

## PID szabályozó tervezése frekvenciatartományban

### 1.1.1. A szabályozó erősítésének hatása a stabilitásra

A szabályozó erősítése az a paraméter, amelyet a szabályozás működése alatt is számos esetben módosítanak, hangolnak például a minél kisebb állandósult állapotbeli hiba eléréséhez. Ezért célszerű megvizsgálni, hogy a körerősítés módosítása hogyan befolyásolja a zárt rendszer stabilitását.

**7.1 Példa:** Legyen a szabályozó átviteli függvénye  $H_C(j\omega)$  amelynek amplitúdómenete  $|H_C(j\omega)|$ , fázismenete  $\varphi(H_C(j\omega))$ . Legyen a folyamat átviteli függvénye  $H_F(j\omega)$  amelynek amplitúdómenete  $|H_F(j\omega)|$ , fázismenete  $\varphi(H_F(j\omega))$ . Határozzuk meg a nyílt rendszer amplitúdó- és fázismenetét.

A szabályozó átvitelét az amplitúdó és fázis függvényében az alábbi formában írhatjuk fel:

$$H_C(j\omega) = \text{Re}(H_C) + j\text{Im}(H_C) = |H_C(j\omega)|(\cos(\varphi(H_C(j\omega))) + j\sin(\varphi(H_C(j\omega)))) \stackrel{\text{Euler}}{=} |H_C(j\omega)|e^{j\varphi(H_C(j\omega))} \quad (7.2)$$

A folyamat esetében:

$$H_F(j\omega) = |H_F(j\omega)|e^{j\varphi(H_F(j\omega))} \quad (7.3)$$

A nyílt rendszer átviteli függvénye:

$$\begin{aligned} H_N(j\omega) &= H_C(j\omega)H_F(j\omega) = |H_C(j\omega)|e^{j\varphi(H_C(j\omega))}|H_F(j\omega)|e^{j\varphi(H_F(j\omega))} \\ H_N(j\omega) &= |H_C(j\omega)H_F(j\omega)|e^{j(\varphi(H_F(j\omega))+\varphi(H_C(j\omega)))} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Tehát a nyílt rendszer amplitúdó- és fázismenete:

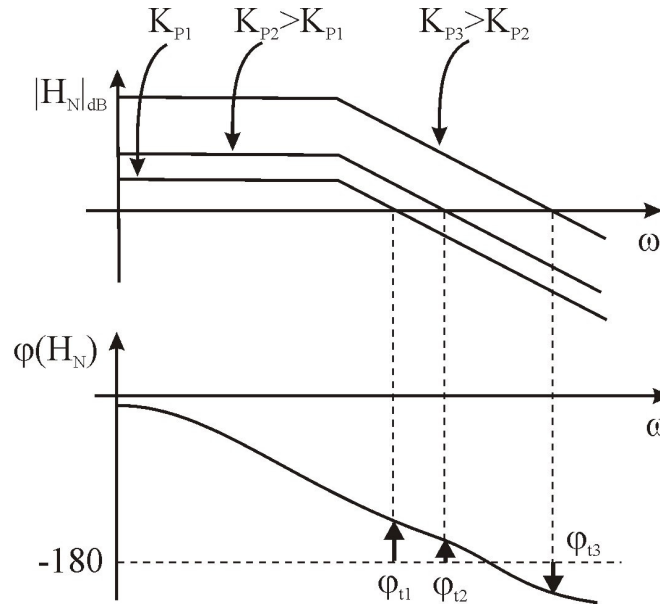
$$\begin{cases} |H_N(j\omega)| = |H_C(j\omega)| \cdot |H_F(j\omega)| \\ \varphi(H_N(j\omega)) = \varphi(H_C(j\omega)) + \varphi(H_F(j\omega)) \end{cases} \quad (7.5)$$

A szabályozó erősítése és a fázistartalék kapcsolatának vizsgálatához írjuk fel a nyílt rendszert olyan formában, hogy a szabályozó erősítése ( $K_P$ ) elkülönítve legyen a nyílt rendszer többi részétől.

