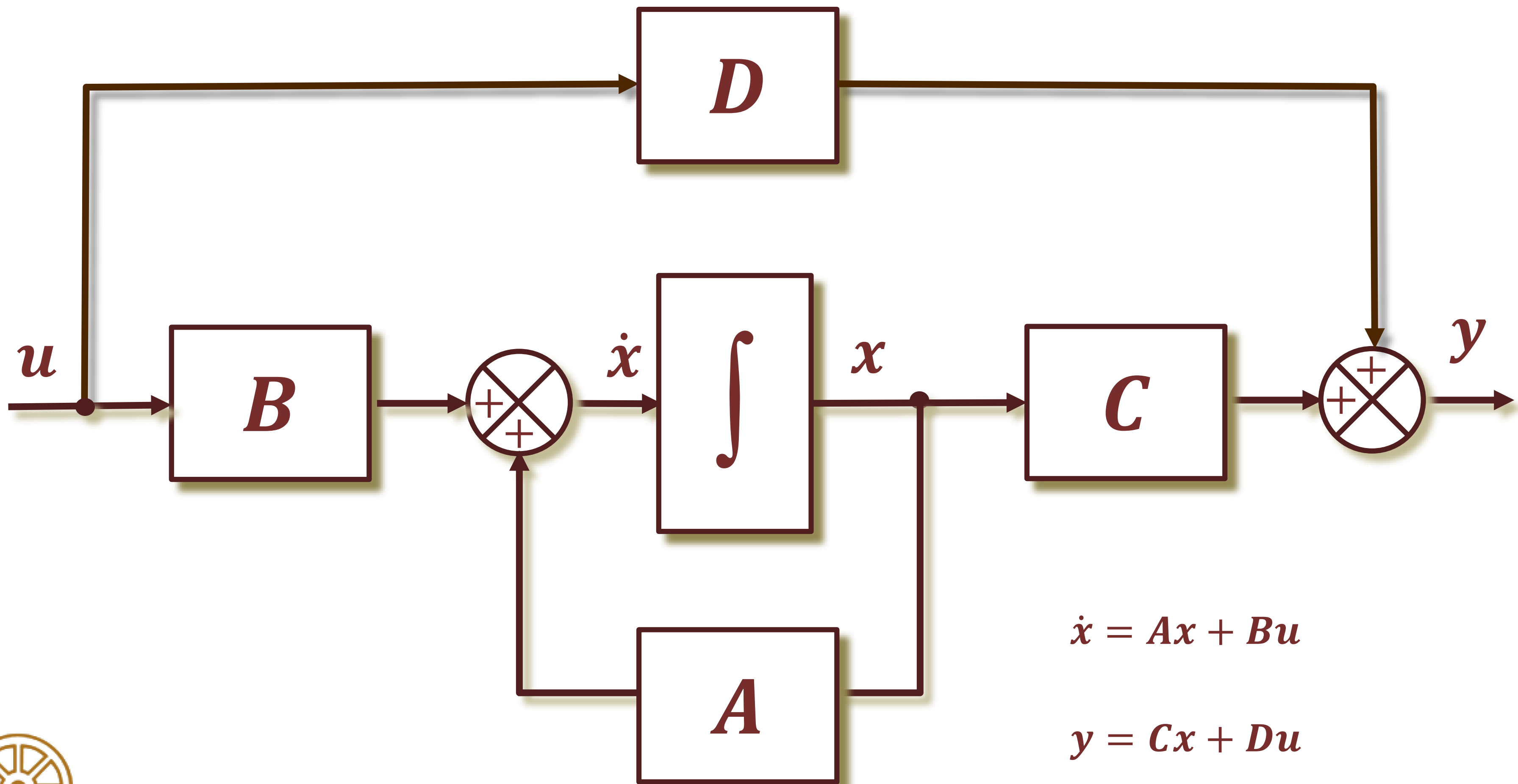
$$(\boldsymbol{A}, \boldsymbol{B}, \boldsymbol{C}, \boldsymbol{D})$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ -\dfrac{1}{a} & -\dfrac{b}{a}\end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix}0\\ G\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{D} = 0$$

