

Írányítás előreccsatolással (Feed-forward control)

Az irányítási rendszerek célja azt biztosítani, hogy a szabályozott folyamat az elvárt módon viselkedjen (a kimenete elérje az előírt értéket előírt tranziensekkel) valamint az, hogy a külső zavarok hatása ne, vagy csak kis mértékben befolyásolja a szabályozott kimenetet (zavarok hatásának kompenzálása)

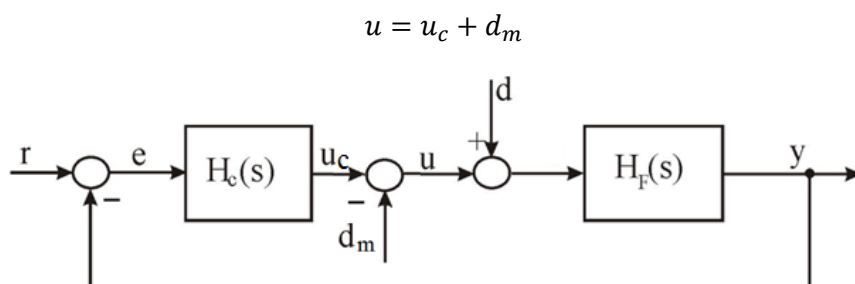
Ezt a két feladatot általában visszacsatolást alkalmazó szabályozó segítségével oldjuk meg (például PID irányítást alkalmazva). Az integráló tag a szabályozóban képes kompenzálni ismeretlen, konstans bemeneti zaj hatását, a PID szabályozó paramétereit pedig referenciamodell alapú tervezéssel határozhatjuk meg.

Az előreccsatolás alkalmazásával a két feladatot (modellkövetés valamint zavarelnyomás) kettéválaszthatjuk. A módszer előnye, hogy hatékonyabb szabályozást kapunk, hátránya, hogy a megvalósításához szükséges mérni a zavarjelet vagy szükséges az irányított folyamat pontos matematikai modellje.

Zavarelnyomás (zavarkompenzálás) előreccsatolással.

Feltételezzük, hogy a folyamat bemenetére ható zavar (d) mérhető, a mért értéke d_m .

Szabályozó által kiszámított beavatkozó jelet az alábbi formában választhatjuk, lásd Ábra.



1. Ábra: Direkt zavarelnyomás

Amennyiben $d \cong d_m$, a H_c szabályozót úgy tervezhetjük, hogy nem vesszük figyelembe a d zavart.

A zavar hatása a szabályozás pontosságára:

Az 1. Ábra alapján:

$$y(s) = H_F(s)(d(s) - d_m(s)) + H_F(s)H_C(s)(r(s) - y(s))$$
$$y(s) = \frac{H_F(s)}{1 + H_F(s)H_C(s)}(d(s) - d_m(s)) + \frac{H_F(s)H_C(s)}{1 + H_F(s)H_C(s)}r(s)$$

Feltételezzük, hogy a folyamat tartalmaz integrátort állandósult, a szabályozó pedig nem. Legyen a szabályozó esősítése K_p . Ebben az esetben a zavar hatása a kimenetre az alábbi módon számítható:

$$y = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{K_F}{s}}{1 + \frac{K_F}{s} K_P} (d - d_m) + \frac{\frac{K_F}{s} K_P}{1 + \frac{K_F}{s} K_P} r$$

$$y = \frac{1}{K_P} (d - d_m) + r$$

Látható, hogy az előrecsatolás megvalósításával nulla állandósult állapotbeli hiba csak akkor érhető el, ha $d=d_m$ vagyis a zavar pontosan ismert. Nagy szabályozó-erősítéssel ugyanakkor a $d - d_m$ különbség hatása a szabályozás pontosságára csökkenthető.

Példa: gravitációkompenzálás mechanikai rendszerekben

Legyen a mechanikai rendszert leíró modell

A modellben m a tömegparaméter, x a pozíció, g a gravitációs gyorsulás.

Legyen a pozíciószabályozási probléma: tervezzünk szabályozót a rendszerre úgy, hogy $x \rightarrow x_{ref}$. x_{ref} konstans előírt pozíció. Adott az előírt szabályozási idő ($T_{2\%}$) valamint az előírt túllövés.