$$H_N(j\omega) = K_P H_{N1}(j\omega) \quad (7.6)$$

Ha  $K_P$ -t komplex átvitelként kezeljük, könnyen belátható, hogy az amplitúdója  $|K_P|$  és fázisa 0. Tehát ha  $K_P$  értékét változtatjuk a (7.5) összefüggések alapján, a nyílt rendszer amplitúdómenete változik, fázismenete pedig nem. A 7.2 Ábrán a fázistartalék változása

látszik az amplitúdó függvényében: ha a szabályozás erősítését növeljük, az amplitúdómenet feljebb kúszik, a fázismenet változatlan marad. Ha a fázistartalék csökken, a szabályozási rendszer stabilitása romlik. Ez abban nyilvánul meg, hogy tranziens állapotban a túllövés egyre nagyobb lesz, a folyamat kimenetén a lengések csillapítása egyre kisebb lesz. Nulla fázistartalékra a lengések konstans amplitúdójúvá válnak. Negatív fázistartalék esetén a zárt rendszer instabil, a kimenet korlátlanul növekszik.

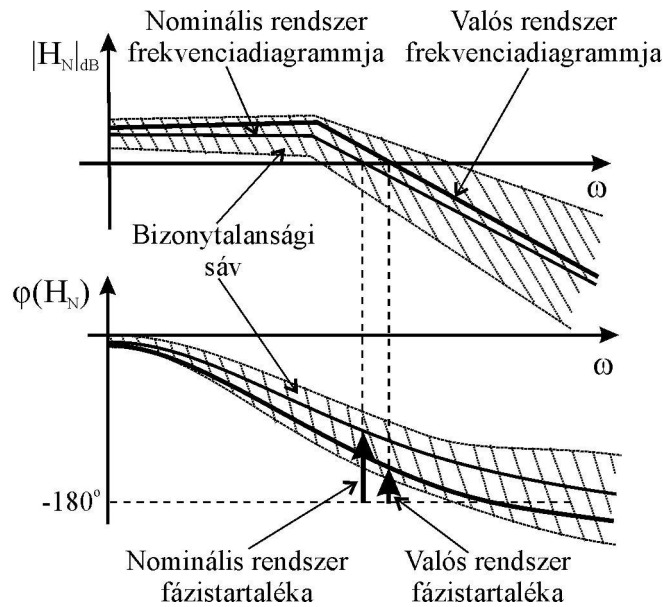


Hiba! Nincs ilyen stílusú szöveg a dokumentumban..1 **Ábra: A szabályozó erősítésének hatása a fázistartalékra**

*A szabályozó erősítésének növelésével a szabályozási rendszer stabilitása romlik, sőt túl nagy szabályozóerősítéssel a szabályozási rendszert instabillá tehetjük.*

### 1.1.2. PID szabályozók tervezése előírt fázistartalékra

A cél a PID típusú szabályozó paramétereinek meghatározása úgy, hogy a szabályozó rendszer akkor se veszítse el a stabilitását, ha a tervezésnél alkalmazott modell nem írja le tökéletesen a valós irányított folyamat viselkedését, vagy ha a folyamat paramétereai megváltoznak.



Hiba! Nincs ilyen stílusú szöveg a dokumentumban..2 **Ábra: A modellbizonytalanság a Bode diagramon**

A 7.3 Ábrán a nominális rendszer Bode diagramja, amit a szabályozó tervezéséhez alkalmaztunk, valamint a valós irányított rendszer Bode diagramja látható. A valós rendszer Bode diagramja pontosan nem ismert, csak azt tudjuk róla, hogy valahol a nominális rendszer diagramja körüli bizonytalanság sávbán található. Ha a bizonytalansági sáv széles akár az is előfordulhat, hogy a nominális rendszer fázistartaléka pozitív de a valós rendszer fázistartaléka negatív.

Ha a szabályozó garantálja, hogy a nominális nyílt rendszernek nagy előírt fázistartaléka legyen, akkor a bizonytalansági sávbán található valós rendszer is jó eséllyel stabil marad. Tehát *a robusztus stabilitást garantáló szabályozók paramétereit úgy kell meghatározni, hogy a nyílt rendszer nagy fázistartalékkal rendelkezzen.*

A robusztusság mellett a tervezésnél más követelményeket is előírhatunk, mint például gyors válasz és korlátozott beavatkozó jel.

