

1.1. Fázissiettető és fáziskésleltető kompenzálás

A szabályozási rendszer fázistartalékának növelése egyszerű struktúrájú szabályozókkal is megoldható. Ilyenek a fázist siettető és fázist késleltető szabályozók, amelyek egy pólust és egy zérust tartalmaznak. A jellegzetes frekvenciatartománybeli viselkedésüket lehet kihasználni a nyílt rendszer fázistartalékának növelésére. A tervezésük a Bode diagramon alapszik: ismerve az irányított folyamat Bode diagramját keressük úgy a szabályozó Bode diagramját, hogy a nyílt rendszernek nagy fázistartaléka legyen.

1.1.1. Fázissiettető kompenzálás

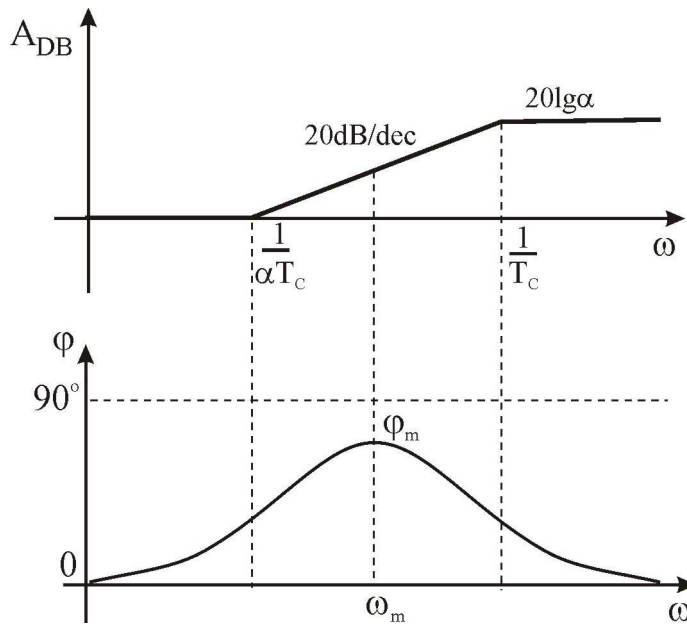
A fázissiettető szabályozó átviteli függvénye:

$$H_C(s) = \frac{1 + \alpha T_C s}{1 + T_C s}, \alpha > 1 \quad (7.45)$$

A szabályozónak egy zérusa és egy pólusa van:

$$z = -\frac{1}{\alpha T_C}, p = -\frac{1}{T_C} \quad (7.46)$$

A szabályozó amplitúdó- és fázismenetét a 7.9 Ábra mutatja.



7.9 Ábra: A fázissiettető szabályozó Bode diagramja

Az amplitúdó menetből látszik, hogy a szabályozónak felül áteresztő szűrő jellege van. Az alacsonyfrekvenciás jeleket ($\omega < 1/\alpha T_C$) nem erősíti, az $\omega > 1/T_C$ frekvenciájú jeleket $20 \lg \alpha$ szintre erősíti a decibeles skálán.

A rendszer fázissiettető jellege a fázismeneten látszik. A fázissiettetés a legkihangsúlyozottabb az $1/\alpha T_C$ és $1/T_C$ között. Jelölje a fázissiettetés frekvencia helyét ω_m , és értékét φ_m . Értékük analitikusan kifejezhető α és T_C paraméterekkel. ω_m az $1/\alpha T_C$ és $1/T_C$ mértani közepénél van, ezért értéke:

$$\begin{aligned} \lg \omega_m &= \frac{1}{2} \left(\lg \frac{1}{\alpha T_C} + \lg \frac{1}{T_C} \right) \\ \omega_m &= \frac{1}{\sqrt{\alpha T_C}} \end{aligned} \quad (7.47)$$

A legnagyobb fázisszög meghatározásához írjuk fel a rendszer fázismenetét. A rendszernek a (7.46) összefüggésben megadott pólusa és zérusa ismeretében a fázismenet:

$$\varphi(\omega) = +a \tan\left(\frac{1}{z} \omega\right) - a \tan\left(\frac{1}{p} \omega\right) = +a \tan(\alpha T_C \omega) - a \tan(T_C \omega) \quad (7.48)$$

amelyből kapjuk, hogy

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\alpha T_C \omega - T_C \omega}{1 + (\alpha T_C \omega)(T_C \omega)} \quad (7.49)$$

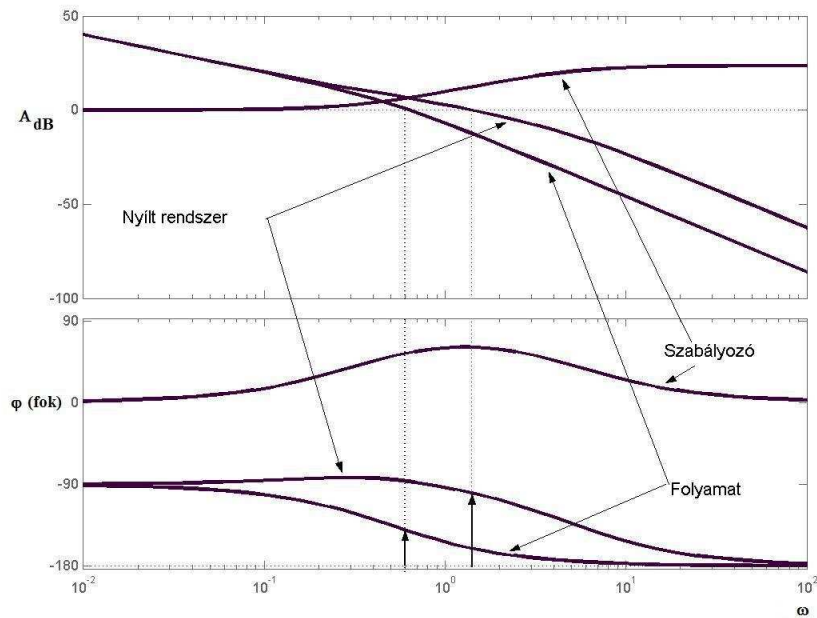
A maximális fázis meghatározásához $\omega = \omega_m$, amelyből következik:

$$\operatorname{tg} \varphi_m = \frac{(\alpha - 1)(1/\sqrt{\alpha})}{1 + 1} = \frac{\alpha - 1}{2\sqrt{\alpha}} \quad (7.50)$$

