Az irányítás alapfogalmai

Az Irányítástechnika I. tárgy alapjainak gyors áttekintése

Irányítás fogalma

- *irányítástechnika*: önműködő irányítás törvényeivel és gyakorlati megvalósításával foglakozó műszaki tudomány

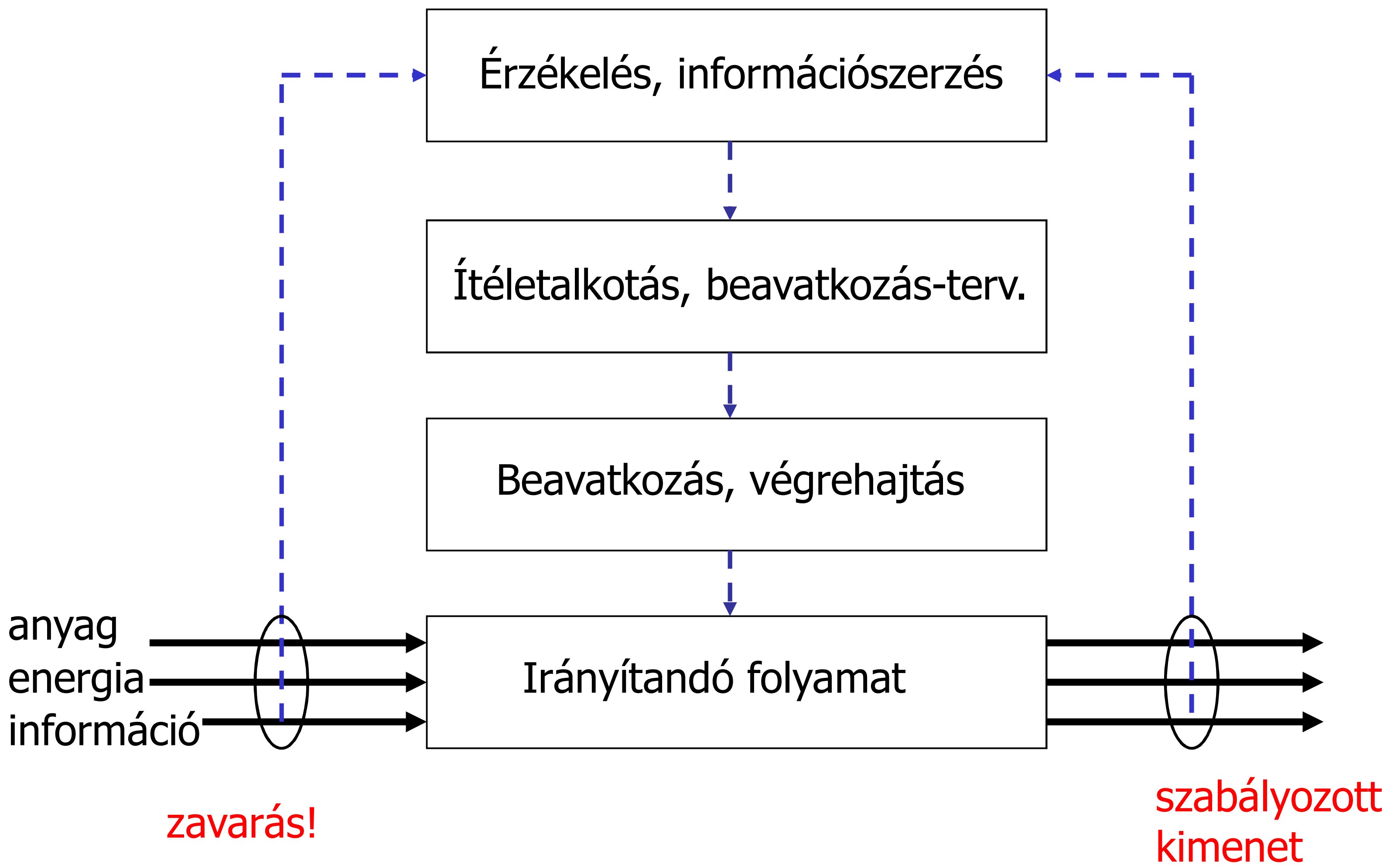
- *irányítás*: olyan művelet, amely valamely műszaki folyamatba annak elindítása, fenntartása, tervszerű lefolyásának biztosítása, megváltoztatása, leállítása érdekében beavatkozik

- irányítás történhet
  - kézi módon
  - automatikus módon

Irányítástechnika célja

- cél:
  - az alapjel követése
  - zajok, zavarások hatásának kiküszöbölése
  - fizikai megvalósíthatóság
  - gazdasági és egyéb céloknak megfelelőség
- eszköz:
  - hatásvázlat
  - szimuláció
  - matematikai modellek

Irányítási folyamat elemei



Irányítási folyamat elemei

- Irányítandó folyamat:
  - technológiai rendszer - modellek
- Érzékelés, információszerzés:
  - érzékelő-, mérőeszközök, távadók, vezetékek
- Ítéletalkotás, beavatkozás-tervezés:
    - vezérlők
    - szabályozók - modellek
- Beavatkozás, végrehajtás
  - beavatkozó szervek, szabályozó szelepek

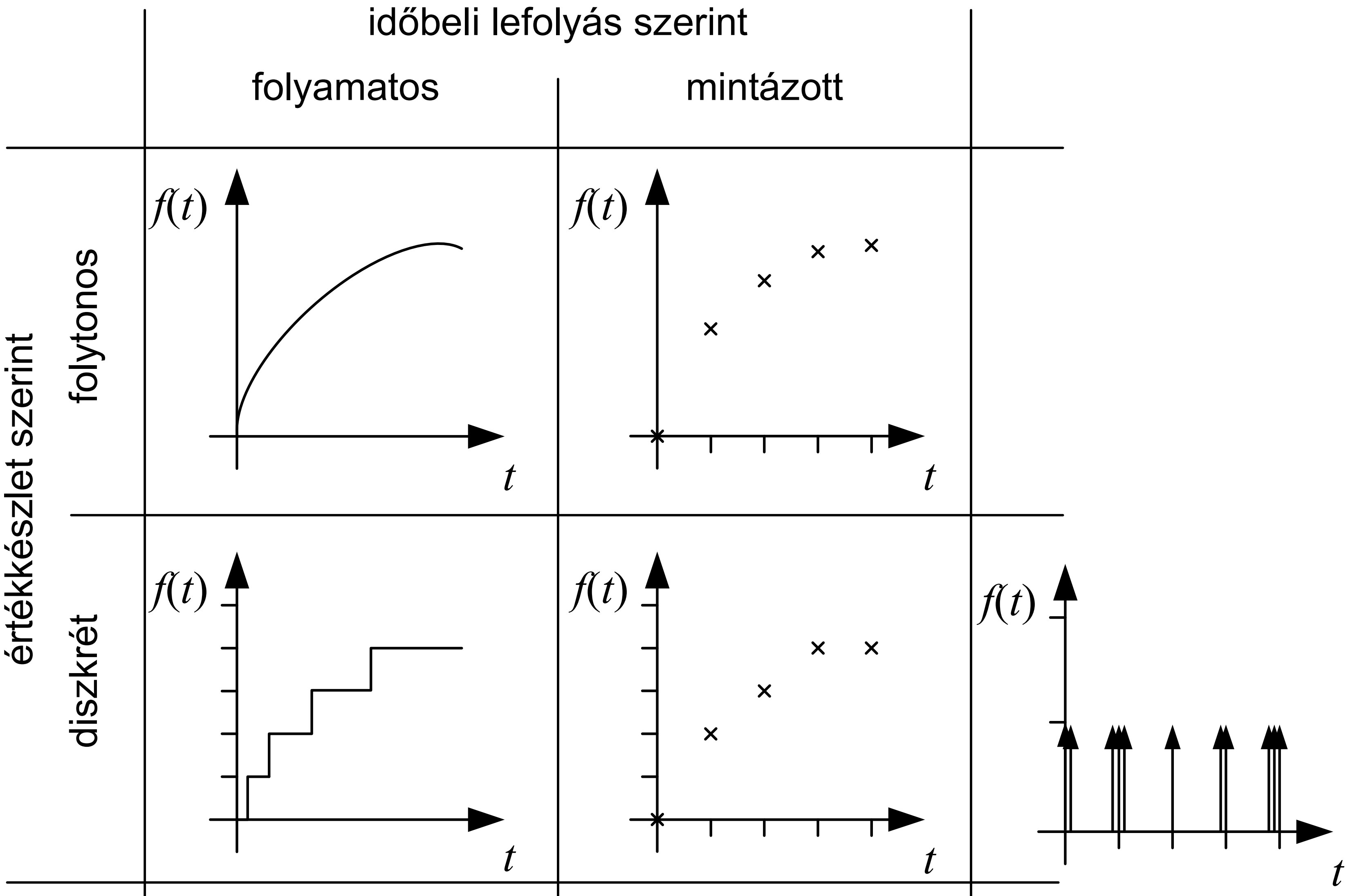
Jelek

- *Jelhordozó*: minden mérhető fizikai/kémiai állapothatározó
- *Jellemzők*: azok a jelhordozók, amelyek az irányított folyamat állapotát jellemzik vagy befolyásolják
- *Jel*: valamely állapothatározó minden olyan értéke vagy értékváltozása, amely egy egyértelműen hozzárendelt információ szerzésére, továbbítására vagy tárolására alkalmas
- *Hatás*: az irányítási lánc elemein végighaladó jelek

Jelek osztályozása

- értékkészlet szerint: - folytonos
  - diszkrét (szakaszos)
- időbeli lefolyás szerint: - folyamatos
  - diszkrét (szaggatott)
- meghatározottság szerint: - determinisztikus
  - sztochasztikus
- megjelenési forma szerint: - analóg
  - digitális

Jelek osztályozása

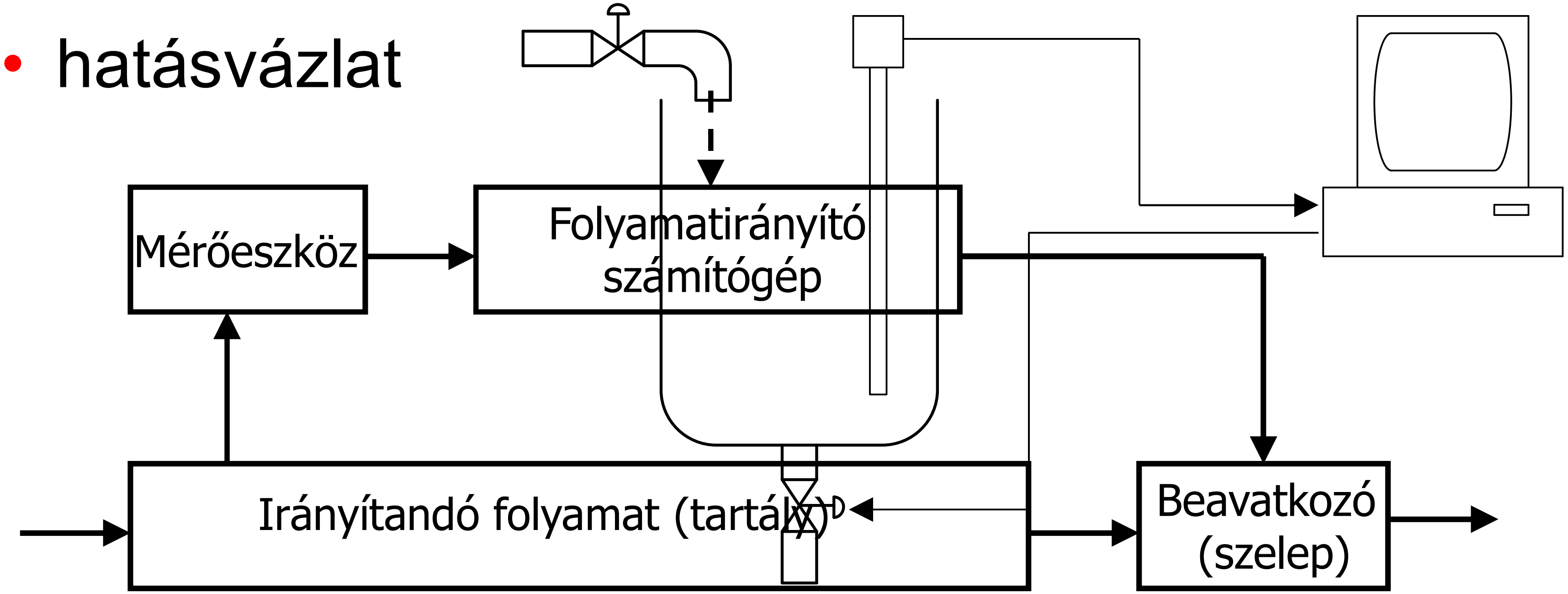


Irányítási rendszer részei és leírása

- irányítási rendszer: - irányított rendszer
  - irányító rendszer
- hatáslánc: irányítási rendszernek az irányítás hatását közvetítő sorozata
- irányítási rendszer szerkezeti részei:
  - készülék
  - szerv
  - elem
  - jelvivő vezeték

