RobonAUT

Szabályozástechnikai szeminárium

2024. szeptember 27.

Kiss Domokos

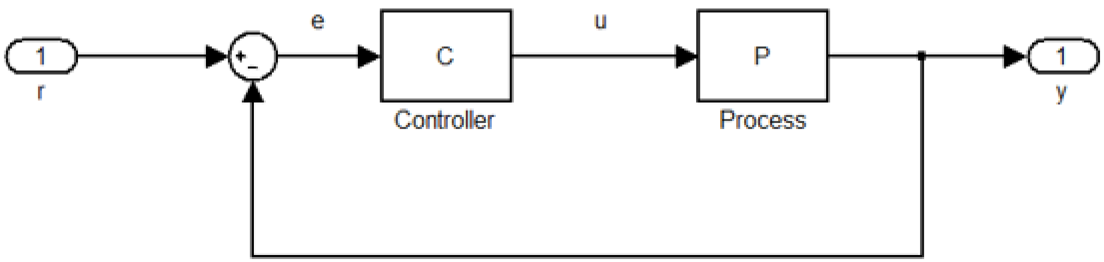
BME AUT
Automatizálási és
Alkalmazott
Informatikai Tanszék

BME Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szabályozó tervezés összefoglaló

- A zárt kör átvitele: $H(s) = \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)}$
- A zárt kör stabil, ha a pólusai negatív valós részűek.
- Adott zárt kör esetén a realizáló szabályozó:

$$C(s) = \frac{H(s)}{P(s)(1 - H(s))}$$



Áttekintés

1. **rész – Sebességszabályozás**
   - Modellalkotás identifikációval
   - Szabályozótervezés
2. **rész – Vonalkövető szabályozás**
   - Modellalkotás
   - Szabályozótervezés

Miért identifikáció?

- DC motorról alkothatnánk fizikai modellt is

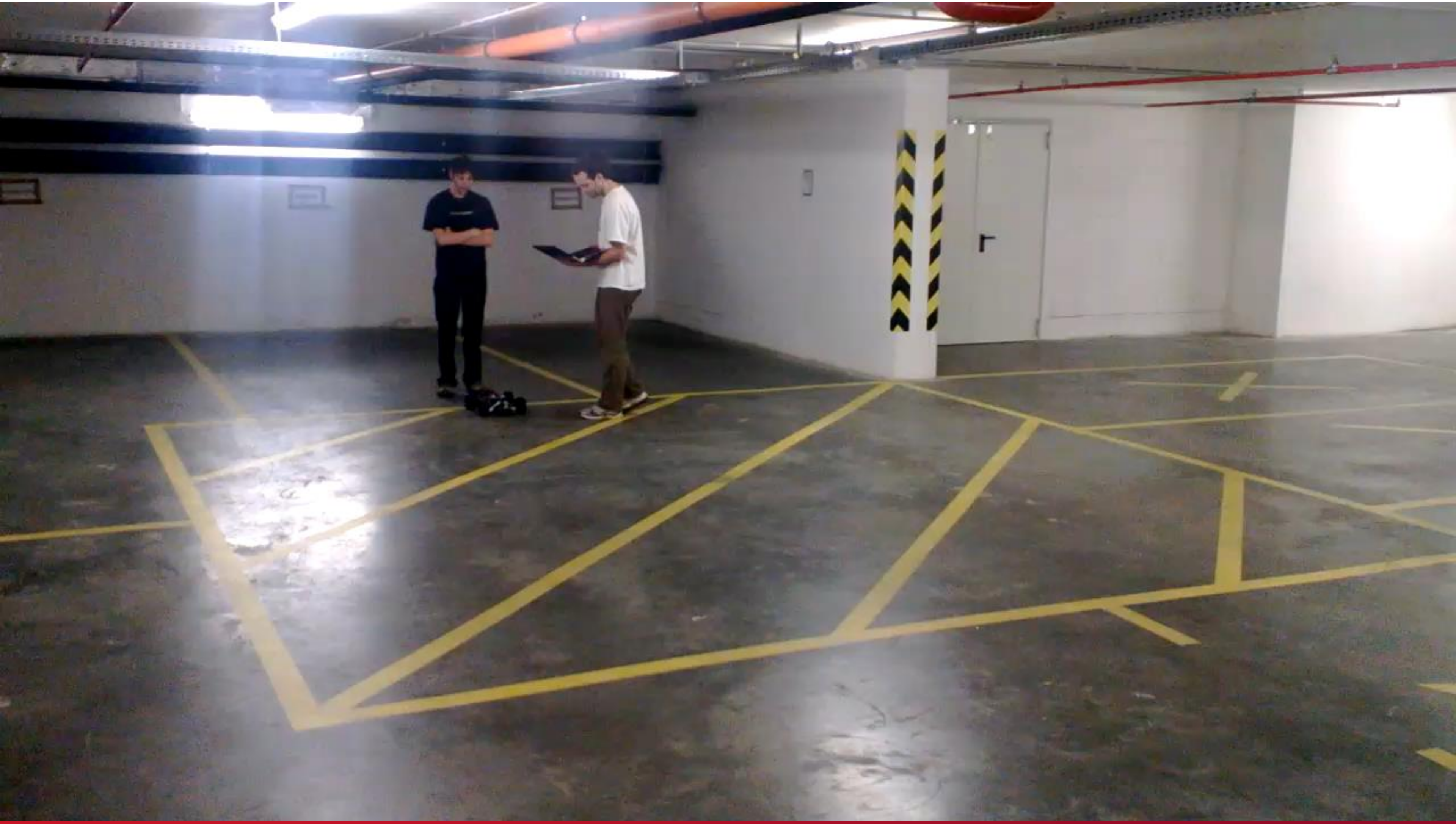
  (ld. Robotirányítás rendszertechnikája c. tárgy)

- Vannak olyan hatások (terhelés, zavarás), amiket könnyebb megmérni, mint modellezni

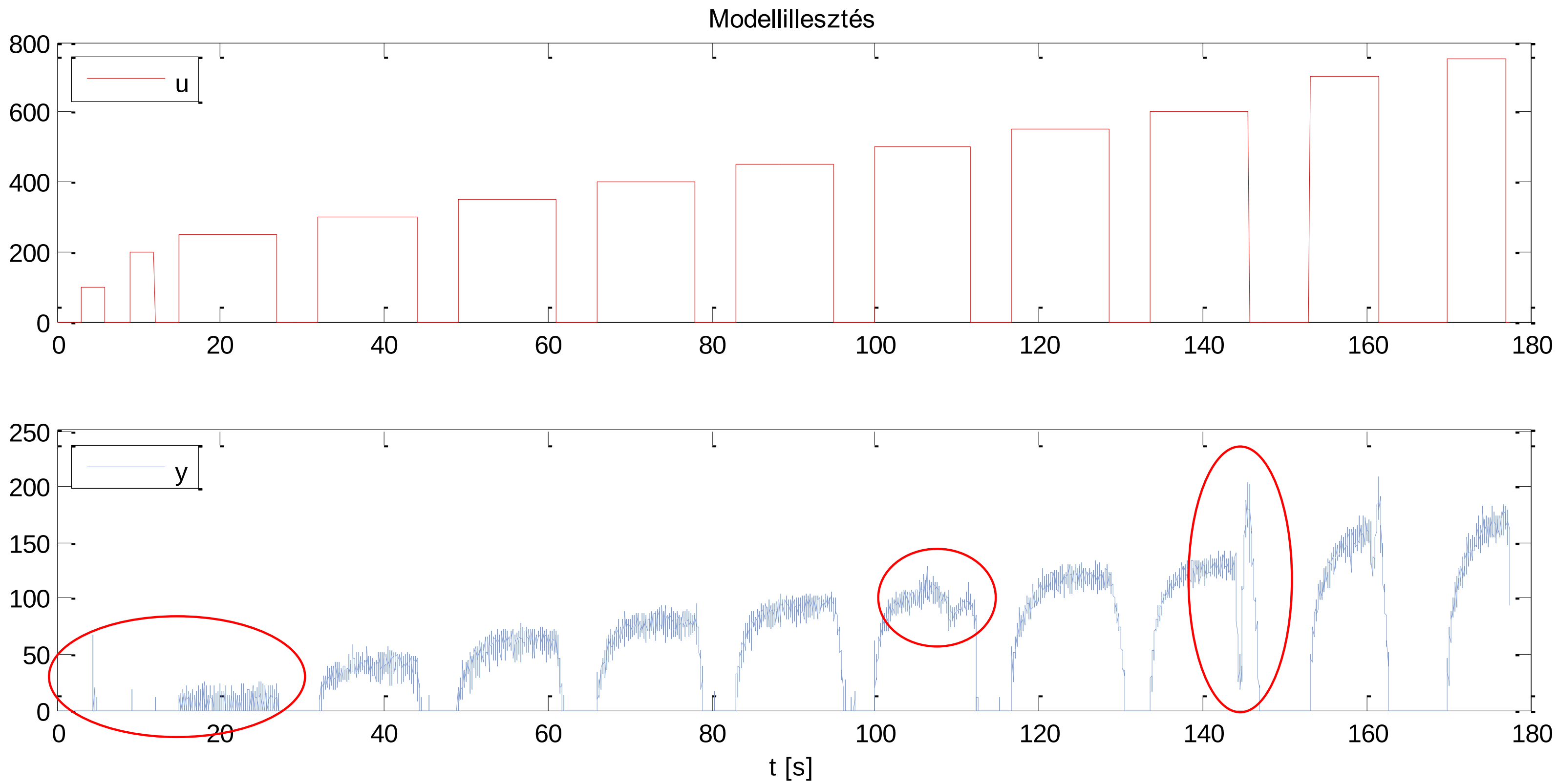
Mérési regisztrátumok felvétele

- Mit fogunk mérni?
  - Adott beavatkozásra adott válasz (sebesség)
  - Az autó a mérés közben haladni fog
- Milyen gerjesztő jelet érdemes használni?
  - Ugrásszerű változások
  - Előre és hátra irányok

Mérési regisztrátumok felvétele



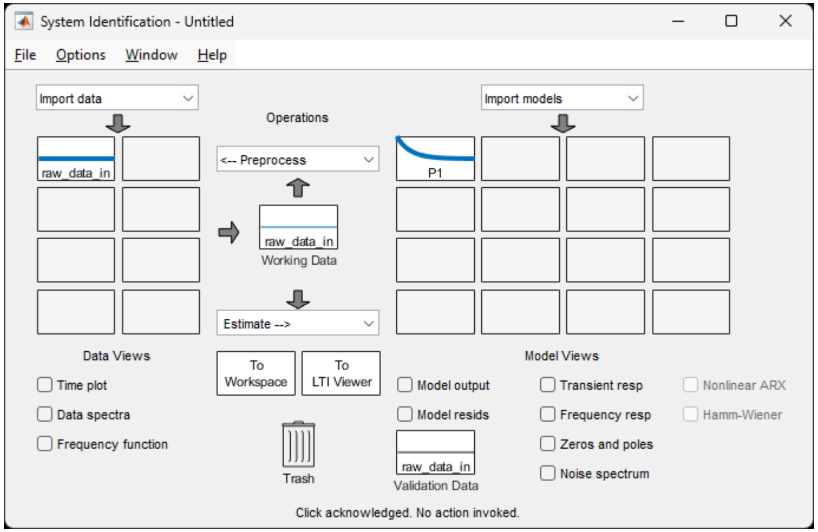
Mérési regisztrátumok felvétele



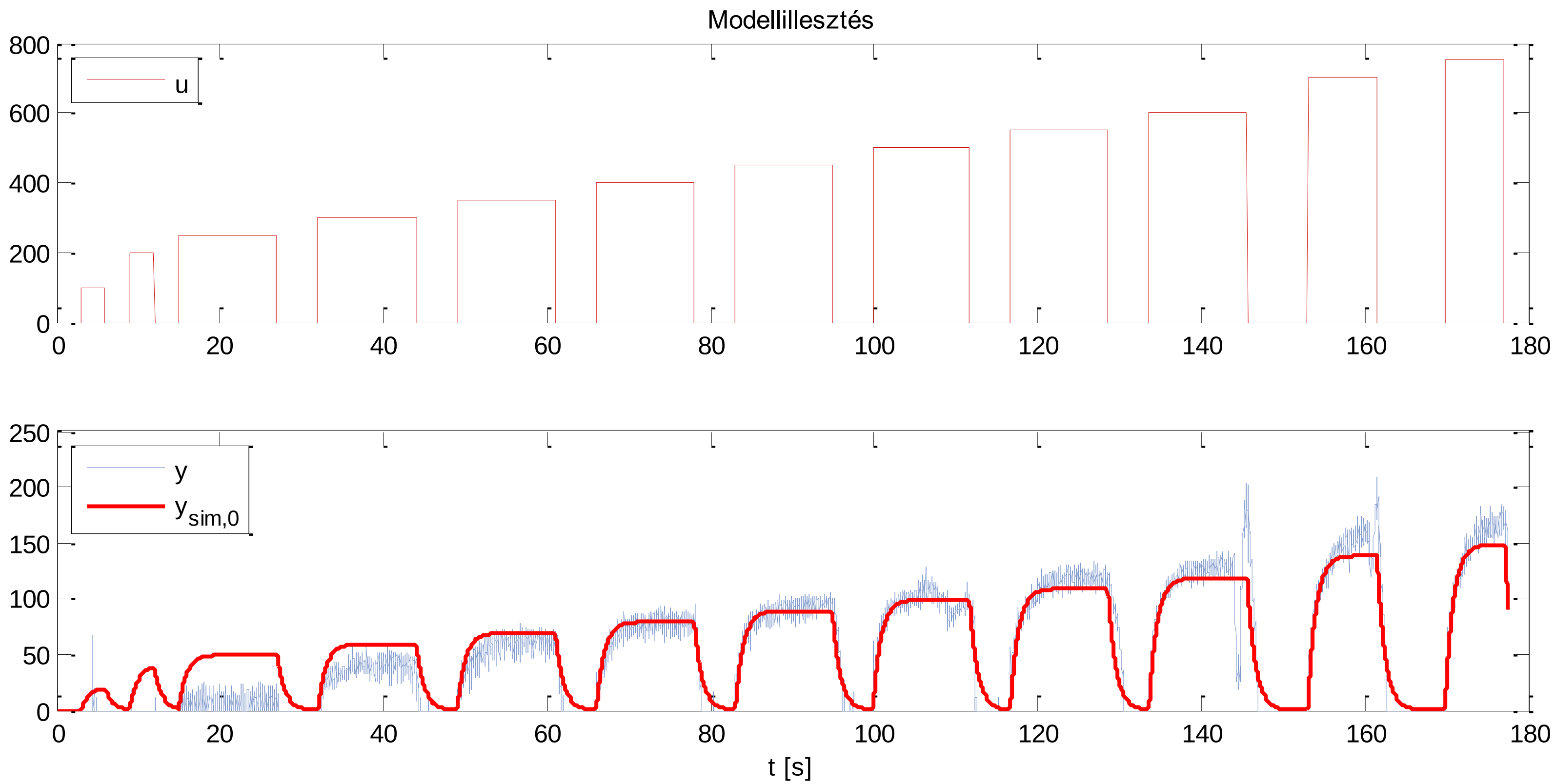
Identifikáció

- A rendszer válasza: **egytárolós jelleg**
- A választott modell: **folytonosidejű egytárolós tag**
- MATLAB: System Identification Toolbox
  - Process model
  - **`pem`** függvény
  - Grafikus tool: **`systemIdentification`**

$$P(s) = \frac{K}{1 + sT}$$



Identifikáció

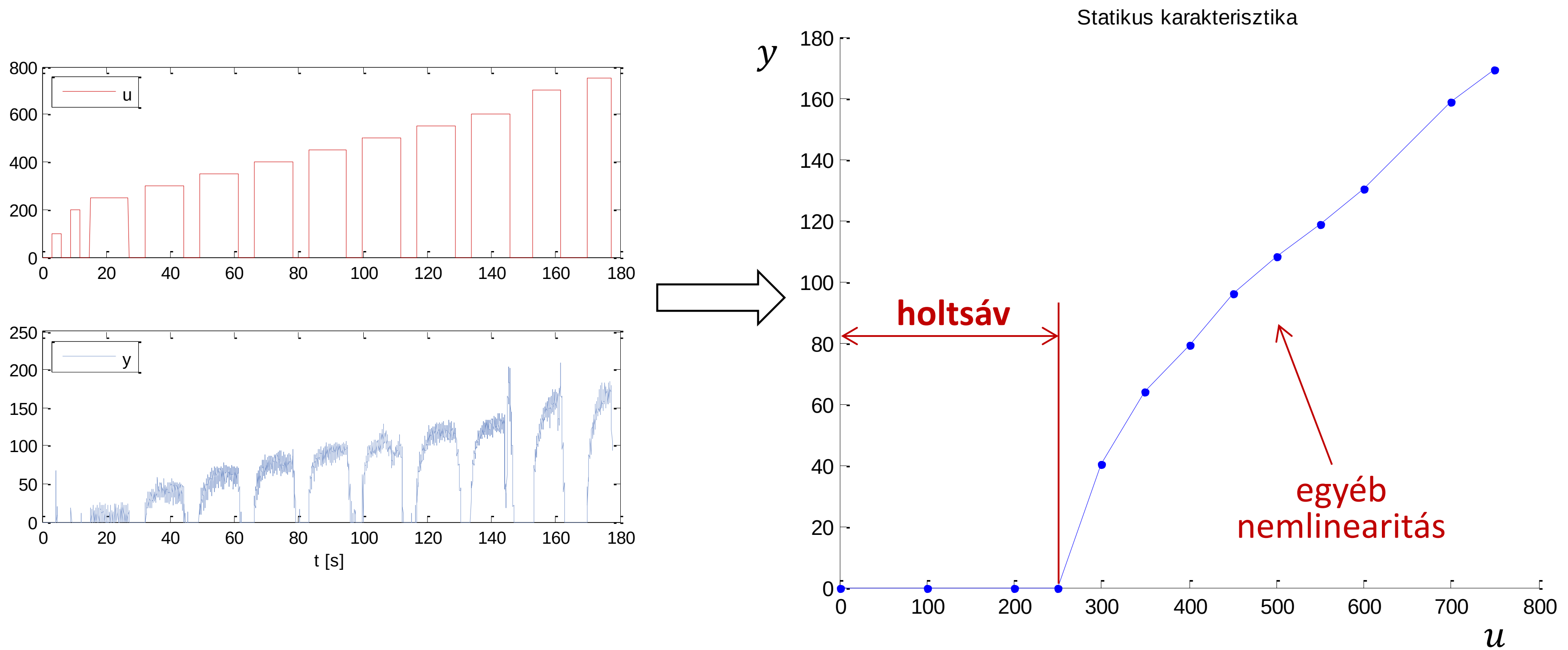


☹

Mi lehet az oka a rossz illeszkedésnek?

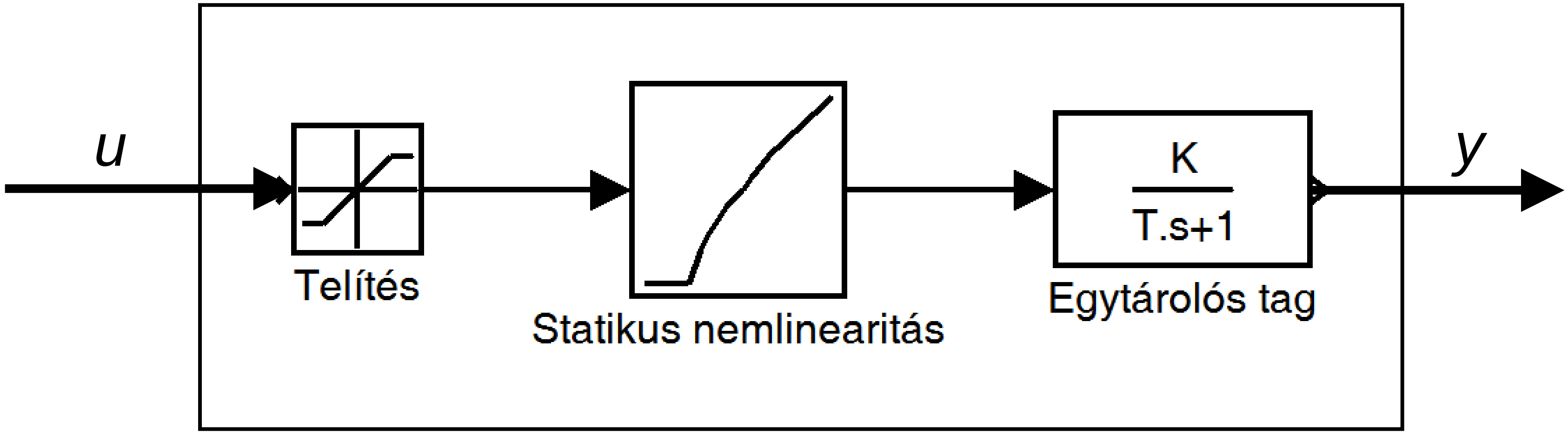
- Alapvetően lineáris rendszert próbálunk leírni:

$$P(s) = \frac{K}{1 + sT}$$

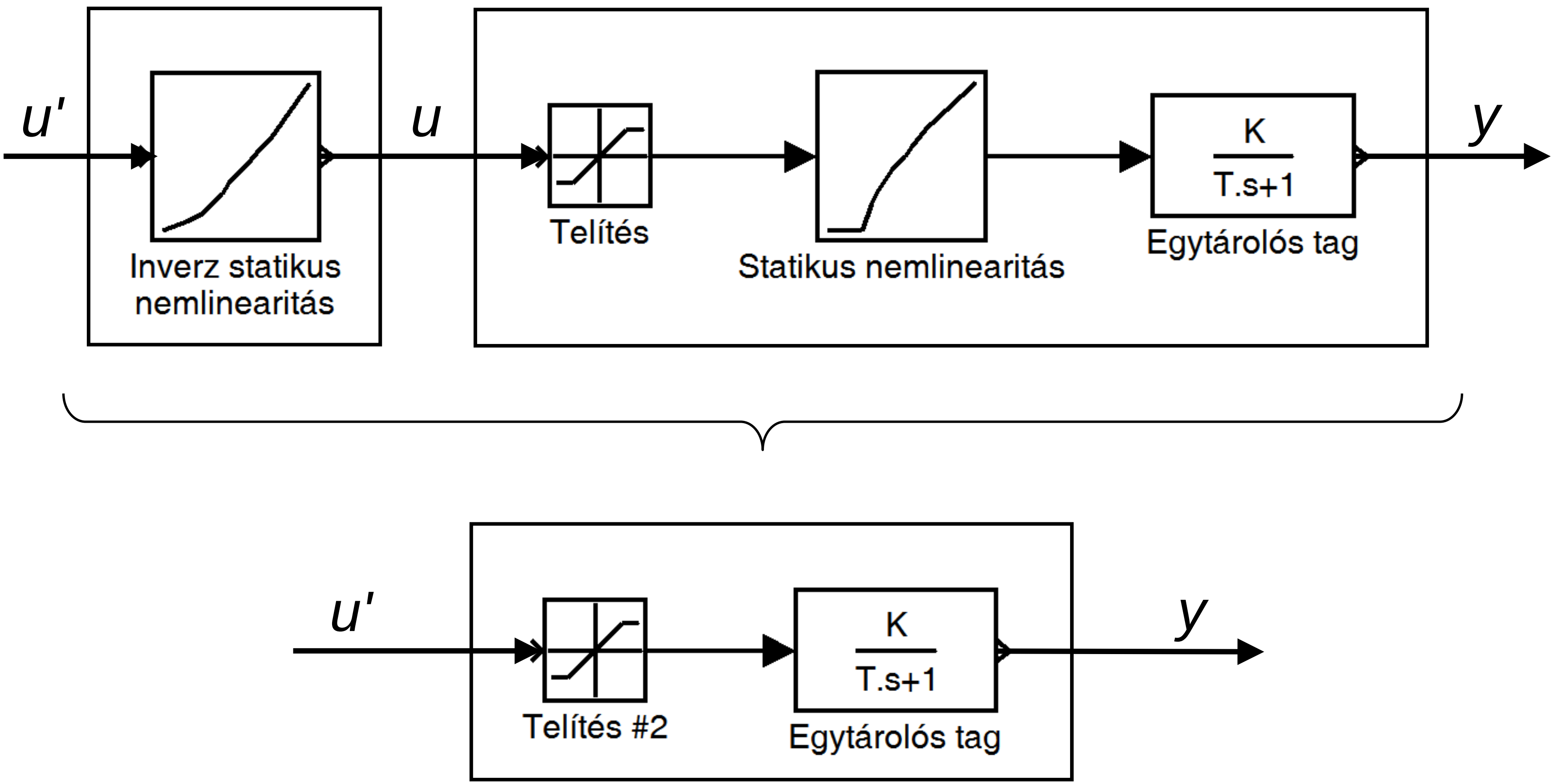


Statikus karakterisztika

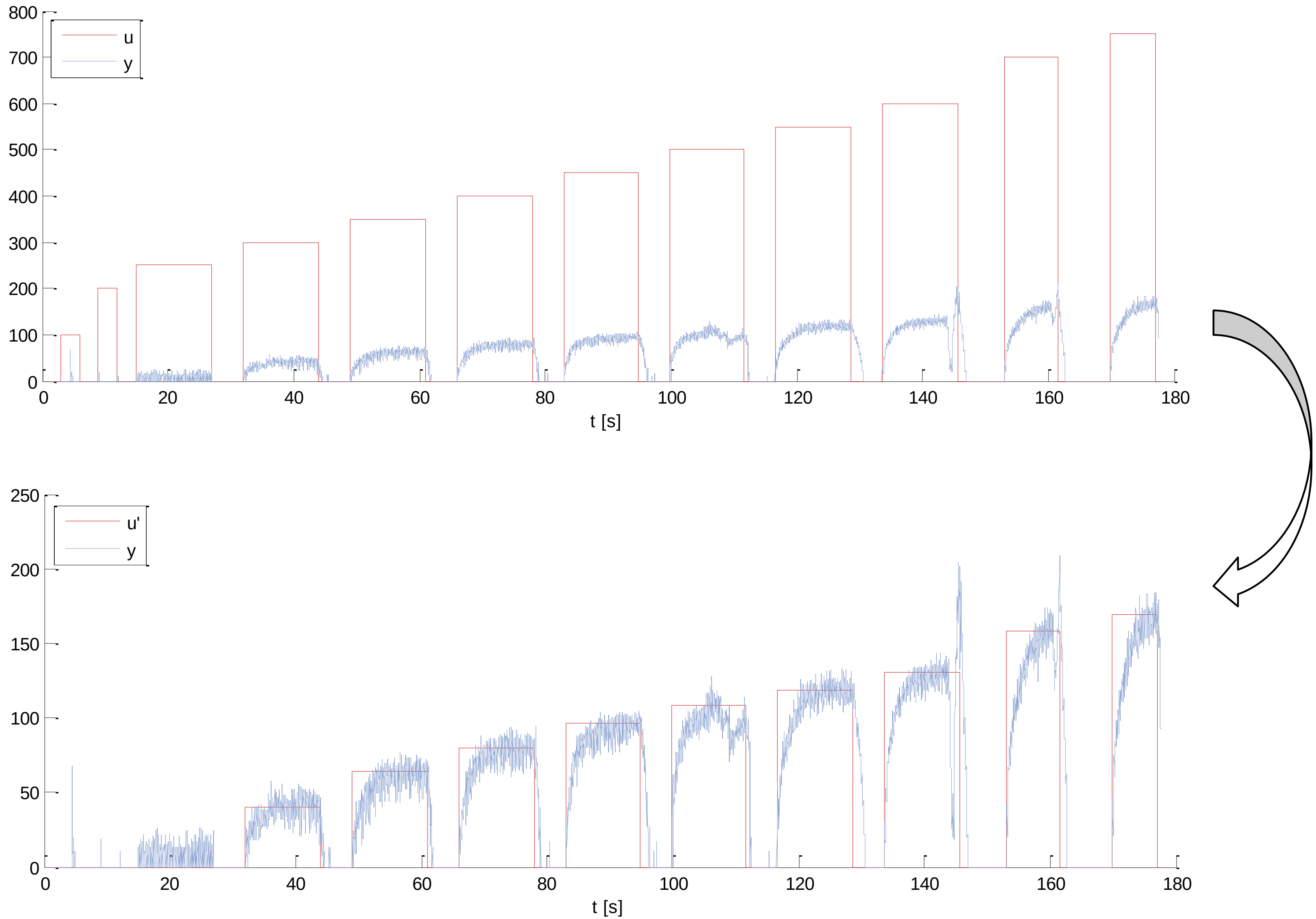
- Holtsáv
- Egyéb nemlinearitás
- Telítés (tápfeszültség)



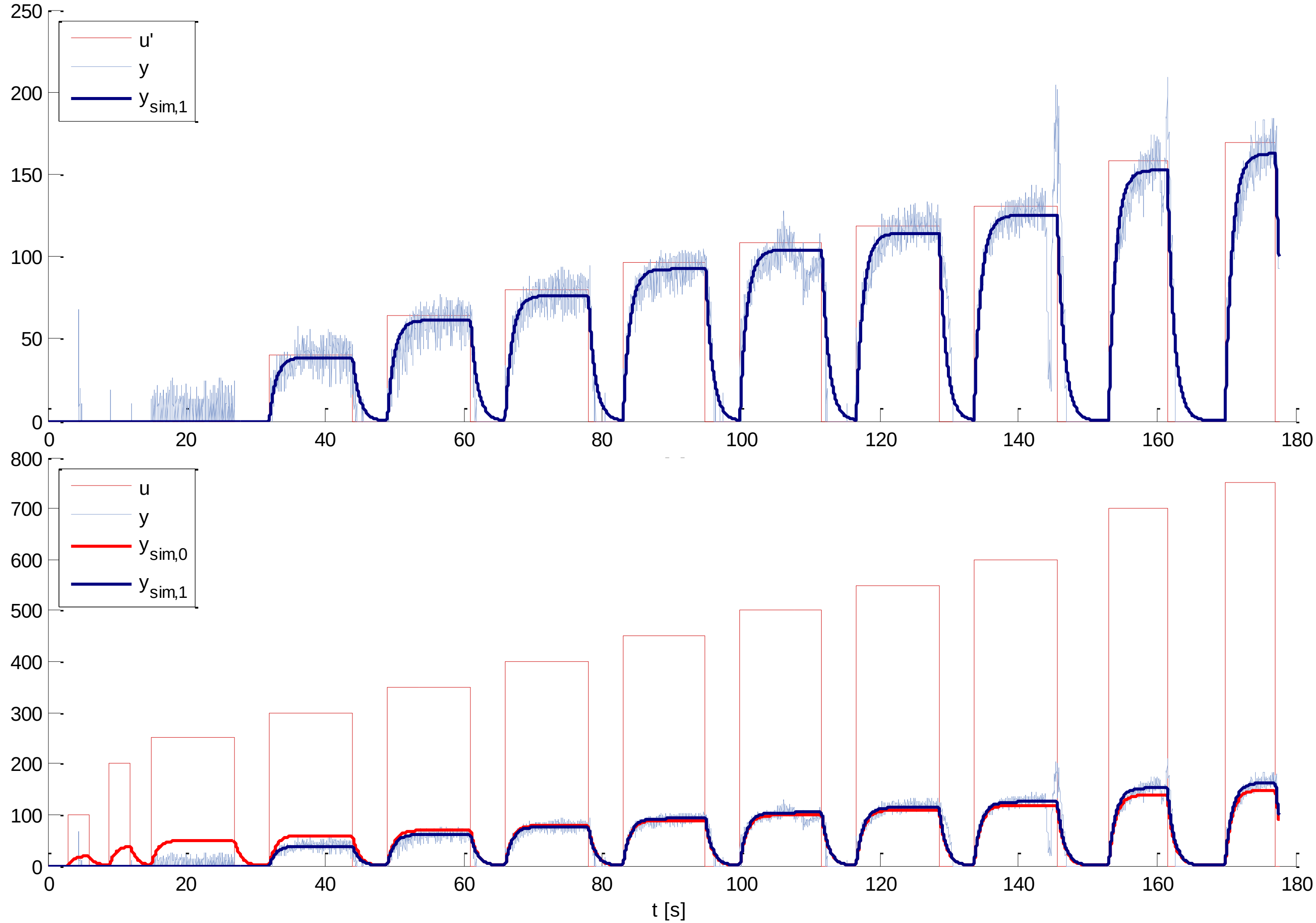
Statikus linearizálás



Statikus linearizálás



Linearizált modell identifikációja



Folytonos idejű és mintavételes modell

Az identifikáció eredménye:

$$P(s) = \frac{K}{1 + sT}$$

Mintavételessé alakítva: `c2d(sys,Ts,'zoh')`

$$P(z) = \frac{K_d}{z - p_d}$$

$$p_d = e^{-T_s/T}$$

$$K_d = K\left(1 - e^{-T_s/T}\right)$$

Folytonos PI szabályozó

$$P(s) = \frac{K}{1 + sT}$$

- Szabályozó: $$C(s) = A_P \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) = A_P \frac{1 + sT_I}{sT_I}$$
- Felnyitott kör: $$C(s)P(s) = A_P \frac{1 + sT_I}{sT_I} \cdot \frac{K}{1 + sT}$$
- $T_I = T$ választása mellett: $$C(s)P(s) = \frac{A_P K}{sT_I} = \frac{1}{sT_{cl}}$$
- Zárt kör: $$H(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{\frac{1}{sT_{cl}}}{1 + \frac{1}{sT_{cl}}} = \frac{1}{1 + sT_{cl}}$$

Folytonos PI szabályozó

$$P(s) = \frac{K}{1 + sT}$$

- Zárt kör: $$H(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{\frac{1}{sT_{cl}}}{1 + \frac{1}{sT_{cl}}} = \frac{1}{1 + sT_{cl}}$$

- Előírjuk a zárt kör időállandóját: T_{cl}

$$T_{cl} = \frac{T}{A_p K} \longrightarrow A_p = \frac{T}{T_{cl} K}$$

- A PI szabályozó méretezése tehát:

$$\boxed{\begin{aligned} T_I &= T \\ A_p &= \frac{T}{T_{cl} K} \end{aligned}}$$

Mintavételes PI szabályozó

$$P(z) = \frac{K_d}{z - p_d}$$

- Szabályozó: $$C(z) = K_C \frac{z - z_d}{z - 1}$$
- Felnyitott kör: $$C(z)P(z) = K_C \frac{z - z_d}{z - 1} \frac{K_d}{z - p_d}$$
- $z_d = p_d$ választása mellett: $$C(z)P(z) = \frac{K_C K_d}{z - 1}$$
- Zárt kör: $$H(z) = \frac{C(z)P(z)}{1 + C(z)P(z)} = \frac{\frac{K_C K_d}{z - 1}}{1 + \frac{K_C K_d}{z - 1}} = \frac{K_C K_d}{z - (1 - K_C K_d)}$$

Mintavételes PI szabályozó

$$P(z) = \frac{K_d}{z - p_d}$$

- Zárt kör: $$H(z) = \frac{C(z)P(z)}{1 + C(z)P(z)} = \frac{\frac{K_C K_d}{z-1}}{1 + \frac{K_C K_d}{z-1}} = \frac{K_C K_d}{z - (1 - K_C K_d)}$$

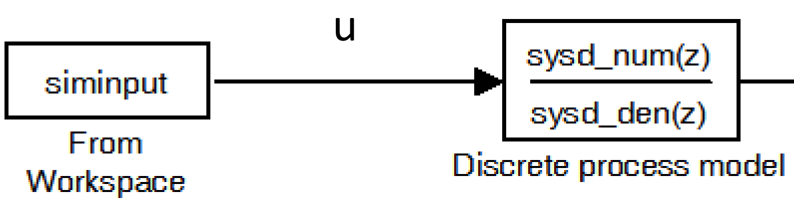
- Előírjuk a zárt kör pólusát:

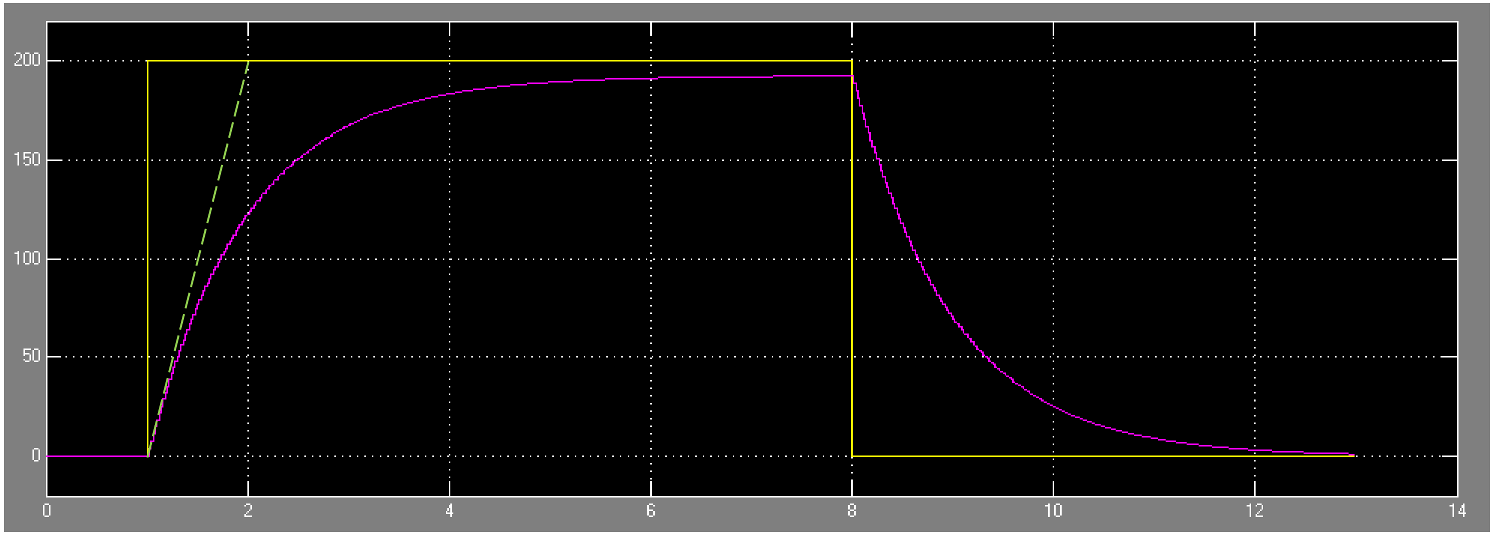
$$p_{cl} = -\frac{1}{T_{cl}} \quad \rightarrow \quad p_{cl,d} = e^{-\frac{T_s}{T_{cl}}} = 1 - K_C K_d \quad \rightarrow \quad K_C = \frac{1}{K_d}\left(1 - e^{-T_s/T_{cl}}\right)$$

- A PI szabályozó méretezése tehát:

$$\boxed{z_d = p_d \qquad K_C = \frac{1}{K_d}\left(1 - e^{-T_s/T_{cl}}\right)}$$

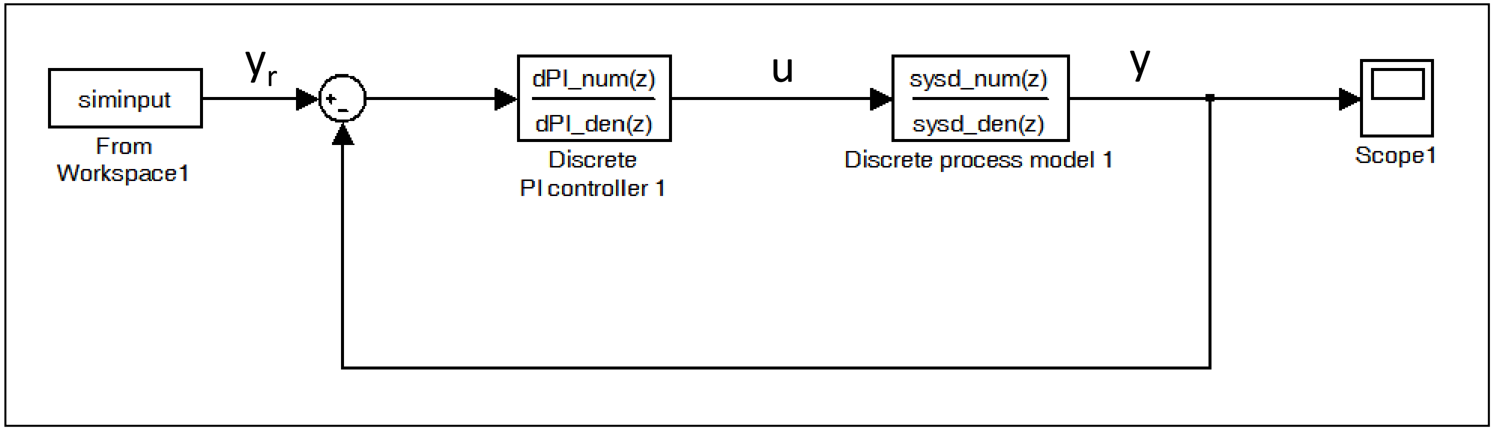
Diszkrét ideális rendszermodell válasza

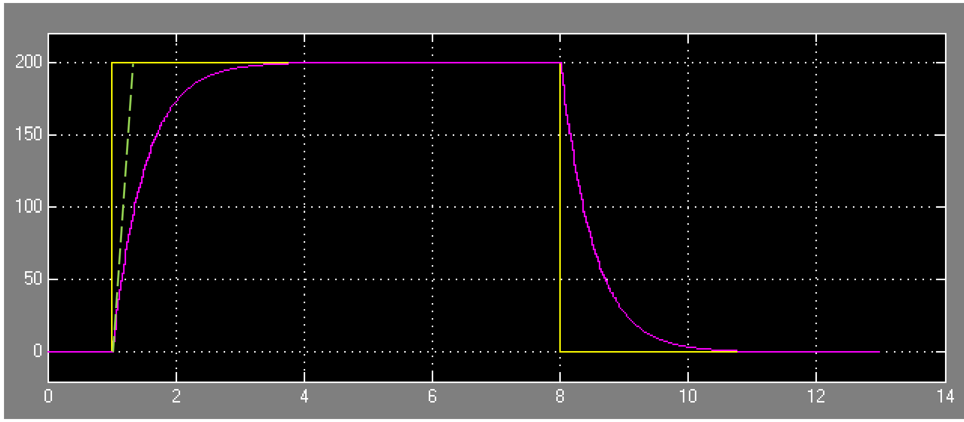




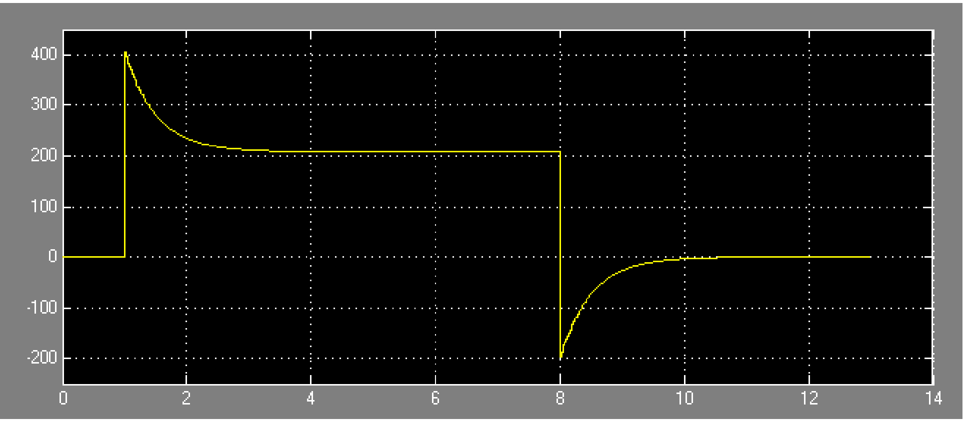
Bemenőjel (u) és kimenet (y)

