VIIIAB05 - Szabályozástechnika
Újabb struktúrák: a Smith-prediktor és Deadbeat

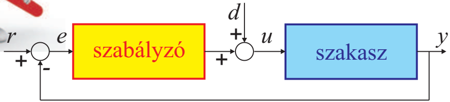
Kiss Bálint

Irányítástechnika és Informatika Tanszék,
Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

2020. április 4.

Tartalom

Az előző részek tartalmából



Ismeretek csoportosítása

1. analízis (szabályozási kör $\mapsto \{\varphi_t, t_{2\%}, e(\infty), u_{max}\}$)
2. szintézis ($\{\varphi_t, t_{2\%}, e(\infty), u_{max}\} \mapsto$ PID)

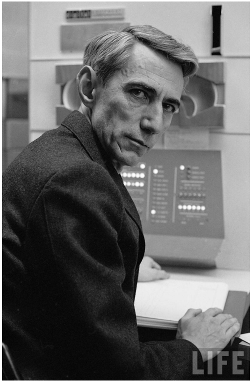
Az előző részek tartalmából

Analízis ismeretek

A hallgató

1. képes megfogalmazni a szabályozástechnika vizsgálódásainak tárgyát, ismeri a szabályozási kör elemeit, osztályozásának szempontjait, minőségi jellemzőit,
2. átlátja, milyen módon kapható meg egy szakasz átviteli függvénye,
3. képes meghatározni a szabályozási kör statikus tulajdonságait és a tranziensek minőségét, például a pólusok alapján,
4. tisztában van a szabályozási kör stabilitásának jelentőségével és ismeri a Nyquist- és a Bode-kritériumot,
5. ismeri a vágási frekvencia és a fázistartalék definícióját és kapcsolatukat a stabilitással,
6. képes az ideális holtidős tag leírására: e^{-st_h},

Az előző részek tartalmából

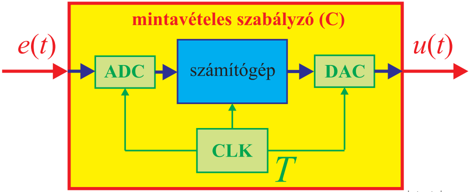


Claude Elwood Shannon, amerikai matematikus, villamosmérnök (1916-2001)

Analízis ismeretek

A hallgató

1. átlátja, hogy miért van szükség mintavételezésre a szabályzó megvalósításához és ehhez milyen átalakítókra van szükség.

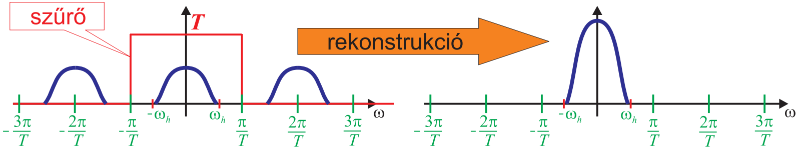


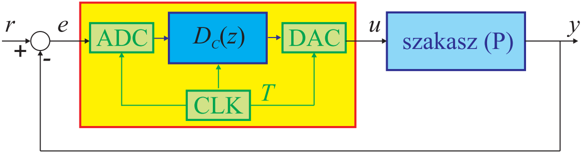
Az előző részek tartalmából

Analízis ismeretek

A hallgató

1. ismeri Shannon-tétel alapján támasztott ideális követelményeket egy szabályzó mintavételes megvalósításához,



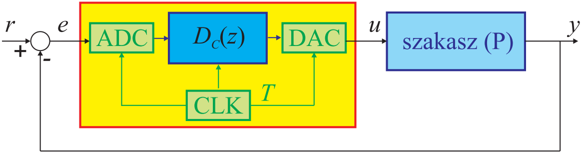


Az előző részek tartalmából

Válaszlehetőség a videóban hamarosan elérhető űrlapon

Mely állítások igazak?