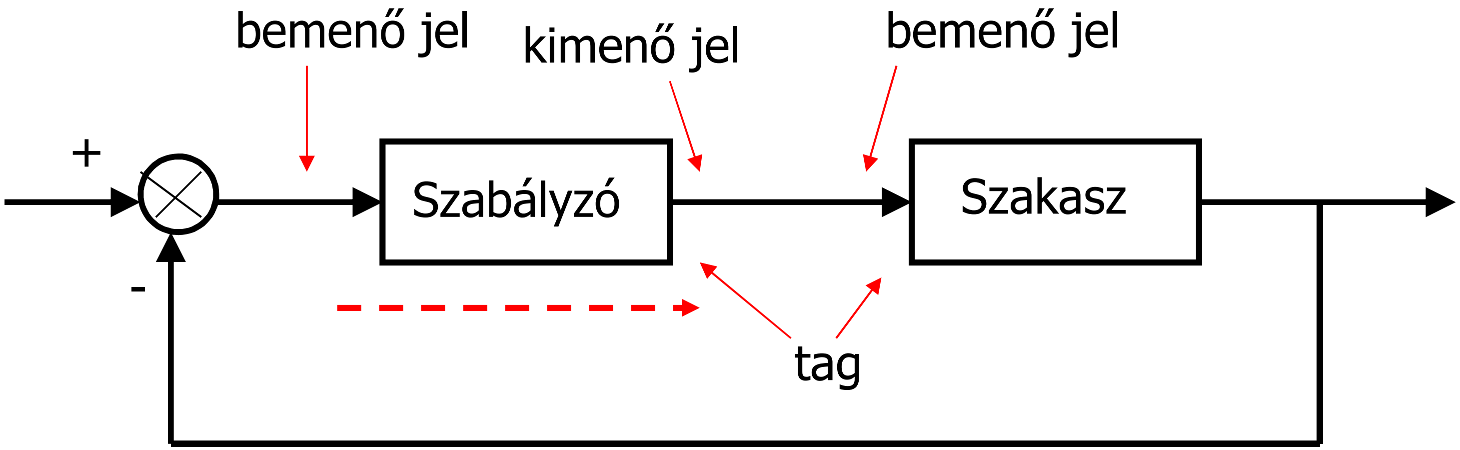
Irányítási rendszer részei és leírása

- irányítási rendszer leírása:
  - szerkezeti vázlat
  - működési vázlat
  - hatásvázlat



Irányítási rendszer részei és leírása

- Hatásvázlat



- Hatásvázlat részei:
  - tag: irányított szakasz, szabályzó
  - hatásirány: bemenő jel, kimenő jel

Bemenet/kimenet modellek

- Lineáris, időinvariáns, folytonos idejű bemenet/kimenet (I/O) modell:

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \ldots + a_1 y^{(1)} + a_0 y = b_m u^{(m)} + \ldots + b_0 u$$

ahol u – a bemenő jel

y – a kimenő jel

$a_n, \ldots, a_0,\ b_m, \ldots, b_0$ – paraméterek

Bemenet/kimenet modellek

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \ldots + a_1 y^{(1)} + a_0 y = b_m u^{(m)} + \ldots + b_0 u$$

I/O modell jelzői:

- lineáris
- időinvariáns
- folytonos idejű
  - $y(t_0), \ldots, y^{(n-1)}(t_0)$ – kezdeti feltételek
- inhomogén
- n-ed rendű
  - $n \geq m$ – oksági szabály
- SISO

Lineáris – nemlineáris rendszerek

- Linearitás:

$$u_1(t) \to y_1(t)$$
$$u_2(t) \to y_2(t)$$
$$\lambda_1, \lambda_2 \in R$$
$$\lambda_1 \cdot u_1(t) + \lambda_2 \cdot u_2(t) \to \lambda_1 \cdot y_1(t) + \lambda_2 \cdot y_2(t)$$

- a leíró egyenletek nem tartalmazhatják a változók szorzatait vagy hatványait
- elméleti rendszerek

Állapottér modellek

- Lineáris, időinvariáns, folytonos idejű állapottér modell:

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{\underline{A}}\,\underline{x}(t) + \underline{\underline{B}}\,\underline{u}(t)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{\underline{C}}\,\underline{x}(t) + \underline{\underline{D}}\,\underline{u}(t)$$

ahol $\underline{x}$ – a belső állapotok vektora

$\underline{u}$ – a bemeneti vektor

$\underline{y}$ – a kimeneti vektor

A – az állapot-átmeneti mátrix

B – a bemeneti mátrix

C – a kimeneti mátrix

D – a segédmátrix

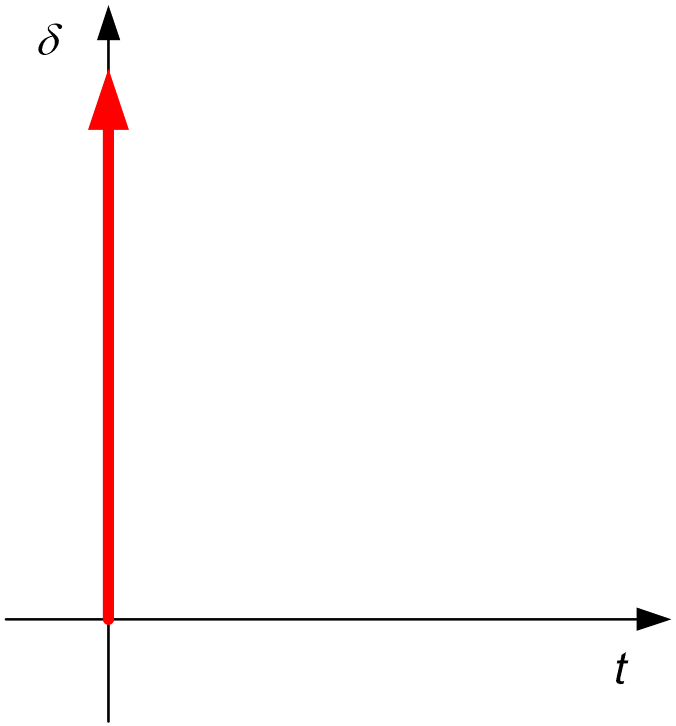
Vizsgálójelek

- alkalmazásuk indoka:
  - aktív kísérlettervezés lehetősége
  - ismeretlen modellű rendszernél a modell típusának meghatározása – struktúra identifikáció
  - ismert modellű rendszer esetén a paraméterek meghatározása – paraméter identifikáció
  - ellenőrzés

Egységimpulzus függvény

- Dirac delta, $\delta(t)$, unit-impulse function, delta fv.

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}$$

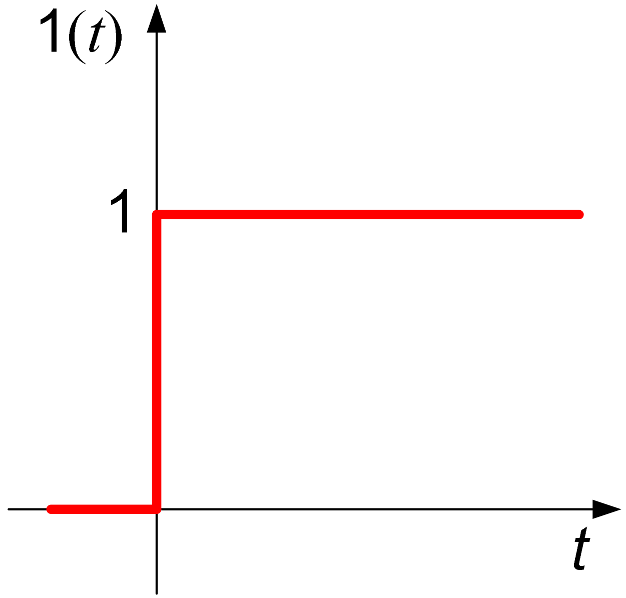


alkalmazás: impulzus jellegű zavarások

Egységugrás függvény

- $1(t)$, unit step function

$$1(t)=\begin{cases}1, & t\geq 0\\ 0, & t<0\end{cases}$$

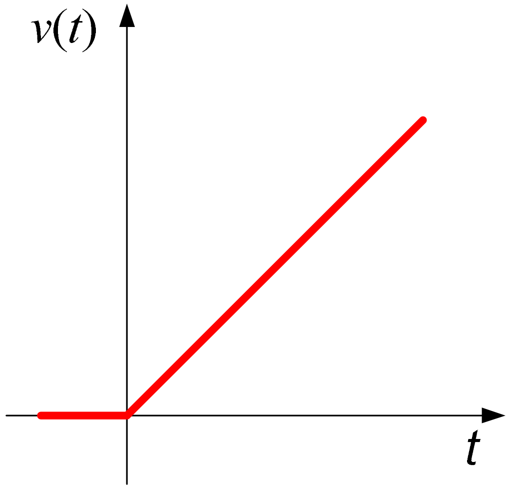


alkalmazás: alapjel-váltás, ugrás jellegű zavarások

Egység-sebességugrás függvény

- $v(t)$, ramp function

$$v(t)=\begin{cases} t, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

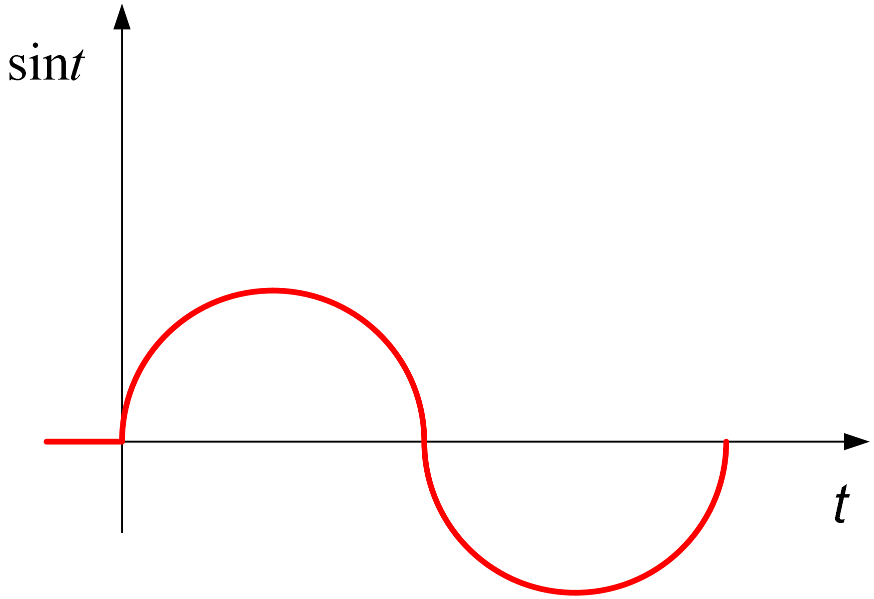


alkalmazás: programozott alapjel-váltás,
növekvő jellegű zavarások

Szinusz függvény

- $\sin \omega t$

$$\sin \omega t = \begin{cases} \sin t, & t \geq 0, \omega = 1 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$



alkalmazás: periodikus bemenetű hálózatok

Nevezetes válaszfüggvények

- Súlyfüggvény:
  - Dirac impulzus bemenő jelre adott válaszfüggvény
  - jele: $h(t)$
- Átmeneti függvény:
  - Egységugrás bemenő jelre adott válaszfüggvény
  - jele: $w_s(t)$
- értelmezhető a egység-sebességugrás és egység-gyorsulás bemenetekre adott válaszfüggvény is

Átviteli függvény

- Az átviteli függvény:

$$G(s)=\left.\frac{L(y(t))}{L(u(t))}\right|_{z.k.f.}=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\ldots+b_0}{a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_0}$$

  - célja: a rendszer modelljének megadása operátor tartományban, a kimenet és a bemenet közti kapcsolat racionális törtfüggvény formájában történő megadásával

Átviteli függvény

- szokásos jelölései:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b(s)}{a(s)} = \frac{z(s)}{p(s)}$$

  - számláló gyökei: zérushelyek, zérusok
  - nevező gyökei: pólusok

$$G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \ldots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_0} = \frac{(s - z_m) \cdot \ldots \cdot (s - z_2)(s - z_1)}{(s - p_n) \cdot \ldots \cdot (s - p_2)(s - p_1)}$$

Átviteli függvény

- tulajdonságai
  - csak lineáris, időinvariáns rendszerekre
  - operátortartománybeli kapcsolat
  - a rendszer jellemzője, független a rendszer bemenetének nagyságától, formájától: a rendszer tulajdonságainak hordozója
  - kimenetek-bemenetek közötti kapcsolat, a rendszer belső szerkezetéről nem ad információt $\rightarrow$ különböző rendszereknek lehet azonos az átviteli függvénye

Átviteli függvény

- ismert átviteli függvény esetén
  - különböző bemenetekkel vizsgálható a rendszer:

$$Y(s)=G(s)U(s)$$

  - az átviteli függvény nevezője alakilag megegyezik a karakterisztikus polinommal:

$$G(s)=\frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1}+\ldots+b_0}{\underbrace{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1}+\ldots+a_0}} \qquad \sum_{i=1}^{n}\underbrace{\left(a_n p_i^n+\ldots+a_1 p_i+a_0\right)}\cdot C_i e^{p_i t}=0$$

rendszer tulajdonságok meghatározása

Átviteli függvény

- ha az átviteli függvény alakja ismert, de az együtthatók értéke nem, akkor a vizsgáló jelek segítségével azok meghatározhatók – paraméter identifikáció
- ha az átviteli függvény nem ismert, akkor a vizsgáló jelekre adott kimenetek vizsgálatával meghatározható – struktúra identifikáció