A túllövés és a szabályozási idő alapján a szabályozó tervezéséhez meghatározhatjuk a másodfokú referenciarendszer csillapítását és saját körfrekvenciáját (ξ , ω_n)

$$H_{ref}(s) = \frac{x(s)}{x_{ref}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Ugyanez időtartományban:

$$\ddot{x} + 2\xi\omega_n \dot{x} + \omega_n^2 x = \omega_n^2 x_{ref}$$

PD+FF szabályozás: válasszunk egy PD szabályozót kiegészítve előrecsatolással (FF – Feed-Forward)

$$u = K_P(x_{ref} - x) - K_D \dot{x} + m_m g$$

m_m a mechanikai rendszer mért/ismert tömegparamétere.

A szabályozott rendszer:

$$m\ddot{x} = K_P(x_{ref} - x) - K_D \dot{x} + (m_m - m)g$$

$$\ddot{x} + \frac{K_D}{m} \dot{x} + \frac{K_P}{m} x = \frac{K_P}{m} x_{ref} + (m_m - m) \frac{g}{m}$$

Összehasonlítva a referenciarendszerrel kapjuk a szabályozóparamétereket: $K_D = 2m\xi\omega_n$, $K_P = m\omega_n^2$.

Ugyancsak látszik, hogy az állandósult állapotbeli kimenet:

$$x = x_{ref} + (m_m - m) \frac{g}{K_P}$$

PID szabályozás: válasszunk a rendszer irányításához PID szabályozót

$$u = K_P(x_{ref} - x) + K_I \int_0^t (x_{ref} - x) dt - K_D \dot{x}$$

A szabályozott rendszer:

$$m\ddot{x} = K_P(x_{ref} - x) + K_I \int_0^t (x_{ref} - x) d\tau - K_D\dot{x} + mg$$

Figyelembe véve, hogy m és x_{ref} konstansak, a fenti modellt deriválva kapjuk:

$$\ddot{x} + \frac{K_D}{m}\dot{x} + \frac{K_P}{m}x = \frac{K_I}{m}x_{ref}$$

Mivel az irányított rendszert leíró folyamat harmadfokú, legalább harmadfokú referenciamodellt kell válasszunk:

$$H_{ref}(s) = \frac{x(s)}{x_{ref}(s)} = \frac{\omega_n^2}{(Ts + 1)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}$$

A PID szabályozó paramétereit összehasonlítással számolhatjuk ki, hasonlóan az előző esethez. Ugyanakkor a harmadfokú referenciarendszerben az extra időállandó ($T > 0$) miatt lassabb válaszra számíthatunk.

Integráló szabályozás vs. előreccatolás:

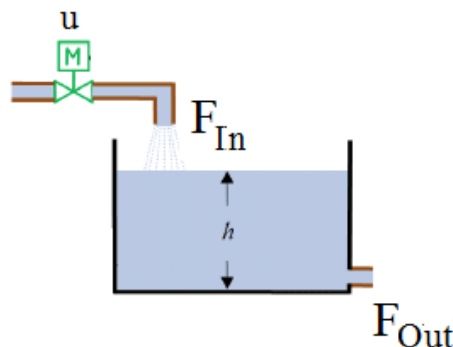
- Általában is kijelenthető, hogy az előreccatolást alkalmazó szabályozás kisebb szabályozási időt biztosít, mint az integráló szabályozás.
- Az előreccatolás megvalósításához ismernünk kell pontosan a zavart, integráló szabályozáshoz a zavart nem kell ismerni.
- Az integráló zavarkompenzálás csak konstans zavarok esetében alkalmazható, az előreccatolás esetében az ismert zavar lehet időben változó is.
- Az előreccatoló szabályozás energiahatékonyabb, mivel pontosan kompenzálja az előreccatolást, nem kell „túlmértezni” a szabályozó erősítését.

Példa: szintszabályozás szabad kiömlésű tartályban

Legyen a 2. Ábrán látható tartályt leíró modell:

$$A \frac{dh}{dt} = F_{In} - F_{Out}$$

A - tartály keresztmetszete, h a folyadékszint magassága, F_{In} a beömlő térfogathozam, F_{Out} a kiömlő térfogathozam.



2. Ábra: Szintszabályozás

F_{in} lineárisan szabályozható szeleppel állítható: $F_{in} = ku$, ahol u a beavatkozó jel, a beavatkozó erősítésparamétere: $k > 0$ ha $h > 0$; $k=0$ máskülönben.