A. Az ideális aluláteresztő szűrő számításai nem kauzálisak.
B. A szabályozási kör jelei általában sávkorlátosak.
C. A szabályozási kör sávszélessége jól közelíthető ω_C-vel.
D. A mintavételes működéskor csak egy-egy pillanatra nyitjuk a szabályozási hurkot.
E. Ha ZOH-t alkalmazunk, akkor ezzel $T/2$ holtidőt viszünk a szabályozási hurokba.



Az előző részek tartalmából

Helyes válaszok

Igaz állítások:

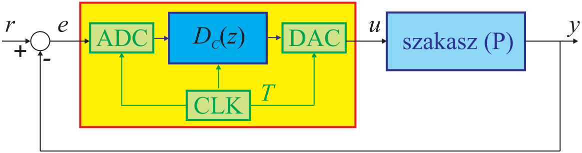
A. Az ideális aluláteresztő szűrő számításai nem kauzálisak.

B. A szabályozási kör jelei általában sávkorlátosak.

C. A szabályozási kör sávszélessége jól közelíthető ω_C-vel.

D. A mintavételes működéskor csak egy-egy pillanatra nyitjuk a szabályozási hurkot.

E. Ha ZOH-t alkalmazunk, akkor ezzel $T/2$ holtidőt viszünk a szabályozási hurokba.

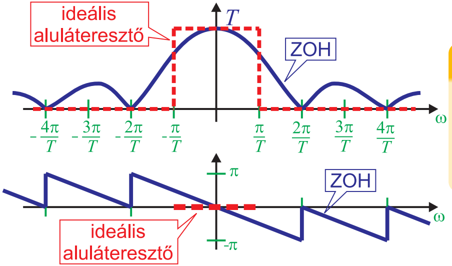


Az előző részek tartalmából

Analízis ismeretek

A hallgató

1. ismeri az ideális aluláteresztő szűrő helyett alkalmazott kauzális tartószervek tulajdonságait és helytelen felhasználásuk akár stabilitást is veszélyeztető következményeit.



ZOH az ideális szűrő helyett

Olyan, mintha egy $\frac{T}{2}$ holtidőt tettünk volna a szabályozási körbe. Ez rontja a fázismenetet (STABILITÁS!).

Az előző részek tartalmából

Szintézis ismeretek

A hallgató

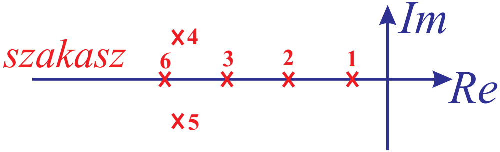
1. ismeri a hagyományos soros kompenzátorok működési mechanizmusát,
2. tisztában van a hangolás szempontjaival,
3. érti a beavatkozó jel korlátosságából adódó tervezési korlátozásokat,
4. tisztában van a sávszélesség fogalmával a szabályozási körök esetében,
5. tisztában van a PID szabályzókban alkalmazott három hatás (arányos, integráló és közelítő deriváló) jellemzőivel,
6. képes a PID szabályzók méretezését elvégezni,
7. képes holtidős tagot a méretezéskor figyelembe venni,
8. képes meghatározni a mintavételi periódusidőt a folytonos méretezésből kiadódó ω_c vágási frekvenciából,
9. képes a kétszabadságfokú szabályozó polinomjainak meghatározására.

Az előző részek tartalmából - PID tervezés

Válaszlehetőség a videóban hamarosan elérhető űrlapon

Mely válaszok helyesek?

A. A leglassabb pólus a 6.
B. A kiejtések szempontja a lehető legnagyobb BW elérése.
C. A PID szabályzó a 4. és 5. pólusokat ejti ki.
D. A PID szabályzó a 1. és 2. pólusokat ejti ki.
E. A PD szabályzó az 1. pólust ejti ki.



Az előző részek tartalmából - PID tervezés

Helyes válaszok

Mely válaszok helyesek?