Tipikus dinamikus tagok

- a tagok osztályozása
  - az I/O egyenlet kimeneti oldalának deriválási fokszáma alapján, ami megfelel az átviteli függvény nevezőjében lévő polinom fokszámának (n)
  - az I/O egyenletben a bemenet esetében nem deriválunk, így az átviteli függvényben a számláló fokszáma általában 0, (konstans számláló)

$$a_n y^{(n)} + a_{n-1} y^{(n-1)} + \ldots + a_1 y^{(1)} + a_0 y = b_0 u$$

$$G(s) = \frac{b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_0}$$

Másodrendű tag

- $n=2$ és $m=0$,
- I/O modell: $$a_2 y^{(2)} + a_1 y^{(1)} + a_0 y = b_0 u \qquad y(0) = y^{(1)}(0) = 0$$
- tegyük fel, hogy $a_2, \boxed{a_1, a_0,} b_0 \neq 0$,
- átrendezve $$\frac{a_2}{a_0} y^{(2)} + \frac{a_1}{a_0} y^{(1)} + y = \frac{b_0}{a_0} u$$

$$\frac{a_2}{a_0} = T_2^2 \qquad \frac{a_1}{a_0} = T_1 \qquad \frac{b_0}{a_0} = K$$

$$T_2^2 y^{(2)} + T_1 y^{(1)} + y = Ku$$

Másodrendű tag

- gyakorlatban a két időállandó helyett a következő paramétereket használjuk:

$$T = T_2 \qquad \text{időállandó}$$

$$\xi = \frac{1}{2}\frac{T_1}{T_2} \qquad \text{csillapítási tényező}$$

$$T^2 y^{(2)} + 2\xi T y^{(1)} + y = Ku$$

- Laplace transzformálva:

$$T^2 s^2 Y(s) + 2\xi T s Y(s) + Y(s) = KU(s)$$

Másodrendű tag

- átviteli függvény:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}$$

- bevezetve:

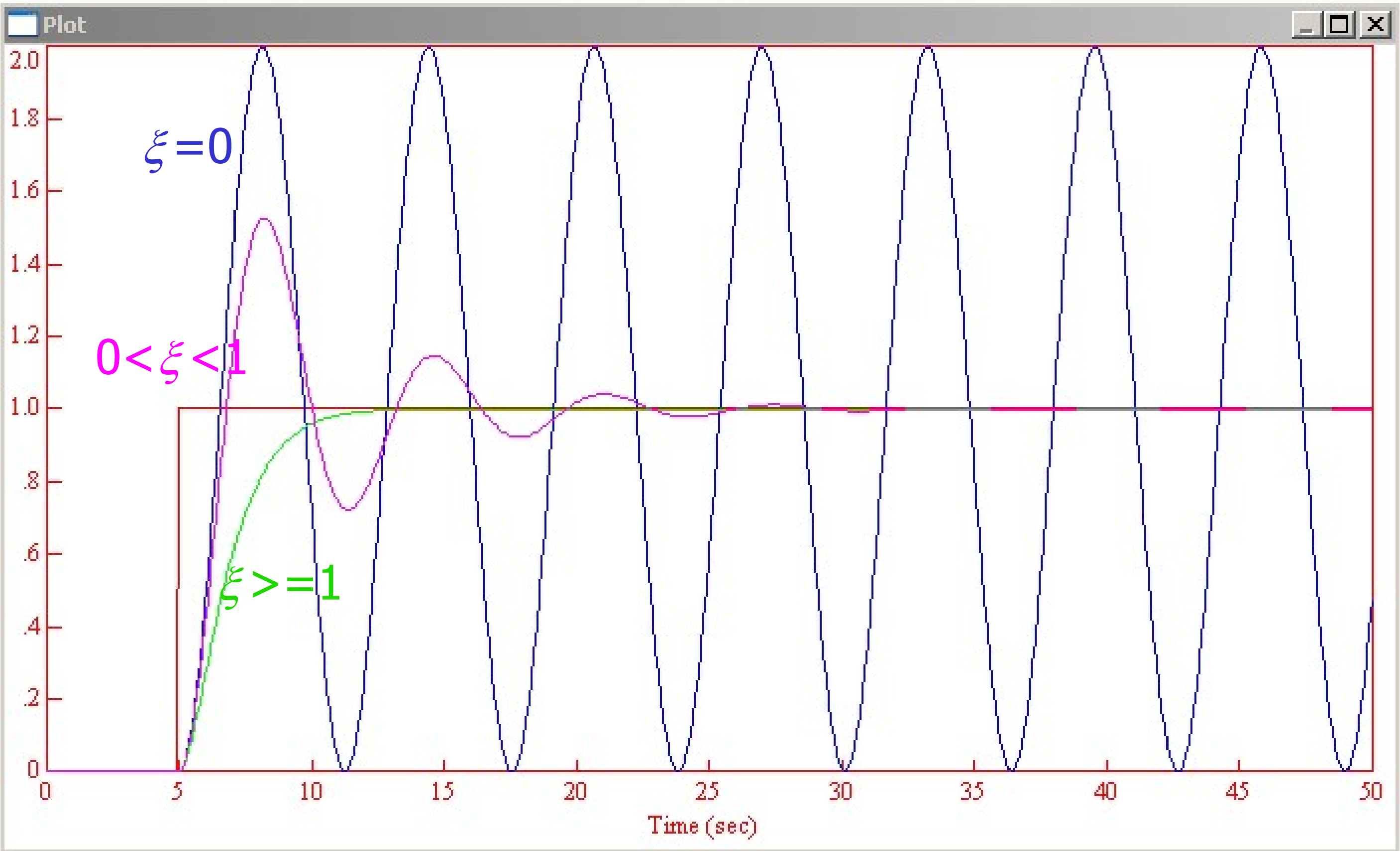
$$\omega_n = \frac{1}{T}$$

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

ahol ω_n a természetes frekvencia

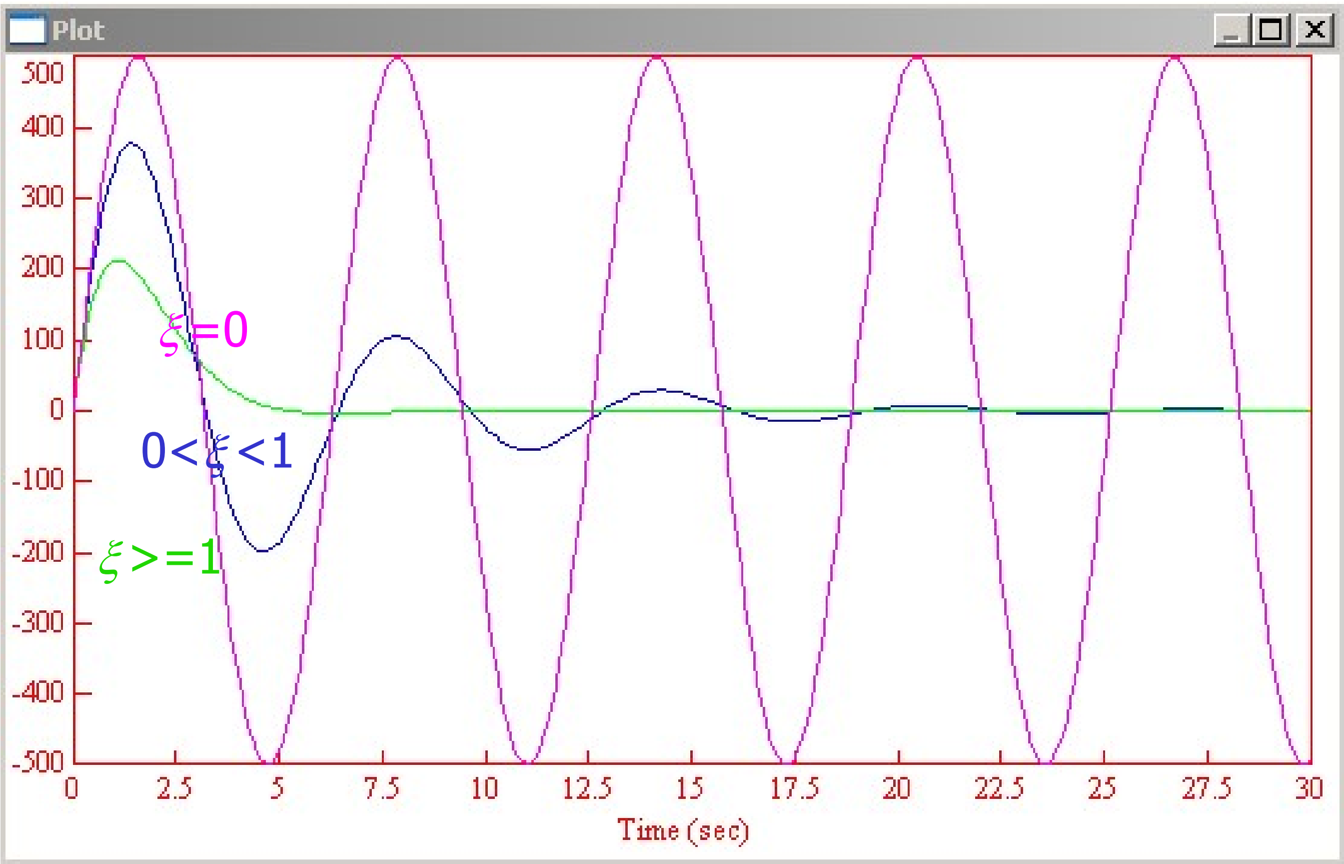
Másodrendű tag

- különböző csillapítású tagok átmeneti függvénye:



Másodrendű tag

- különböző csillapítású tagok súlyfüggvénye:



Harmad- és magasabb rendű tagok

- pólusok elhelyezkedésének hatása
  - ha valamennyi pólus negatív valós, akkor a beállás hasonló a másodrendű rendszerek $\xi \geq 1$, azaz túlcsillapított esetéhez;
  - ha a pólusok között van egy vagy több komplex konjugált gyökpár, de *minden* pólusra igaz, hogy vagy negatív valós vagy negatív valósrészű, akkor a beállás hasonló a másodrendű rendszerek $0 < \xi < 1$, azaz alulcsillapított esetéhez

Harmad- és magasabb rendű tagok

- ha van egy nulla valós részű gyökpár, de minden más pólus valósrésze negatív, akkor a beállás hasonló a másodrendű rendszerek $\xi = 0$, azaz csillapítás határa esetéhez;
- ha van egy nulla gyök, de minden más pólus valósrésze negatív, akkor a beállás hasonló az egytárolós integráló tag viselkedéséhez;
- ha van egy pozitív valós gyök vagy pozitív valós részű gyökpár, akkor a beállás hasonló a másodrendű rendszerek $\xi < 0$ esetéhez.