A PID szabályozó átviteli függvénye általánosan:

$$H_C(s) = K_P \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{s T_d}{1 + s \cdot T} \right) \quad (7.7)$$

A  $K_P$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ,  $T$  paramétereket kell meghatározni úgy, hogy a szabályozás robusztus legyen. Bizonyos feladatokhoz elégséges, ha csak egyszerűbb struktúrájú P, PI vagy PD szabályozót alkalmazunk. Ilyenkor kevesebb paramétert kell meghatározni.

A követelményeket az alábbi három pontban foglalhatjuk össze:

- I. Legyen a nyílt rendszer fázistartaléka egyenlő egy előírt  $\varphi_{REF}$  fázistartalékkal.
- II. Legyen a beavatkozó jel maximális értéke  $u_{MAX}$ .
- III. Legyen az irányított rendszer válasza minél gyorsabb.

Az I. feltétel teljesítéséhez először meg kell határozni a nyílt rendszer vágási frekvenciáját ( $\omega_C$ ), vagyis ahol az amplitúdómenet metszi a vízszintes tengelyt. Mivel a Bode diagram logaritmikus, ezért az amplitúdómenet a vágási frekvencián 1. Ezek után a nyílt rendszer (7.1) összefüggés alapján számított fázistartaléka egyenlő kell legyen az előírt fázistartalékkal. Tehát az alábbi egyenletrendszerhez jutunk:

$$\begin{cases} |H_C(j\omega_C) \cdot H_F(j\omega_C)| = 1 \\ \pi + \varphi(H_C(j\omega_C)) + \varphi(H_F(j\omega_C)) = \varphi_{iREF} \end{cases} \quad (7.8)$$

A II. feltételt akkor kell figyelembe venni, ha a szabályozó deriváló csatornával is rendelkezik. A szabályozás indításakor a szabályozó bementén egységugrásszerű hiba jelenik meg. Ezért a  $t=0$  időpillanatban a deriváló csatorna miatt a beavatkozó jel megugrik. A szabályozó paramétereit úgy kell megválasztani, hogy a szabályozó egységugrásra adott válasza a  $t=0$  időpillanatban egyenlő legyen az előírt maximális beavatkozó jellel.

A PD (és PID) szabályozó egységugrásra adott válaszána meghatározásához alkalmazzuk a Laplace transzformált alábbi tulajdonságát:

$$\lim_{t \rightarrow 0} u(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s u(s) \quad (7.9)$$

Mivel az egységugrás Laplace transzformáltja  $1/s$ :

$$\lim_{s \rightarrow \infty} s u(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} s H_C(s) \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow \infty} H_C(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} K_P \cdot \left( 1 + \frac{s T_d}{1 + s \cdot T} \right) = K_P \cdot \left( 1 + \frac{T_d}{T} \right) \quad (7.10)$$

Könnyen belátható, hogy PID esetén is ugyanez lesz az eredmény. A (7.10) összefüggésben kapott érték egyenlő kell legyen  $u_{MAX}$ -al.

A III. feltételt pólus-zérus kiejtéssel érhetjük el. A szabályozó zérusait úgy választjuk meg, hogy ejtsék ki az irányított folyamat lassú pólusait.

A csak egy erősítéssparaméterrel rendelkező P szabályozóval csak az I. feltétel teljesíthető. Zérussal is rendelkező szabályozókkal garantálható a pólus-zérus kiejtés, tehát a gyors válasz.

A tervezés lépései során feltételezzük, hogy az irányított folyamat harmadfokú rendszer, de a tervezési módszer egyszerűen módosítható más rendszerosztályokra is. Feltételezzük, hogy az irányított folyamat dinamikája az alábbi modellel írható le:

$$H_F(s) = \frac{K_F}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \quad (7.11)$$

Legyen  $T_3$  a leglassúbb,  $T_1$  a leggyorsabb időállandó a folyamatban, vagyis:  $T_3 > T_2 > T_1$ . A rendszer összes paramétereit ismertnek tekintjük.