A DC motor szabályozása

Az állapotteres leírás általános sémája



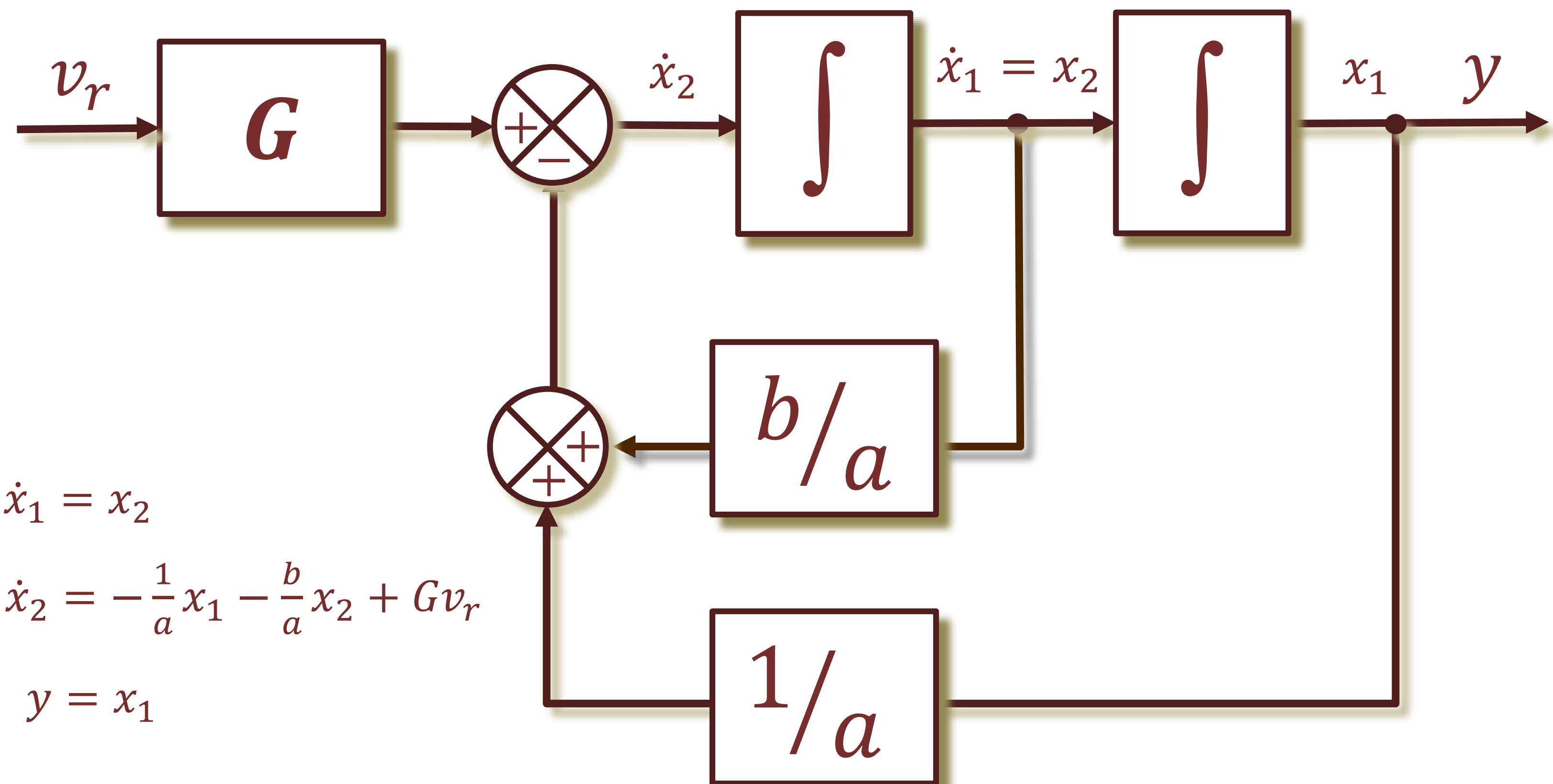
$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

A DC motor szabályozása

Az irányíthatósági kanonikus forma sémája

a DC motor modelljére alkalmazva



$\dot{x}_1 = x_2$

$\dot{x}_2 = -\frac{1}{a}x_1 - \frac{b}{a}x_2 + Gv_r$

$y = x_1$

A DC szervo modell

Állapotteres forma

$\alpha = \dot{\omega}$ bevezetése

$$a\dddot{\alpha} + b\ddot{\alpha} + \dot{\alpha} = Gv_r(t)$$

3-rendű differenciálegyenlet:
3-dimenziós állapottérrel írható le

Állapotváltozók: α, $\dot{\alpha}$ és $\ddot{\alpha}$, jelölésük x_1, x_2 és x_3.