A kiömlő hozam a Bernoulli törvény értelmében gyökösen függ a szintmagasságtól: $F_{out} = a\sqrt{h}$, $a > 0$.

Tehát a folyamatmodell:

$$A \frac{dh}{dt} = k u - a\sqrt{h}$$

A szabályozás célja a vízszint adott referenciaértéken (h_{ref}) tartása.

A kifolyást tekinthetjük zavarnak, amit direkt módon kompenzálhatunk.

Először, elhanyagolva a zavart (kifolyást), tervezzünk szint szabályozót a tartálynak. A folyamat átviteli függvénye zavar (F_{out}) nélkül

$$H_F(s) = \frac{1}{As}$$

Mivel a folyamat elsőfokú, választhatunk elsőfokú referenciarendszert a szabályozó tervezéséhez:

$$H_{ref}(s) = \frac{1}{Ts + 1}$$

$T > 0$ a szabályozási hurok előírt időállandója.

A szabályozott folyamat P szabályozót alkalmazva:

$$H_0(s) = \frac{\frac{K_P}{As}}{1 + \frac{K_P}{As}} = \frac{1}{(A/K_P)s + 1}$$

Ahhoz, hogy a szabályozási hurok a referenciarendszer által meghatározott dinamikus viselkedését mutassa ($H_0(s) = H_{ref}(s)$), a P szabályozó erősítését a $K_P = A/T$ összefüggéssel kell megválasszuk.

A zavar kompenzálása: állandósult állapotban a folyamatmodell alapján kiszámíthatjuk a beavatkozó jelet ahhoz, hogy a folyadékszintet h_{ref} értéken tartsuk. Ha $dh/dt=0$, akkor:

$$k u_{ff} = a\sqrt{h_{ref}}$$

$$u_{FF} = \frac{a}{k}\sqrt{h_{ref}}, \text{ ha } k > 0$$

Ennek megfelelően a beavatkozó jel az előrecsatoló szabályozás elvét alkalmazva a P szabályozó által számított beavatkozó jel és az u_{ff} összege:

$$u = u_P + u_{FF} = \frac{A}{T}(h_{ref} - h) + \frac{a}{k}\sqrt{h_{ref}}$$

Mivel a folyadékszint mért, az előrecsatoló komponensét a szabályozónak lecserélhetjük a gyökös nemlinearitás direkt kompenzálását megvalósító tagra is:

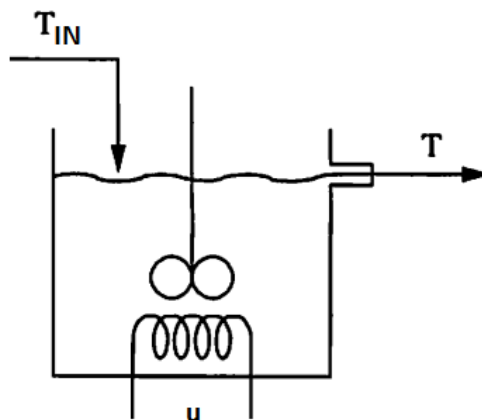
$$u = \frac{A}{T}(h_{ref} - h) + \frac{a}{k}\sqrt{h}$$

Ebben az esetben nem előreccatolásról, hanem visszacsatolásos linearizálásról beszélünk.

Zavarelnyomás dinamikus hatások figyelembe vételével

Számos esetben a zavar, amit mérni tudunk, nem egyenes úton, hanem egy dinamikus rendszeren keresztül éri el az irányított folyamatot. Ebben az esetben a zavar dinamikáját is figyelembe kell vegyük a kompenzáló jel megfogalmazásánál.

Példa - Folyadék melegítés tartályban: Legyen a 3. Ábrán látható folyadékmelegítési feladat egy keverővel ellátott tartályban. A tartályból kiömlő folyadék T hőmérsékletét szeretnénk előírt T_{ref} értékre beállítani. Látszik, hogy a kiömlő víz hőmérséklete egyrészt függ az melegítő beavatkozó u bemenetétől, másrészt a beömlő folyadék T_{IN} hőmérsékletétől.