**7.2 Példa:** Határozzuk meg a  $H(s) = \frac{K}{T s + 1}$  elsőfokú rendszer fázis- és amplitúdómenetét.

Első lépésben a modellben  $s$  helyébe  $j\omega$ -t helyettesítünk és meghatározzuk az átviteli függvény valós és komplex részét:

$$H(j\omega) = \frac{K}{Tj\omega + 1} = \frac{K(1 - T \cdot j\omega)}{T^2\omega^2 + 1} = \frac{K}{\underbrace{T^2\omega^2 + 1}_{\text{Re}}} - j \frac{K \cdot T \cdot \omega}{\underbrace{T^2\omega^2 + 1}_{\text{Im}}} \quad (7.12)$$

Az amplitúdómenet:

$$|H(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}(H(j\omega))^2 + \text{Im}(H(j\omega))^2} = \sqrt{\frac{K^2}{(T^2\omega^2 + 1)^2} + \frac{K^2 \cdot T^2 \cdot \omega^2}{(T^2\omega^2 + 1)^2}} = \frac{K}{\sqrt{T^2\omega^2 + 1}} \quad (7.13)$$

A fázismentet:

$$\varphi(t) = \text{arctg} \left( \frac{\text{Im}(H(j\omega))}{\text{Re}(H(j\omega))} \right) = \text{arctg} \left( \frac{-\frac{K \cdot T \cdot \omega}{T^2\omega^2 + 1}}{\frac{K}{T^2\omega^2 + 1}} \right) = -\text{arctg}(T \cdot \omega) \quad (7.14)$$

**7.3 Példa:** Határozzuk meg a  $H(s) = \frac{1}{T_i s}$  elsőfokú integráló rendszer fázis- és amplitúdómenetét.

Akárcsak az előző példa esetén,  $s$  helyébe  $j\omega$ -t helyettesítünk és meghatározzuk az átviteli függvény valós és komplex részét:

$$H(j\omega) = \frac{1}{T_i j\omega} = 0 - j \frac{1}{T_i \omega} \quad (7.15)$$

Az amplitúdómenet:

$$A = \sqrt{0^2 + \left(-\frac{1}{T_i \omega}\right)^2} = \frac{1}{T_i \omega} \quad (7.16)$$

A fázismentet:

$$\varphi = \text{arctg} \left( \frac{-\frac{1}{T_i \omega}}{0} \right) = \text{arctg}(-\infty) = -\frac{\pi}{2} \quad (7.17)$$

Amennyiben több sorosan csatolt elsőfokú rendszer amplitúdó és fázismentét kell meghatározni, akárcsak a 7.1 Példa esetében az amplitúdómenetek összeszorzódnak, a fázismentek pedig összeadódnak (lásd (7.5) összefüggés).

### 1.1.2.1.P szabályozás

A nyílt rendszer P szabályozóval ( $H_C(s) = K_P$ ), ha a folyamatot a (7.11) modell írja le:

$$H_N(s) = K_P \frac{K_F}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} \quad (7.18)$$

Ebben az esetben (7.8) egyenletrendszer, felhasználva a (7.5), (7.13), (7.14) összefüggéseket:

$$\begin{cases} \frac{K_F \cdot K_P}{\sqrt{(T_1^2 \omega_C^2 + 1)(T_2^2 \omega_C^2 + 1)(T_3^2 \omega_C^2 + 1)}} = 1 \\ \pi + \arctg(H_N(j\omega_C)) = \pi - \arctg(T_1\omega_C) - \arctg(T_2\omega_C) - \arctg(T_3\omega_C) = \varphi_{iREF} \end{cases} \quad (7.19)$$

A fenti nemlineáris egyenletrendszer két egyenletet és két ismeretlent tartalmaz:  $\omega_C$ ,  $K_P$ . A megoldásként kapott  $K_P$  proporcionális erősítés garantálja a nyílt rendszerben az előírt fázistartalékot ( $\varphi_{iREF}$ ).