Általánosabb formában: $a\dddot{\alpha} + b\ddot{\alpha} + c\dot{\alpha} + d\alpha = Gv_r(t)$

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = x_3$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{d}{a}x_1 - \frac{c}{a}x_2 - \frac{b}{a}x_3 + Gv_r$$

+ a kimeneti egyenlet:

$$y = x_1$$

$(c = 1, d = 0)$

$$\boxed{\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{a}x_2 - \frac{b}{a}x_3 + Gv_r \\ y &= x_1 \end{aligned}}$$

A DC szervo modell

Állapotteres forma

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ 0 & -\frac{1}{a} & -\frac{b}{a}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ x_3\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ G\end{bmatrix} v_r$$

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

Az állapotváltozók

α a motor tengelyének szöghelyzete – mért változó

ω a motortengely forgási szögsebessége – mérhető

β a motortengely szöggyorsulása – nem mért

DC szervo szabályozás

Irányíthatóság: $[B \vdots AB \vdots A^2B]$ számítása

$$\overset{B}{\begin{bmatrix}0\\0\\G\end{bmatrix}}$$

$$\overset{A}{\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\0 & 0 & 1\\0 & -\frac{1}{a} & -\frac{b}{a}\end{bmatrix}}\underset{AB}{\begin{bmatrix}0\\G\\-\frac{b}{a}G\end{bmatrix}}$$

$$\overset{A}{\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\0 & 0 & 1\\0 & -\frac{1}{a} & -\frac{b}{a}\end{bmatrix}} \qquad \overset{B}{\begin{bmatrix}0\\0\\G\end{bmatrix}}$$

$$\overset{A}{\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\0 & 0 & 1\\0 & -\frac{1}{a} & -\frac{b}{a}\end{bmatrix}}\underset{A^2}{\begin{bmatrix}0 & 0 & 1\\0 & -\frac{1}{a} & -\frac{b}{a}\\0 & \frac{b}{a^2} & -\frac{1}{a}+\frac{b^2}{a^2}\end{bmatrix}}\underset{A^2B}{\begin{bmatrix}G\\-\frac{b}{a}G\\\left(-\frac{1}{a}+\frac{b^2}{a^2}\right)G\end{bmatrix}}$$

$$[B \vdots AB \vdots A^2B] = \begin{bmatrix}0 & 0 & 1\\0 & 1 & -\frac{b}{a}\\1 & -\frac{b}{a} & -\frac{1}{a}+\frac{b^2}{a^2}\end{bmatrix}G$$

Az együttható mátrix teljes rangú, mivel a determinánsa

$$D = \left(-\frac{1}{a}+\frac{b^2}{a^2}\right)-\frac{b^2}{a^2} = -1$$

a rendszer irányítható.

Állapot-visszacsatolás

Ha minden állapotváltozót mérünk,
teljes állapot-visszacsatolás alkalmazható.

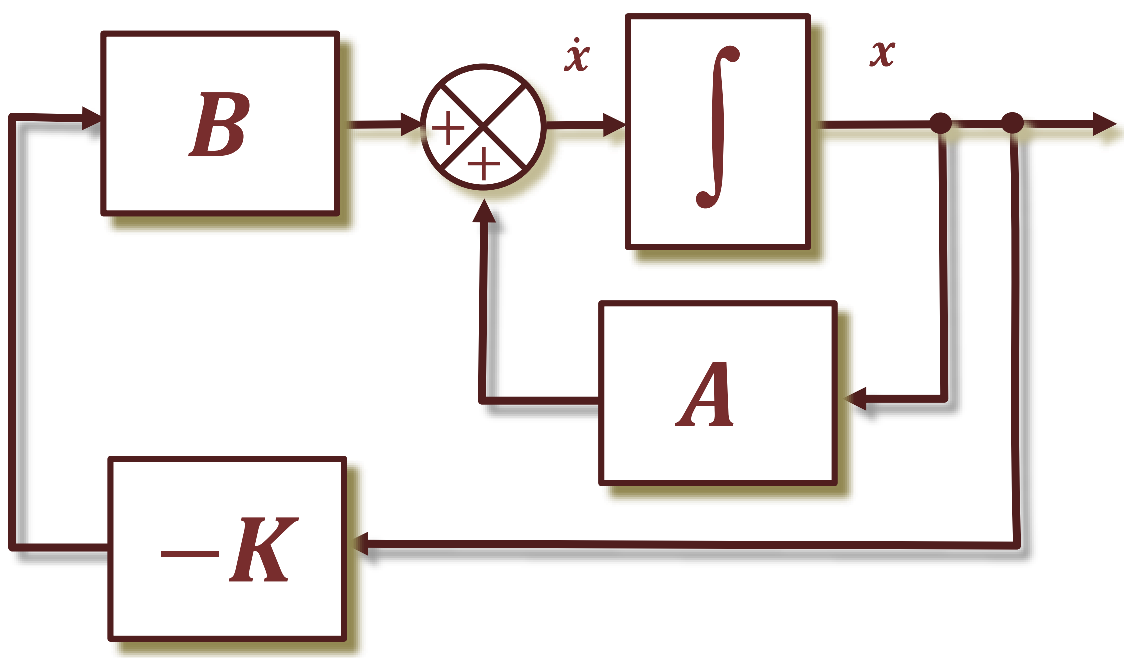
Ha a rendszer irányítható, állapot-visszacsatolás által **pólusai tetszőlegesen áthelyezhetők** a stabilitási tartományon belül.