3. Ábra: Folyadék felmelegítés tartályban

A beömlő folyadék hőmérsékletének a hatását a kiömlő folyadék hőmérsékletére szeretnénk kompenzálni előreccatolással.

Vegyük észre, hogy T_{IN} könnyen mérhető, de a megváltozása nem pillanatszerűen éri el a kimenetet (a tartály tároló jellege miatt). Modellezzük a zavar hatását a kimenetre elsőfokú dinamikus modellel:

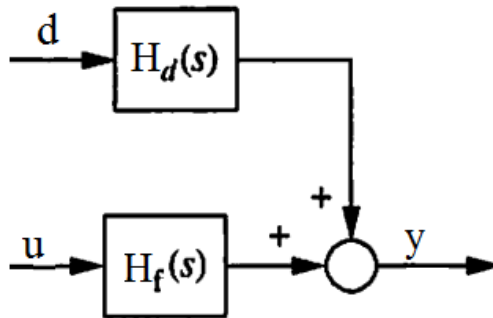
$$H_d(s) = \frac{T(s)}{T_{IN}(s)} = \frac{K_d}{T_d s + 1}$$

Az átvitelt a beavatkozó jelről a szabályozott kimenetre ugyancsak elsőfokú dinamikus modellel írhatjuk le:

$$H_f(s) = \frac{T(s)}{u(s)} = \frac{K_f}{T_f s + 1}$$

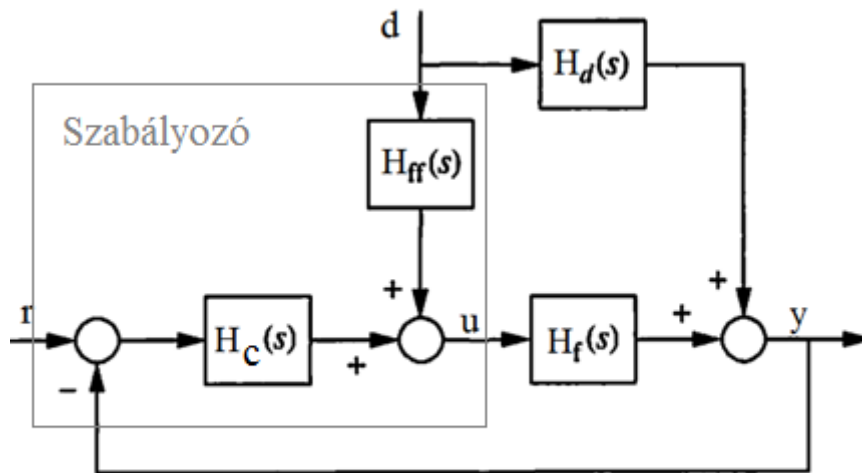
A modellben K_d , K_f az erősítés paramétereit, T_d , T_f az időállandókat jelölik.

Legyen általánosan egy irányított folyamat, amelyben folyamat bemenetére dinamikus rendszeren keresztül hat a mérhető bemeneti zavar (d), lásd a 4. Ábrát. Tervezzünk a szabályozót a folyamatra, amely kompenzálja d hatását az előírt kimenetre.



4. Ábra: Irányított folyamat kimenetei zavarhatással

A szabályozást egy előrcsatoló és egy visszacsatoló ág összegzésével oldjuk meg, lásd 5. Ábra.



5. Ábra: Dinamikus zavarkompenzálás előrcsatolással

Először tervezzük meg a visszacsatolást megvalósító szabályozót (H_c) a referencia modell alapú tervezés alapján. Legyen a referencia modell H_{ref} .

$$H_c(s) = \frac{1}{H_{ref}(s)} \frac{H_f(s)}{1 - H_f(s)}$$

A szabályozott kimenet a zavar figyelembe vételével:

$$y(s) = H_d(s)d(s) + H_f(s)u(s)$$

Válasszuk a beavatkozó jelet a kimenet és a mért zavar függvényében. A $H_{ff}(s)$ a szabályozó dinamikus előrcsatolást biztosító ága:

$$u(s) = H_{ff}(s)d(s) + H_c(s)(r(s) - y(s))$$

A szabályozott rendszer ezzel a beavatkozó jellel

$$y(s) = (H_d(s) + H_f(s)H_{ff}(s))d(s) + H_f(s)H_c(s)(r(s) - y(s))$$

Válasszuk az előrcsatolást megvalósító szabályozót:

$$H_{ff}(s) = -H_f^{-1}(s) H_d(s)$$

Látszik, hogy annak a szükséges feltétele, hogy a szabályozó megvalósítható (kauzális) legyen az, hogy H_f relatív fokszáma (pólusok és zérusok különbsége) kisebb vagy egyenlő legyen a H_d relatív fokszámánál, valamint az, hogy H_f ne tartalmazzon „instabil zérusokat” (olyan zérusokat, amelyeknek a valós része negatív).