Mintavételes PI szabályozó az ideális szakaszhoz



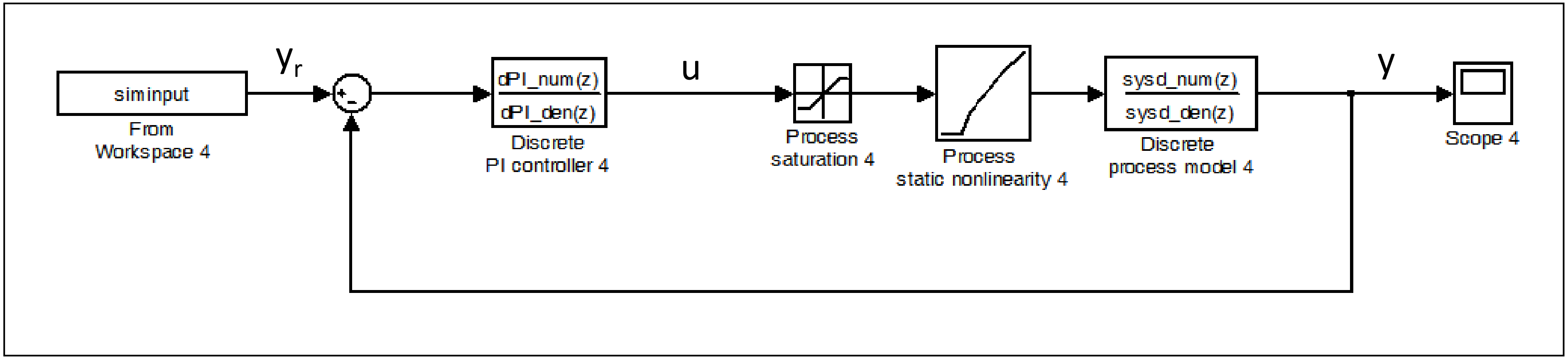


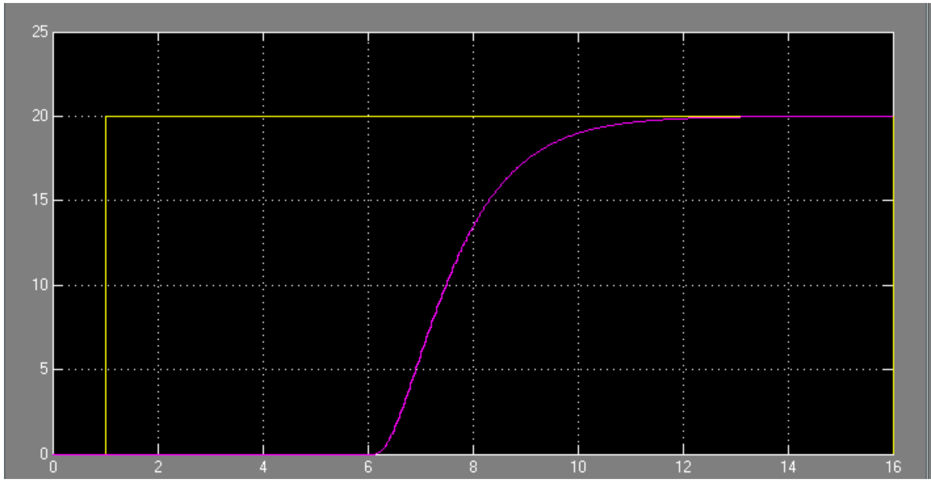
Alapjel (y_r) és kimenet (y)



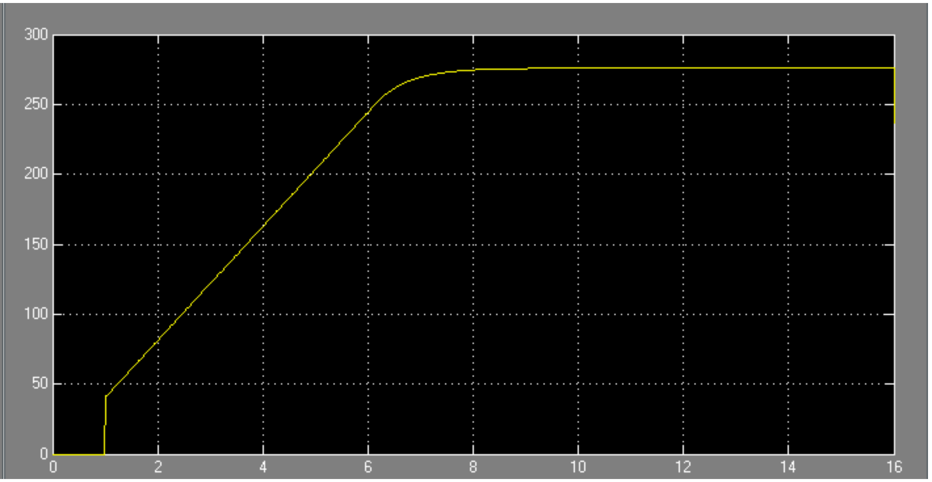
Beavatkozójel (u)

Holtsáv figyelmen kívül hagyása



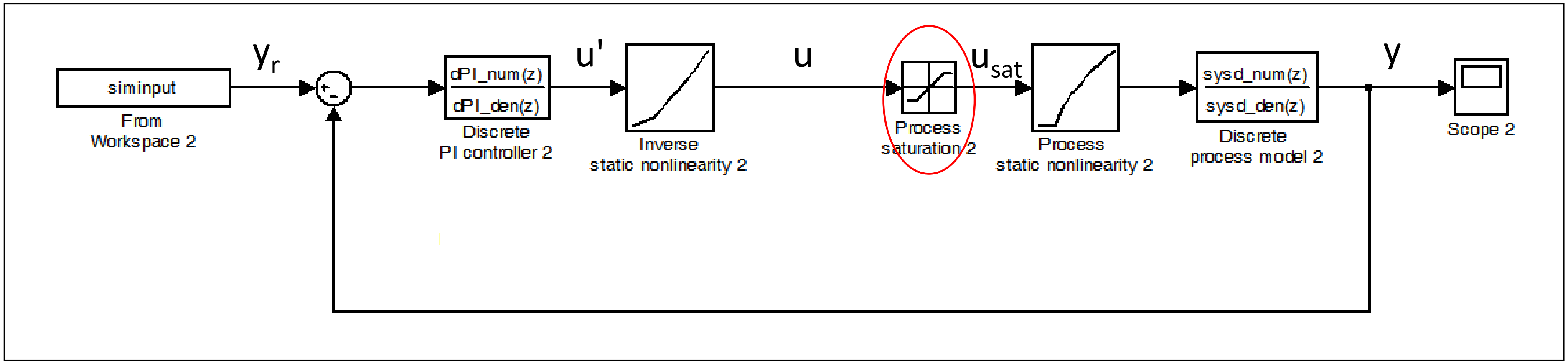


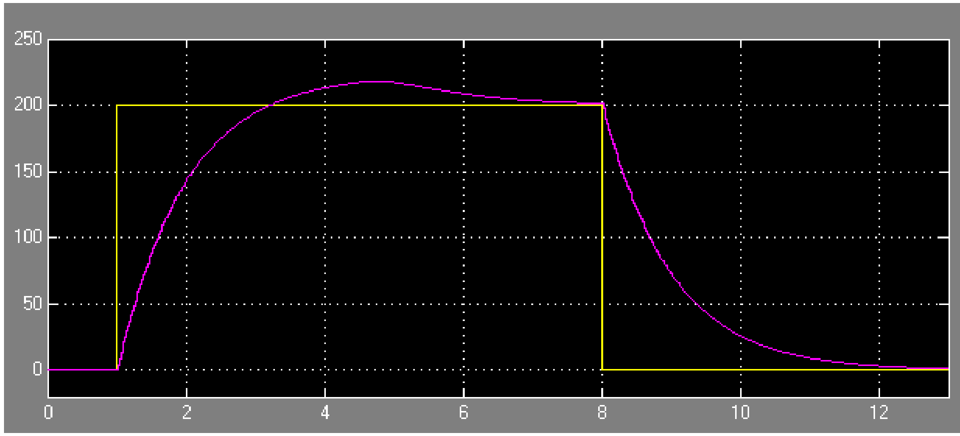
Alapjel (y_r) és kimenet (y)



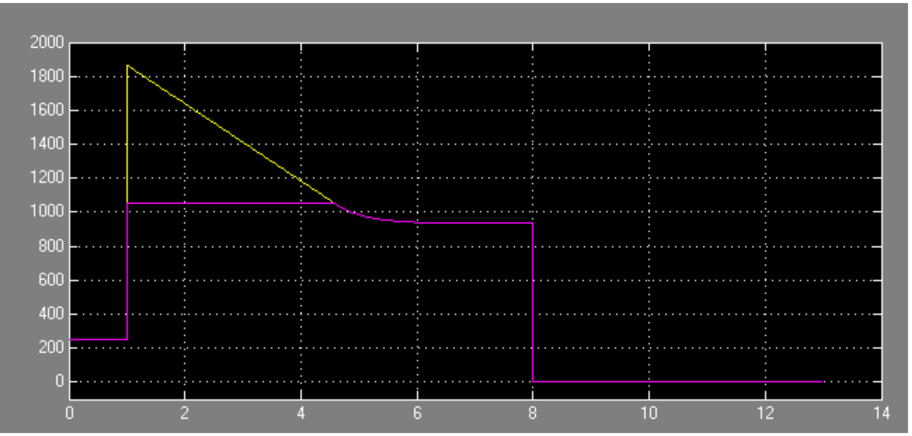
Beavatkozójel (u)

Beavatkozó szerv telítés hatása





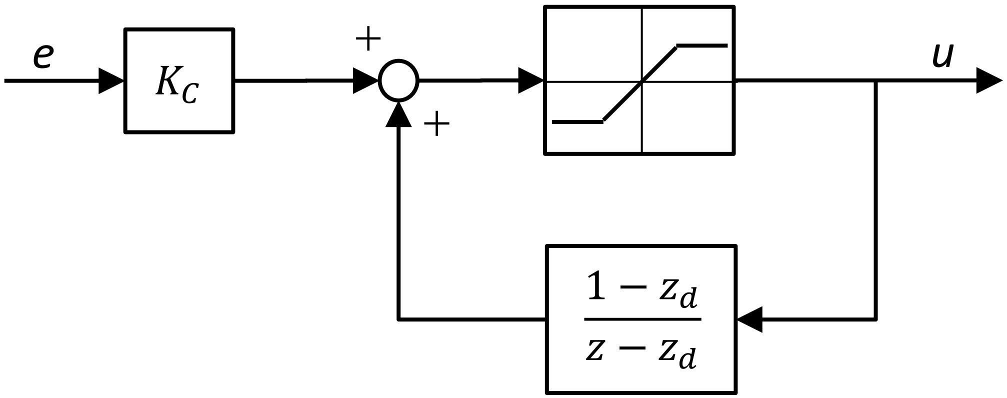
Alapjel (y_r) és kimenet (y)



Beavatkozójel a telítés előtt (u) és után (u_{sat})

Beavatkozó szerv telítés kezelése

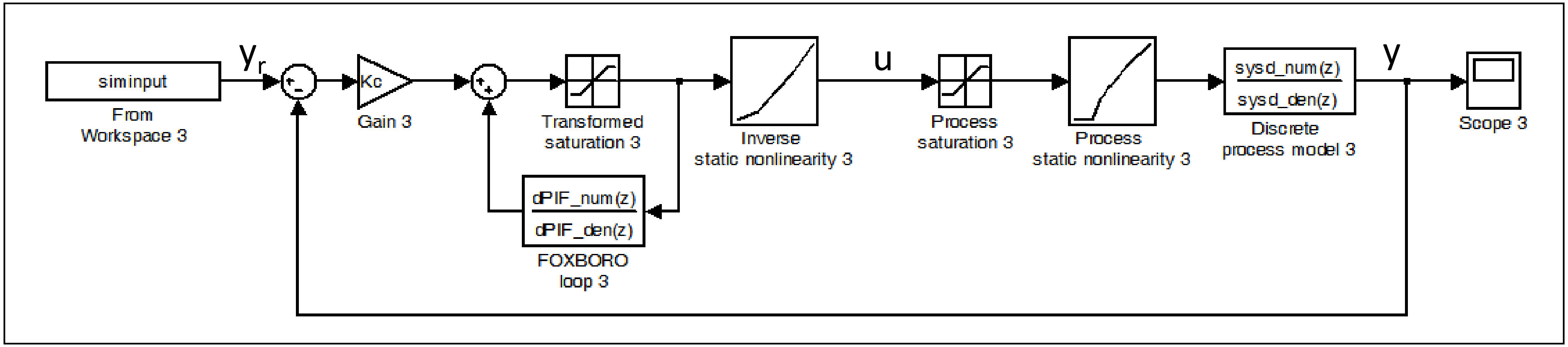
- **FOXBORO struktúra**

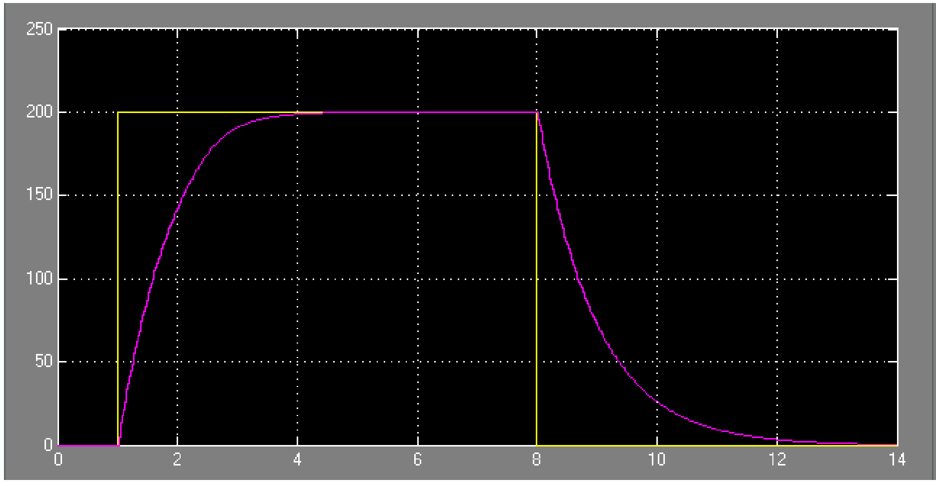


- A lineáris tartományban:

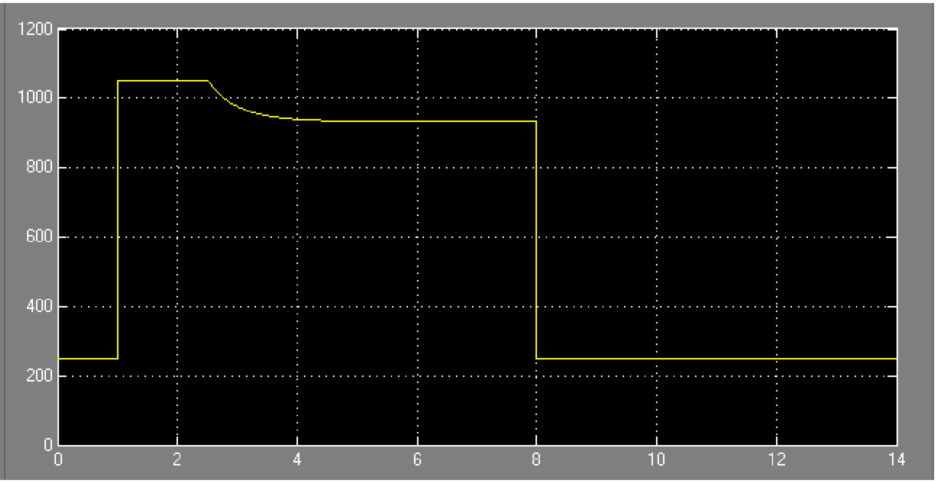
$$C(z) = K_C \frac{1}{1 - \frac{1-z_d}{z-z_d}} = K_C \frac{z-z_d}{z-z_d-(1-z_d)} = K_C \frac{z-z_d}{z-1}$$

Mintavételes FOXBORO PI szabályozó



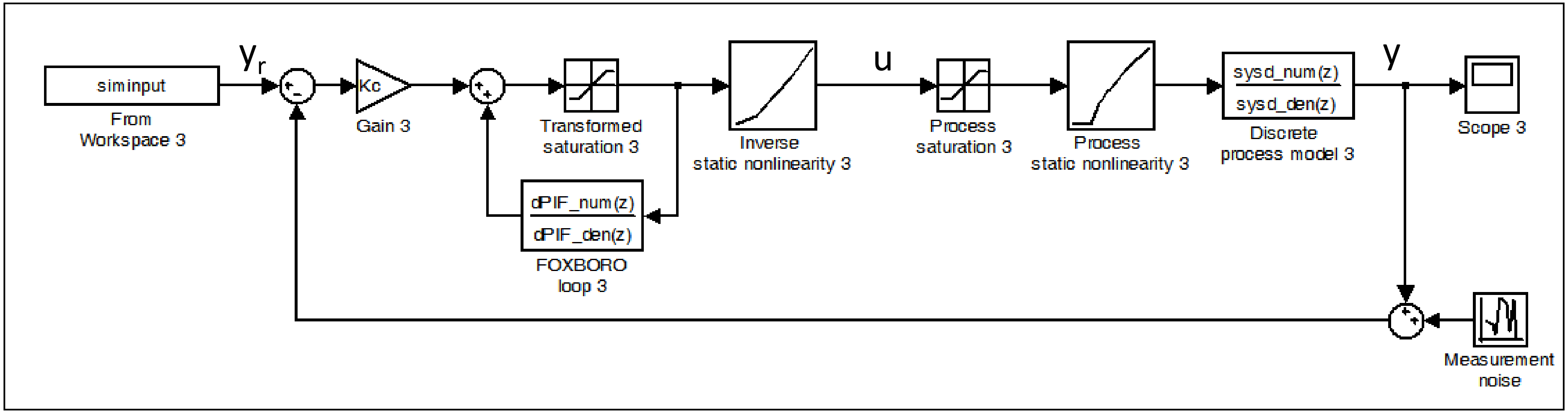


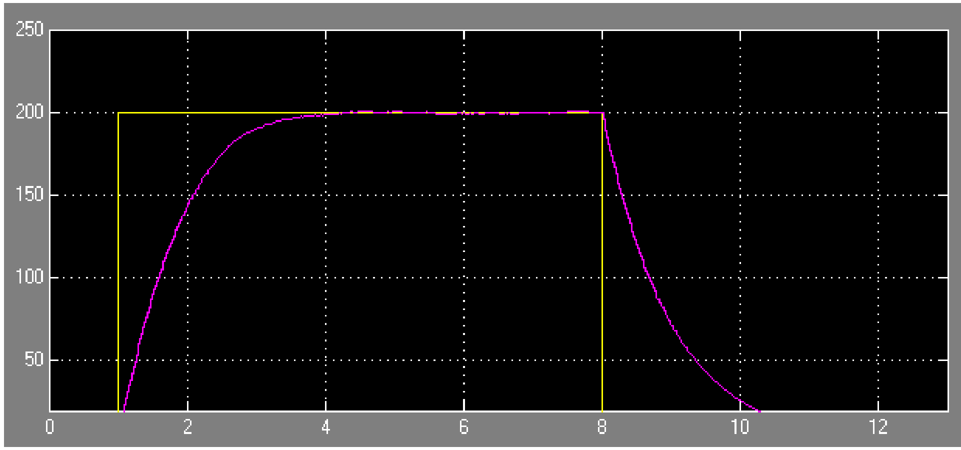
Alapjel (y_r) és kimenet (y)



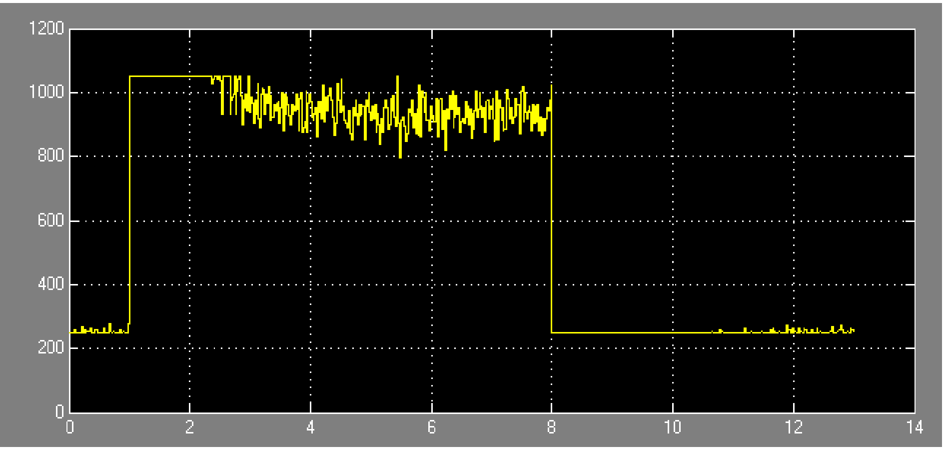
Beavatkozójel (u)

Mintavételes FOXBORO PI szabályozó



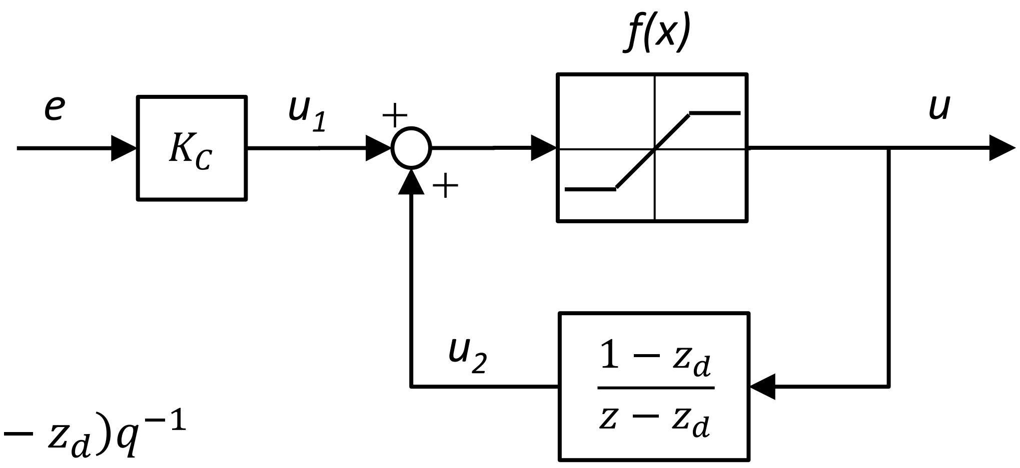


Alapjel (y_r) és kimenet (y)



Beavatkozójel (u)