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\boxed{u = -Kx}$$

ezzel

$$\dot{x} = (A - BK)x$$



Állapot-visszacsatolás

Pólus-allokáció: a rendszer pólusainak áthelyezése előre meghatározott pozícióba a stabilitási tartományon belül.

A nyílthurkú rendszer pólusai: $p_1,\ p_2,\ p_3,\ \dots, p_n$

n az állapottér dimenziója

$\{p_i\}$, az $\boldsymbol{A}$ együttható mátrix sajátértékei, azaz azonosak a $|s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}|=0$ karakterisztikus egyenlet gyökeivel.

$$|s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}| = s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1}s + a_n$$

Legyenek a kívánt pólus-pozíciók: $\mu_1,\ \mu_2,\ \mu_3,\ \dots, \mu_n$

$$(s-\mu_1)(s-\mu_2)\cdots(s-\mu_n) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \cdots + \alpha_{n-1}s + \alpha_n$$

Állapot-visszacsatolás

Az ennek eléréséhez szükséges K visszacsatolás:

$$\boldsymbol{K} = [\alpha_n - a_n \vdots \alpha_{n-1} - a_{n-1} \vdots \cdots \vdots \alpha_2 - a_2 \vdots \alpha_1 - a_1]$$

Egy alternatív módszer a megfelelő $\boldsymbol{K}$ visszacsatolás meghatározására: az *Ackermann* formula alkalmazása:

$$\boldsymbol{K} = [0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \quad 1][\boldsymbol{B} \vdots \boldsymbol{AB} \vdots \cdots \vdots \boldsymbol{A}^n \mathbf{B}]^{-1} \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{A})$$

ahol

$$\boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{A}) = \alpha_n \boldsymbol{I} + \alpha_{n-1} \boldsymbol{A} + \alpha_{n-2} \boldsymbol{A}^2 + \cdots + \alpha_1 \boldsymbol{A}^{n-1} + \boldsymbol{A}^{n-1}$$

egy nemzérus karakterisztikus polinom.

Állapot-visszacsatolás

Egy Matlab® megoldás

place

K = place(A,B,p)

‚p' a kívánt pólus pozíciók – egy valós számokat és konjugált komplex párokat tartalmazó vektor

[K,prec,message] = place(A,B,p)

‚prec' a pólus-allokáció pontossága – ha a pontosság kisebb, mint 10%, ‚message' egy figyelmeztető üzenetet tartalmaz.

LQ szabályozótervezés

Optimális szabályozó tervezés: lineáris kvadratikus (LQ – Linear Quadratic) szabályozó tervezés

Határozzuk meg $\boldsymbol{K}$–t olyan módon, hogy

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}$$
$$\boldsymbol{u} = -\boldsymbol{K}\boldsymbol{x}$$

$$J = \int_0^\infty (\boldsymbol{x}^* \mathrm{Q} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{u}^* \boldsymbol{R} \boldsymbol{u}) dt$$

J kvadratikus költségfüggvényt minimalizáljuk.

$\boldsymbol{Q}$ és $\boldsymbol{R}$ pozitív definit súlyozó mátrixok.

$\boldsymbol{Q}$, $\boldsymbol{R}$ tetszőlegesen válaszhatók, azonban nagy hatásuk van a megoldásra, ezzel a zárt kör minőségére.

LQ szabályozótervezés

A $\boldsymbol{Q}$ és $\boldsymbol{R}$ súlyozó mátrixok meghatározásának nincsenek egyértelmű, szisztematikusan követhető szabályai.

A $\boldsymbol{Q}$ és $\boldsymbol{R}$ súlyozó mátrixok meghatározásánál figyelembe kell vennünk a rendszer fizikai tulajdonságait,

- a rendszer nyílthurkú viselkedését, továbbá
- a kívánt zárthurkú működési tulajdonságokat.