Az előző példában (Folyadék melegítés tartályban) megadott folyamatmodellel a szabályozó előreecsatoló ága:

$$H_{ff}(s) = -\frac{K_d T_f s + 1}{K_f T_d s + 1}$$

Ezzel a választással a szabályozott kimenet:

$$y(s) = H_f(s)H_{fb}(s)(r(s) - y(s))$$

A referencia rendszer alapú tervezés alapján kiszámított H_c szabályozóval pedig:

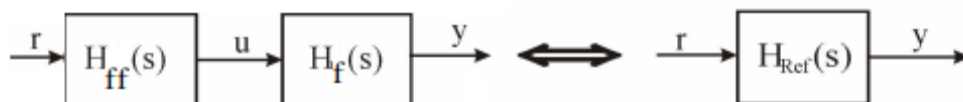
$$y(s) = H_{ref}(s)r(s)$$

Az előreecsatoló szabályozás biztosítja a zárt rendszer előírt viselkedését a zavar jelenlétében is.

Modellkövető szabályozás előreecsatolással

Az előreecsatolás elvét a referencia modellkövető szabályozás megvalósítására is alkalmazhatjuk. Ebben az esetben az előreecsatolás bemenete az előírt érték (r).

Legyen a folyamatot leíró átviteli függvény $H_f(s)$ és a referencia rendszer $H_{ref}(s)$. A folyamat bemenetét az előreecsatoló szabályozó számítja ki az előírt érték függvényében (lásd 6. Ábra).



6. Ábra: Modellkövetés csak előreecsatolást alkalmazva

Ahhoz, hogy az átvitel az előírt értékről a kimenetre előírt referenciarendszerként viselkedjen ($H_{ref}(s)=H_{ff}(s)H_f(s)$), az előreecsatoló tagot az alábbi módon kell válasszuk, lásd a 6. Ábra:

$$H_{ff}(s) = H_f^{-1}(s) H_{ref}(s)$$

Látszik, hogy annak a szükséges feltétele, hogy az előreecsatoló tag megvalósítható (kauzális) legyen az, hogy H_f relatív fokszáma (pólusok és zérusok különbsége) kisebb vagy egyenlő legyen a H_{ref} relatív fokszámánál, valamint az, hogy H_f ne tartalmazzon „instabil zérusokat” (olyan zérusokat, amelyeknek a valós része negatív).

Csak az előreecsatoló tag alkalmazása referencia rendszer követésre valós folyamatoknál nem alkalmazható, mivel a folyamatot leíró modell mindig pontatlan. A modellbizonytalanságokat, ismeretlen zavarok hatását visszacsatolással kompenzálhatjuk. A következő alfejezetben az előreecsatoló ágot kombináljuk visszacsatoló ággal is.

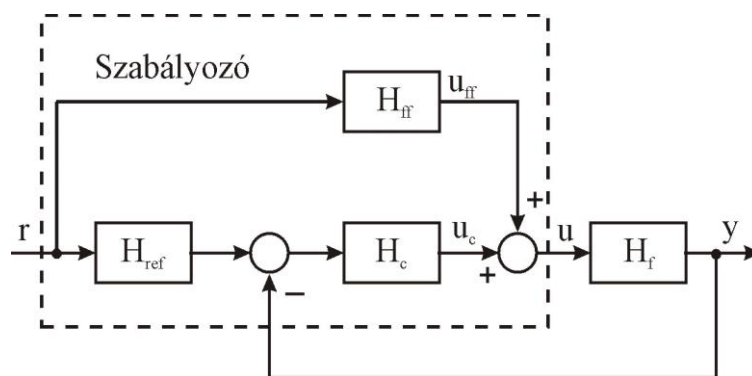
Előreccatolást és visszacsatolást tartalmazó modellkövető szabályozás megvalósítása

Szervoszabályozások esetén az alapjel minél pontosabb követése a legfontosabb szabályozási követelmény. Sok esetben ezt az előírt referenciamodell alapú tervezéssel oldjuk meg. A referenciamodell megválasztásánál a zárt rendszer tranzienstulajdonságait is meghatározzuk.