Szabályozó implementáció



$$\frac{U_2(z)}{U(z)} = \frac{1-z_d}{z-z_d} = \frac{(1-z_d)z^{-1}}{1-z_d z^{-1}}$$

$$u_2[k]\cdot(1-z_d q^{-1}) = u[k]\cdot(1-z_d)q^{-1}$$

$$u_2[k] - z_d\cdot u_2[k-1] = (1-z_d)\cdot u[k-1]$$

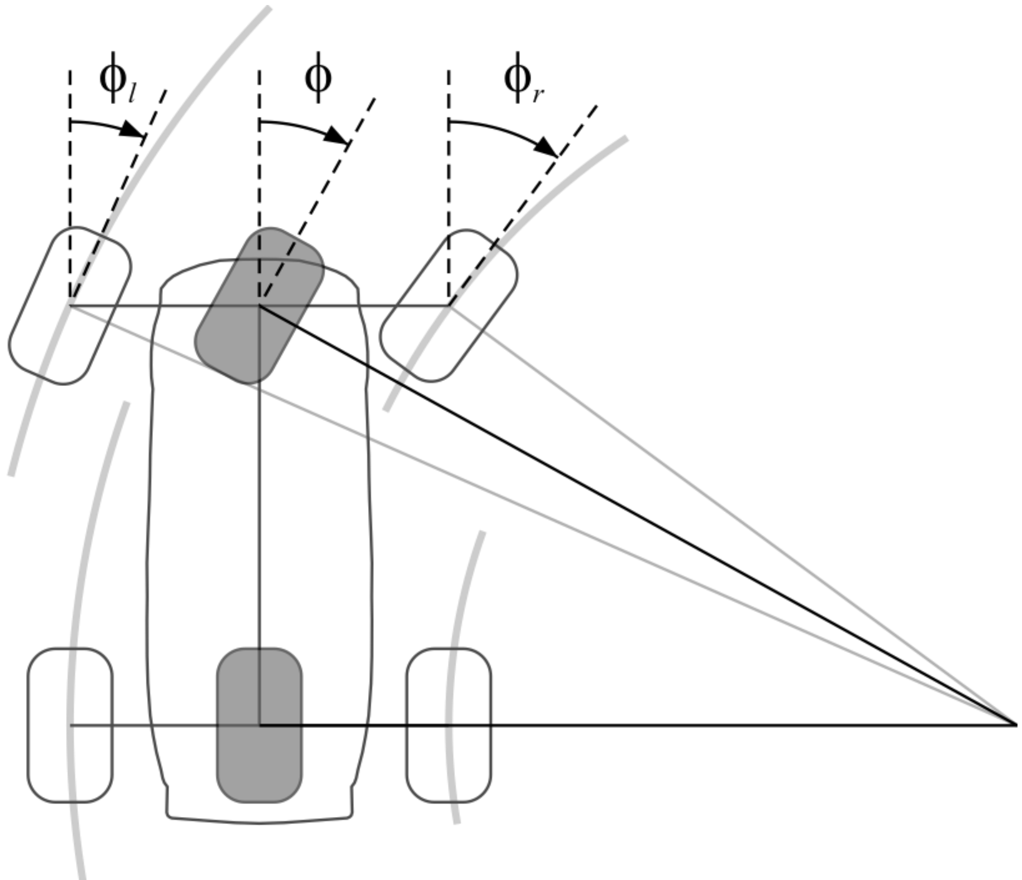
Algoritmus:

$$u_2[k] = z_d\cdot u_2[k-1] + (1-z_d)\cdot u[k-1]$$

$$u_1[k] = K_c\cdot e[k]$$

$$u[k] = f(u_1[k]+u_2[k])$$

Ackermann-kormányzás, kerékpármodell



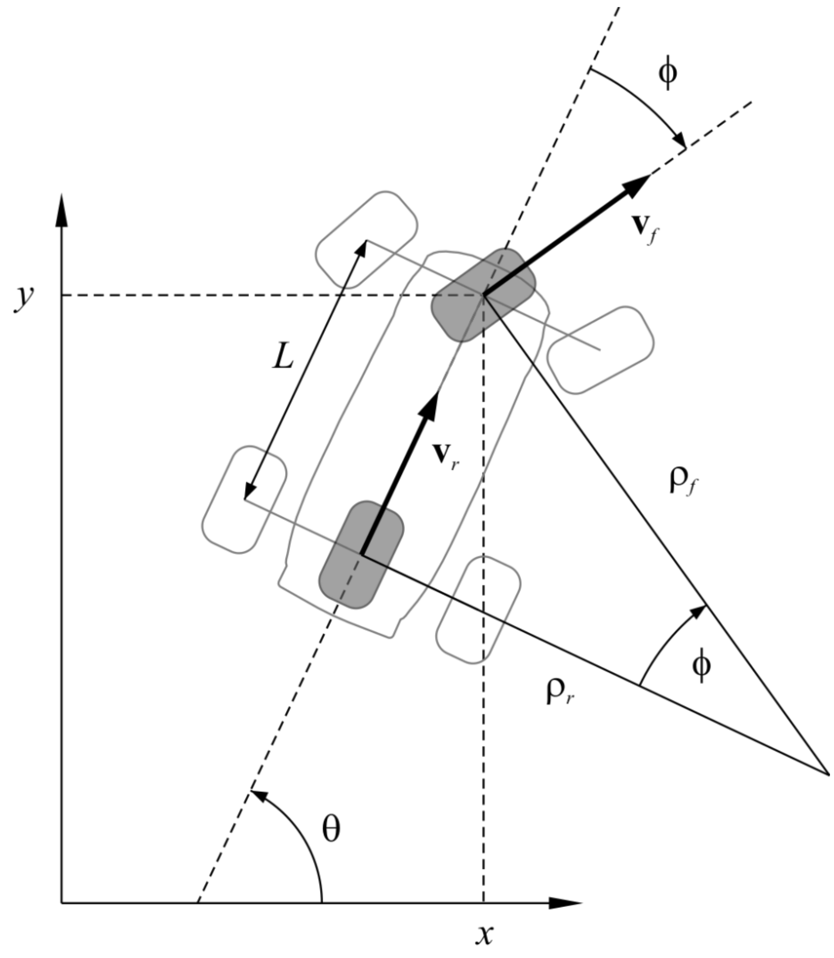
Kinematikai mozgásegyenlet

$$\dot{x} = v\frac{\cos(\theta + \phi)}{\cos\phi}$$

$$\dot{y} = v\frac{\sin(\theta + \phi)}{\cos\phi}$$

$$\dot{\theta} = v\frac{\tan\phi}{L}$$

$$(v = v_r)$$

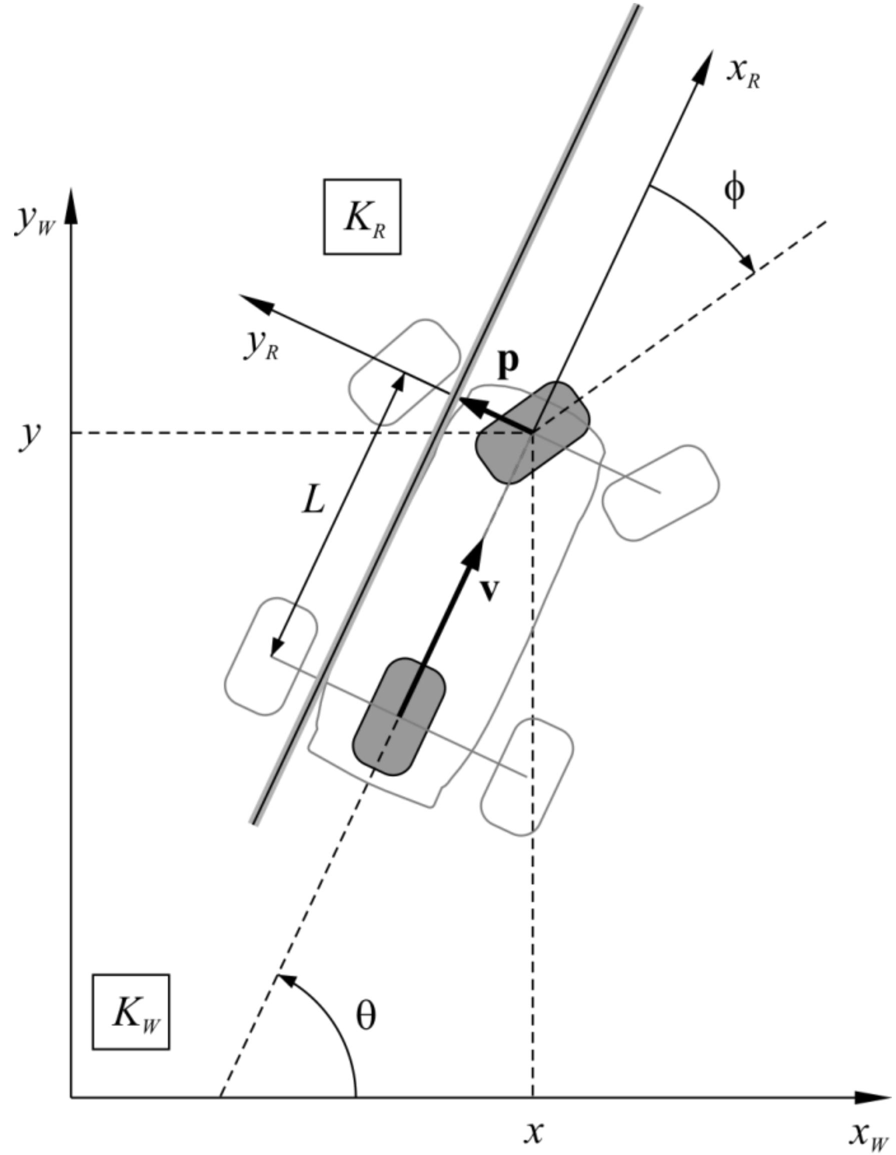


Egyszerű vonalérzékelési modell

Feltételezések:

- Egyetlen vonalszenzor az első keréktengelynél
- A vezetővonalat mindig párhuzamosnak feltételezi

$$\dot{p} = -v \cdot \tan\phi$$



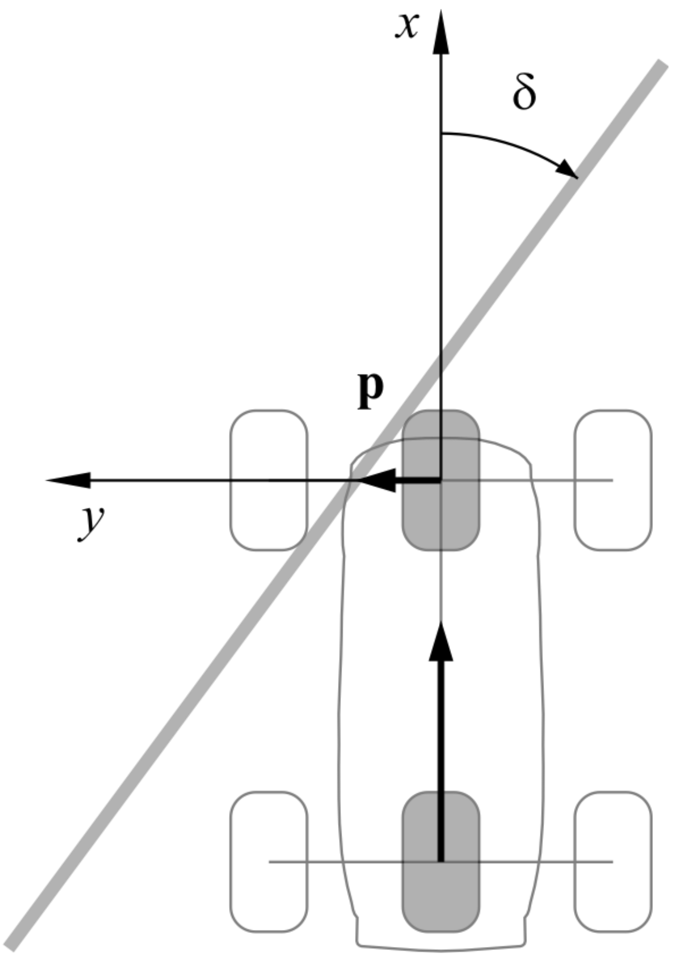
Egyszerű vonalérzékelési modell

Ferde vonal, nulla kormányszög ($\phi = 0$) esetén a modell kimenete nulla, ami nem fedi a valóságot:

$$\dot{p} = -v \cdot \tan \phi = 0$$

Új modell a ferde vonal esetére:

$$\dot{p} = v \cdot \tan \delta$$



Orientációs vonalérzékelési modell

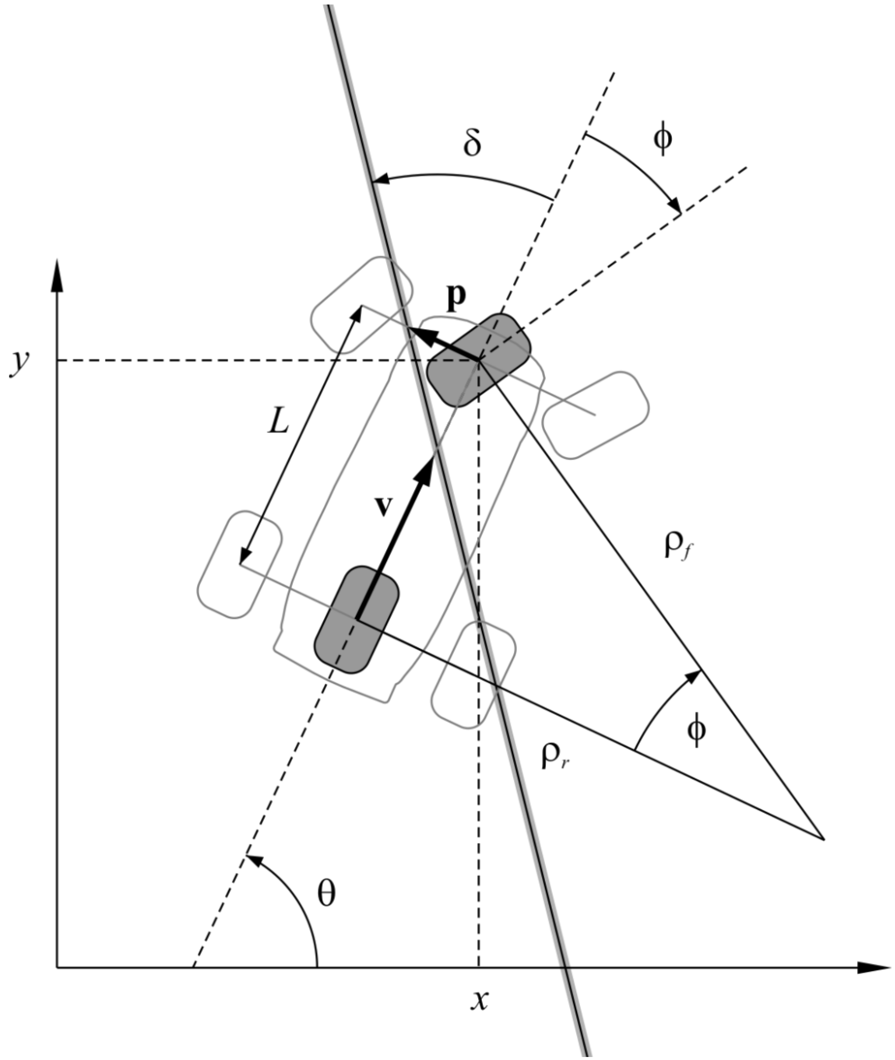
Feltételezések:

- Nem nulla kormányszög
- A vonal ferde

Szuperpozíció nem érvényes!

$$\dot{p} = v \cdot \tan\delta - v \cdot \tan\phi -$$
$$-v \cdot \frac{p}{L} \tan\delta \tan\phi$$

$$\dot{\delta} = -v \frac{\tan\phi}{L}$$



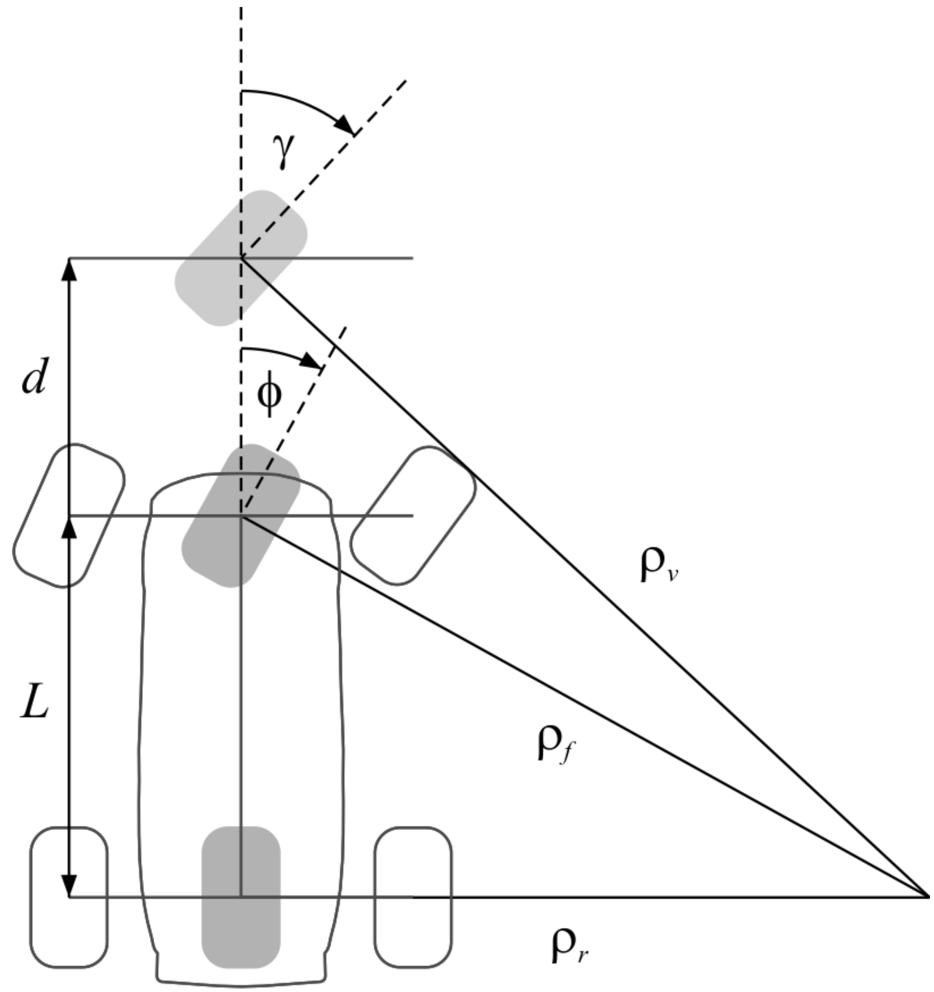
Vonalérzékelő elhelyezésének hatása

$$\tan\gamma = \tan\phi \cdot \frac{L+d}{L}$$

A modellben a módosított paramétereket kell használni:

$$L' = L + d$$

$$\phi' = \gamma$$



Modell linearizálása

- Adott egy nemlináris modell
- Lineáris szabályozót szeretnénk tervezni
- Munkaponti linearizálást alkalmazunk

$$f(x_0 + \Delta x) \approx f(x_0) + f'(x_0)\Delta x$$

- Várhatóan $p = 0$ és $\phi = 0$ körül mozgunk majd:

$$\phi = 0 + \Delta\phi = \Delta\phi$$
$$p = 0 + \Delta p = \Delta p$$

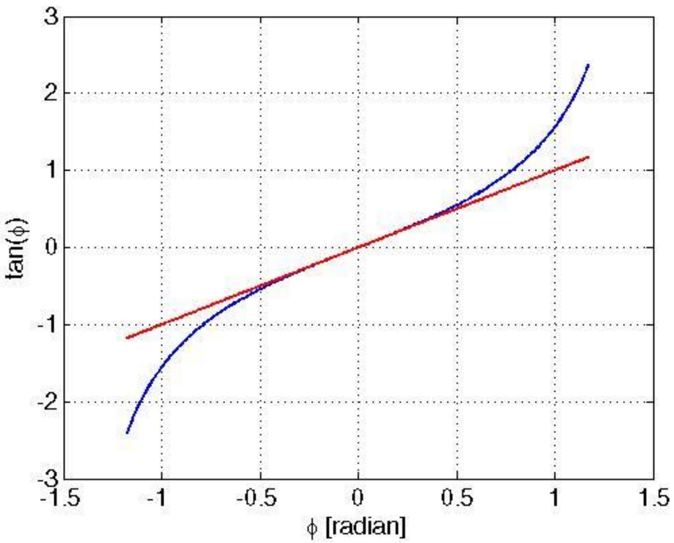
Egyszerű modell linearizálása

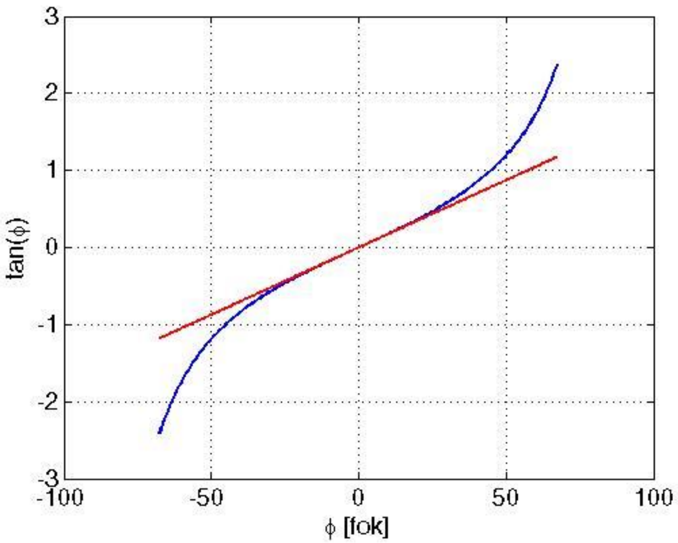
- Az egyszerű modell alakja:

$$\dot{p} = -v \tan \phi$$

- A tangens függvény lineáris közelítése:

$$\tan(0 + \Delta\phi) \approx \tan 0 + \frac{1}{(\cos 0)^2} \Delta\phi = \Delta\phi$$





Egyszerű modell linearizálása

$$\dot{p} = -v \tan \phi$$

$$\frac{d(0 + \Delta p)}{dt} = -v \tan(0 + \Delta\phi)$$

$$\dot{\Delta p} \approx -v\Delta\phi$$

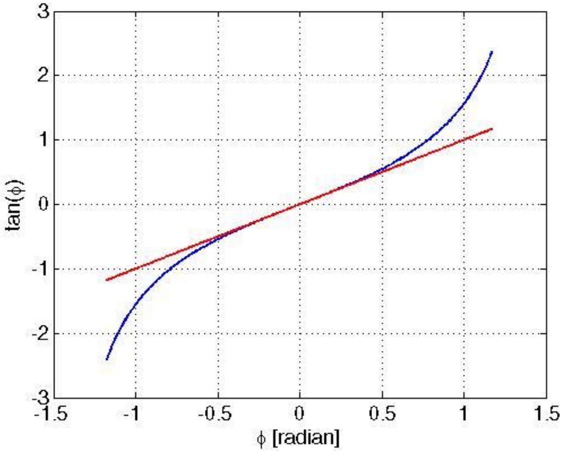
A továbbiakban a Δ jelölést elhagyjuk, mert 0-tól való eltérést nézünk

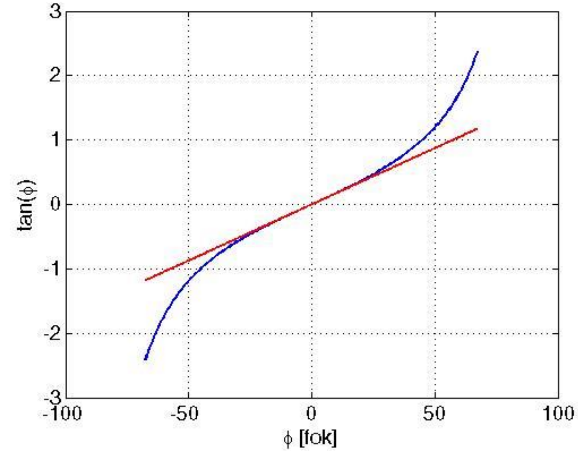
Egyszerű modell linearizálása

$$\dot{p} = -v \tan \phi \quad \rightarrow \quad \dot{p} \approx -v\phi$$

Mennyire jó a $\tan\phi \approx \phi$ közelítés?