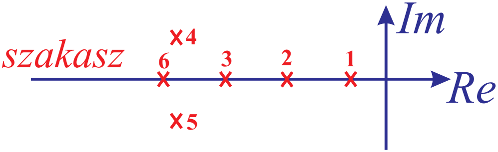
A. A leglassabb pólus a 6.

B. A kiejtések szempontja a lehető legnagyobb BW elérése.

C. A PID szabályzó a 4. és 5. pólusokat ejti ki.

D. A PID szabályzó a 1. és 2. pólusokat ejti ki.

E. A PD szabályzó az 1. pólust ejti ki.

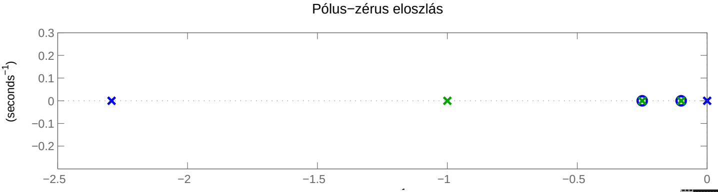


Az előző részek tartalmából - PID a gyors alapjelkövetésért

1. Adott $W_p(s) = \frac{3}{(10s+1)(4s+1)(s+1)}$ szakasz.
2. PID szabályozót tervezünk. Specifikáció: $\varphi_t = 60°$, $u_{max} = 8$.

Felnyitott kör átviteli függvénye

$$W_o(s) = \frac{A_p}{Ti}\frac{s^2T_i(T_d+T_c)+s(T_i+T_c)+1}{s(T_cs+1)}\frac{3}{(10s+1)(4s+1)(s+1)}$$



Az előző részek tartalmából - PID a gyors alapjelkövetésért

Egyenletek - `fsolve`

$$\|W_o(j\omega_c)\| - 1 = 0$$

$$\pi + \varphi(\omega_c) - \varphi_t = 0$$

$$\frac{40A_p}{T_c(14 - T_c)} - u_{max} = 0$$

```
function y = gyakPID(x)
Ap = x(1);
wc = x(2);
Tc = x(3);
y1 = 3*Ap/(14-Tc)/wc/sqrt(1+wc^2*Tc^2)/sqrt(1+wc^2)-1;
y2 = pi/6 - atan(wc*Tc)-atan(wc);    % fazistartalek
y3 = 40*Ap/Tc/(14-Tc) - 8;           % u(0)
y=[y1;y2;y3];
```

Mintavételes megvalósítás - `c2d(PID,Ts,'zoh')`

A mintavételezés fázisrontása legyen 5°. Ekkor $T_s = \frac{2 \cdot 5\pi}{180\omega_c} = 0,26$ sec. Az algoritmus egy ötödikes számára is világos:

$$u_k = 1,65u_{k-1} - 0,65u_{k-2} + 8e_k - 15,4e_{k-1} + 7.41e_{k-2}$$

$$u_k = 1,65u_{k-1} - 0,65u_{k-2} + 8(r_k - y_k) - 15,4(r_{k-1} - y_{k-1}) + 7.41(r_{k-2} - y_{k-2})$$

Ugyan azok a számok szorozzák r és $-y$ mintáit.

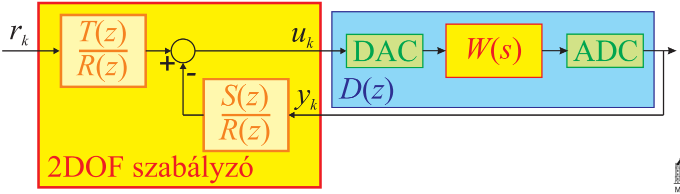
Az előző részek tartalmából - szabályzók

Kétszabadságfokú (2DOF) szabályzó - zavarelnyomásban is erős

Modellillesztés: adott $D(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$ átvitele és előírjuk

1. a zárt kör számunkra megfelelő dinamikus viselkedését definiáló domináns póluspárt és az azokhoz tartozó tranzienseket érdemben nem módosító „gyors” pólusokat,
2. a típusszámot és a zárt kör statikus erősítését,

majd ebből visszaszámoljuk a három polinom ($R(z)$, $S(z)$, $T(z)$) fokszámát és együtthatóit.