A szabályozónak ugyanakkor biztosítani kell a szabályozási kör robusztusságát és érzéketlenségét külső zajokra.

Az előreccatolást alkalmazó szabályozók ezt a két feladatot szétválasztják. A szabályozónak két része van: az előreccatoló ág (*feedforward*) biztosítja a pontos modellkövetést, a visszacsatoló ág (*feedback*) pedig a szabályozás robusztusságát, érzéketlenségét külső zajokra.

A 6. Ábrán az előreccatolást alkalmazó szabályozókör tömbvázlatát láthatjuk. $H_f(s)$ az irányított folyamat átvitelét leíró modellt jelöli. A szabályozó struktúrája egyrészt tartalmazza a $H_{ref}(s)$ referenciamodell, másrészt az előreccatoló $H_{ff}(s)$ és a visszacsatoló $H_c(s)$ szabályozótagokat. A beavatkozó jelet az előreccatoló és visszacsatoló tagok kimeneteinek összegeként kell számolni.



6. Ábra: Szabályozási kör előreccatolást alkalmazó szabályozóval

Határozzuk meg a szabályozó előreccatoló tagját úgy, hogy a zárt szabályozási rendszer (az átvitel az alapjeltől a folyamat kimenetére) modellje megfeleljen az referenciarendszer modelljének.

A 6. Ábra alapján a folyamat kimenetét az alábbi módon számíthatjuk:

$$\begin{aligned}
 y(s) &= H_f(s)u(s) = H_f(s)(u_c(s) + u_{ff}(s)) = \\
 &= H_f(s)(H_c(s)(H_{ref}(s)r(s) - y(s)) + H_{ff}(s)r(s)) = \\
 &= H_f(s)(H_c(s)H_{ref}(s) + H_{ff}(s))r(s) - H_f(s)H_c(s)y(s)
 \end{aligned} \tag{8.13}$$

Ebből kapjuk a zárt rendszer átvitelét.

$$H_0(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{H_f(s)(H_c(s)H_{ref}(s) + H_{ff}(s))}{1 + H_f(s)H_c(s)} \tag{8.14}$$

Válasszuk a szabályozó előreccatoló ágát az alábbi módon:

$$H_{ff}(s) = H_f^{-1}(s) \cdot H_{ref}(s) \quad (8.15)$$

Visszahelyettesítve a (8.15) szabályozótagot a (8.14) modellbe, kapjuk:

$$H_0(s) = \frac{H_f(s)H_c(s)H_{ref}(s) + H_f(s)H_f^{-1}(s)H_{ref}(s)}{1 + H_f(s)H_c(s)} = \frac{(H_f(s)H_c(s) + 1)H_{ref}(s)}{1 + H_f(s)H_c(s)} = H_{ref}(s) \quad (8.16)$$

Tehát a (8.15) összefüggés alapján meghatározott előreccatoló ág biztosítja, hogy a zárt rendszer kövesse a referenciamodellt. Az előreccatoló ág megvalósításához az irányított folyamat modellje két feltételt kell teljesítsen:

- a folyamat relatív fokszáma (pólusok és zérusok számának különbsége) kisebb kell legyen, mint a referenciarendszer relatív fokszáma. Ha a feltétel nem teljesül, az előreccatoló ág nem lesz kauzális
- A folyamat nem tartalmazhat instabil zérusokat. Ha a feltétel nem teljesül, az előreccatoló ág instabil pólusokat fog tartalmazni, tehát instabil viselkedést mutat.

Fontos, hogy a (8.15) összefüggés alapján kapott előreccatoló ág nem függ a szabályozó visszacsatoló ágától. Az előreccatoló ág a $H_c(s)$ visszacsatoló ágtól függetlenül biztosítja a modellkövetést. Tehát a $H_c(s)$ szabályozó tervezésénél nem kell figyelemmel lenni az alapjel követés problémájára. A visszacsatoló ág tervezésénél csak a robusztusságot, zavarelnyomást kell figyelembe venni.