- $-20°$ és $20°$ között egészen jó, ez nagyjából a kormányszög korlátja
- Fontos a mértékegység: a szögeket **radiánban** használjuk!



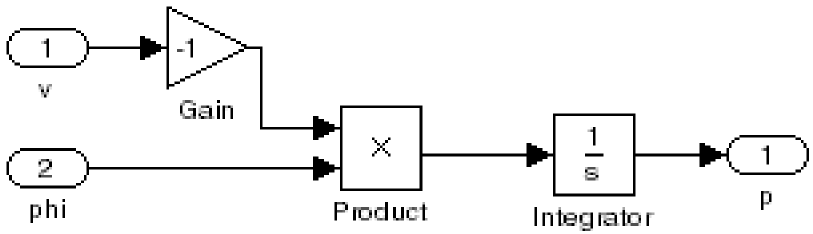


Egyszerű modell linearizálása

Ez egy egyszerű integrátor:

$$\dot{p} = -v\phi$$

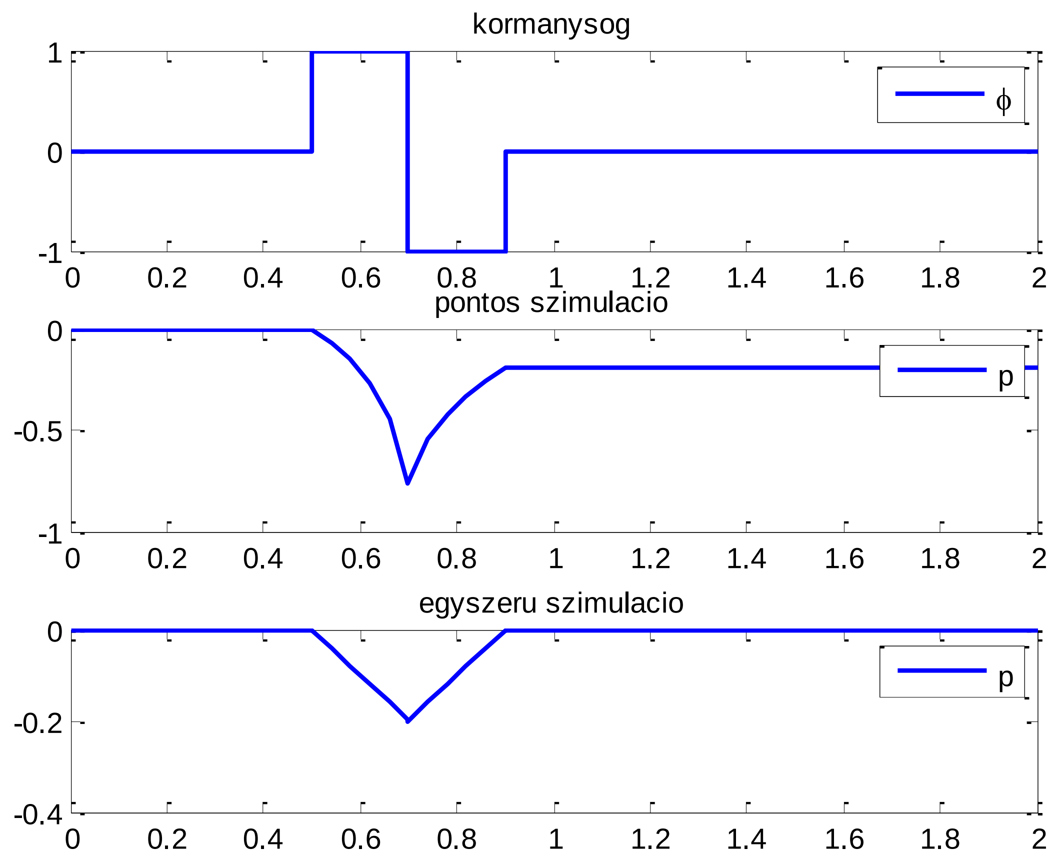
$$P_e(s) = -v\frac{1}{s}\Phi(s)$$



Egyszerű modell linearizálása

$$P_e(s) = -v\frac{1}{s}\Phi(s)$$

Mennyire jó
ez a modell?



Orientációs modell linearizálása

- Az orientációs modell alakja:

$$\dot{\delta} = -\frac{v}{L}\tan\phi$$

$$\dot{p} = v\left(\tan\delta - \tan\phi - \frac{p}{L}\tan\delta\tan\phi\right)$$

- Linearizálva $\delta = \phi = p = 0$ körül:

$$\dot{\Delta\delta} = -\frac{v}{L}\Delta\phi$$

$$\dot{\Delta p} = v\left(\Delta\delta - \Delta\phi - \frac{p}{L}(\Delta\delta)(\Delta\phi)\right) \approx v(\Delta\delta - \Delta\phi)$$

- A Δ jelölést elhagyjuk:

$$\dot{\delta} = -\frac{v}{L}\phi, \qquad \dot{p} = v(\delta - \phi)$$

Orientációs modell linearizálása

$$\dot{\delta} = -\frac{v}{L}\phi \qquad \dot{p} = v(\delta - \phi)$$

- Állapotteres leírás (p a kimenet):

$$x = [\delta \quad p]^T$$

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ v & 0 \end{bmatrix}}_{A} x + \underbrace{\begin{bmatrix} -v/L \\ -v \end{bmatrix}}_{B} \phi$$

$$y = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C} x$$

- Átviteli függvény:

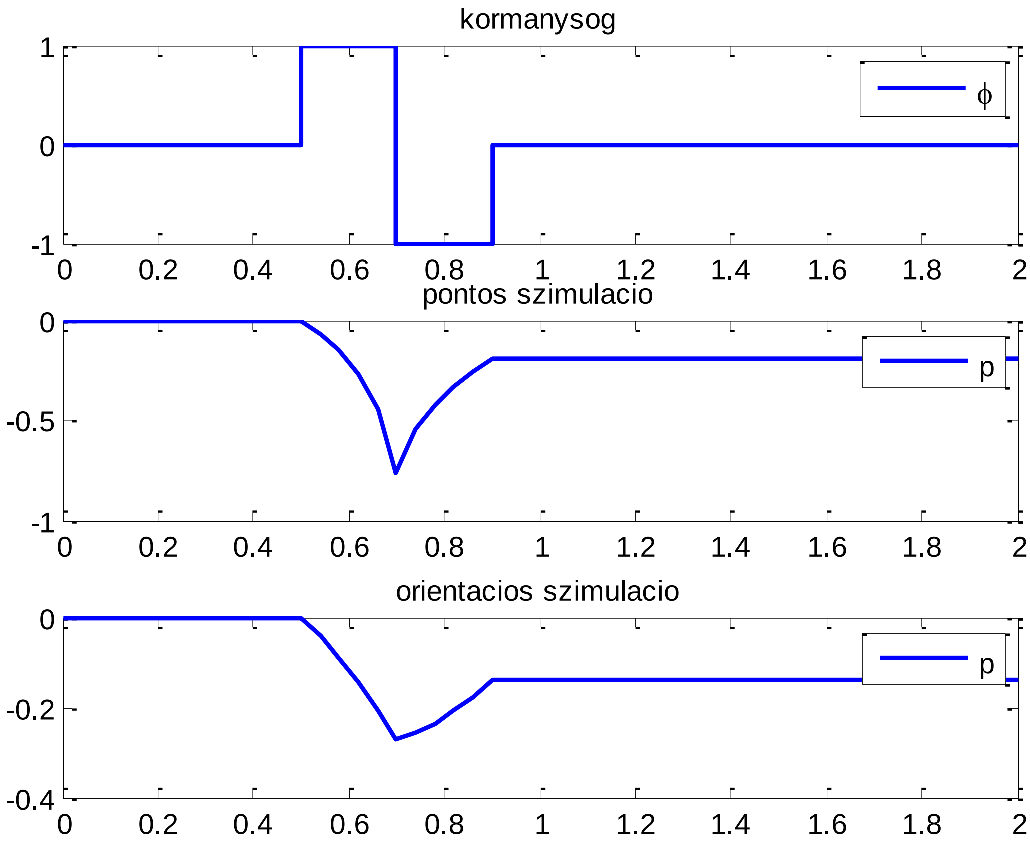
$$P_o(s) = C(sI - A)^{-1}B = -\frac{vs + \frac{v^2}{L}}{s^2}$$

Fontos: Csak ϕ a bemenet, v-t rendszerparaméternek tekintjük!

Orientációs modell linearizálása

$$P_o(s) = -\frac{vs + v^2/L}{s^2}$$

Mennyire jó
ez a modell?



Modell kiválasztása

- Láttuk, hogy a kifinomultabb modellel érdemes dolgozni, sokat hoz a konyhára
- Innen kezdve az **orientációs modellhez tervezzük** a szabályozókat
- A szabályozótervezésnél a **linearizált modellt** használjuk
- A verifikációt a **nemlineáris modellen** végezzük el

A modellben elhanyagolt valós hatások

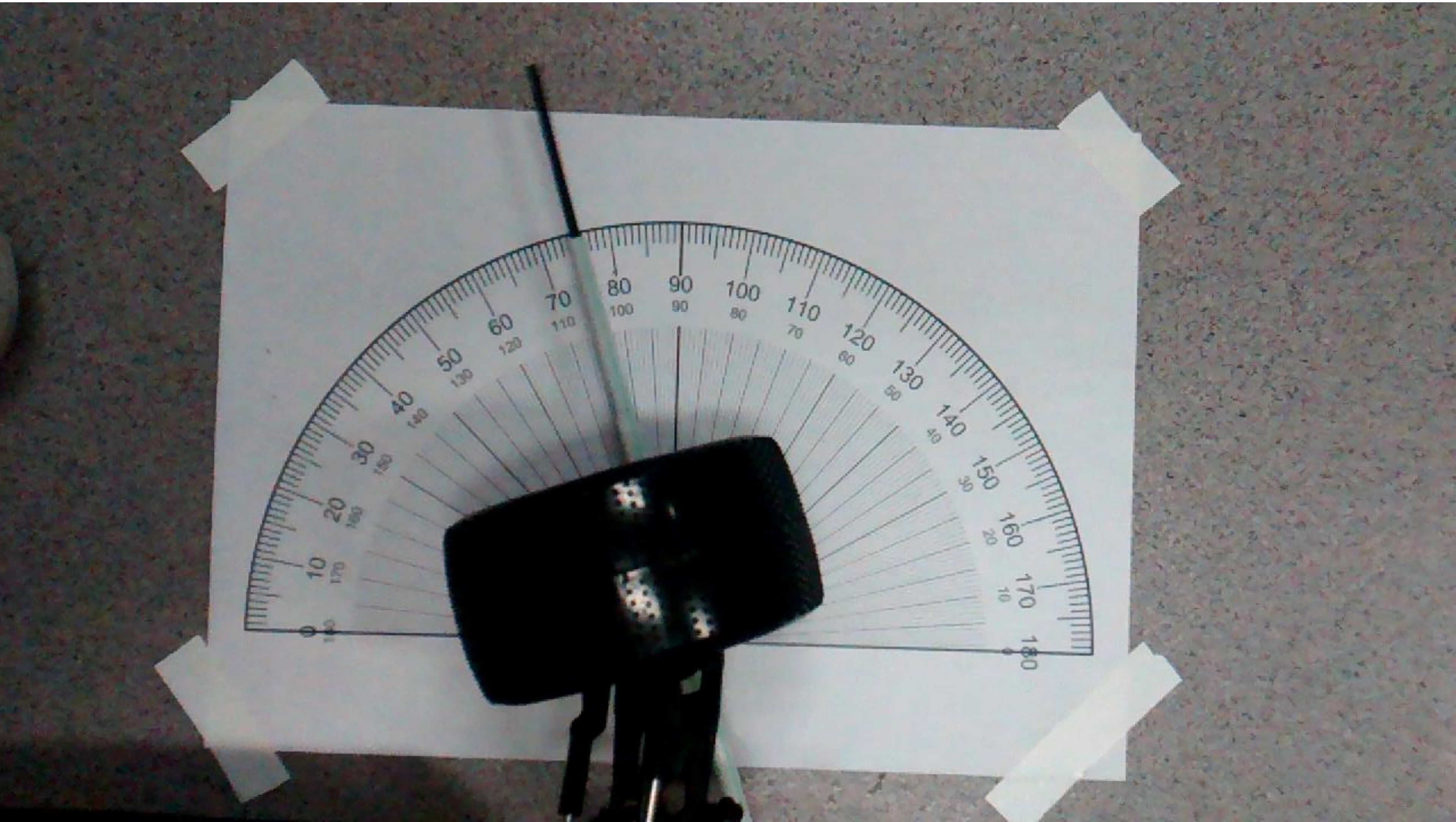
- **Kormányszervó késleltetése**
- **Vonalérzékelő kvantálása**
- Vonalérzékelő szélessége
- A vonal nem mindig egyenes

Kormányszervó késleltetése

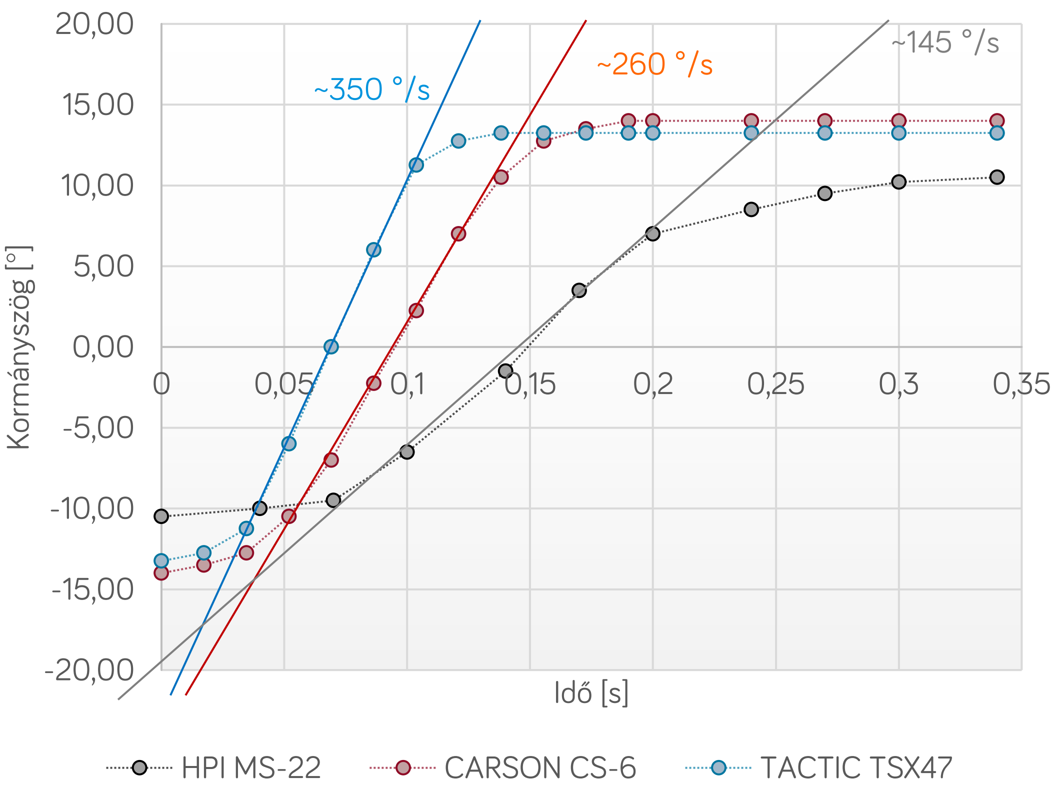
- Modellszervók fontos katalógusadatai:
  - Analóg vagy digitális
  - Műanyag vagy fémfogaskerekes
  - Beállási idő $[sec/60°]$
  - Nyomaték $[kg \cdot cm]$

  Tápfeszültség-függő adatok!
- Az autóban lévő gyári szervó: HPI MS-22
  - Analóg, műanyag fogaskerekes (műszaki adatok nem elérhetők)
- Néhány másik típus:
  - Carson CS-6 (Digitális, fém fogaskerekes)
    - $0.2\ s/60°$, $6\ kgcm$ (6V-os tápfeszültségnél)
  - Tactic TSX47 (Digitális, fém fogaskerekes)
    - $0.16\ s/60°$, $9.5\ kgcm$ (6V-os tápfeszültségnél)
  - SRT BH922S (Digitális, fém fogaskerekes)
    - $0.08\ s/60°$, $17\ kgcm$ (6V-os tápfeszültségnél)

Kormányszervó késleltetése



Kormányszervó késleltetése



Maximális meredekségből számolt beállási idő:

- HPI MS-22: $0.41\ s/60°$ (5V)
- Carson CS-6: $0.23\ s/60°$ (6V)
- Tactic TSX47: $0.17\ s/60°$ (6V)

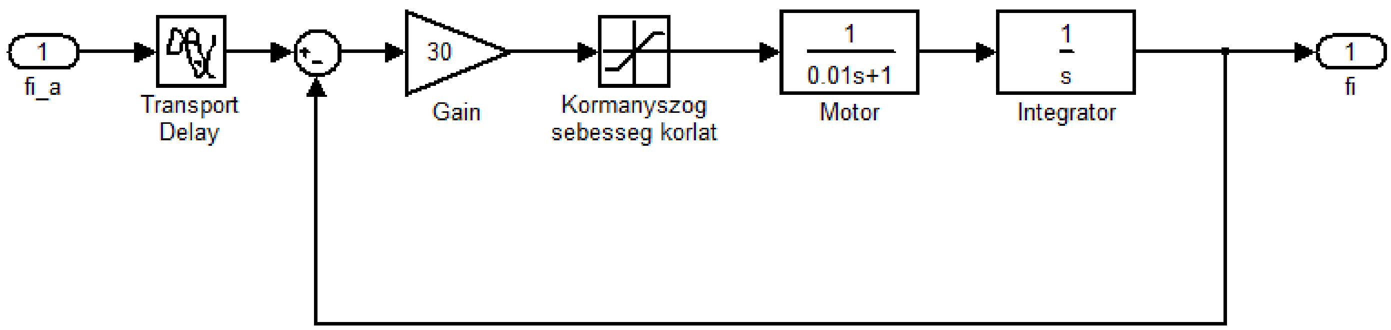
A katalógusadatoktól való eltérések előfordulhatnak:

- Terhelés
- Kormányrudazat áttétele (nem a szervó, hanem a kerék szögét mértük)

A tényleges beállási idő ebből még nem adódik közvetlenül!

- Gyorsuló és lassuló szakaszokat figyelembe kell venni

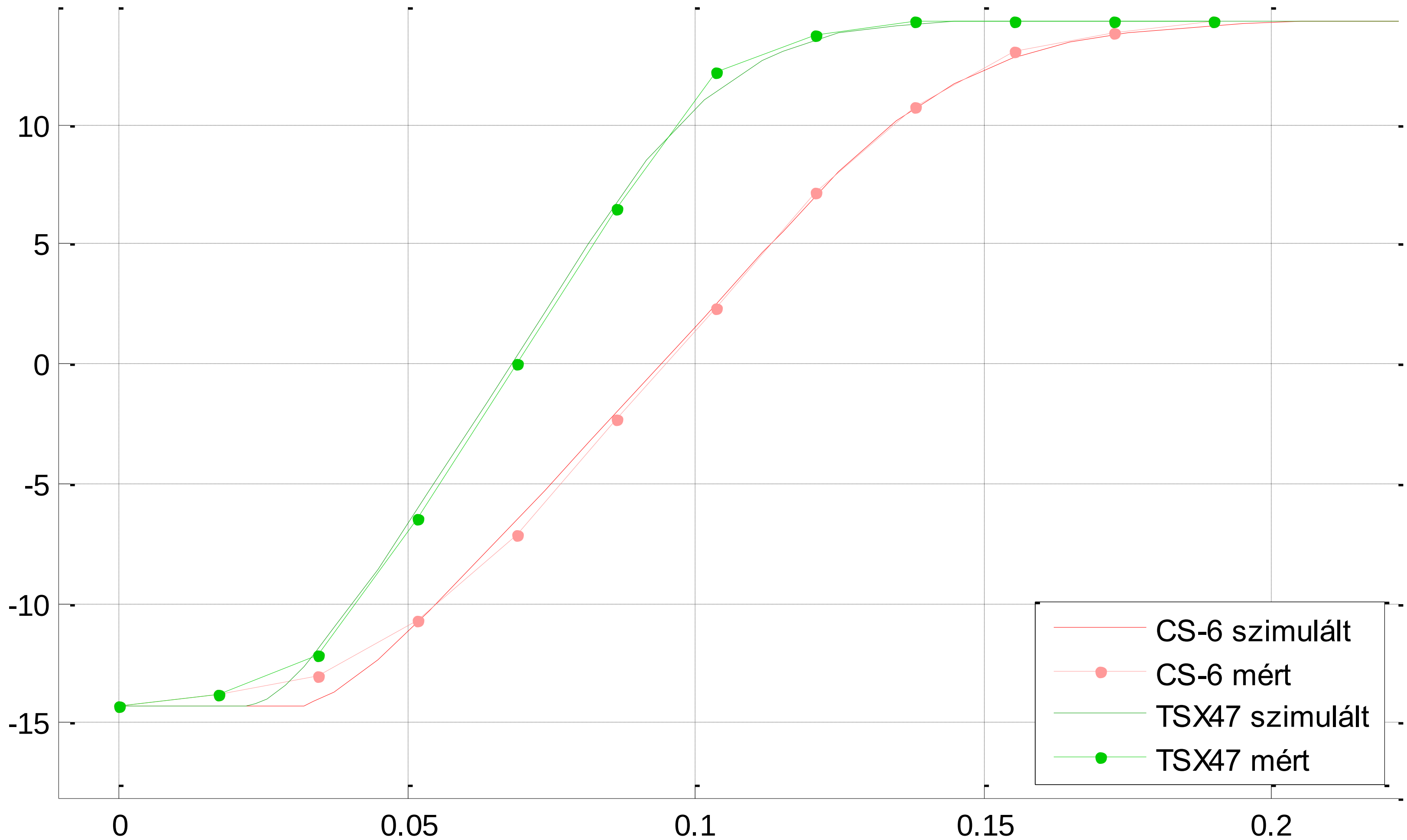
Kormányszervó modellezése



Egyszerű pozíciószabályozott DC motor

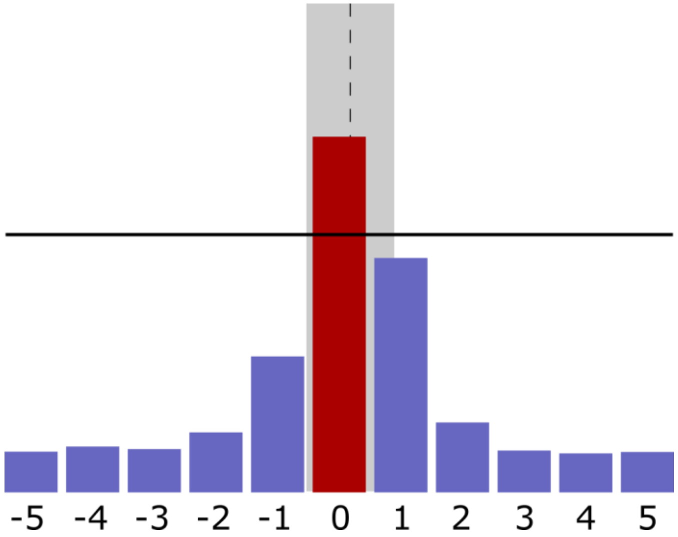
- **DC motor+áttétel modellje:** Egytárolós tag (feszültség bemenet, szögsebesség kimenet)
- **Integrátor:** Szögsebességből szög lesz
- **Szabályozó:** Viszonylag nagy erősítésű arányos tag
- **Telítés:** Nagyobb pozícióhibák esetén a sebesség „kikoppan” a maximumon
- **Holtidő:** A kezdeti lassú indulás modellezésére

Kormányszervó modellezése

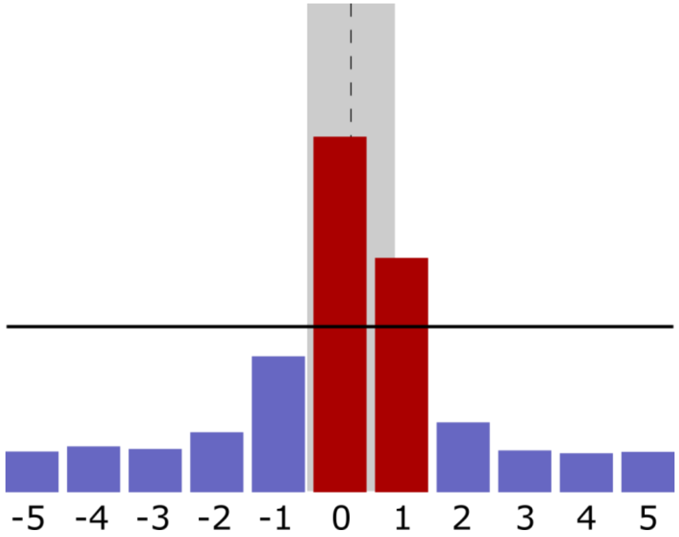


Hogyan érdemes vonalpozíciót mérni?