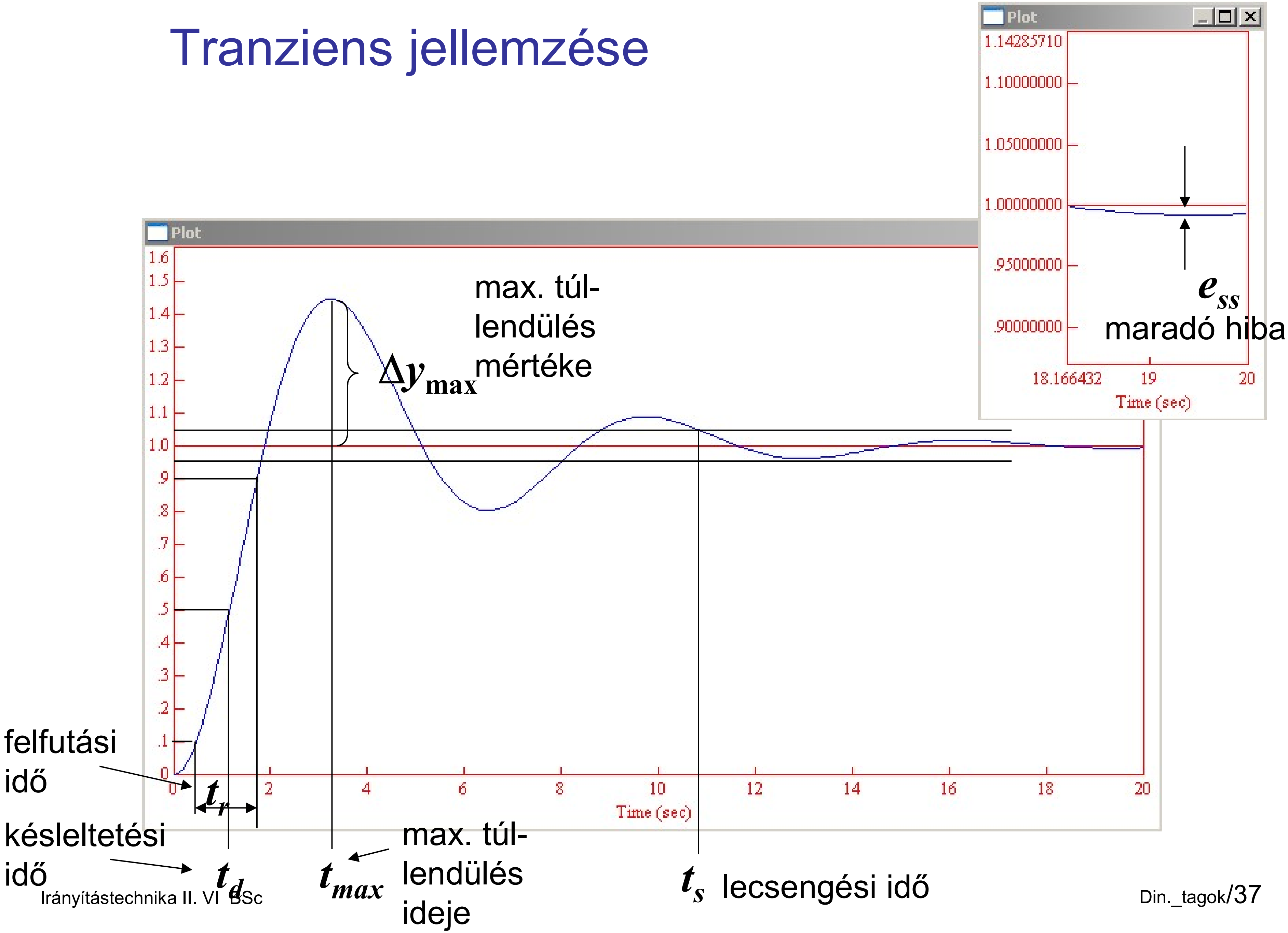
Pólusok elhelyezkedésének hatása

Pólusok elhelyezkedésének hatása

- domináns pólus:
  ha egy tagnak/rendszernek csak negatív valós vagy negatív valós részű komplex pólusai vannak, akkor ezek közül a képzetes tengelyhez legközelebb elhelyezkedő pólust (a legkisebb abszolút értékű valós résszel rendelkező pólust) domináns pólusnak nevezzük

- ököl szabály a pólusok figyelembe vételére:
  minden olyan pólus hatását el lehet hanyagolni, amely a képzetes tengelytől 5-6-szor távolabb van, mint a domináns pólus

Tranziens jellemzése



Frekvenciafüggvények ábrázolási módjai

- Amplitúdó-fázis görbe, Nyquist-diagram
  - frekvenciát $0 \le \omega < \infty$ tartományban változtatva minden ω értékhez meghatározzuk és a komplex síkon ábrázoljuk a

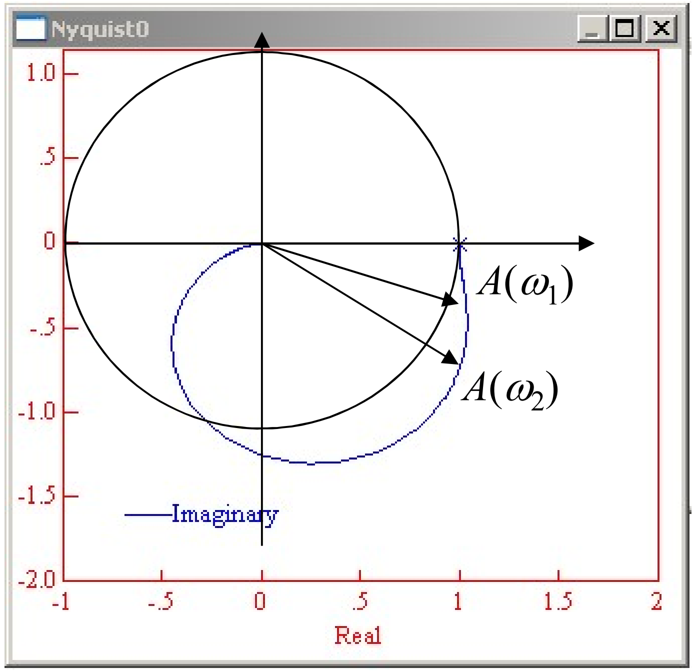
$$G(j\omega) = |G(j\omega)| \angle G(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} =$$
$$= \mathrm{Re}(G(j\omega)) + j\mathrm{Im}(G(j\omega))$$

képletben szereplő $A(\omega)$ abszolút értéket és $\varphi(\omega)$ fáziseltolási szöget.

  - A jelleg görbe egyes pontja kvázistacionárius állapotot adnak meg.

Dinamikus tagok frekvenciafüggvényei

- Nyquist diagram



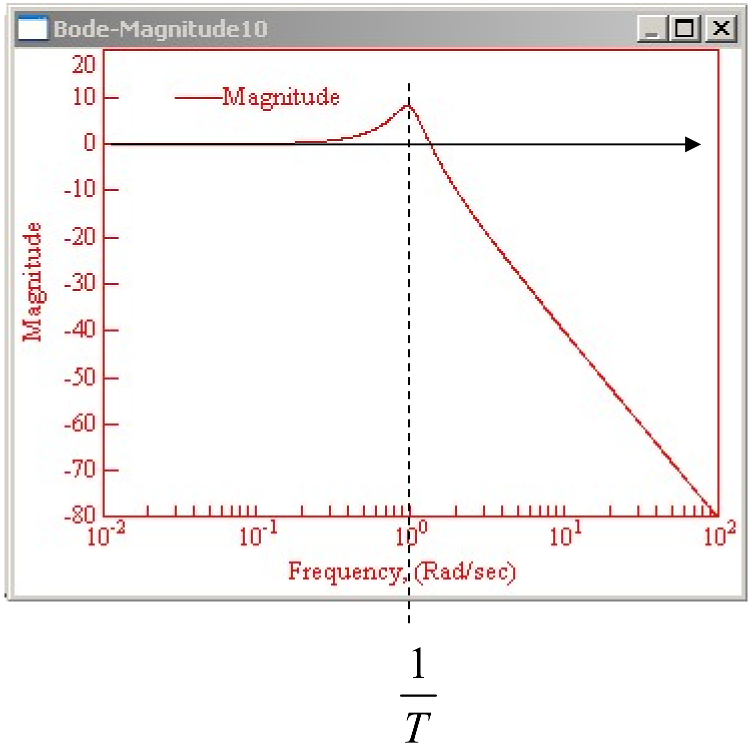
Frekvenciafüggvények ábrázolási módjai

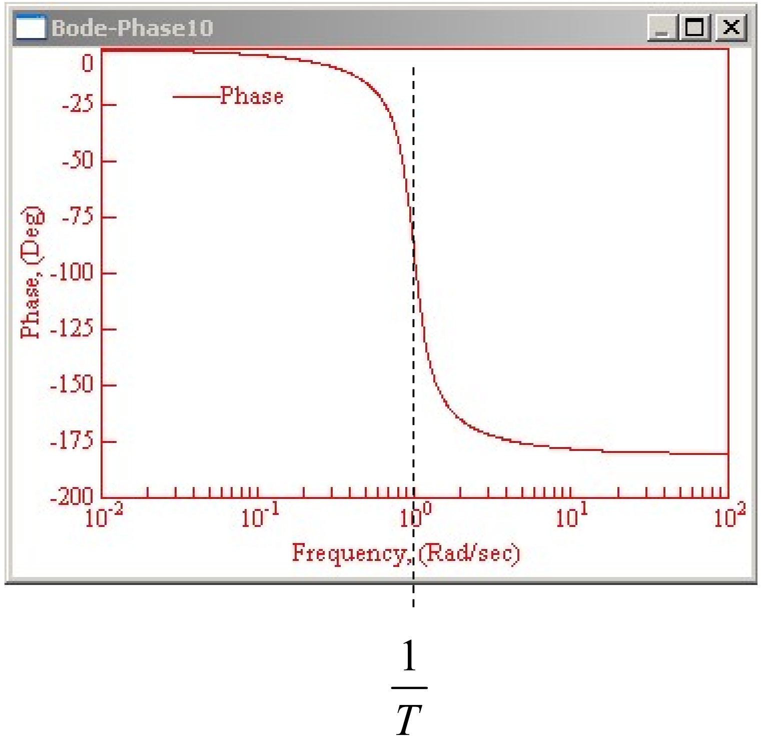
- Bode-diagram
  - az amplitúdó logaritmusát és a fázisszöget a frekvencia függvényében ábrázolva kapjuk a Bode-diagramot
    - $G(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)} = |G(j\omega)|\, e^{j\varphi(\omega)}$
    - $\ln G(j\omega) = \ln|G(j\omega)| + j\varphi(\omega)$
  - gyakorlatban az amplitúdóviszonyt decibelben adjuk meg:

$$A(\omega)[\mathrm{dB}] = 20\lg|G(j\omega)|$$

Dinamikus tagok frekvenciafüggvényei

- Bode diagram





Stabilitás

- definíciók
  - BIBO stabilitás – külső stabilitás

    a bementek – kimenetek viszonyára tesz megkötést
  - aszimptotikus stabilitás

    a kimenetek határértékére tesz megkötést

BIBO stabilitás

- BIBO stabilitás definíciója

Egy rendszert BIBO stabilnak nevezünk, ha korlátos bemenet, azaz $|u(t)| < M_1$, valamely $-\infty < t_0 \leq t < \infty$ időintervallum esetén, a kimenete is korlátos: $|y(t)| < M_2$, a $t_0 \leq t < \infty$ időintervallumon (ahol $M_1, M_2 < \infty$, és t_0 a kezdőidőpont) .

BIBO stabilitás

- Tétel:

Egy rendszer akkor és csak akkor BIBO stabil, ha

$$\int_0^\infty |h(t)|dt < M < \infty$$

azaz a súlyfüggvény abszolút integrálja korlátos.

Aszimptotikus (nulla bemeneti) stabilitás

- Legyen n-ed rendű lineáris, időinvariáns rendszer bemenete zérus, a kimenete pedig a kezdeti értékek miatt $y(t)$. Ekkor $y(t)$ a következő módon fejezhető ki:

$$y(t)=\sum_{k=0}^{n-1} g_k(t)\cdot y^{(k)}(t_0)$$

ahol $g_k(t)$ jelöli az $y^{(k)}(t_0)$ kezdeti értékek miatti, a nulla bemenetre adott válasz $(k+1)$-dik komponensét és

$$y^{(k)}(t_0)=\left.\frac{d^k y(t)}{dt^k}\right|_{t=0}$$

Aszimptotikus (nulla bemeneti) stabilitás

- Nulla bemeneti stabilitás definíciója

Egy lineáris időinvariáns rendszert tetszőleges, nem minden esetben zérus kezdeti feltételek esetén nulla bemeneti stabilitásúnak nevezzük, ha megválasztható egy M korlát

$$\exists M(y(t_0), y^{(1)}(t_0), \ldots, y^{(n\text{-}1)}(t_0)) > 0,$$

úgy, hogy

$$|y(t)| \leq M < \infty, \quad \forall t \geq t_0$$

és

$$\lim_{t \to \infty} y(t) = 0$$

Stabilitás – Általános feltétel

- A homogén egyenlet általános megoldása:

$$y(t) = c_1 e^{p_1 t} + c_2 e^{p_2 t} + \ldots + c_n e^{p_n t} = \sum_{k=1}^{n} c_k e^{p_k t}$$

ahol $p_1, p_2, \ldots, p_n$ a homogén egyenletnek megfelelő karakterisztikus egyenlet gyökei, c_i konstansok

- aszimptotikus stabilitás: $\lim_{t \to \infty} y(t) = 0$
- teljesül: ha ezek a gyökök negatív valósak, vagy negatív valós részű komplex gyökpárok:

$$\mathrm{Re}\{p_\mathrm{i}\} < 0, \quad \forall p_i,\ i=1,\ldots,n$$

Stabilitás – Általános feltétel

- Operátor tartományban
  - Átviteli függvény

$$G(s)=\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{b_m s^m+\ldots+b_0}{a_n s^n+\ldots+a_0}=\frac{b_0}{a_0}\cdot\frac{(s-z_1)\cdot\ldots\cdot(s-z_m)}{(s-p_1)\cdot\ldots\cdot(s-p_n)}$$

    ahol a $p_1, p_2,\ldots, p_n$ gyökök a nevező polinomjának gyökei, azaz a pólusok, és megfelelnek a homogén differenciálegyenlethez tartozó karakterisztikus egyenlet gyökeinek

  - Így a rendszer stabilitáshoz ezeknek a gyököknek az előjelét kell ellenőrizni $\Rightarrow$ komplex sík baloldali félsíkjára esnek-e

Stabilitás definíciók összehasonlítása

- BIBO stabilitás: korlátos bemenetre korlátos válasz
- Aszimptotikus stabilitás:
  - nulla bemenet és nem zérus kezdeti feltételek esetén nullához tartó kimenet
  - ugrás jel bemenetre az erősítés által meghatározott végértékhez tartó válasz

$$\Downarrow$$

- Aszimptotikusan stabil rendszer $\Rightarrow$ BIBO stabil is
- BIBO stabil rendszer nem feltétlenül aszimptotikusan stabil