Mai felhasználásra

Ideális holtidő vagy késleltetés

Átviteli függvény

$$W_h(s) = \exp(-st_h)$$

Amplitúdómenet

$$|W_h(j\omega)| = |\exp(-j\omega t_h)| = 1$$

Fázismenet

$$\arg(W_h(j\omega)) = \arg(e^{-j\omega t_h}) = -\omega t_h$$

Megjegyzés

Ha a T mintavételi periódusidő többszöröse t_h (azaz $t_h = kT$), akkor $\mathcal{Z}$ transzformáltja: $\mathcal{Z}(e^{-st_h}) = z^{-k}$.

MUEGYETEM 1782

A nyolcadik előadás célja

A hallgató

1. tisztában van a késleltetések figyelembe vételére szolgáló korábbi módszer (soros kompenzátor) korlátaival „nagy” késleltetések esetén,
2. megérti a Smith-prediktor struktúráját,
3. ismeri a véges beállású szabályozó struktúrát és annak méretezési megfontolásait.

Tartalom

Tartalom

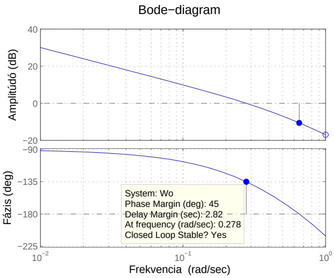
Tartalom

A nagy késleltetés problémája ($\gg$ időállandóknál)

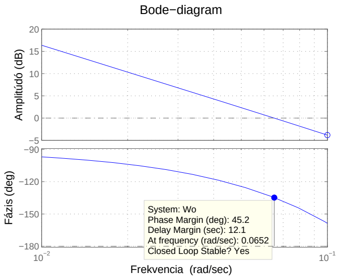
Ismert korábbról

1. A holtidő rontja a fázistartalékot, mivel $\arg\left(e^{-j\omega t_h}\right) = -\omega t_h$.
2. Nagyobb t_h így kisebb ω_c-t eredményez.

$$W_P(s) = \frac{e^{-s}}{(5s+1)(2s+1)}$$
PI szabályzó, $\omega_c = 0,278$

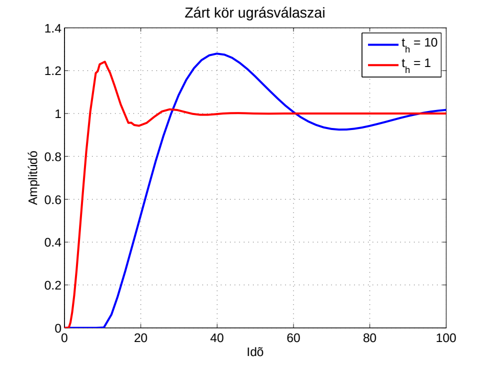


$$W_P(s) = \frac{e^{-10s}}{(5s+1)(2s+1)}$$
PI szabályzó, $\omega_c = 0,0652$



A nagy késleltetés problémája

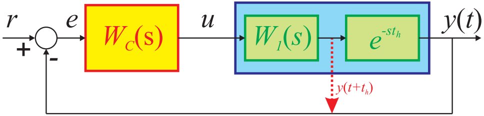
A tranziensek



Megjegyzések

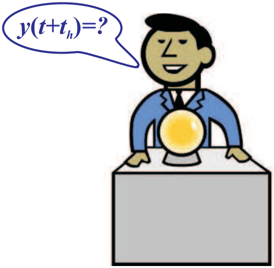
1. A kisebb ω_c kisebb sávszélességet és lassabb felfutást eredményez.
2. A tranziensek az alapjelhez képest csak késleltetések után indulnak, ennél jobbat biztosan nem tudunk elérni.
3. Elérhető cél: egy késleltetésnyi idő után már gyors legyen a felfutás.