1. Küszöbözés, küszöb feletti jelű szenzorok pozíciójának átlaga



$$p = 0$$



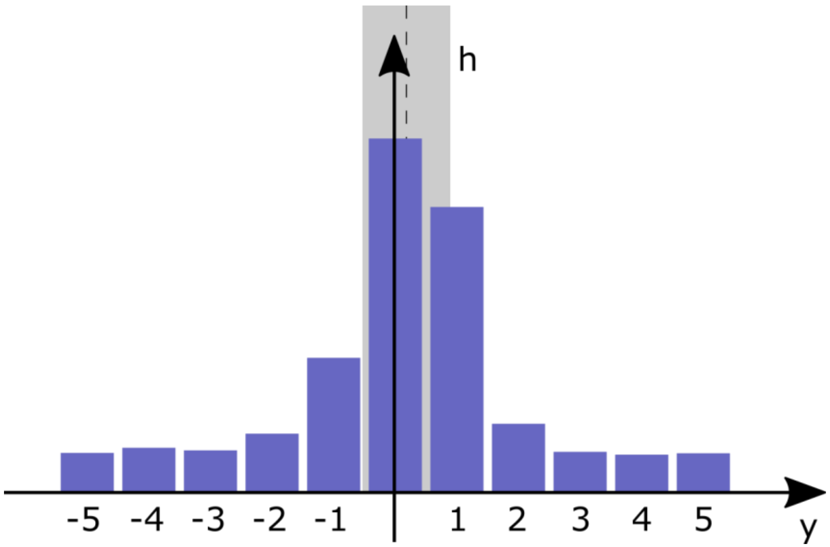
$$p = 0.5$$

Küszöbértéktől függ, erősen kvantált

Hogyan érdemes vonalpozíciót mérni?

2. Analóg értékekkel súlyozott pozícióátlag

$$p = \frac{\sum_{i=1}^{n} y_i h_i}{\sum_{i=1}^{n} h_i}$$



$$p = 0.092$$

- Független a küszöbözéstől
- Sokkal finomabb felbontást kapunk

Arányos szabályozás

A beavatkozó jel a hiba konstansszorosa:

$$C(s) = k_p$$

Ehhez a szabályozáshoz tartozó zárt kör:

$$H_A(s) = -\frac{k_p v\left(s + \frac{v}{L}\right)}{s^2 - k_p v s - \frac{k_p v^2}{L}}$$

Arányos szabályozás

Stabilitásvizsgálat:

- Karakterisztikus egyenlet:

$$s^2 - k_p v s - \frac{k_p v^2}{L} = 0$$

- Pólusok:

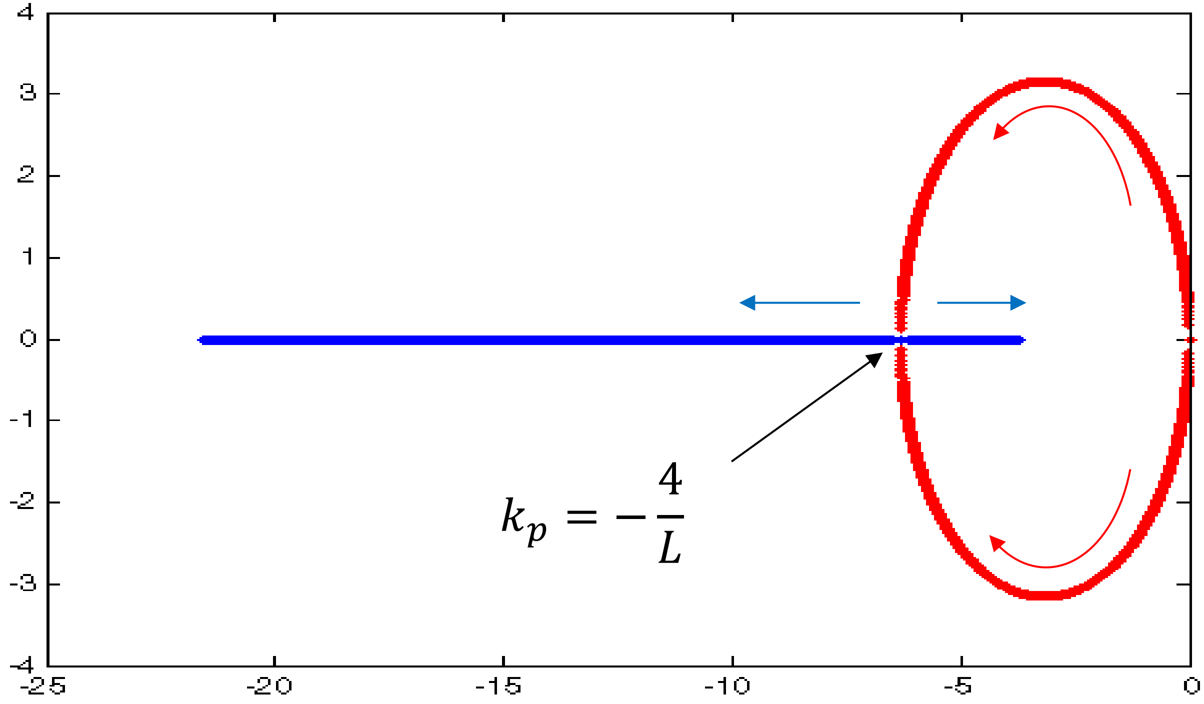
$$s_{1,2} = \frac{k_p v \pm \sqrt{k_p^2\, v^2 + 4\frac{k_p v^2}{L}}}{2}$$

- Ha $k_p > 0$, akkor a rendszer instabil (pozitív valós pólus)
- Ha $k_p < 0$, akkor a rendszer stabil:

$$k_p^2 v^2 + 4\frac{k_p v^2}{L} < 0 \quad \rightarrow \quad k_p\left(k_p + \frac{4}{L}\right) < 0$$

  - Ha $k_p < -\frac{4}{L}$, akkor negatív valós pólusok
  - Ha $-\frac{4}{L} < k_p < 0$, akkor komplex póluspár (oszcilláló tranziens)

Arányos szabályozás

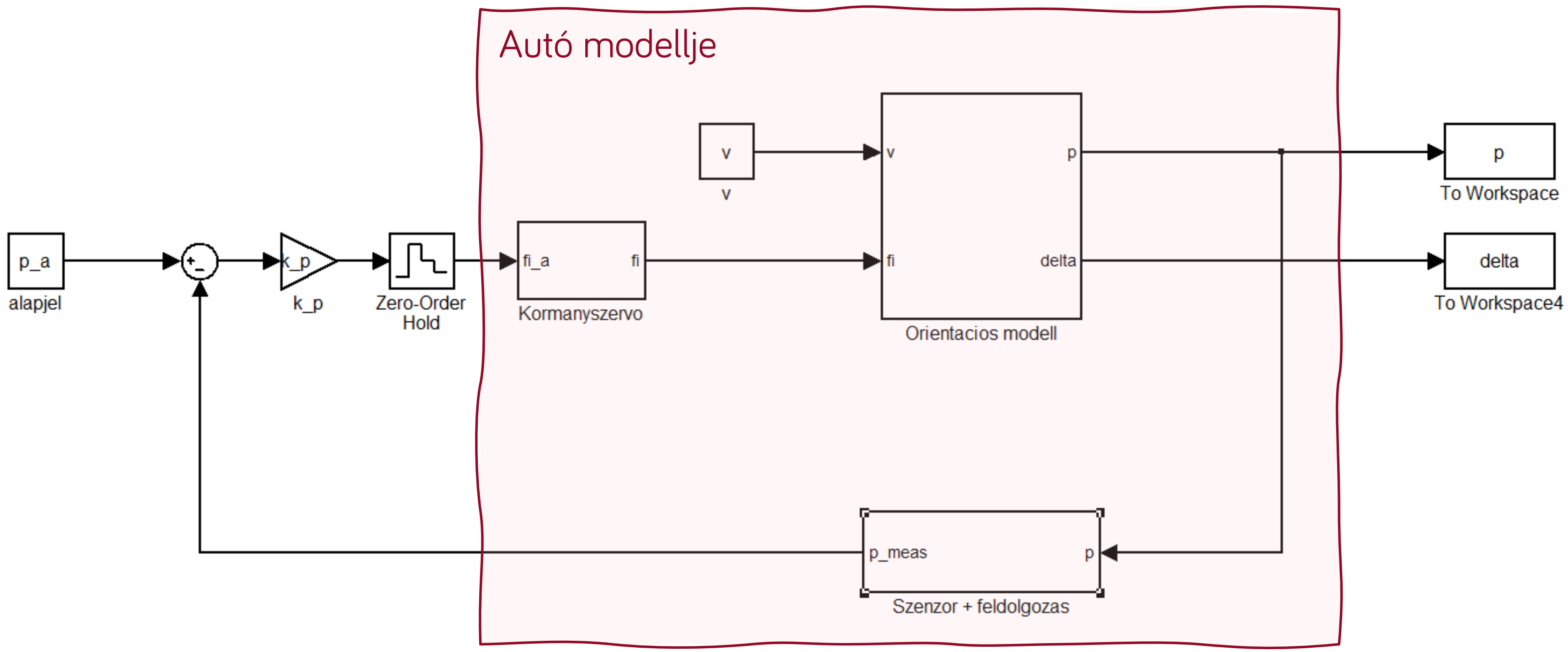


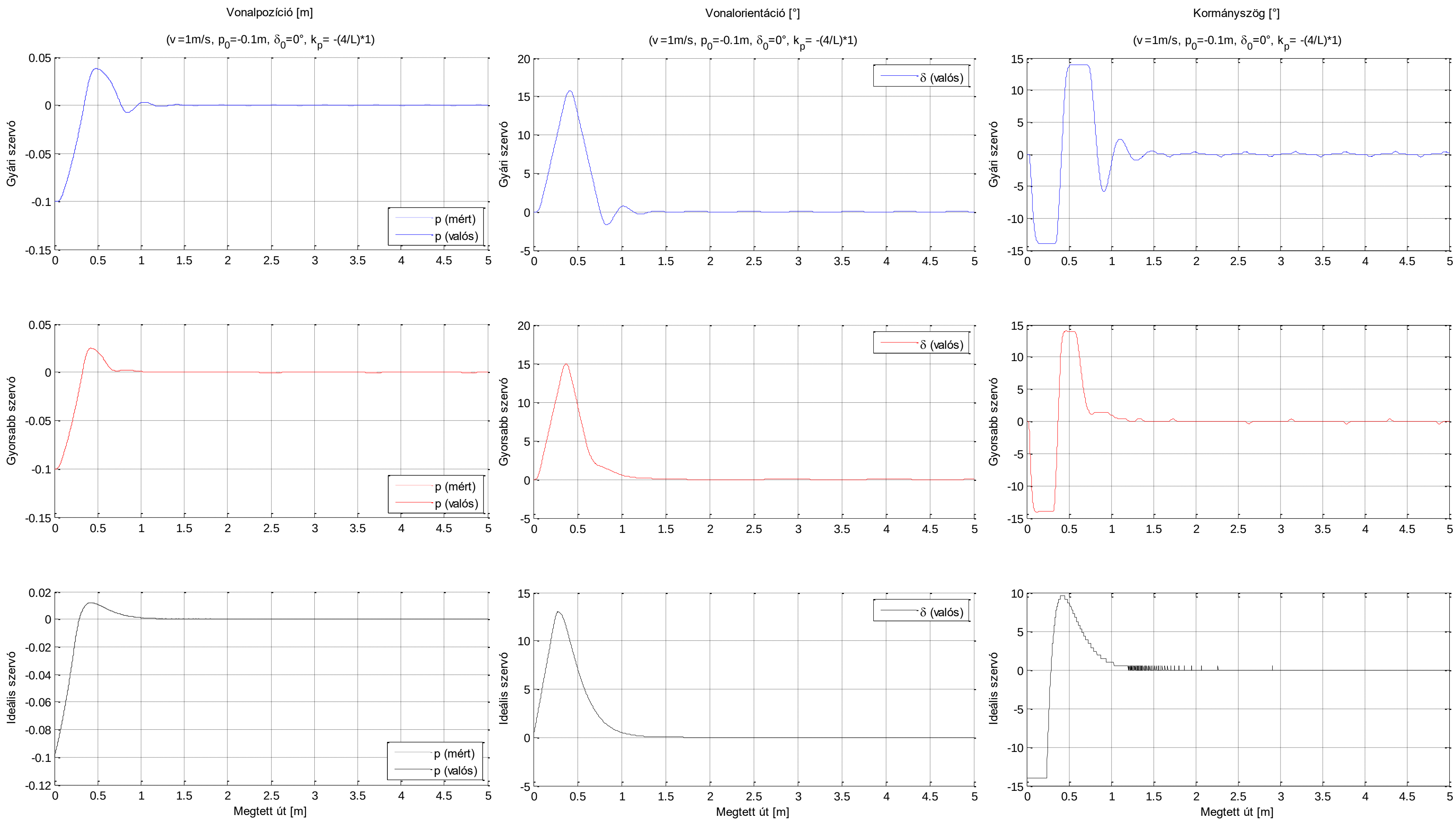
Arányos szabályozás

$$H_A(s) = -\frac{k_p v \left(s + \frac{v}{L}\right)}{s^2 - k_p v s - \frac{k_p v^2}{L}}$$

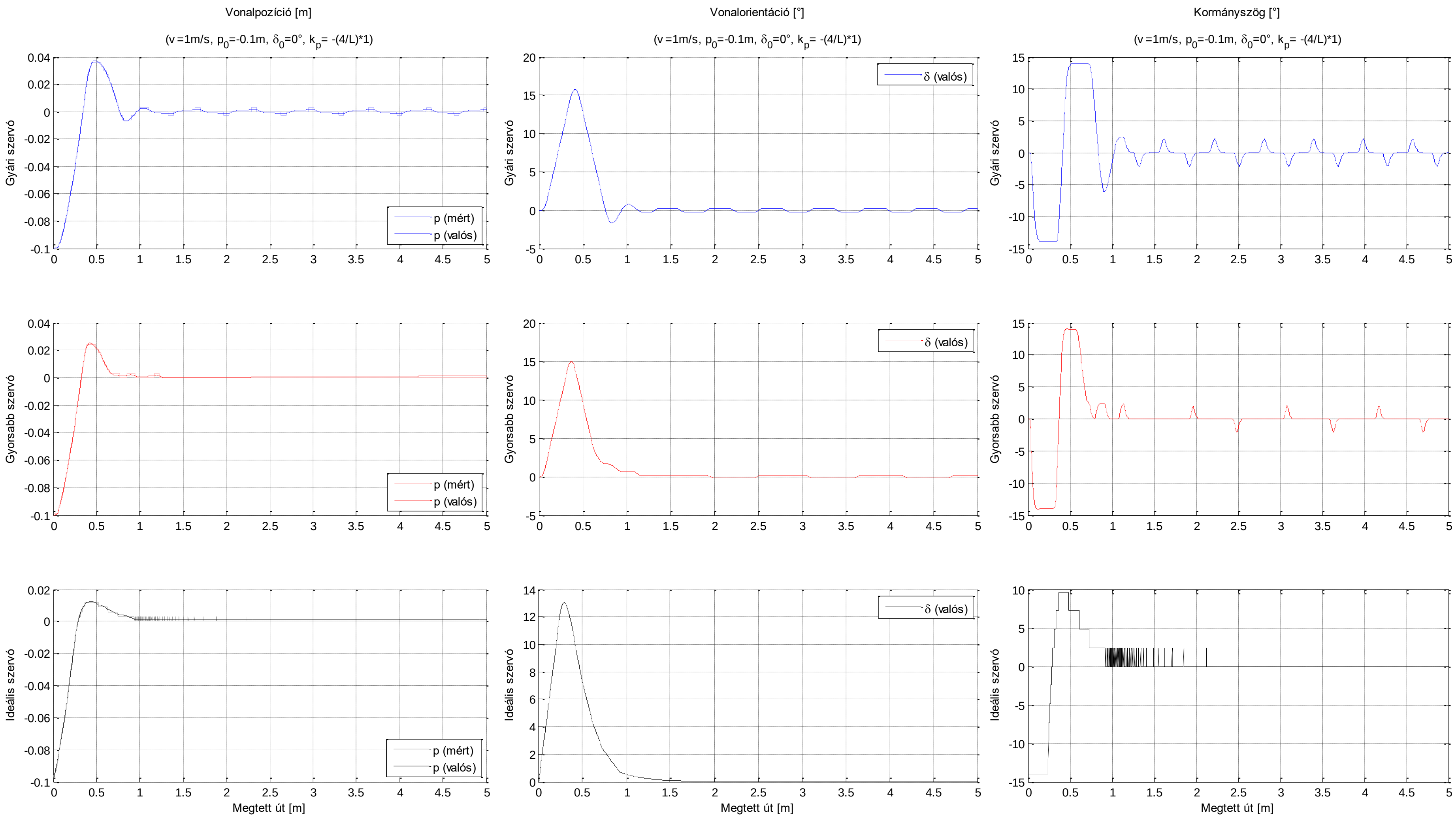
- Statikus átvitel ($s = 0$): mindig 1
- Telítéskezelés egyszerű
- Viszonylag nagy túllendülés

Arányos szabályozás

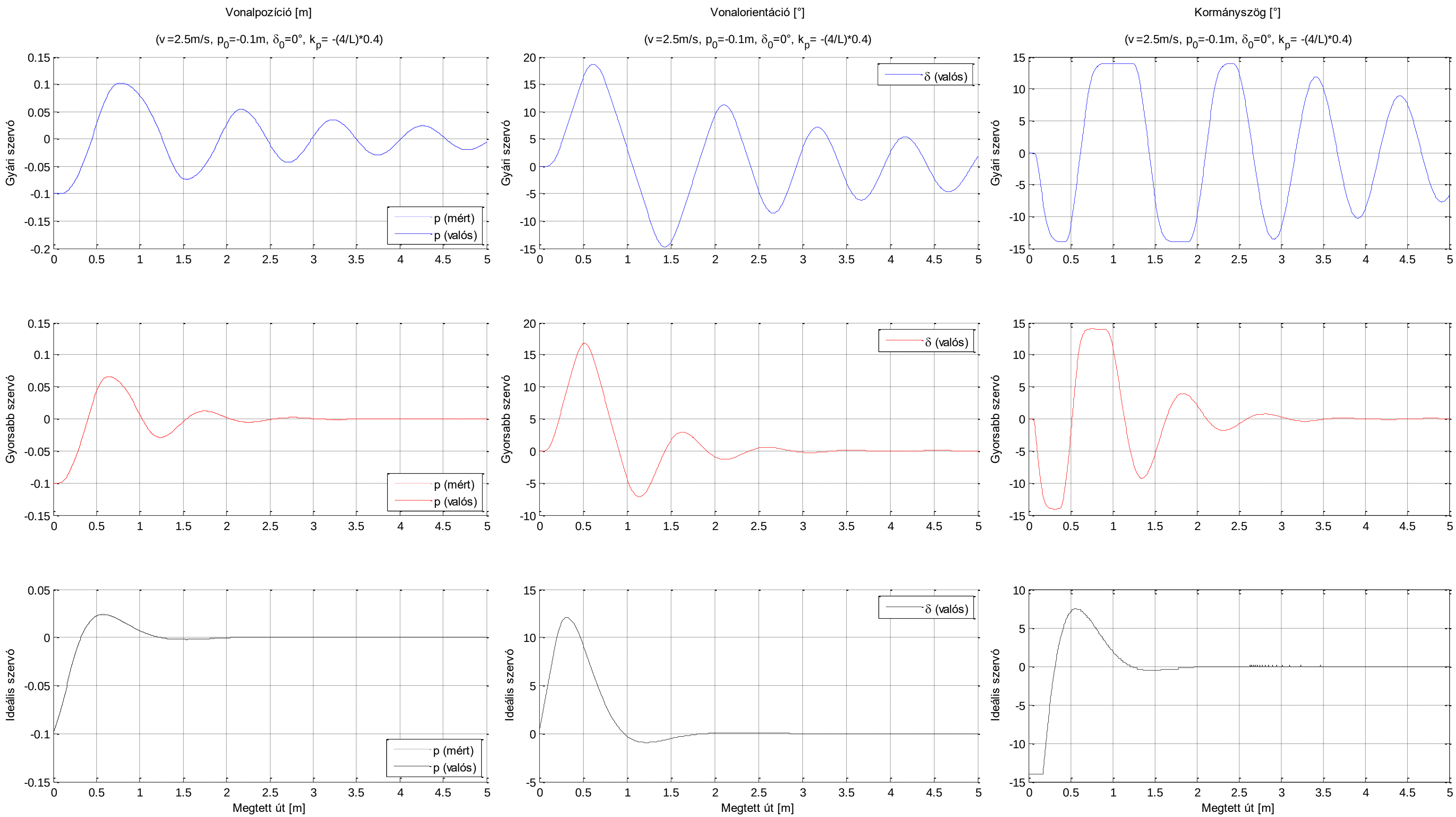




$$p_0 = -0.1m, \qquad \delta_0 = 0°, \qquad v = 1\,{}^{\mathrm{m}}/_{\mathrm{s}}, \qquad k_p = -\frac{4}{Lv}$$