Alapvetően értékelnünk kell, hogy az egyes állapotváltozók és a bemeneti változók milyen súllyal vegyenek részt a szabályozás megvalósításában (Q és R főátlójában levő súlyok).

Emellett meg kell ítélni, az egyes jelek kölcsönhatásainak súlyát a megoldásban (Q és R főátlón kívüli elemei).

LQ szabályozótervezés

A kvadratikus optimális szabályozási feladat megoldása:

$$\boldsymbol{u} = -\boldsymbol{K}\boldsymbol{x}$$

$$J = \int_0^\infty (\boldsymbol{x}^*\mathrm{Q}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{x}^*\boldsymbol{K}^*\boldsymbol{R}\boldsymbol{K}\boldsymbol{x})dt = \int_0^\infty \boldsymbol{x}^*(\mathrm{Q} + \boldsymbol{K}^*\boldsymbol{R}\boldsymbol{K})\boldsymbol{x}dt$$

A minimumot egy algebrai mátrix-Riccati egyenlet megoldásaként kapjuk meg:

$$\boldsymbol{A}^*\boldsymbol{S} + \boldsymbol{S}A - \boldsymbol{S}\boldsymbol{B}\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^*\boldsymbol{S} + \boldsymbol{Q} = 0 \qquad \boldsymbol{K} = R^{-1}(B^*S)$$

Egy Matlab® megoldás – **lqr**

[K,S,e] = LQR(A,B,Q,R)

‚S' a Riccati egyenlet megoldása,
‚e' tartalmazza a zárt rendszer megoldáshoz tartozó pólusait