A nagy késleltetés problémája



A „rossz” tranziensek oka

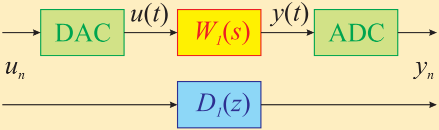
1. A szabályzónak ebben a struktúrában ki kell várnia a késleltetést a beavatkozással.
2. Ha a szabályzó ismerné a késleltetés nélküli választ, akkor korábban tudna beavatkozni.
3. Ehhez jósolni kellene.



Egy technikai megjegyzés

Diszkrét időben folytatjuk

Mostantól diszkrét időben tekintjük a szakaszt.



Jelölések

1. A folytonos holtidős szakasz: $W(s) = W_1(s) \cdot e^{-st_h}$.
2. Legyen $D_1(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left\{v_1(nT)\right\}$ és
3. legyen a holtidő a mintavételi idő többszöröse: $kT = t_h$,
4. ekkor a holtidős szakasz eredő átvitele: $D(z) = D_1(z) \cdot z^{-k}$

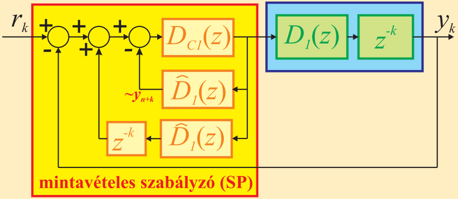
Tartalom

Smith-prediktor

Otto J.M. Smith (1917-2009), amerikai kémikus, villamosmérnök

Ötlet a jósolt kimenet használatára

Rendelkezésre áll a szakasz késleltetés nélküli modellje. Használjuk ezt a jósláshoz!



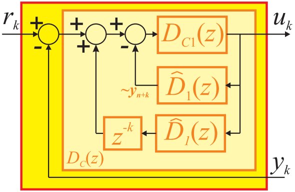
Ha jó a modell, akkor $\hat{D}_1(z) = D_1(z)$.

O.J.M. Smith - „az 50 legbefolyásosabb ipari feltaláló egyike 1774 óta”

Smith-prediktor – „a folyamatirányító mérnökök kristálygömbje”

Tartalom

Smith-prediktor: számítások

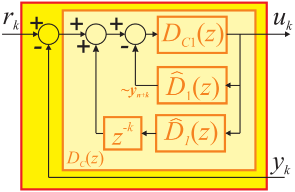


A szabályzó átvitele

Elhagyva a jelölésekben a z-től való függést:

$$D_C(z) = \frac{D_{C1}}{1 + (1 - z^{-k})\hat{D}_1 D_{C1}}$$

Smith-prediktor: számítások



A szabályzó átvitele

Elhagyva a jelölésekben a z-től való függést:

$$D_C(z) = \frac{D_{C1}}{1 + (1 - z^{-k})\hat{D}_1 D_{C1}}$$

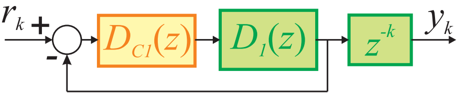
A zárt kör $D_{cl}(z)$ átvitelének számítása

$$D_{cl}(z) = \frac{D_o}{1 + D_o} = \frac{D_C \cdot D_1 \cdot z^{-k}}{1 + D_C \cdot D_1 \cdot z^{-k}} =$$

$$= \frac{D_{C1} D_1}{1 + D_{C1}\hat{D}_1 + z^{-k} D_{C1}(D_1 - \hat{D}_1)} z^{-k} = \frac{D_{C1} D_1}{1 + D_{C1} D_1} z^{-k}$$

Az utolsó egyenlőség akkor teljesül, ha a modell pontos ($\hat{D}_1 = D_1$).