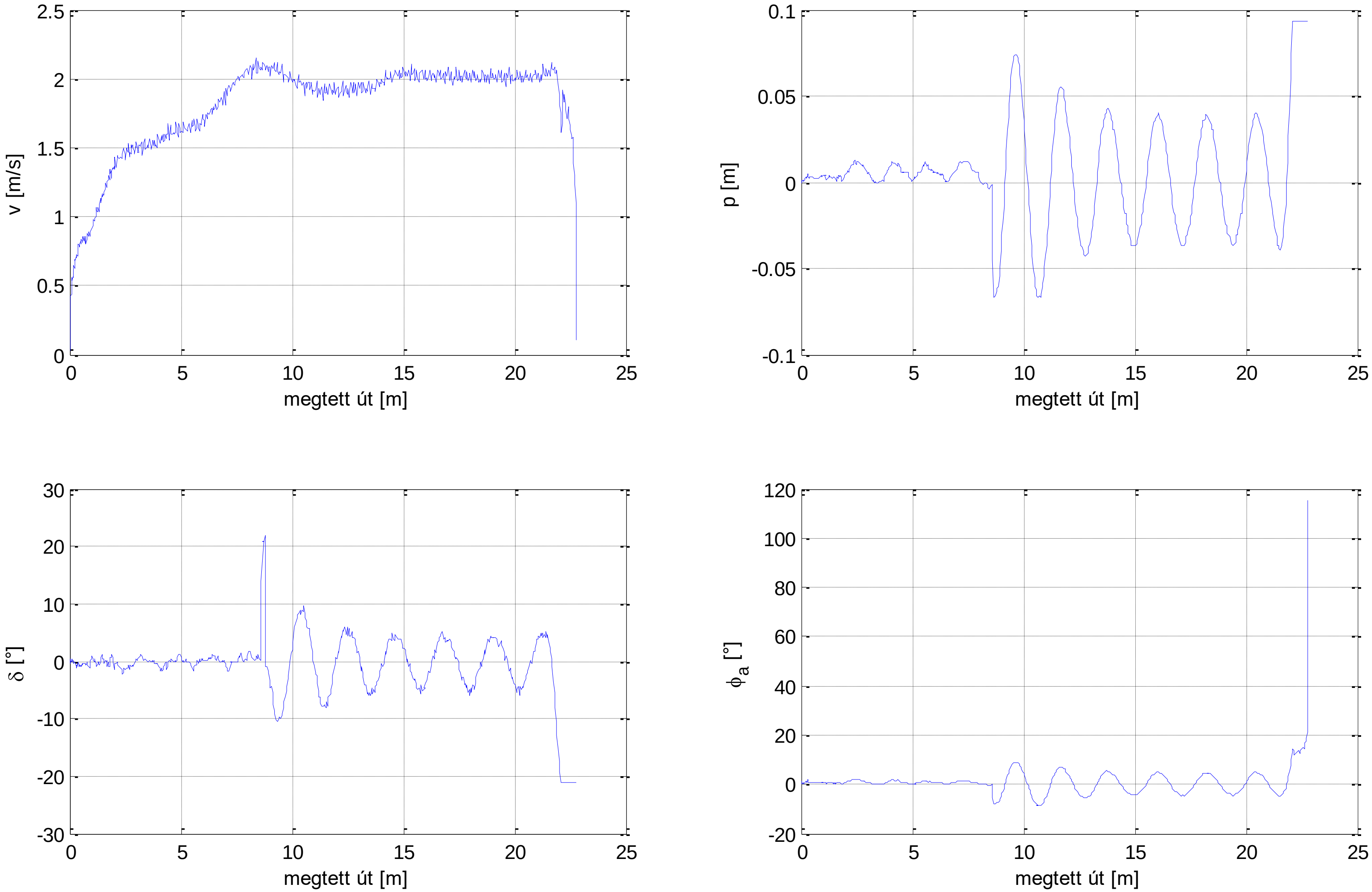
Ugyanaz, csak kvantáltabb vonalérzékeléssel



$$p_0 = -0.1m, \qquad \delta_0 = 0°, \qquad v = 2.5\,{}^{\mathrm{m}}/_{\mathrm{s}}, \qquad k_p = -\frac{4}{Lv}$$

Arányos szabályozás

Valós mérési adatok



Állapotvisszacsatolás

- Állapotteres leírás:

$$x = [\delta \quad p]^T$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ v & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} -v/L \\ -v \end{bmatrix} \phi$$

- Képezzük a beavatkozó jelet az állapotokból

$$u[k] = 0 - k_\delta \delta - k_p p$$

- Az így visszacsatolt rendszer állapotmátrixai (folytonos idő)

$$A_k = \begin{bmatrix} \frac{k_\delta v}{L} & \frac{k_p v}{L} \\ v(1 + k_\delta) & v k_p \end{bmatrix}, \quad B_k = \begin{bmatrix} -v/L \\ -v \end{bmatrix}, \quad C_k = [0 \quad 1]$$

Állapotvisszacsatolás

- A zárt kör átvitele:

$$H_k(s) = -k_p \frac{vs + \frac{v^2}{L}}{s^2 + s\left(-\frac{k_\delta v}{L} - vk_p\right) - \frac{v^2}{L}k_p}$$

- Az eredeti szakasz átvitele:

$$P_o(s) = -\frac{vs + \frac{v^2}{L}}{s^2}$$

- A számláló nem változik, tehát a visszacsatolással olyan pólusáthelyezés érhető el, amit szeretnénk

$$k_p = -\frac{L}{v^2}s_1 s_2, \qquad k_\delta = \frac{L}{v}\left((s_1 + s_2) - vk_p\right)$$

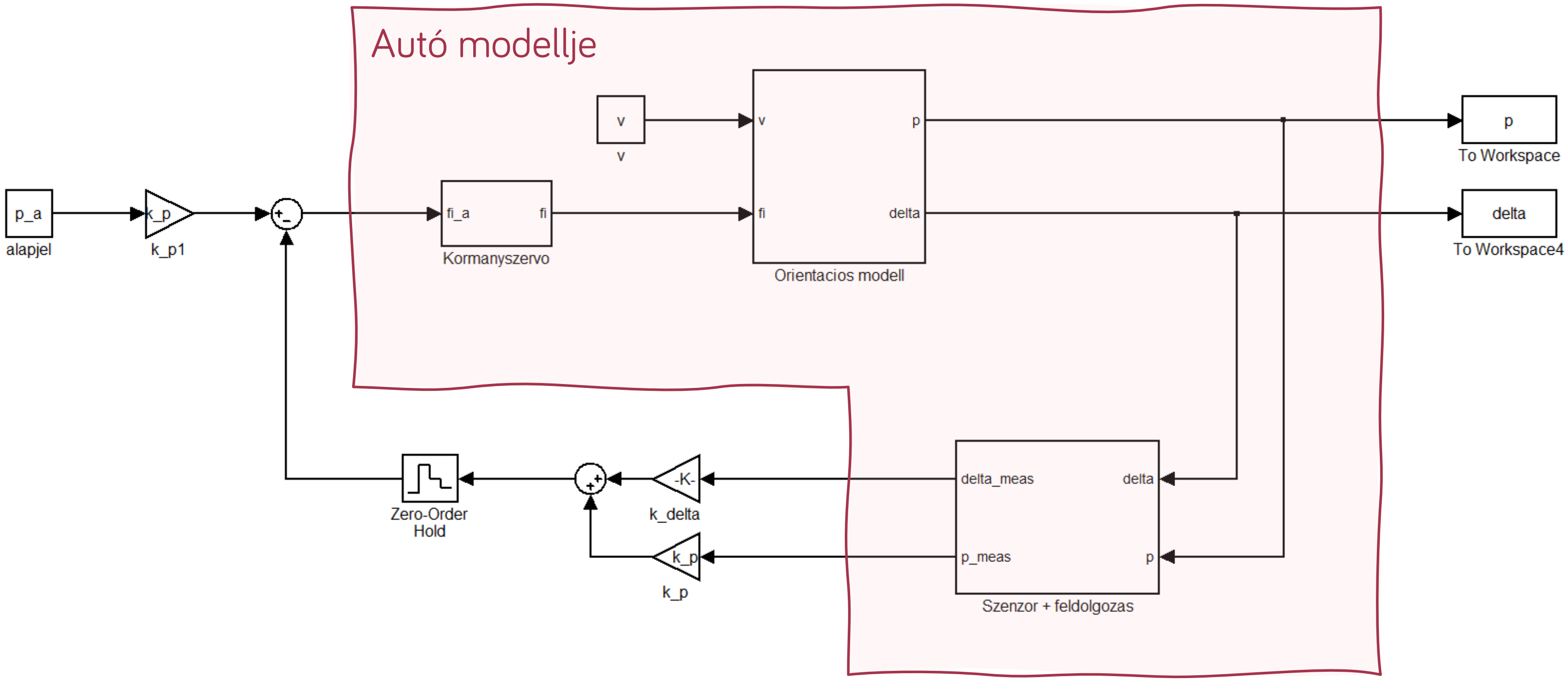
Állapotvisszacsatolás

$$H_k(s) = -k_p \frac{vs + \frac{v^2}{L}}{s^2 + s\left(-\frac{k_\delta v}{L} - vk_p\right) - \frac{v^2}{L}k_p}$$

- Statikus átvitel: $g_\infty = 1$, sebességtől függetlenül
- Negatív visszacsatoló k_δ és k_p értékek esetén mindig stabil a zárt kör, sebességtől függetlenül

Állapotvisszacsatolás

- $u[k] = -k_\delta \delta - k_p p$
- (Az alapjel nulla)
- Telítéskezelés könnyű
- Mérni kell mind p, mind δ értékét



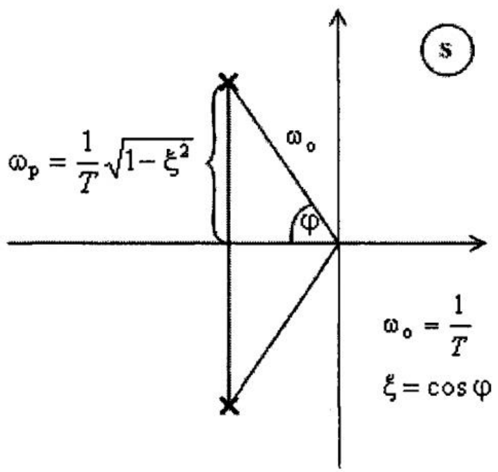
Állapotvisszacsatolás

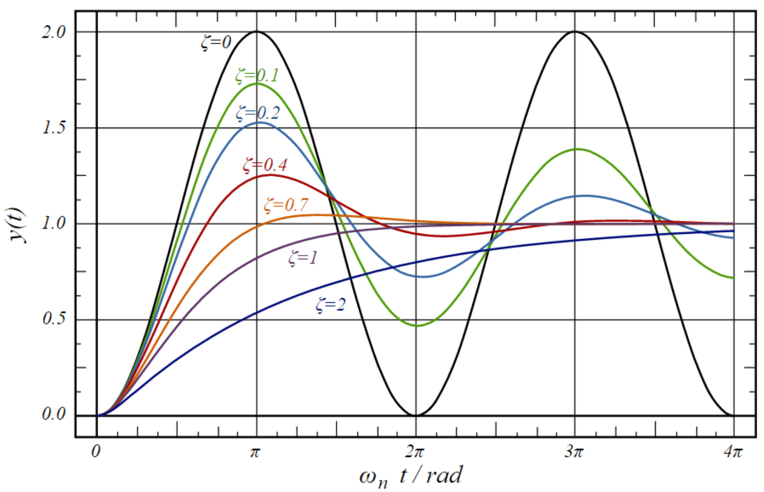
- Hogyan válasszuk meg a pólusokat?
  - > ξ : csillapítási tényező
  - > T : időállandó
  - > $\omega_0 = 1/T$: sajátfrekvencia
  - > 5%-os beállási idő:

$$t_{5\%} \approx \frac{3T}{\xi}$$

  - > 5%-os beállási út:

$$d_{5\%} = v \cdot t_{5\%}$$





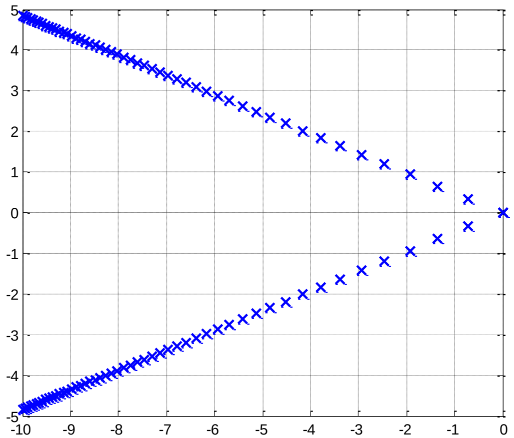
Állapotvisszacsatolás

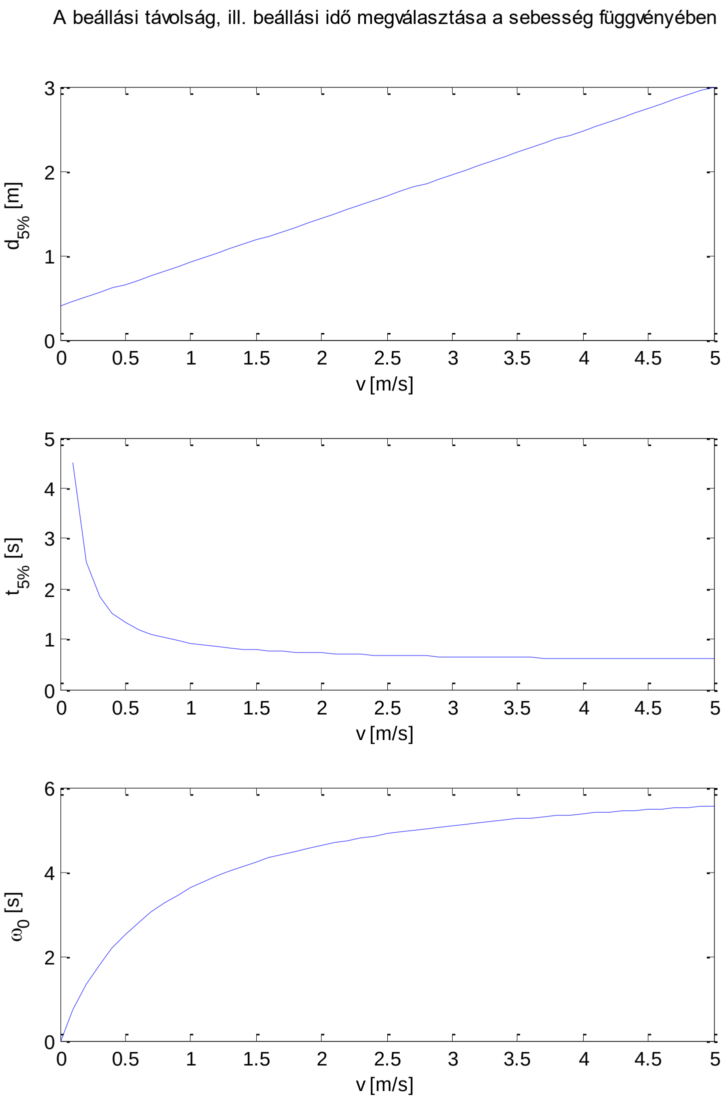
- Javasolt méretezési stratégia:

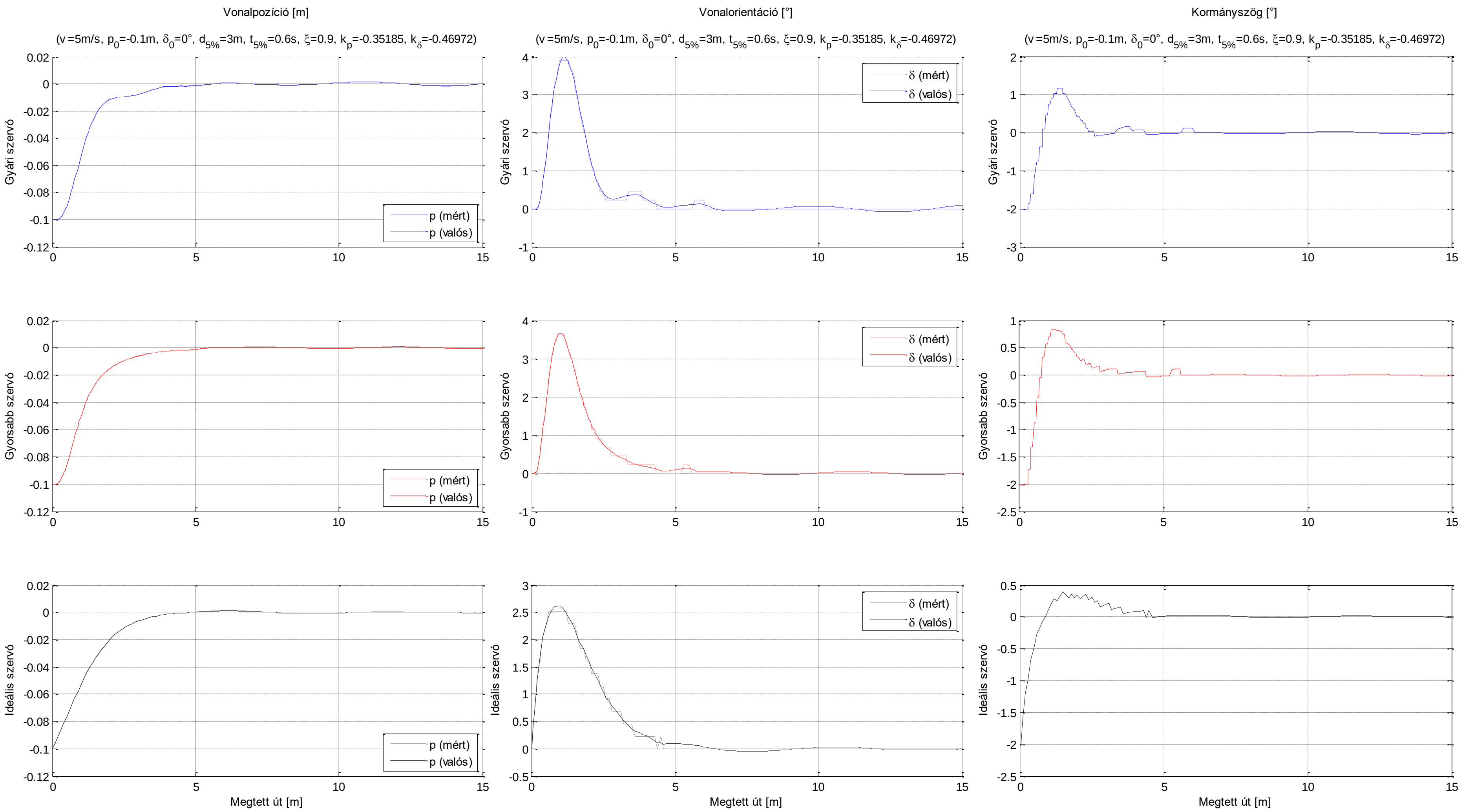
$$\xi, d_{5\%} \rightarrow t_{5\%} \rightarrow T \rightarrow s_1, s_2$$

- Érdemes a beállási úthosszt is sebességfüggővé tenni:

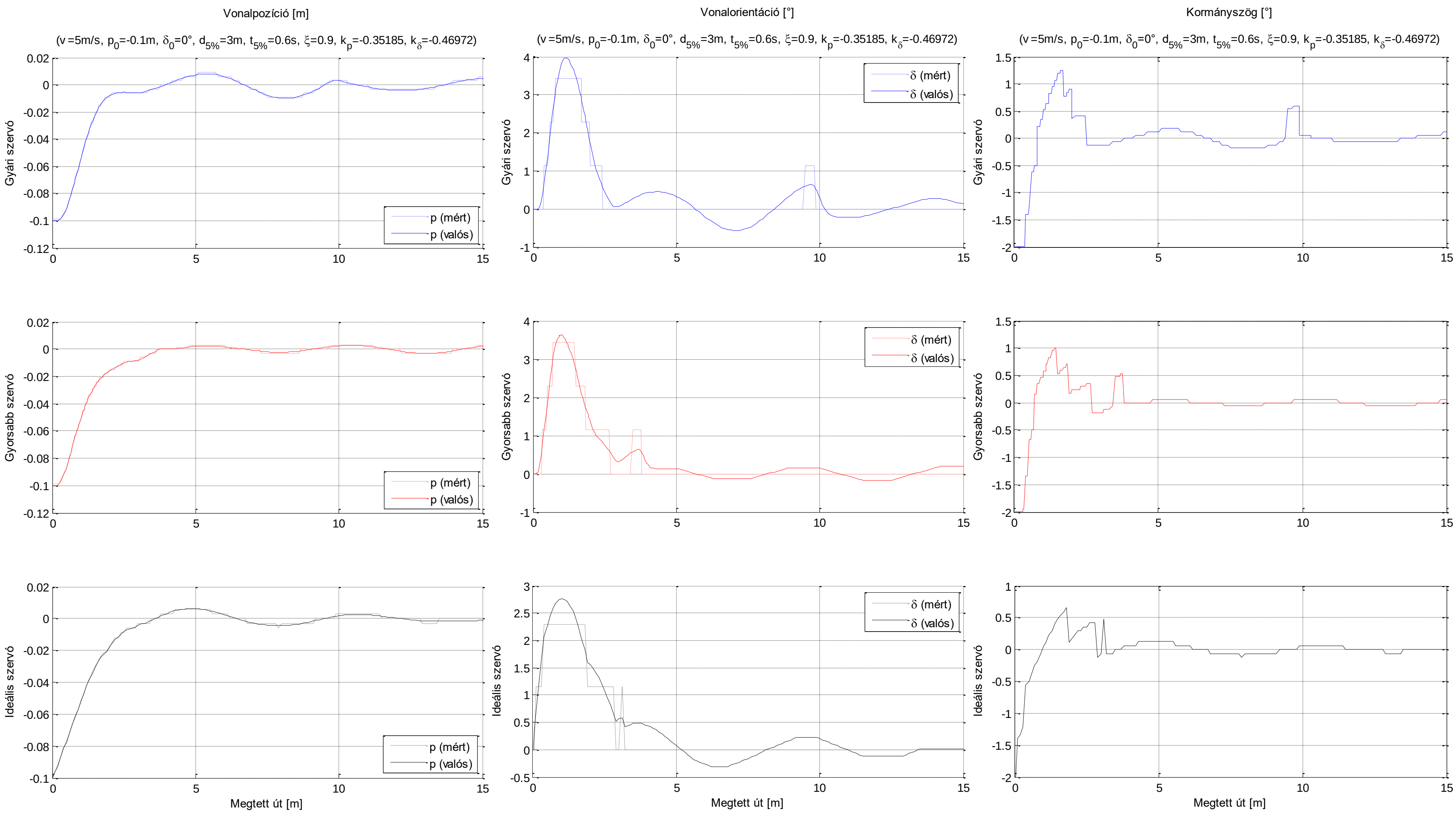
$$d_{5\%}(v)$$



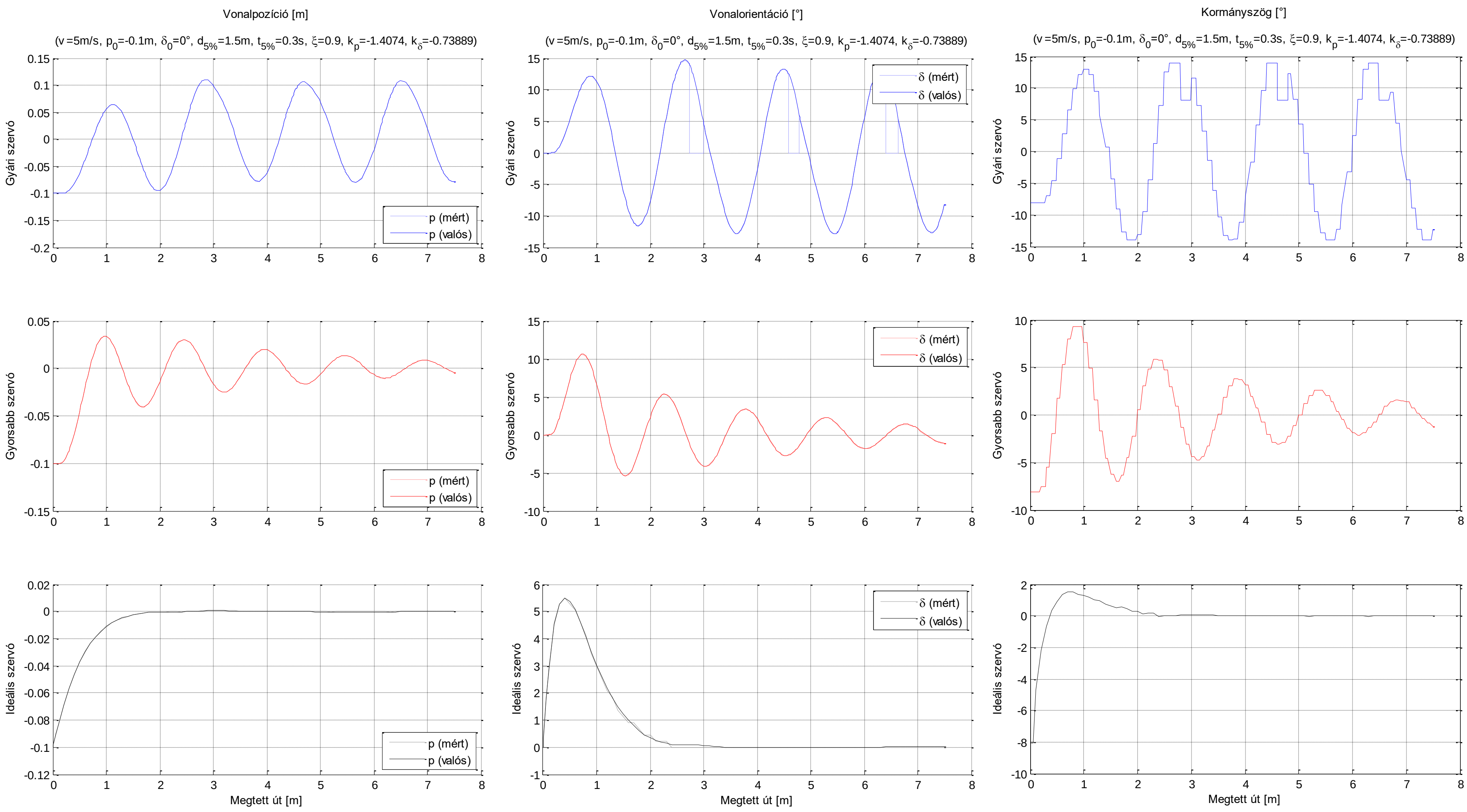




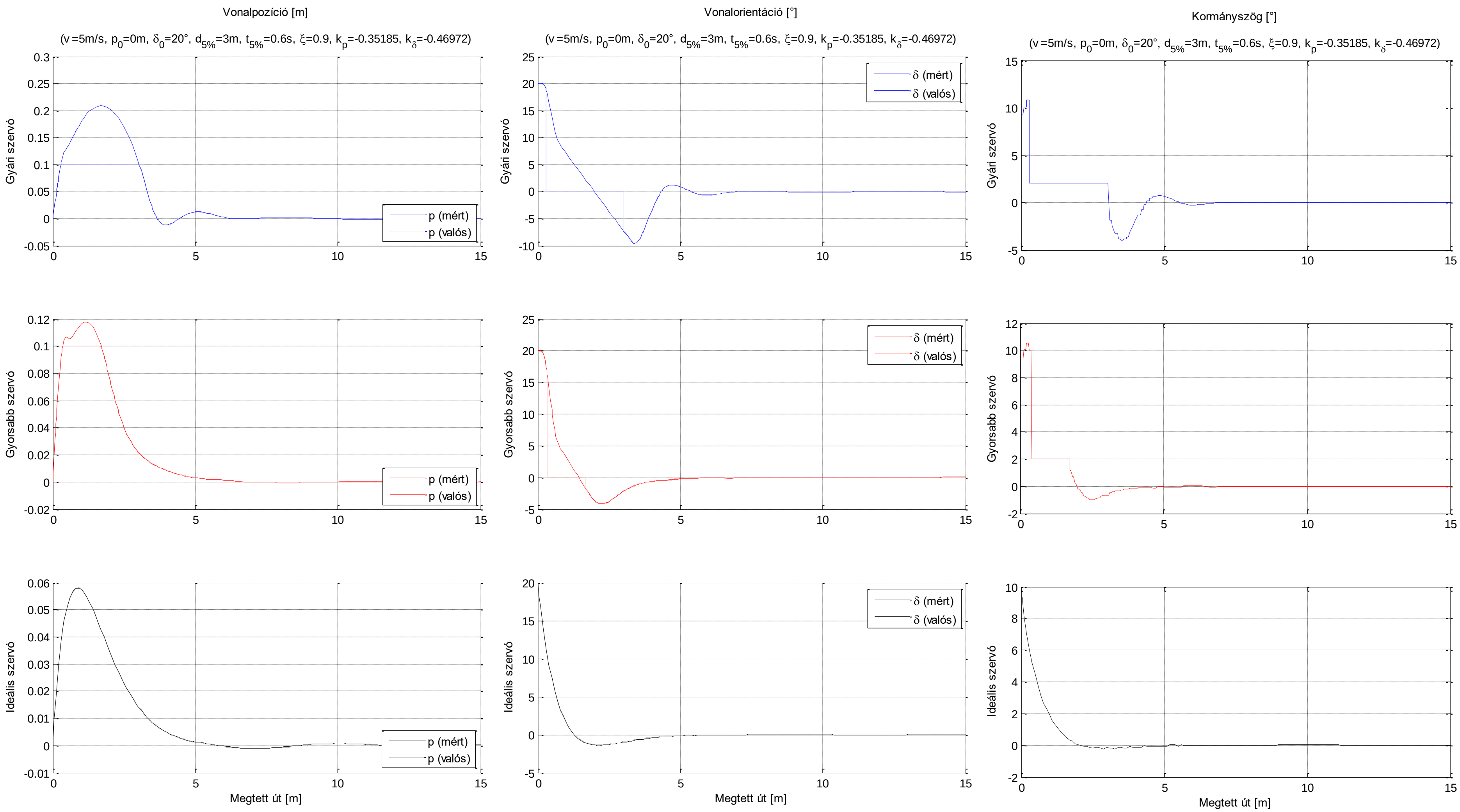
$$p_0 = -0.1m, \quad \delta_0 = 0°, \quad v = 5\,{}^{\mathrm{m}}/_{\mathrm{s}}, \quad \mathrm{d}_{5\%} = 3\mathrm{m}, \quad \xi = 0.9$$



Ugyanaz, csak kvantáltabb vonalérzékeléssel



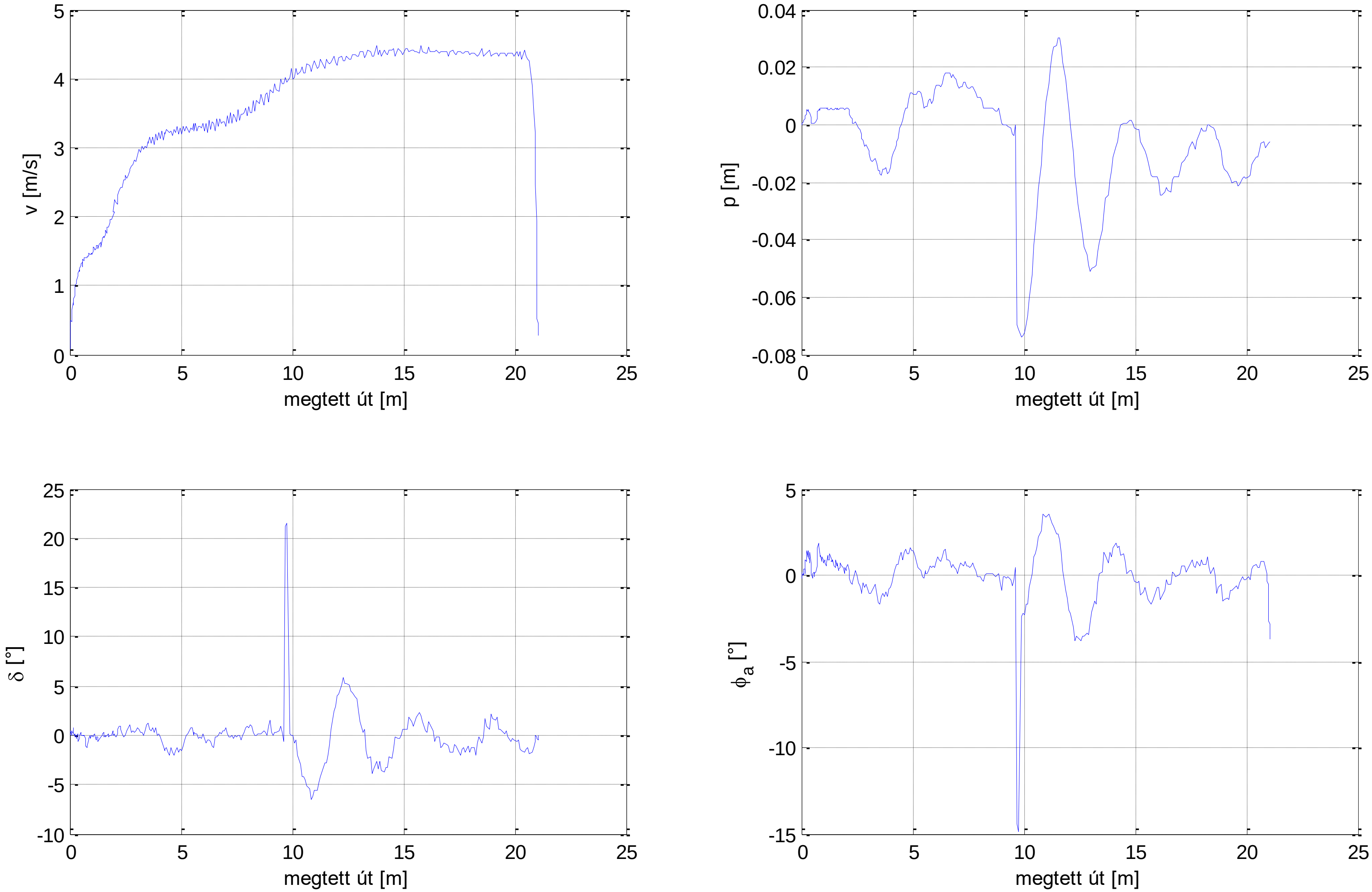
$$p_0 = -0.1m, \quad \delta_0 = 0°, \quad v = 5\ {}^{\mathrm{m}}/_{\mathrm{s}}, \quad \mathrm{d}_{5\%} = 1.5\mathrm{m}, \quad \xi = 0.9$$



$$p_0 = 0m, \qquad \delta_0 = 20°, \qquad v = 5\,{}^{\mathrm{m}}/{}_{s}, \qquad \mathrm{d}_{5\%} = 3\mathrm{m}, \qquad \xi = 0.9$$

Állapotvisszacsatolás

Valós mérési adatok



Állapotvisszacsatolás – δ mérése nélkül

- Mi van, ha nem mérhető mindkét változó? (egy szenzorsor)

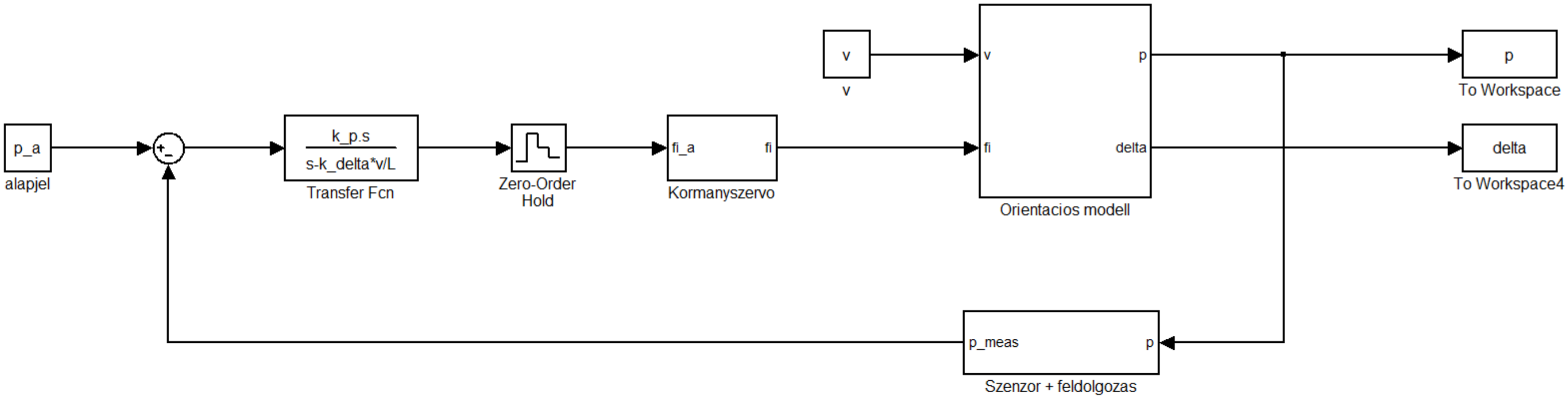
$$H_k(s) = -k_p \frac{vs + \frac{v^2}{L}}{s^2 + s\left(-\frac{k_\delta v}{L} - vk_p\right) - \frac{v^2}{L}k_p}$$

$$P_o(s) = -\frac{vs + \frac{v^2}{L}}{s^2}$$

- Ezek alapján a $H_k(s)$-t realizáló soros szabályozó:

$$C(s) = \frac{H_k(s)}{P_o(s)(1 - H_k(s))} = \frac{k_p s}{s - k_\delta \frac{v}{L}}$$

Állapotvisszacsatolás – δ mérése nélkül



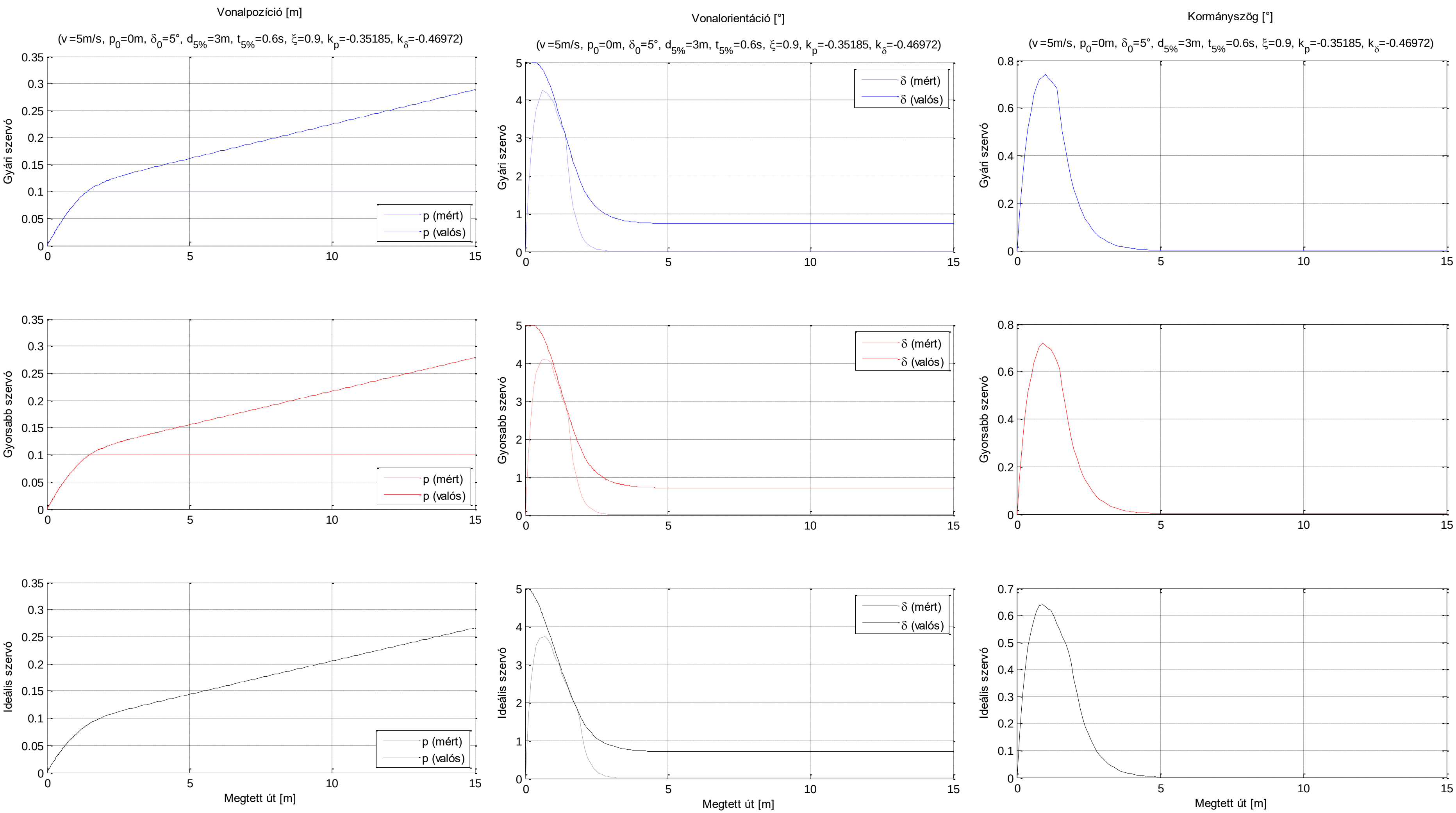
- Csak p mérésével megoldható a feladat, a fenti szabályzó valójában becsli a nem mért δ értékét
- Kifejezve a $p \rightarrow \delta$ becslő átviteli függvényét:

$$E_\delta(s) = \frac{s}{sL + v}$$

- Differenciáló tagnak felel meg, vagyis δ értékét p deriváltjával közelítjük
- Gyakorlatilag egy PD jellegű szabályozót kaptunk

Állapotvisszacsatolás – δ mérése nélkül

- Előnye
  - Csak a vonalpozíciót kell mérni
- Hátrányai
  - Telítéssel kezdeni kell valamit (a szabályozó dinamikus rendszer lett)
  - A linearizált modellt feltételezi, így pontatlanabb, mintha közvetlenül mérnénk δ-t
- Tanács: amit lehet, mérjünk



$$p_0 = 0m, \qquad \delta_0 = 5°, \qquad v = 5\, {}^{\mathrm{m}}/_{s}, \qquad \mathrm{d}_{5\%} = 3\mathrm{m}, \qquad \xi = 0.9$$

Hogyan mérjünk vonalorientációt?

- Két szenzorsor: $\Delta\delta_k = \operatorname{atan}\frac{p_{1,k}-p_{2,k}}{L_{sensor}}$

  $p_{1,k}, p_{2,k}$ a két helyen mért vonalpozíció

  L_{sensor} a két sor távolsága

  Sebességfüggetlen pontosság

- Egy szenzorsor: $\Delta\delta_k = \operatorname{atan}\frac{p_k-p_{k-1}}{v_k \mathrm{T}_s}$

  p_k, p_{k-1} az aktuális és az előző vonalpozíció

  v_k az aktuális sebesség

  T_s a mintavételi idő

  Sebességtől és kanyarodástól függő pontosság

PI szabályozó

- Miért fontos, hogy tudjuk, mit csinálunk?
- Használjunk empirikusan behangolt PI szabályzót

$$P_o(s) = -\frac{vs+v^2/L}{s^2}; \qquad C_{PI}(s) = A\frac{1+sT}{s}$$

- Így a nyílt kör átvitele

$$L_{PI}(s) = -\frac{Av^2}{L}\frac{(1+sT)\left(1+\frac{L}{v}s\right)}{s^3}$$

PI szabályozó

$$L_{PI}(s) = -\frac{Av^2}{L}\frac{(1+sT)\left(1+\frac{L}{v}s\right)}{s^3}$$

$$H_{PI}(s) = \frac{L_{PI}(s)}{1+L_{PI}(s)}$$

- A nyílt körben jól látható, hogy a sebesség változásával a körerősítés és egy zérus helye is változik
- Hogyan alakulnak a zárt kör pólusai v függvényében?

PI szabályozó

- Hogyan alakulnak a zárt kör pólusai v függvényében?