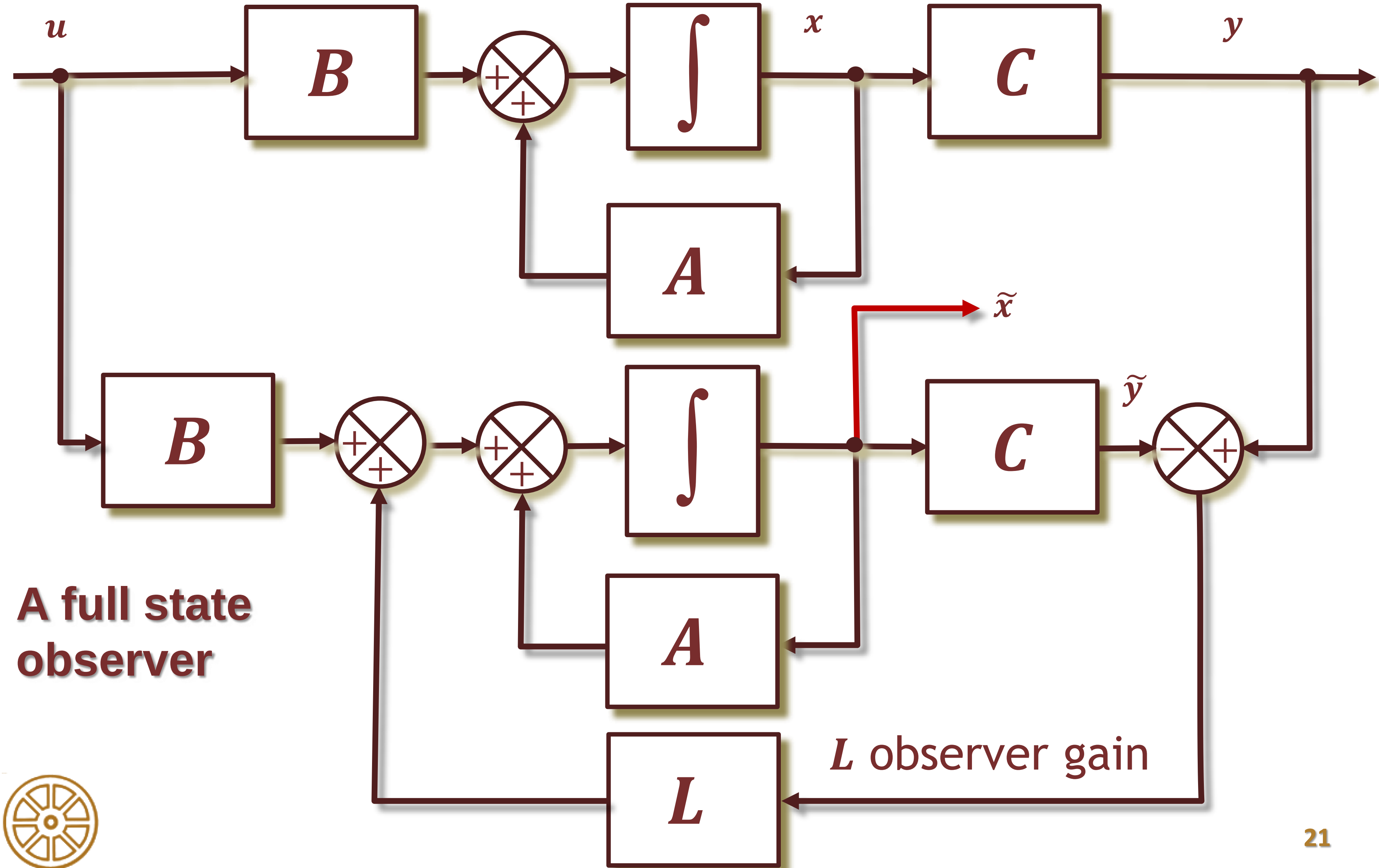
Állapot-megfigyelő tervezés

Ha a rendszer állapota nem teljes mértékben ismert (mért) **állapot-megfigyelő** alkalmazására van szükség.

Alapelv:

- A rendszer állapotteres modellje segítségével, a bemeneti jelek ismeretében becsüljük a kimeneti jelek értékét.
- Korrekciós mechanizmust (visszacsatolást) alkalmazunk a valós és a becsült kimeneti jelek közti különbségek minimalizálására.

Állapot-megfigyelő tervezés



A full state observer

Állapot-megfigyelő tervezés

Megfigyelő tervezés: lineáris kvadratikus optimalizálás.

- Kálmán becslő (szűrő) tervezés.
- Az állapot-visszacsatolás tervezés duális problémája.

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{w} \qquad \boldsymbol{E}[\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}'] = \boldsymbol{Q} \qquad \boldsymbol{E}[\boldsymbol{v}\boldsymbol{v}'] = \boldsymbol{R}$$

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{v}$$

Zaj-kovariancia mátrixok

$\boldsymbol{G}$ pozitív definit súlyozó mátrix

$$\dot{\boldsymbol{x}}_e = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_e + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{L}(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_e - \boldsymbol{D}\boldsymbol{u})$$

$\boldsymbol{x}_e$ a becsült állapot

Az optimális $\boldsymbol{L}$ Kálmán erősítési mátrix meghatározása:
a megfelelő Riccati egyenlet megoldásaként

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A}^* - \boldsymbol{P}\boldsymbol{C}^*\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{G}^* = 0 \qquad \boldsymbol{L} = \boldsymbol{R}^{-1}(\boldsymbol{P}\boldsymbol{C}^*)$$

Állapot-megfigyelő tervezés

Egy Matlab® megoldás – **lqe**

[L,P,e] = lqe(A,G,Q,R)

‚P’ a Riccati egyenlet megoldása,
‚e’ tartalmazza az $\boldsymbol{A}-\boldsymbol{LC}$ mátrix sajátértékeit

Állapot-visszacsatolás megfigyelővel

Alkalmazzuk a megfigyelt állapotot az állapot-visszacsatolásban.

A szabályozó kifejezése egységes formában Matlab® környezetben:

```
sys = ss(A,B,C,D);
[Ac,Bc,Cc,Dc] = reg(sys,K,L);
```

(Ac,Bc,Cc,Dc) a szabályozó állapotteres alakban kifejezve.

Digitális (mikroszámítógépes) realizáció érdekében a mintavételi periódusidő alkalmazásával meg kell határoznunk a szabályozó diszkrét idejű alakját.

Diszkrét idejű szabályozó tervezés

Matlab® megoldás

Folytonos idejű rendszermodell

↓

Folytonos idejű szabályozó tervezés

↓

A szabályozó diszkretizálása

Folytonos idejű rendszermodell

↓

A modell diszkretizálása

↓

Diszkrét idejű szabályozó tervezés

A diszkrét idejű szabályozó kifejezése differenciaegyenletek formájában

Diszkretizálás

Diszkrét idejű átviteli függvény előállítása folytonos idejű átviteli függvényből:

$$W(s) = W_z(e^{sT})$$

T – mintavételi periódus

$$z = e^{sT}$$

illetve

$$s = \frac{\ln z}{T}$$

Példa:

$$W(s) = \frac{1 + b_1 s}{1 + a_1 s} = \frac{1 + \frac{b_1}{T}\ln z}{1 + \frac{a_1}{T}\ln z}$$

Ezt nem tudjuk egzakt módon racionális törtfüggvénnyé alakítani

$\Longrightarrow$ közelítések.