Smith-prediktor - az eredmény



A zárt kör átvitele

Az eredő átvitel olyan, mintha kivittük volna a körből a holtidőt.

$$D_{cl}(z) = \frac{D_{C1}D_1}{1 + D_{C1}D_1} z^{-k}$$

Következmények

1. A Smith-prediktor $D_1(z)$ szabályzóját méretezhetjük a holtidő nélküli szakaszhoz. (Például folytonos időben, majd átalakítva.)
2. A „nagy” holtidőt nem kell figyelembe venni a méretezéskor, így az nem csökkenti sem a fázistartalékot, sem a vágási frekvenciát, sem a sávszélességet.

Mindez akkor működik, ha pontos modellünk van.

Smith-prediktor: összefoglalás

A tervezés menete

1. A holtidő nélküli szakaszhoz soros kompenzátort ($W_{C1}(s)$) tervezünk.
2. Meghatározzuk a mintavételi periódusidőt (T), hogy ne rontson sokat (pl. $5°$-ot) a fázistartalékon, továbbá teljesüljön, hogy a t_h holtidő T többszöröse.
3. Meghatározzuk az ekvivalens diszkrét idejű szabályzót ($D_{C1}(z)$).
4. Összeállítjuk a Smith-prediktort.

Megjegyzések

1. A Smith-prediktorban modellalapú jóslás koncepciójának alkalmazhatósága túlmutat a szabályozástechnikai felhasználáson (jelfeldolgozás, hibadiagnosztika, becslési problémák).
2. A modell beépítésével a szabályzóba további tervezési módszerek esetében is találkozunk.

Tartalom

Tartalom

Véges impulzusválaszú szűrők

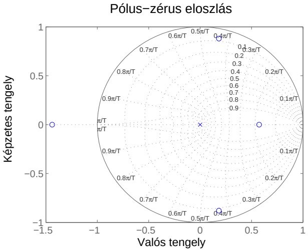
Ismétlés

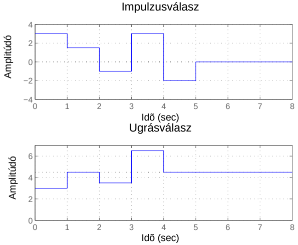
A Jelek és rendszerek 2 tárgy tematikájában diszkrét idejű FIR (finite impulse response) rendszerek néven szerepelt.

Impulzusátviteli függvény

Pólusok az origóban: $D(z) = \frac{b_0 z^n + b_1 z^{n-1} + \cdots + b_n}{z^n} = b_0 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_n z^{-n}$

$$D\left(z^{-1}\right) = 3 + 1,5z^{-1} - z^{-2} + 3z^{-3} - 2z^{-4}$$

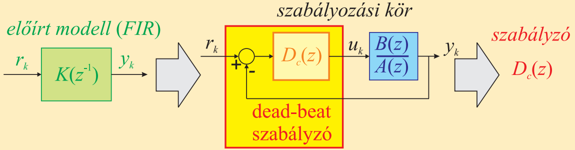




Újabb modellillesztés

Megjegyzés

Itt is a szakasz diszkrét idejű $D\left(z^{-1}\right) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$ átviteléből indulunk ki.

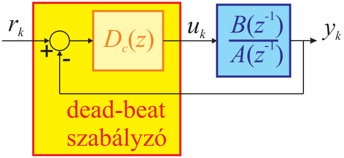


Megjegyzés

Mivel a zárt kör véges impulzusválaszú, így

1. Egységugrás alapjel ($r_k = \varepsilon_k$) esetén a kimenet véges számú mintavétel nyomán pontosan beáll egyre.
2. Ebből következik, hogy véges számú mintavétel után a szabályzó u_k kimenete sem változik.