Stabilitásvizsgálati módszerek

- szükségességük
- fajtáik
  - algebrai: Routh-Hurwitz módszer
  - frekvenciatartomány: Nyquist-kritérium
    Bode-kritérium
  - geometriai: gyökhelygörbe módszer

Routh-Hurwitz kritérium

- A stabilitás szükséges és elégséges feltétele:
  I. Minden együttható legyen pozitív

  $$\forall a_i > 0, \;\; i = 0, \ldots, n$$

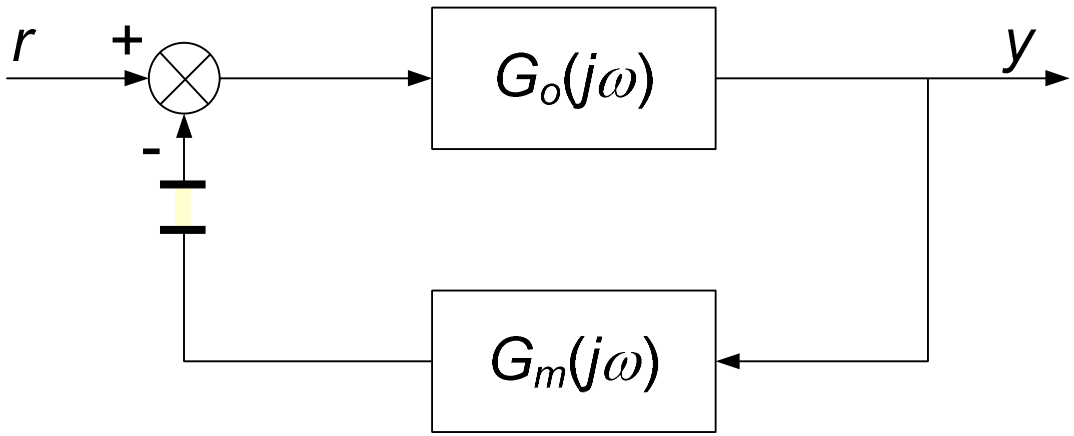
  II. A H Hurwitz-determináns valamennyi főátlóra támaszkodó aldeterminánsa legyen pozitív:

$$\begin{array}{cc} & \begin{array}{ccccc} \Delta_1 & \Delta_2 & \Delta_3 & & \Delta_n \end{array} \\ H_{n\times n} = & \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \ldots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \ldots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \ldots & 0 \\ 0 & a_n & a_{n-2} & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & \ldots & a_0 \end{vmatrix} \end{array}$$

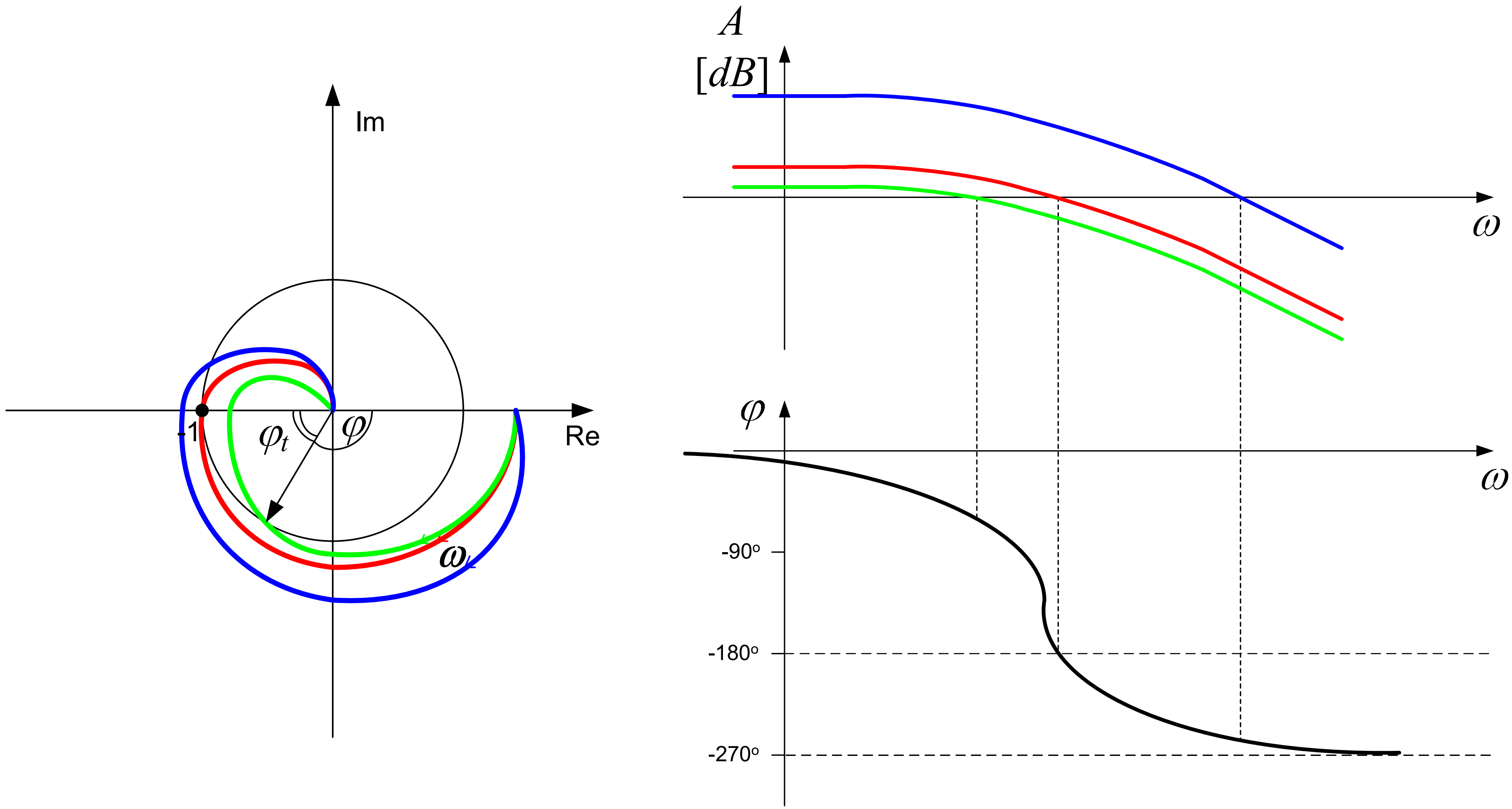
$$\Delta_i > 0, \;\; i = 1, \ldots, n$$

Nyquist- és Bode-kritérium

- frekvenciatartományban alkalmazott geometria kritérium
- alapelv: a felnyitott kör helygörbéjéből következtetünk a zárt rendszer stabilitási viszonyaira



Nyquist- és Bode-kritérium



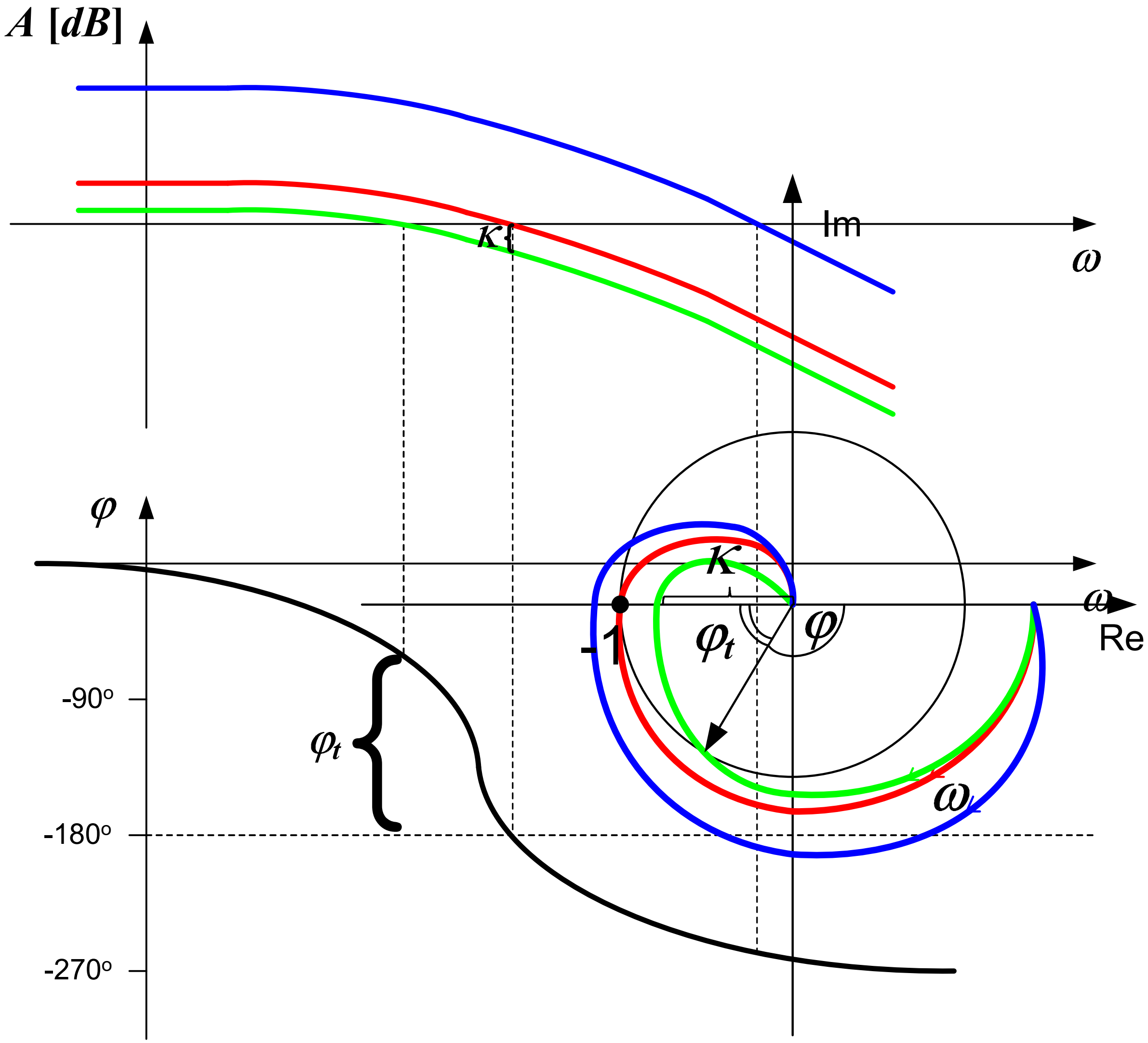
instabil

stabilitás határán

stabil

Bode-kritérium

- Erősítési tartalék
  - $|\kappa|$ [dB]
  - fizikai értelmezés
- Fázistartalék
  - φ_t



Gyökhelygörbe

- Def.:

  A gyökhelygörbe a zárt rendszer pólusainak mértani helye a komplex síkon, miközben a rendszer valamely paraméterét zérus és végtelen között változtatjuk
- módszer célja:
  - stabilitásvizsgálat
  - minőségi jellemzők hozzávetőleges meghatározása

Gyökhelygörbe

- a gyökhelygörbe tulajdonságai

1. A gyökhelygörbének annyi ága van, amennyi a zárt rendszer pólusainak a száma.

2. A gyökhelygörbe mindig szimmetrikus a valós tengelyre nézve.

Gyökhelygörbe

3. Legyen n a pólusok száma, m a zérushelyek száma a felnyitott körben
   - ha $n > m$, akkor a gyökhelygörbe a felnyitott kör pólusaiból indul ki, és m számú ág a felnyitott kör zérushelyeibe, $n - m$ számú ág a végtelenbe tart;
   - ha $n = m$, akkor a gyökhelygörbe teljesen a végesben van;
   - ha $n < m$, akkor $m - n$ számú ág a végtelenből indul ki (nem reális eset).

Gyökhelygörbe

4. A valós tengelyen akkor és csak akkor lehetnek gyökhelygörbe szakaszok, ha a vizsgált ponttól jobbra a pólusok és a zérushelyek együttes száma páratlan.

5. A gyökhelygörbe aszimptótáinak irányát az

$$\alpha = \frac{l \cdot 180^o}{n-m} \qquad l = 1,3,5,\ldots,2(n-m)-1$$

összefüggés adja meg.