Diszkretizálás

1. közelítés:

$$\ln(1+u) = u - \frac{u^2}{2} + \frac{u^3}{3} - \frac{u^4}{4} + \cdots$$

$$z = 1 - u \longrightarrow u = z - 1$$

$$\ln(z) = z - 1 - \frac{(z-1)^2}{2} + \frac{(z-1)^3}{3} - \frac{(z-1)^4}{4} + \cdots$$

Lineáris közelítés: $\ln z \approx z - 1$

z negatív hatványaival kifejezve: $\frac{1}{z^{-1}} - 1 = \frac{1 - z^{-1}}{z^{-1}}$

Tehát

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

Diszkretizálás

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

Értelmezése:

$$\frac{1 - z^{-1}}{T} \longrightarrow \frac{x_k - x_{k-1}}{T}$$

Ez a differenciálhányados legegyszerűbb *diszkrét* közelítése – differenciahányados

$1/z^{-1} = z$-vel szorzás hatása:

$$z\frac{1 - z^{-1}}{T} \longrightarrow \frac{x_{k+1} - x_k}{T}$$

Eltolás balra – előre menő differenciahányados.

Diszkretizálás

2. közelítés: lánctört forma

$$\ln(1+u) = \cfrac{u}{1+\cfrac{u}{2+\cfrac{u}{3+\cfrac{4u}{4+\cfrac{4u}{5+\cfrac{9u}{6+\cdots}}}}}}$$

Elsőrendű közelítés:

$$\ln(1+u) \approx \frac{u}{1+\frac{u}{2}} = \frac{z-1}{1+\frac{z-1}{2}} = 2\frac{z-1}{2+(z-1)} = 2\frac{z-1}{z+1} = 2\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$

$$u = z-1$$

Tehát

$$s = \frac{\ln z}{T} \approx \frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$

Elnevezések:

- Bilineáris transzformáció
- **Tustin-transzformáció**
- Möbius-transzformáció

Diszkretizálás

Átviteli függvények diszkretizálása

- **Véges differenciák módszere**: 1. sz. közelítés – Euler-féle közelítés.
- **Tustin-transzformáció**: 2. sz. közelítés – ez az egyik leggyakrabban alkalmazott módszer, jó közelítést ad mind amplitúdóban, mind fázisban.
- **Kvadratúra formulákkal**: integrál formák diszkrét közelítése révén.
- **Diszkrét interpoláció / approximáció alkalmazása**: optimumkritériumok alkalmazása, pl. legkisebb négyzetek (least square – LS), Csebisev interpoláció, stb.

Diszkretizálás

Átviteli függvények diszkretizálása

Matlab® megoldás

sysd = c2d(sys,Ts)

Folytonos idejű rendszer átalakítása diszkrét idejűvé

T_s – mintavételi periódus

sysd = c2d(sys,Ts,method)

Módszer:

‘zoh’	— 0-rendű tartó
‘foh’	— Háromszög approximáció
‘impulse’	— Impulzus-tartó diszkretizáció
‘tustin’	— Bilineáris (Tustin) transzformáció
‘matched’	— Zérus-pólus egyeztetés

Valós idejű szabályozó realizálása

A szabályozó állapotteres alakja: $(\boldsymbol{A}_c, \boldsymbol{B}_c, \boldsymbol{C}_c, \boldsymbol{D}_c)$

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}_C \boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_C \boldsymbol{r}$$

$$\boldsymbol{v} = \boldsymbol{C}_C \boldsymbol{x} + \boldsymbol{D}_C \boldsymbol{r}$$

$\boldsymbol{r}$ – a szabályozó bemeneti jele (rendelkező jel)
$\boldsymbol{v}$ – a szabályozó kimeneti jele (beavatkozó jel)

A DC szervo szabályozás esetében $\boldsymbol{r}$ és $\boldsymbol{v}$ 1-dimenziós (skalár) jelek, az állapottér dimenziója 3.