### 1.1.2.2.PI szabályozás

A nyílt rendszer PI szabályozóval és az irányított harmadrendű folyamat modelljével:

$$H_N(s) = K_P \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \frac{K_F}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} = \left(\frac{T_i s+1}{T_i s}\right) \frac{K_P K_F}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} \quad (7.20)$$

Válasszuk úgy az integrálási időt, hogy ejtse ki a leglassúbb ( $T_3$ ) időállandót:

$$T_i = T_3 \quad (7.21)$$

A pólus-zérus kiejtés után a nyílt rendszer:

$$H_N(s) = \frac{K_F \cdot (K_P/T_i) \cdot (T_i s+1)}{s(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} \stackrel{T_i=T_3}{=} \frac{K_F K_P/T_3}{s(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (7.22)$$

Ebben az esetben (7.8) egyenletrendszer, felhasználva a (7.5), (7.13), (7.14), (7.16), (7.17) összefüggéseket:

$$\begin{cases} \frac{K_F K_P/T_3}{\omega_C \sqrt{(T_1^2 \omega_C^2 + 1)(T_2^2 \omega_C^2 + 1)}} = 1 \\ \pi - \frac{\pi}{2} - \arctg(T_1\omega_C) - \arctg(T_2\omega_C) = \varphi_{iREF} \end{cases} \quad (7.23)$$

A (7.23) egyenletrendszer megoldásaként kapjuk az előírt fázistartaléket biztosító  $K_P$  erősítést. A  $T_i$  integrálási időt a (7.21) összefüggés alapján kell számítani.

### 1.1.2.3.PD szabályozás

A nyílt rendszer szűrt PD szabályozóval és az irányított folyamattal :

$$H_C(s) = K_P \cdot \left(1 + \frac{sT_d}{Ts+1}\right) \frac{K_F}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} = \left(\frac{(T_d+T)s+1}{Ts+1}\right) \frac{K_P K_F}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} \quad (7.24)$$

Válasszuk úgy a  $T_d + T$  értékét, hogy ejtse ki a leglassabb  $T_3$  pólust:

$$T_d = T_3 - T \quad (7.25)$$

A pólus-zérus kiejtés után a nyílt rendszer:

$$H_N(s) = \frac{K_P \cdot K_F \cdot ((T_d + T)s + 1)}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)(Ts+1)} \stackrel{T+T_d=T_3}{=} \frac{K_P K_F}{(T_1s+1)(T_2s+1)(Ts+1)} \quad (7.26)$$

A (7.8) egyenletrendszert a (7.5), (7.13), (7.14) összefüggéseket felhasználva kapjuk. Mivel a szabályozó tartalmaz deriváló csatornát, vegyük figyelembe a beavatkozó jel korlátosságára kikötött feltételt, felhasználva a (7.10) összefüggést:

$$\begin{cases} \frac{K_P K_F}{\sqrt{(T_1^2 \omega_C^2 + 1)(T_2^2 \omega_C^2 + 1)(T^2 \omega_C^2 + 1)}} = 1 \\ \pi - \arctg(T_1 \omega_C) - \arctg(T_2 \omega_C) - \arctg(T) = \varphi_{iREF} \\ K_P \cdot \left(1 + \frac{T_3 - T}{T}\right) = u_{MAX} \end{cases} \quad (7.27)$$

A fenti nemlineáris egyenletrendszerben az ismeretlenek  $K_P, T, \omega_C$ . A  $T_d$  deriválási időt a  $T$  paraméter ismeretében a (7.25) összefüggés alapján kapjuk.

### 1.1.2.4.PID szabályozás

A pólus-zérus kiejtés elvégzéséhez a PID szabályozót módosított alakban kell felírni:

$$H_C(s) = K_P \cdot \left(1 + \frac{sT_d}{1+s \cdot T} + \frac{1}{T_i s}\right) = K_P \cdot \frac{1+s \cdot T + T_i T_d s^2 + T_i s(1+s \cdot T)}{T_i s(1+s \cdot T)} = K_P \cdot \frac{T_i(T_d+T)s^2 + (T+T_i)s+1}{T_i s(1+s \cdot T)} \quad (7.28)$$

A modell számlálóját keressük az alábbi alakban:

$$(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1) = T_i(T_d + T)s^2 + (T + T_i)s + 1 \quad (7.29)$$

Könnyen belátható, hogy a  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  és a szabványos szabályozóparaméterek között az alábbi összefüggés áll fenn:

$$\begin{cases} \tau_1 \cdot \tau_2 = T_i(T_d + T) \\ \tau_1 + \tau_2 = T + T_i \end{cases} \quad (7.30)$$