Gyökhelygörbe

6. A gyökhelygörbe aszimptótái a valós tengelyt az alábbi összefüggés által meghatározott ún. súlypontban metszik. Jelölje p_i a felnyitott kör i-dik pólusát, z_j a felnyitott kör j-dik zérusát. Ekkor az S súlypont értéke:

$$S = \frac{\sum_{i=1}^{n} p_i - \sum_{j=1}^{m} z_j}{n-m} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \mathrm{Re}\{p_i\} - \sum_{j=1}^{m} \mathrm{Re}\{z_j\}}{n-m}$$

Gyökhelygörbe

7. A gyökhelygörbe és a képzetes tengely metszés-pontja, vagyis a stabilitáshatárához tartozó erősítési értékhez tartozó pólusok a korábban ismertetett Hurwitz determináns segítségével határozhatók meg.
8. A gyökhelygörbe kilépése a valós tengelyből, vagyis a valós tengelynek az az x pontja, ahol többszörös gyököket kapunk a következő egyenlet segítségével határozható meg:

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{x - p_i} - \sum_{j=1}^{m} \frac{1}{x - z_j} = 0$$

Gyökhelygörbe

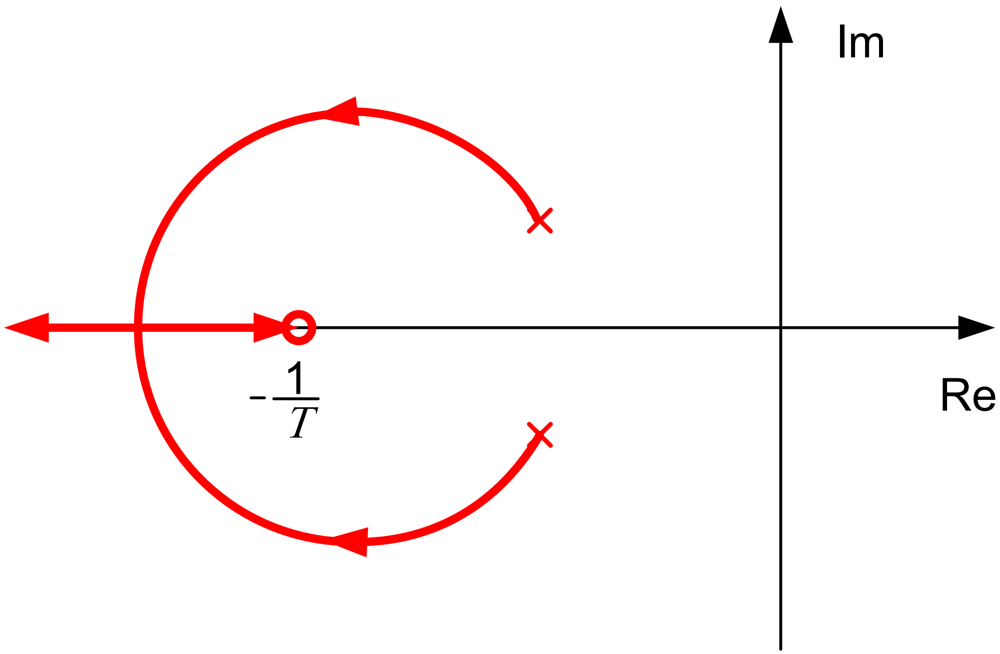
9. A gyökhelygörbe kilépése a komplex pólusokból a szögfeltétel segítségével határozható meg, úgy, hogy felveszünk egy pontot a pólushoz közel, és arra nézve megoldjuk a szögfeltételt:

$$\sum_{k=1}^{m} \angle \gamma_k - \sum_{i=1}^{n} \angle \delta_i = \pm l \cdot 180^\circ$$

Gyökhelygörbe - példák

- legyen $n = 2$, $m = 1$ és $0 < \xi < 1$

$$G(s) = \frac{K(Ts+1)}{\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1} \quad \Rightarrow \quad G_e(s) = \frac{K(Ts+1)}{\tau^2 s^2 + (2\xi\tau + KT)s + 1 + K}$$

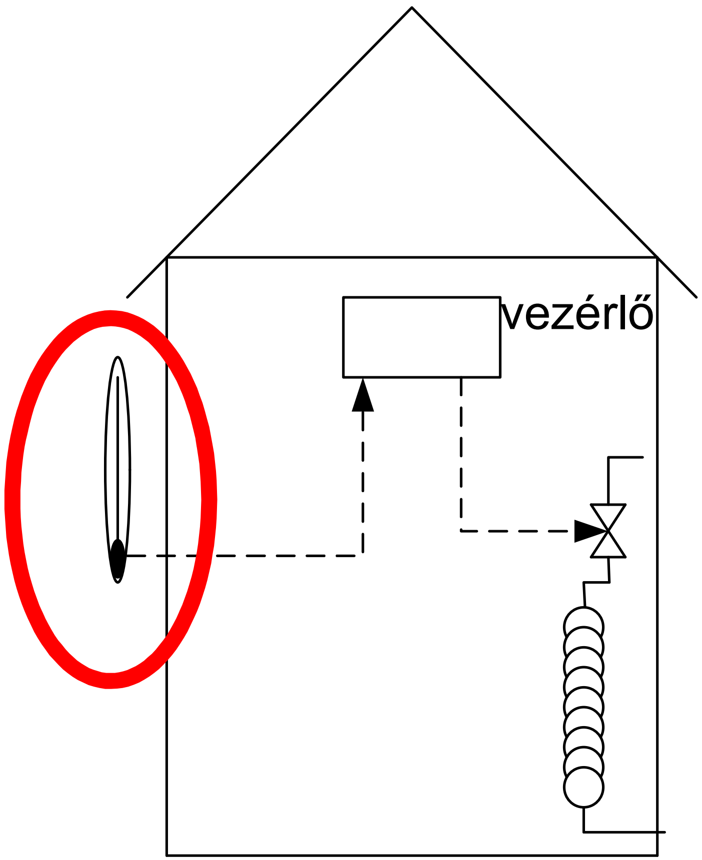


Irányítástechnika felosztása

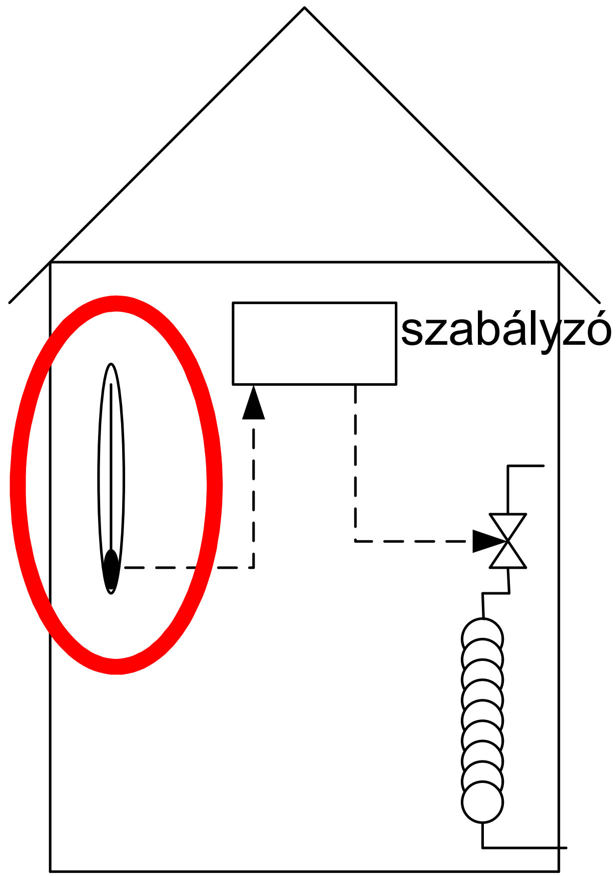
- irányítás
  - vezérlés
    - kézi
    - önműködő
  - szabályozás
    - kézi
    - önműködő