Átvitelek zárt körben



Előírások: FIR átvitelek

Minden z^{-1} hatványa szerinti

$$D_{yr}(z^{-1}) = K(z^{-1}) = \frac{D_c(z^{-1})D(z^{-1})}{1 + D_c(z^{-1})D(z^{-1})}$$

$$D_{ur}(z^{-1}) = M(z^{-1}) = \frac{D_c(z^{-1})}{1 + D_c(z^{-1})D(z^{-1})}$$

Számítások (a z^{-1} argumentumot elhagyjuk)

$$\frac{D_c}{1 + D_c D} \cdot D = M \cdot \frac{B}{A} = K \quad \Rightarrow \quad \frac{B}{A} = \frac{K}{M}$$

Korrekciós polinom bevezetése: $L\left(z^{-1}\right) = l_0 + l_1 z^{-1} + l_2 z^{-2} + \dots$

A számításokból következik, hogy $\exists L\left(z^{-1}\right)$, hogy $K = BL$ és $M = AL$.

A szabályzó

Az összefüggésekből kifejezzük $D_c\left(z^{-1}\right)$ átvitelt

$$\frac{D_c}{1+D_cD} = M$$
$$D_c = M + M\cdot D_c\cdot D$$
$$D_c = \frac{M}{1-DM} = \frac{LA}{1-\frac{B}{A}LA} = \frac{LA}{1-LB}$$

Megjegyzés

A szabályzó meghatározása egyenértékű az $L\left(z^{-1}\right)$ korrekciós polinom meghatározásával.

Tartalom

Az $L(z^{-1})$ korrekciós polinom méretezése

Szempontok

1. Lehetőleg kis fokszám.
2. Nulla maradó hiba egységugrás alapjel esetén.
3. Beavatkozó jel nagysága (telítődés kiküszöbölése).

$L\left(z^{-1}\right)$ fokszáma

Ha $n \geq m$, akkor

$$D\left(z\right) = \frac{B\left(z\right)}{A\left(z\right)} = \frac{b_0 z^m + \cdots + b_{m-1} z + b_m}{z^n + \cdots + a_{n-1} z + a_n}$$

$$D\left(z^{-1}\right) = \frac{B\left(z^{-1}\right)}{A\left(z^{-1}\right)} = \frac{b_0 z^{m-n} + \cdots + b_{m-1} z^{-(n-1)} + b_m z^{-n}}{1 + \cdots + a_{n-1} z^{-(n-1)} + a_n z^{-n}}$$

tehát z^{-1} hatványa szerint a A és B fokszáma megegyezik.

A korrekciós polinomok méretezése

Maradó hiba (egységugrás alapjel esetén)

A kimenet végértéke legyen 1: $y_\infty = \lim_{z\to 1}(1-z^{-1})Y(z) = 1$

$$1 = K(1) = B(1)\cdot L(1) \qquad \Rightarrow \qquad l_0 + l_1 + \cdots = \frac{1}{B(1)}$$

Beavatkozó jel

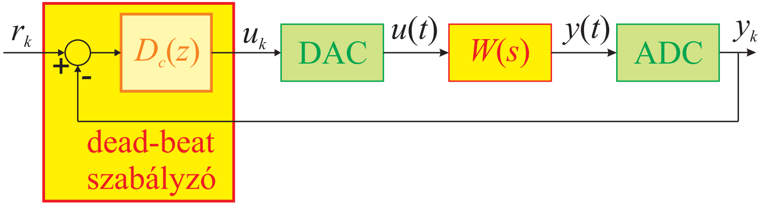
A korábbiakhoz hasonlóan feltételezzük, hogy a beavatkozó jel egységugrás alapjel mellett a nulladik mintavételnél lesz a legnagyobb és azt korlátozzuk: $u_{max} = u_0$. Bármely FIR rendszer ugrásválaszának kezdeti értéke (z^{-1} hatványai szerint) a konstans tag, így $u_{max} = m_0 = l_0 \cdot a_0$.