A pólus zérus kiejtéshez válasszuk:  $\tau_1=T_2$ ,  $\tau_2=T_3$ . Ezzel a paraméterválasztással szabályozó deriválási és integrálási idejét az alábbi módon tudjuk kifejezni:

$$\begin{cases} T_d = \frac{T_2 T_3}{T - T_2 - T_3} - T \\ T_i = T - T_2 - T_3 \end{cases} \quad (7.31)$$

A nyílt rendszer szűrt PID szabályozóval és az irányított folyamattal a pólus-zérus kiejtés végrehajtása után:

$$H_N(s) = \frac{(K_P/T_i) \cdot K_F \cdot (\tau_1 s + 1) \cdot (\tau_2 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)(Ts + 1)} \stackrel{\tau_1=T_2, \tau_2=T_3}{=} \frac{K_P K_F / (T_2 + T_3 - T)}{s(T_1 s + 1)(Ts + 1)} \quad (7.32)$$

A (7.8) egyenletrendszert felhasználva a (7.5), (7.13), (7.14), (7.16), (7.17) összefüggéseket kapjuk. Ugyanakkor vegyük figyelembe a beavatkozó jel korlátosságára kikötött feltételt, felhasználva a (7.10) összefüggést:

$$\begin{cases} \frac{K_F K_P / (T_2 + T_3 - T)}{\omega_c \sqrt{(T_1^2 \omega_c^2 + 1)(T^2 \omega_c^2 + 1)}} = 1 \\ \pi - \frac{\pi}{2} - \arctg(T_1 \omega_c) - \arctg(T \omega_c) = \varphi_{REF} \\ K_P \cdot \frac{T_2 \cdot T_3}{(T_2 + T_3 - T)} = u_{MAX} \end{cases} \quad (7.33)$$

A fenti nemlineáris egyenletrendszerben az ismeretlenek  $K_P, T, \omega_c$ . A  $T_d, T_i$  paramétereket a már meghatározott  $T$  paraméter ismeretében a (7.31) összefüggés alapján számíthatjuk.

A robusztus PID szabályozók tervezéséhez mind a négy esetben nemlineáris egyenletrendszert kell megoldani. Bonyolultságuk miatt az egyenletrendszerek analitikusan nem megoldhatóak, ezért numerikus módszerekkel kereshetjük a helyes megoldást. Használható például a Matlab 'fsolve' függvénye a megoldás meghatározásához.



### 1.1.3. Előírt fázistartalékon alapuló tervezés kiterjesztése mintavételes rendszerekre

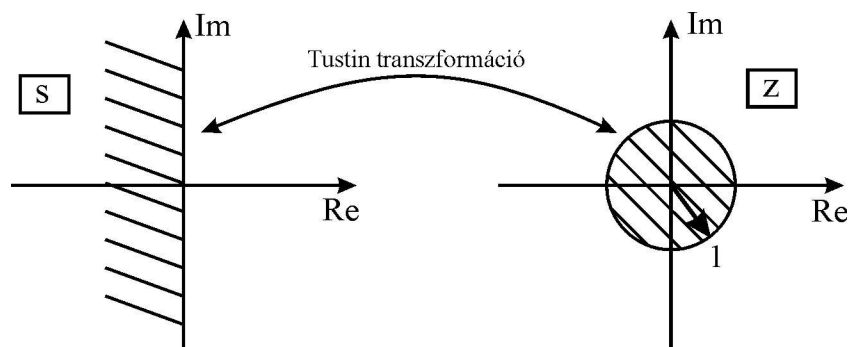
Az előző fejezetben bemutatott, folytonos rendszerekre kidolgozott szabályozótervezési módszer az előírt fázistartalék biztosítására kis változtatásokkal kiterjeszhető mintavételes szabályozók tervezésére is. A tervezés a bilineáris (Tustin) transzformáción alapszik, amellyel mintavételes ( $z$  komplex változóban felírt) átviteli függvények folytonos ( $s$  komplex változóban felírt) átviteli függvényekké transzformálhatóak és fordítva. A bilineáris transzformáció esetében az áttéréshez az alábbi összefüggést kell alkalmazni (Tustin képlet):