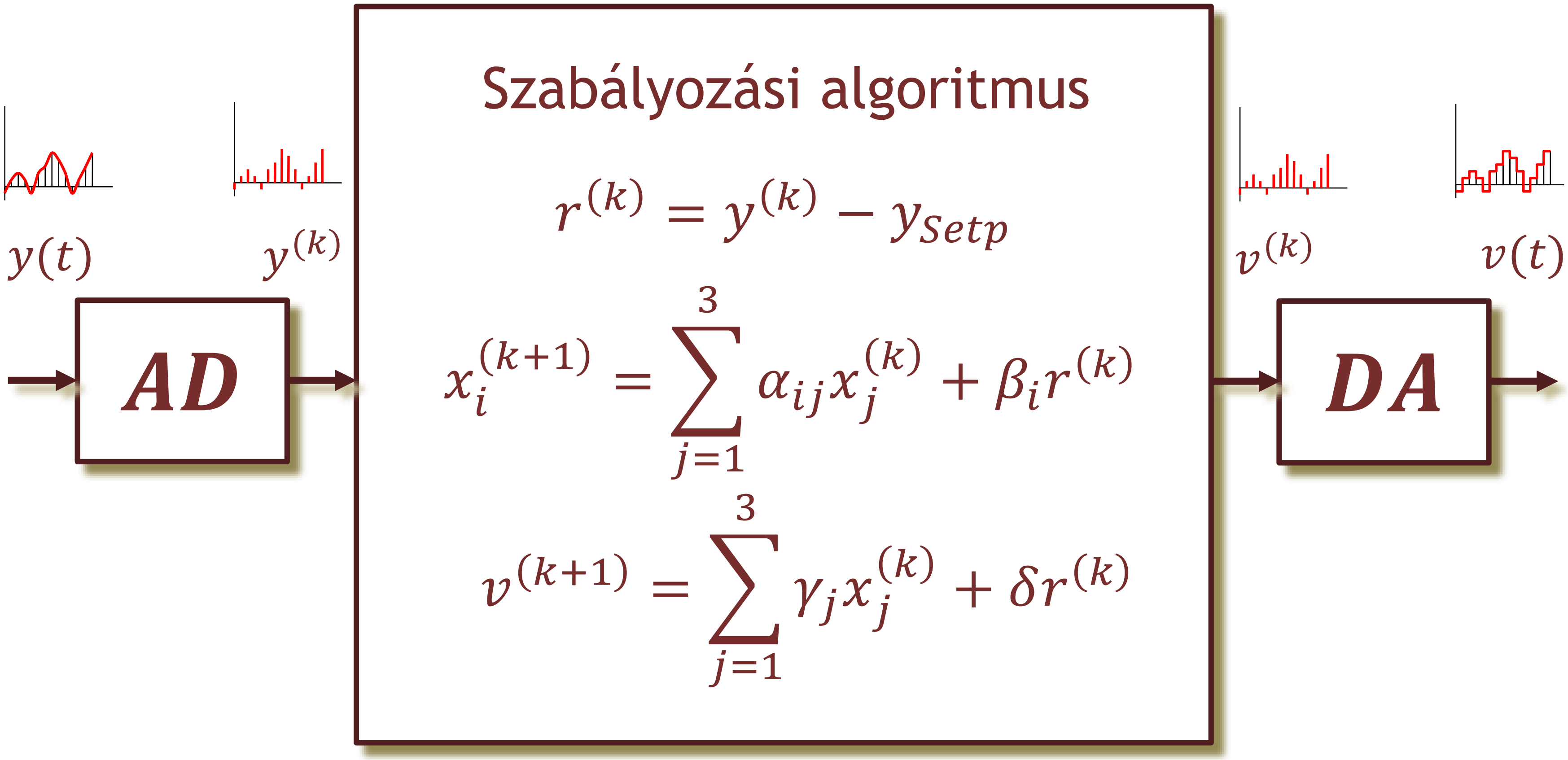
$\boldsymbol{A} = A^{3\times3} = \{\alpha_{ij}\}$ $\boldsymbol{B} = B^{3\times1} = \{\beta_i\}$ $\boldsymbol{C} = C^{1\times3} = \{\gamma_j\}$ $\boldsymbol{D} = \delta$

$\boldsymbol{x} = x^{3\times1} = \{x_i\}$ $x_i^{(k)}$ jelöli a jel a k indexű diszkrét időponthoz tartozó értékét $t_k = \mathrm{k}T_s$

A szabályozót leíró differenciaegyenletek:

$$x_i^{(k+1)} = \sum_{j=1}^{3} \alpha_{ij} x_j^{(k)} + \beta_i r^{(k)} \qquad v^{(k+1)} = \sum_{j=1}^{3} \gamma_j x_j^{(k)} + \delta r^{(k)}$$

Valós idejű szabályozó realizálása



A szabályozó algoritmus digitális számítógépen (mikroszámítógépen) egyszerűen realizálható

BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM

Dr. Soumelidis Alexandros

MŰEGYETEM 1782

email: soumelidis@sztaki.hu

BME KÖZLEKEDÉSMÉRNÖKI ÉS JÁRMŰMÉRNÖKI KAR
32708-2/2017/INTFIN SZÁMÚ EMMI ÁLTAL TÁMOGATOTT TANANYAG