Összegezve (elsőfokú L polinom esetén: $L\left(z^{-1}\right) = l_0 + l_1 z^{-1}$)

$$l_0 = \frac{u_{max}}{a_0} \qquad l_1 = \frac{1}{B(1)} - \frac{u_{max}}{a_0} \qquad D_c = \frac{LA}{1-LB}$$

Tartalom

A szakasz valójában folytonos működésű



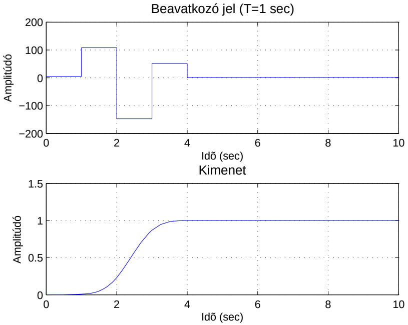
Megjegyzés

A felfutáshoz szükséges idő valójában $(n+1)T$, ahol

1. n az $A(z)$ fokszáma,
2. T a mintavételi periódusidő.

A tranziensek a mintavételi időpillanatok között nyilván függenek T megválasztásától.

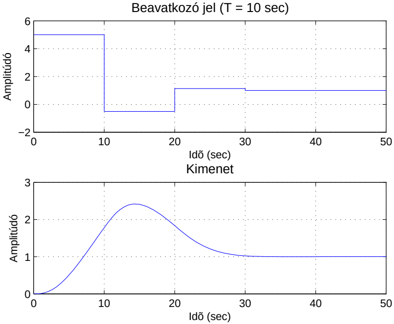
Ha T kicsi



Megfigyelés

A beavatkozó jel nem teljesíti a specifikációt, nem u_0 a legnagyobb értékű beavatkozó jel. Ok: $(n+1)T$ kis érték, így a felfutáshoz nagy beavatkozó jel kell. Nem kielégítő tranziens, rossz T választás.

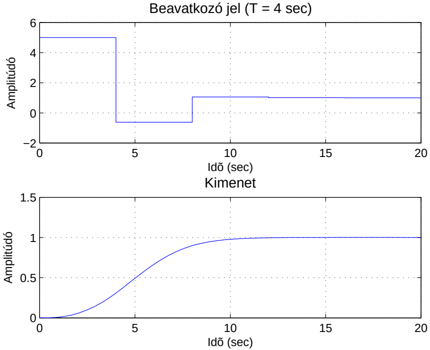
Ha T nagy



Megfigyelés

A szabályozott jellemző nem tolerálható túllövést mutat. Ok: mivel T nagy, $u_0 = u_{max}$ kikényszerítése túllövést eredményez. Nem kielégítő tranziens, rossz T választás.

Egy specifikációnak megfelelő T



Megfigyelés

Sem a beavatkozó jel, sem a szabályozott jellemző nem mutat túllövést. Kielégítő tranziens, megfelelő T választás.

Deadbeat szabályozó - záró megjegyzések

T választása túllövés nélküli tranziensekhez

Mivel a tranziensek T függvényei, ezért felállítható egy költségfüggvény

$$f(T) = \frac{\|\max\{\|u_i\|\} - u_{max}\|}{u_{max}} + \|\max\{\|y_i\|\} - 1\| \qquad i = 0, 1, \ldots, n-1+2,$$

amely értéke 0, ha T megfelelő. Az `fsolve` használatával ez a függvény nullára megoldható.

Fontos: sem $D(z)$, sem $D_c(z)$ nem FIR átvitelek!

Kiejtések miatt ugyanakkor zárt körben FIR átviteleket kapunk.

Mikor nem lesz FIR mégsem a zárt kör átvitele?

Ha a $D_c(z)$-e épített $A(z)$ és $B(z)$ nem egyeznek a szakasz „valódi” nevezőjével és számlálójával, akkor nem kapunk FIR átvitelt zárt körben.