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (7.39)$$

$T$  a mintavételi periódust jelöli. A transzformáció fordítottja:

$$z = \frac{1 + s \frac{T}{2}}{1 - s \frac{T}{2}} \quad (7.40)$$

A bilineáris transzformáció fontos tulajdonsága, hogy a komplex tér bal félsíkját az egységsugarú kör belsejébe transzformálja (lásd 7.8 Ábra). A fordított transzformáció pedig a komplex egységsugarú kör belsejét a komplex tér bal félsíkjába transzformálja. Tehát ha a folytonos rendszer stabil, a transzformációval kapott mintavételezett rendszermodell is garantáltan stabil lesz és fordítva. Ezért a robusztusságot garantáló szabályozók mintavételes átírásánál a bilineáris transzformációt érdemes alkalmazni.



Hiba! Nincs ilyen stílusú szöveg a dokumentumban..3 Ábra: A Tustin transzformáció

A szabályozó tervezéséhez adott az előírt fázistartalék ( $\varphi_{REF}$ ,  $u_{MAX}$ ) valamint a beavatkozó jel maximális értéke, valamint a mintavételezett rendszer modellje  $H_F(z)$ .

A mintavételes szabályozó tervezésének lépései:

I. A bilineáris transzformációt (7.39) összefüggést alkalmazva megkapjuk a rendszer folytonos modelljét. Eredmény:  $H_F(s)$ .

II. A folytonos modellre megtervezzük a folytonos idejű szabályozót. Eredmény:  $H_C(s)$ .

III. A folytonos szabályozót bilineáris transzformációval mintavételes alakra hozzuk. Eredmény:  $H_C(z)$ .

A II. lépésben a 7.2 fejezetekben leírtakat kell követni. Egyedüli eltérés a maximális beavatkozájel számításánál van. Feltételeztük, hogy a beavatkozó jel a  $t=0$  időpontban (mintavételes esetben a  $k=0$  mintavételben) lesz a legnagyobb. A beavatkozó jel értékét mintavételes rendszereknél másképp kell számítani. A beavatkozó jel értéke a legelső mintavételben, ha a szabályozó bemenete egységugrás:

$$u_0 = \lim_{z \rightarrow \infty} u(z) = \lim_{z \rightarrow \infty} H_C(z) \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} = \lim_{z \rightarrow \infty} H_C(z) = H_C(z \rightarrow \infty) \quad (7.41)$$

Bilineáris transzformáció esetén, ha a  $z$  komplex változó értéke a  $\infty$ -be tart, az  $s$  komplex változó:

$$\lim_{z \rightarrow \infty} s = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} = \frac{2}{T} \quad (7.42)$$

Tehát ha áttérünk folytonos rendszermodellre, és a beavatkozó jel értékét keressük a legelső mintavételben,  $s$  helyébe  $2/T$ -t kell helyettesíteni:

$$u_0 = H_C(s) \Big|_{s=\frac{2}{T}} = H_C\left(\frac{2}{T}\right) \quad (7.43)$$

A szabályozó tervezésénél a pólus-zérus kiejtés mellett, a korlátozott beavatkozó jel és előírt fázisstartalék biztosításához, az inverz bilineáris transzformációval kapott folytonos modellt alkalmazva az alábbi nemlineáris egyenletrendszerrel kell megoldani:

$$\begin{cases} |H_C(j\omega_C)| \cdot |H_F(j\omega_C)| = 1 \\ \pi + \arctg \varphi(H_C(j\omega_C)) + \arctg \varphi(H_F(j\omega_C)) = \varphi_{iREF} \\ H_C(T/2) = u_{MAX} \end{cases} \quad (7.44)$$

Matlab függvényeket használva a tervezési séma az alábbi módon foglalható össze:

$$H_F(z) \xrightarrow{\text{"Tustin"} \atop d2cm} H_F(s) \rightarrow, P-Z \text{ kiejtés, 'fsolve'} \rightarrow H_C(s) \xrightarrow{\text{"Tustin"} \atop c2dm} H_C(z)$$