Irányítástechnika felosztása

vezérlés

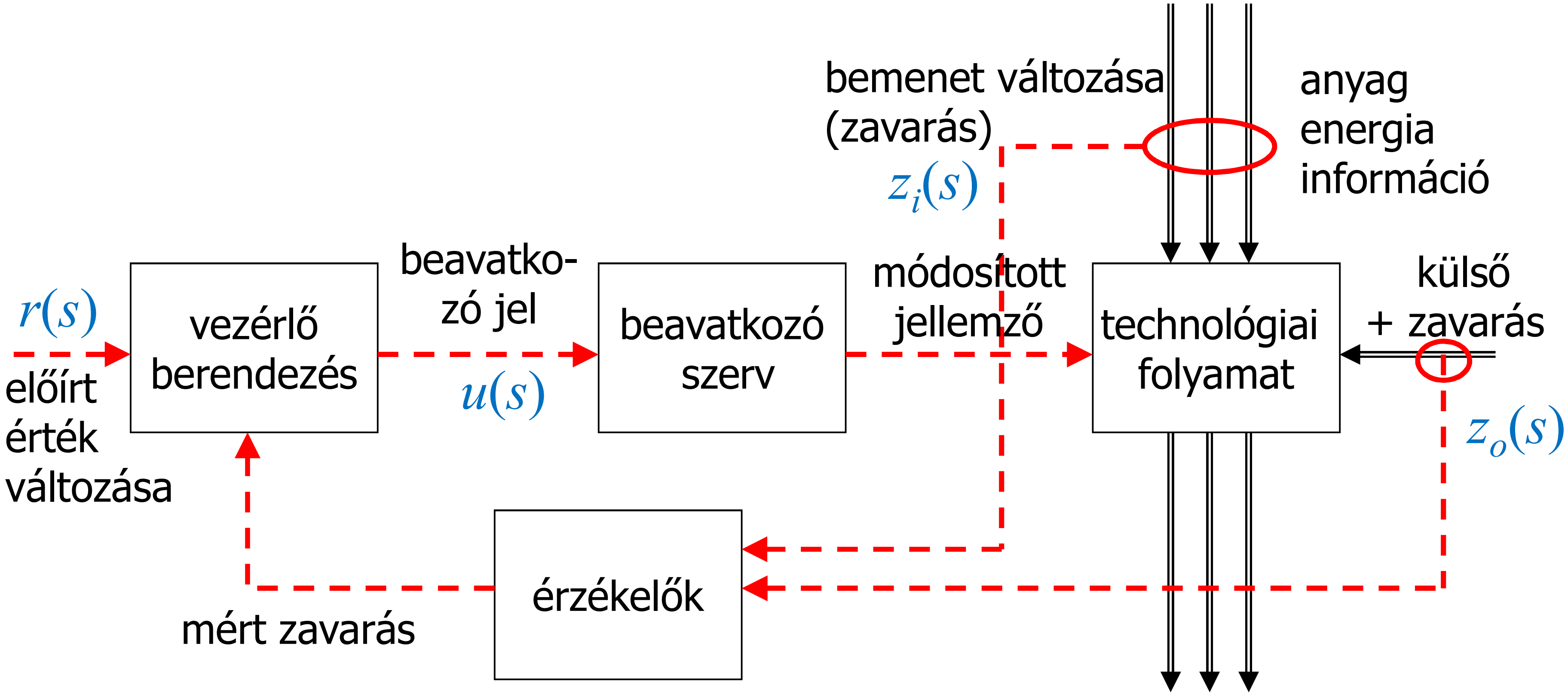


szabályozás



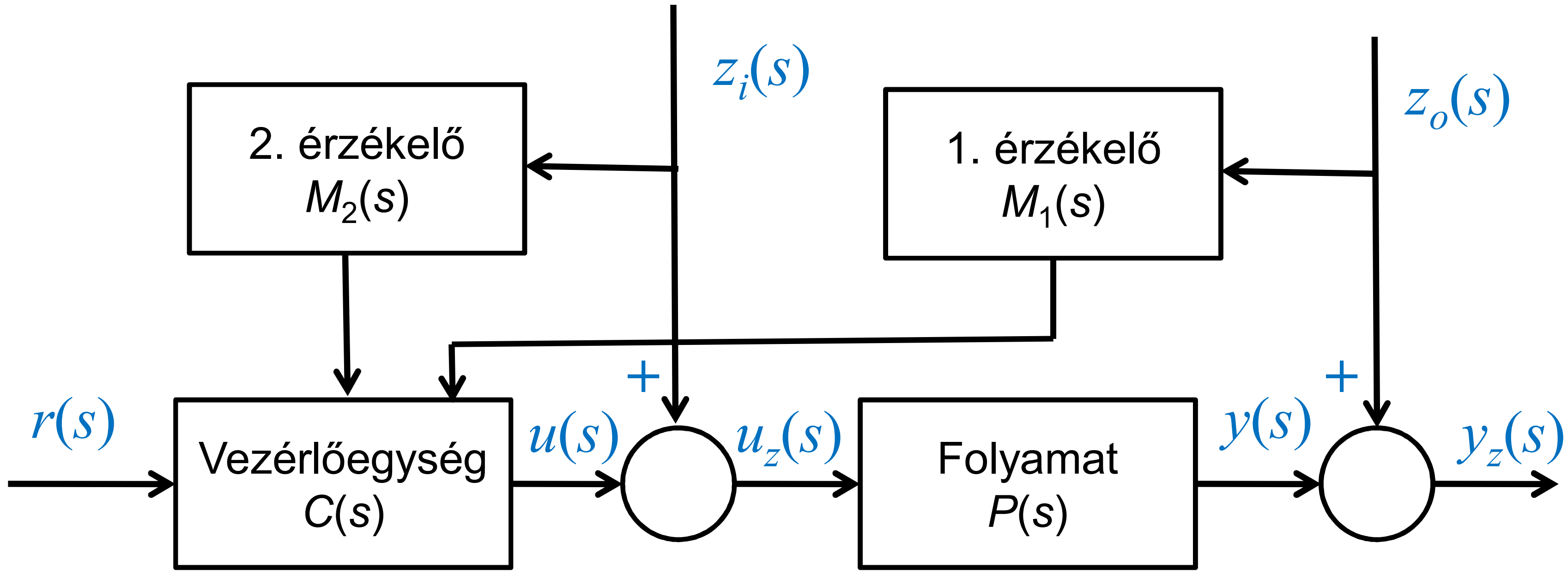
Vezérlés hatáslánca

- Vezérlés



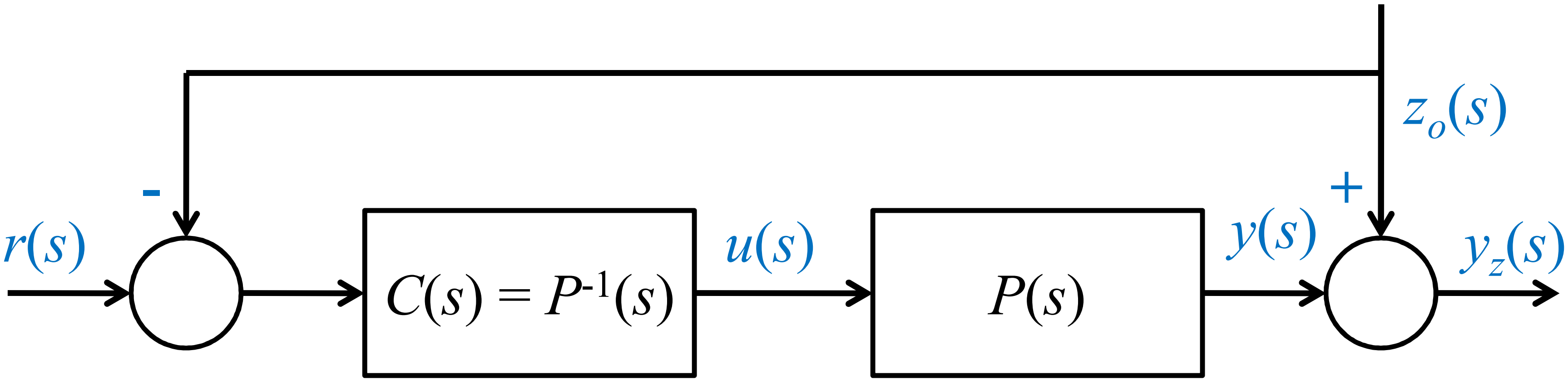
Vezérlés

- Vezérlés hatásvázlata



Vezérlés

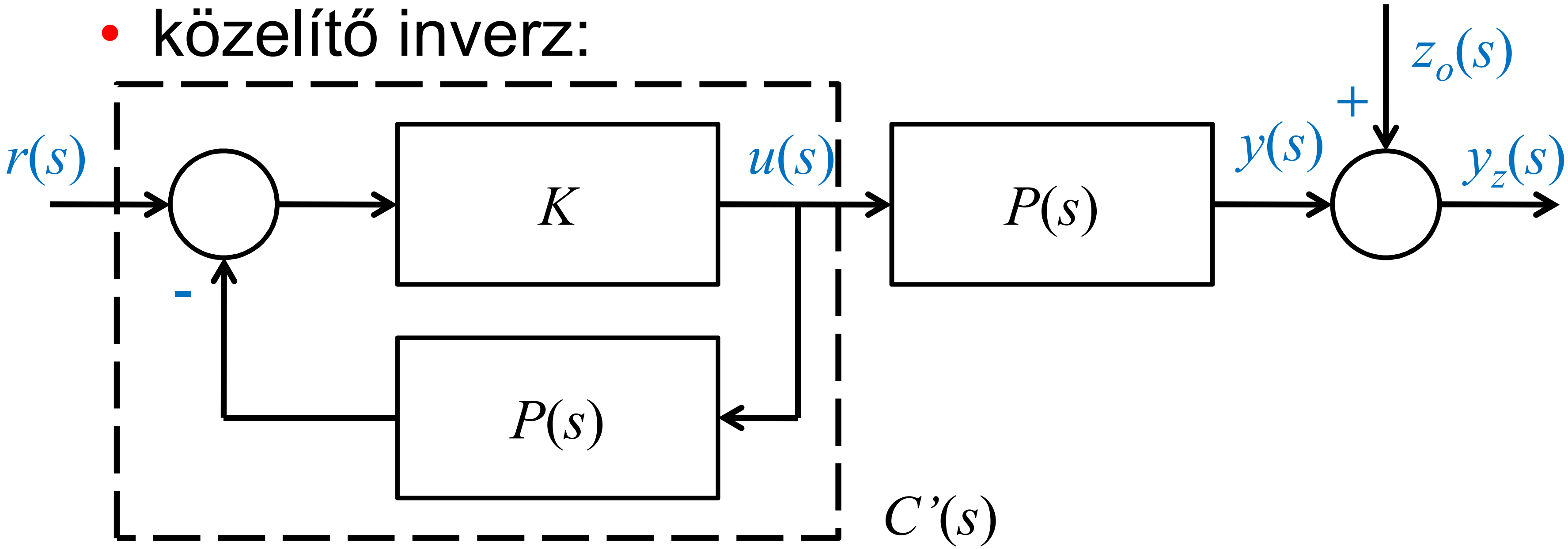
- Vezérlés zavarkompenzációval



- belátható, hogy ha $C(s) = P^{-1}(s)$ vezérlés létezik és megvalósítható, akkor $y_z(s) = r(s)$

Vezérlés

- inverz meghatározása
  - általában nem realizálható:
    - oksági szabály
    - holtidős rendszerek
  - közelítő inverz:



Vezérlés

- a vezérlő eredő átviteli függvénye:

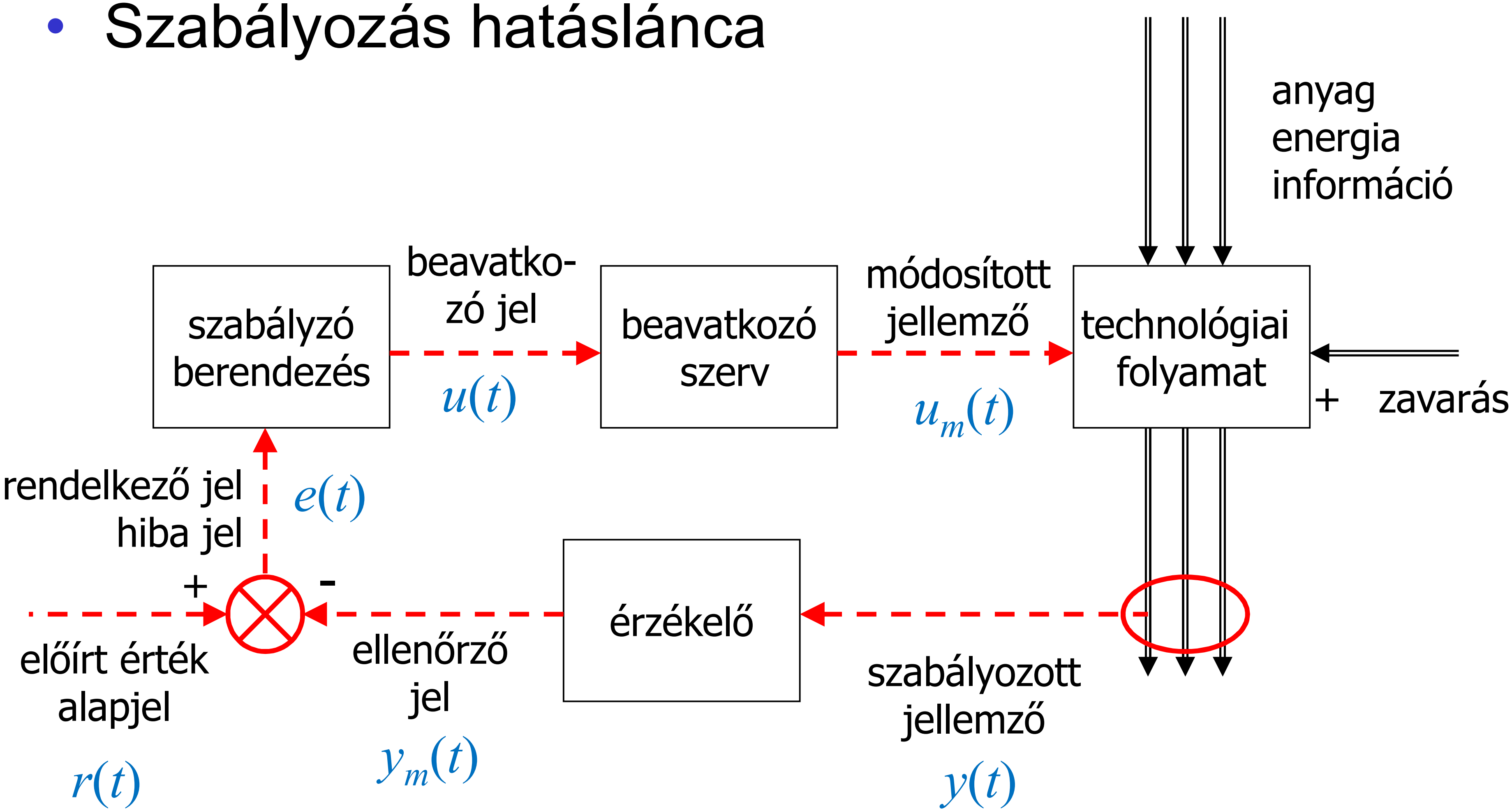
$$C'(s) = \frac{K}{1 + KP(s)} = \frac{1}{\frac{1}{K} + P(s)}$$

- ha K értéke elegendően nagy, akkor:

$$C'(s) \approx \frac{1}{P(s)}$$

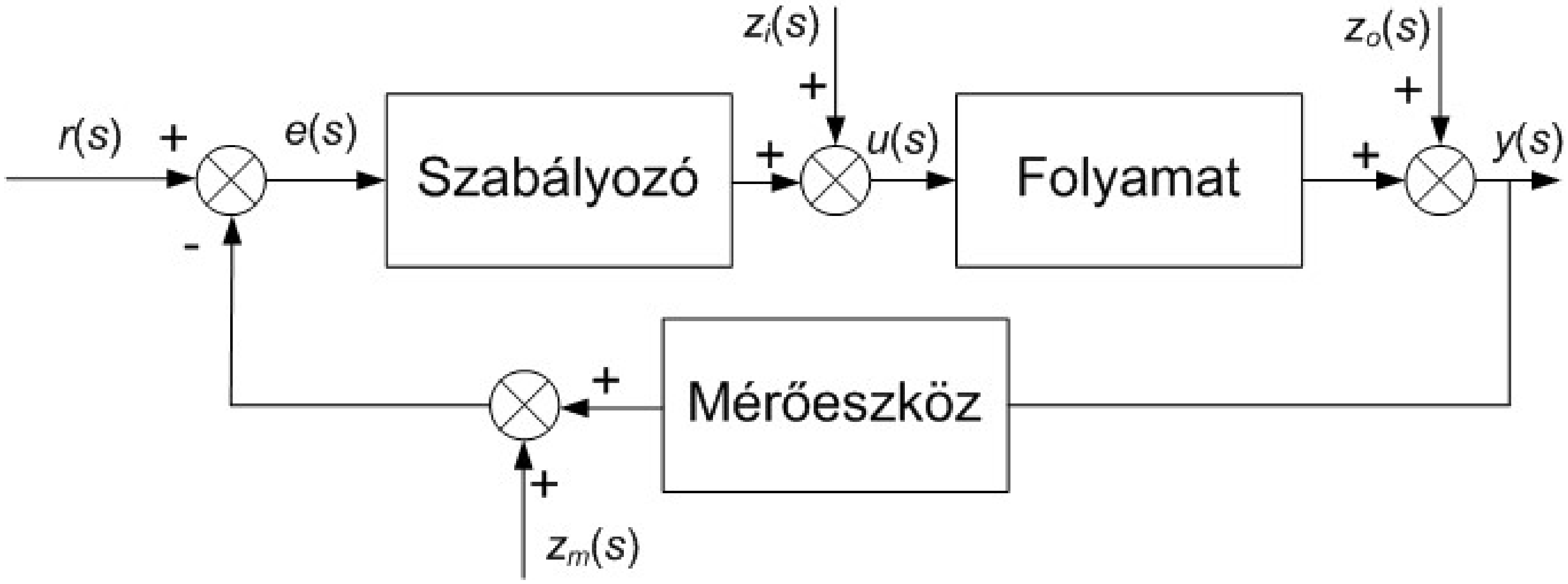
Szabályozás

- Szabályozás hatáslánca



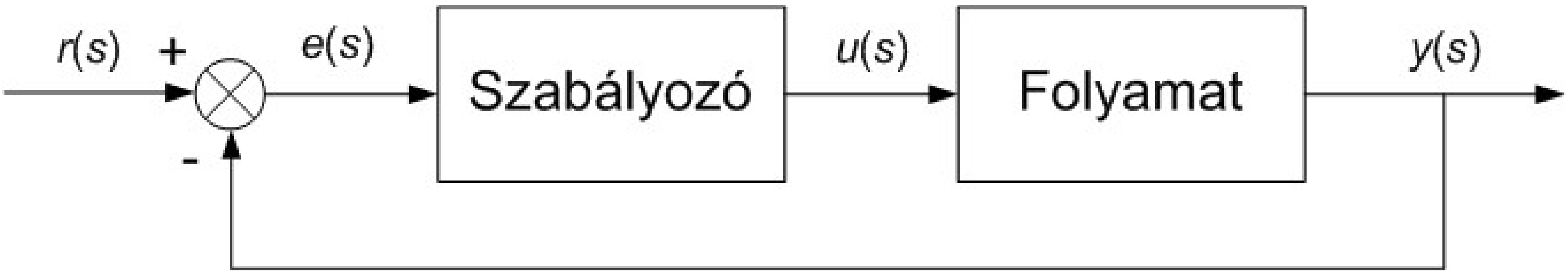
Szabályozás

- Hiba bementek szabályozási köröknél



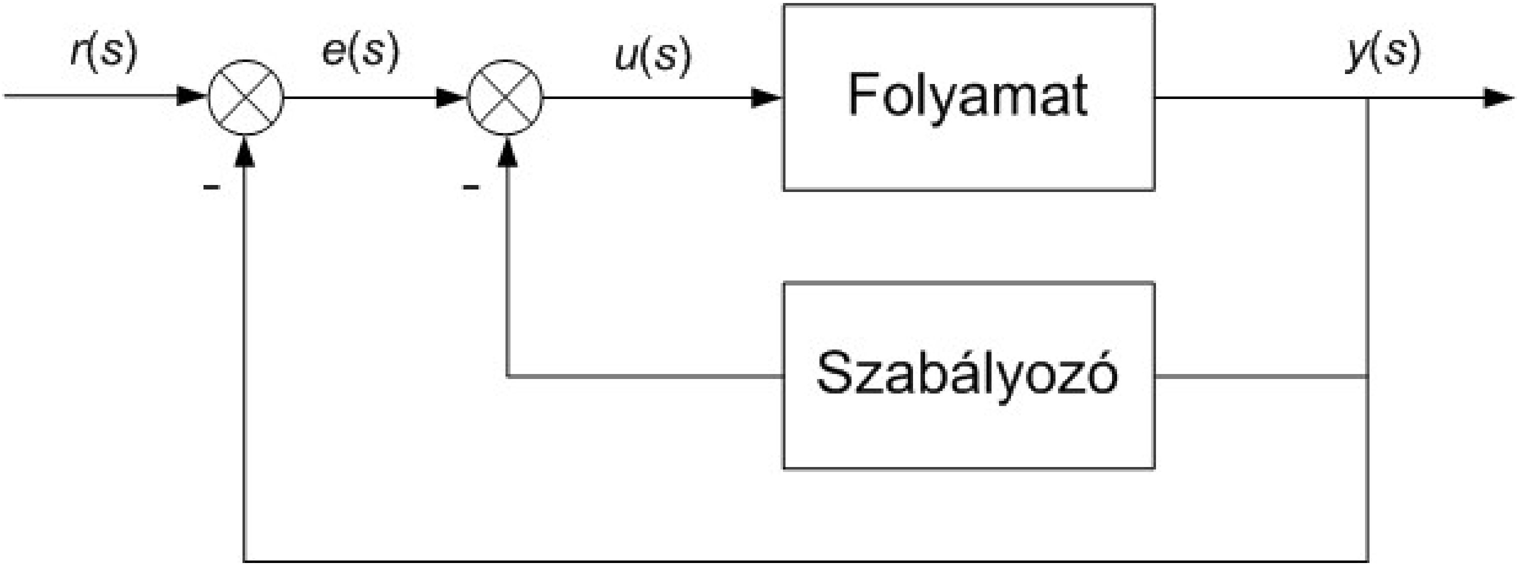
Szabályozás

- Szabályozási struktúrák
  - Soros vagy kaszkád elrendezés



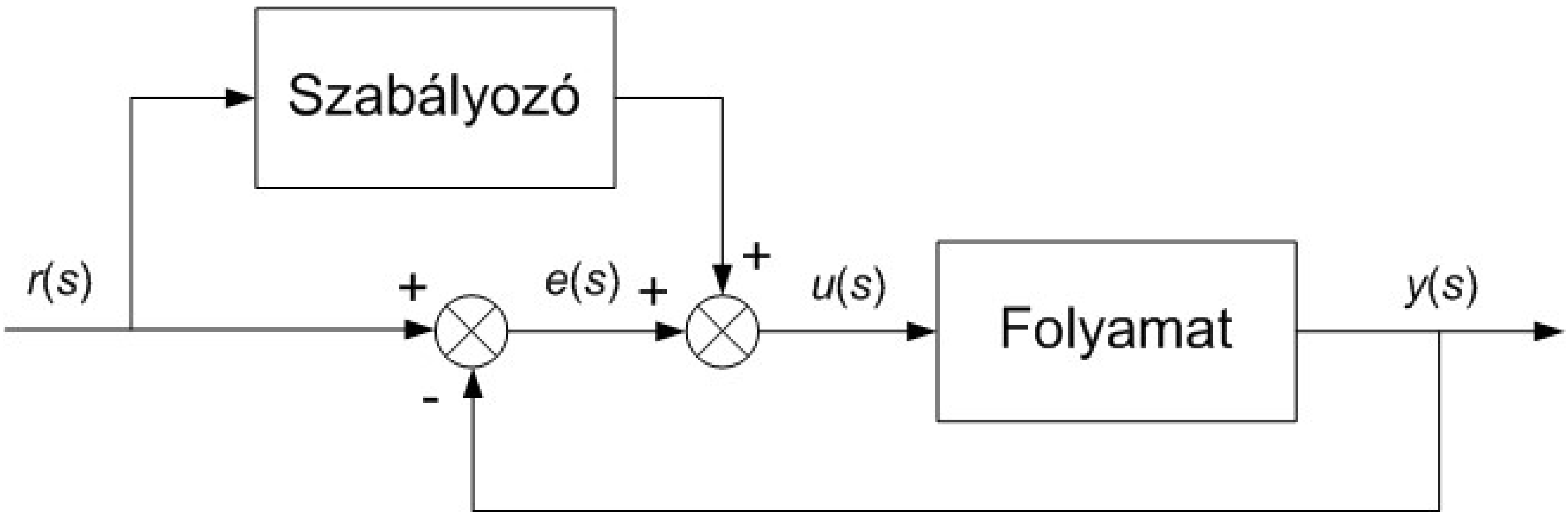
Szabályozás

- Visszacsatolásos kompenzáció



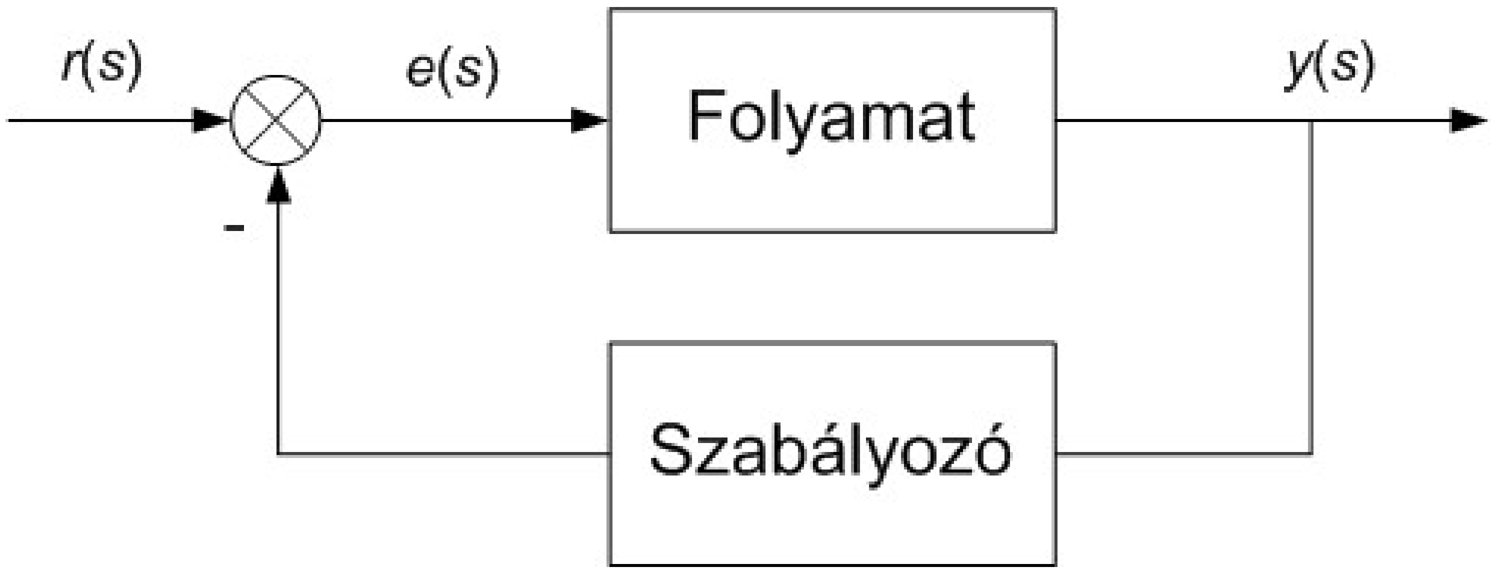
Szabályozás

- Előrecsatolásos kompenzáció



Szabályozás

- Állapot-visszacsatolás



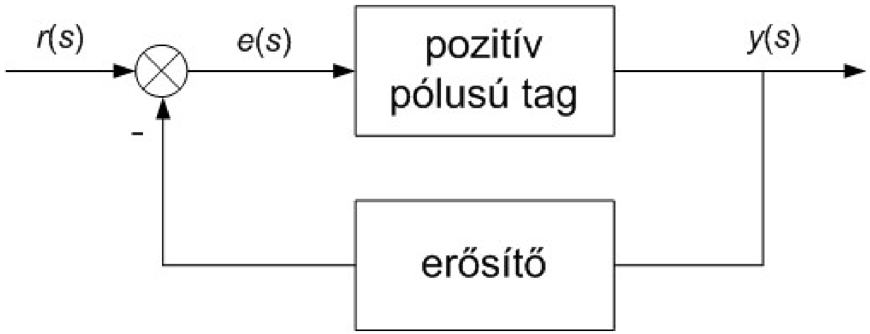
Szabályozás

- Negatívan visszacsatolt szabályzási kör fontosabb tulajdonságai
  - Stabilitás
    - minimális elvárás
    - beavatkozást a folyamat dinamikája késlelteti
    - rossz esetben a beavatkozás ellentétes fázisban történik, ami labilitáshoz vezet

Szabályozás

- Alap-jelkövetés
  - minimális elvárás – adott pontossággal
  - integráló tag esetén nincs maradó hiba

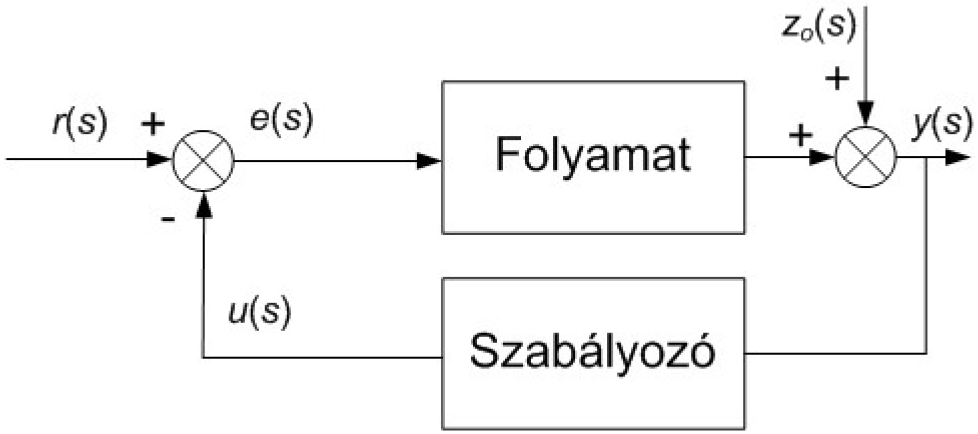
- Labilis folyamat stabilizálása
  - megfelelő nagyságú arányos tag segítségével egyszerűbb esetben



Szabályozás

- Tranziens viselkedés javítása
  - hurok átviteli tényező → 1
  - időállandó csökken

- Zavarás hatásának csökkentése
  - bizonyos típusú zavarások esetén



Szabályozás

- Érzéketlenség paraméterváltozásra
- Nagy erősítés esetén a visszacsatolás a visszacsatoló tag közelítő inverzét képezi
- Linearizáló hatás

Vezérlés - szabályozás

	vezérlés	szabályozás
zavaró jellemző	néhány, előre ismert zavarás kompenzálása	minden zavarás kompenzálása
irányított jellemző	ha nincs ismeretlen zavarás, akkor mindig az előírt értéken	van eltérés, ez működteti a rendszert
irányítási szervek	pontosan ismerni kell minden elemet	nem kell a pontos ismeret
működési sajátosságok	mindig stabil	lehet instabil (labilis) is