A szabályozó tervezésénél először is az állandósult állapotbeli hibát kell figyelembe venni. Ha az állandósult állapotbeli hiba nem teljesíti az előírásokat, amennyiben csak a folyamatot csatoljuk vissza, a folyamattal sorba vagy erősítő- vagy integráló tagot helyezünk el (nagy erősítéssel kis állandósult állapotbeli hibát, integráló komponenssel nulla állandósult állapotbeli hibát lehet elérni egységugrás alapjelre).

A fázissiettető szabályozó tervezéséhez a folyamattal sorosan csatolt erősítő (vagy integráló tag) modelljét beolvasztjuk a folyamat modelljébe (a két átviteli függvényt összeszorozzuk: $H_F(s) := KH_F(s)$, vagy $H_F(s) := (1/s)H_F(s)$).

A nagy fázistartalék biztosítása: ábrázoljuk a folyamat Bode diagramját és leolvassuk a fázistartalékát. A szabályozó paramétereit úgy választjuk meg, hogy ω_m értéke ((7.47) összefüggés) a vágási frekvencia körül legyen (lásd 7.10 Ábra). Ennek eredményeképpen a nyílt rendszer fázismenete megváltozik, a siettetés miatt a fázis a vágási frekvencia közelében eltolódik pozitív irányba. Tehát a nyílt rendszer fázistartaléka megnő.

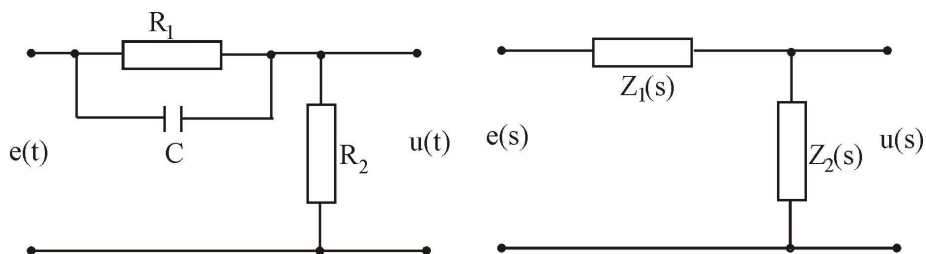


7.10 Ábra: Fázissiettető kompenzálás tervezése Bode diagram alapján

Ha az így kapott fázistartalék nem elégséges, akkor nagyobb siettetést kell biztosítani úgy, hogy a (7.50) összefüggés alapján megnöveljük az α paraméter értékét.

A nagyobb fázistartalék miatt a rendszer túllövése kisebb lesz, tehát a szabályozás tranziens viselkedése is javul.

A szabályozó megvalósítása: A fázissiettető szabályozó egyszerűen implementálható akár analóg RC áramkörrel is (lásd 7.11 Ábra).



7.11 Ábra: Fázissiettetés megvalósítása RC elemekkel

Az ábrán feltüntetett $Z_1(s)$ és $Z_2(s)$ impedancia:

$$Z_1(s) = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{R_1 + \frac{1}{C \cdot s}} = \frac{R_1}{1 + R_1 \cdot C \cdot s}$$

$$Z_2(s) = R_2 \quad (7.51)$$

A RC hálózat átviteli függvénye:

$$H_C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1}{1 + R_1 \cdot C \cdot s}} = \frac{R_2(1 + R_1 \cdot C \cdot s)}{R_2 + R_2 R_1 C \cdot s + R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + R_1 \cdot C \cdot s}{1 + \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} C \cdot s}$$

$$\alpha = \frac{R_2 + R_1}{R_2} > 1 \quad T_C = \frac{R_2 R_1 C}{R_1 + R_2} \quad (7.52)$$

A (7.52) választásokkal visszakaptuk a (7.45) szabályozómodell $1/\alpha$ -val erősített átviteli függvényét.

A mintavételes megvalósításhoz a (7.45) modell alapján írjuk fel a szabályozó modelljét időtartományban:

$$u(t) + T_C \frac{du}{dt} = e(t) + \alpha T_C \frac{de}{dt} \quad (7.53)$$

A derivált mintavételes megközelítéséhez alkalmazzuk a hátrtartó differenciák módszerét.

$$u_k + T_C \frac{u_k - u_{k-1}}{T} = e_k + \alpha T_C \frac{e_k - e_{k-1}}{T} \quad (7.54)$$

T az alkalmazott mintavételi periódust jelöli.

A (7.54) összefüggés alapján kapjuk a beavatkozó jelet a k -ik mintavételben:

$$u_k = \frac{T}{T_C + T} \left(\frac{T_C}{T} u_{k-1} + e_k + \alpha T_C \frac{e_k - e_{k-1}}{T} \right) \quad (7.55)$$

1.1.2. Fáziskésleltető kompenzálás

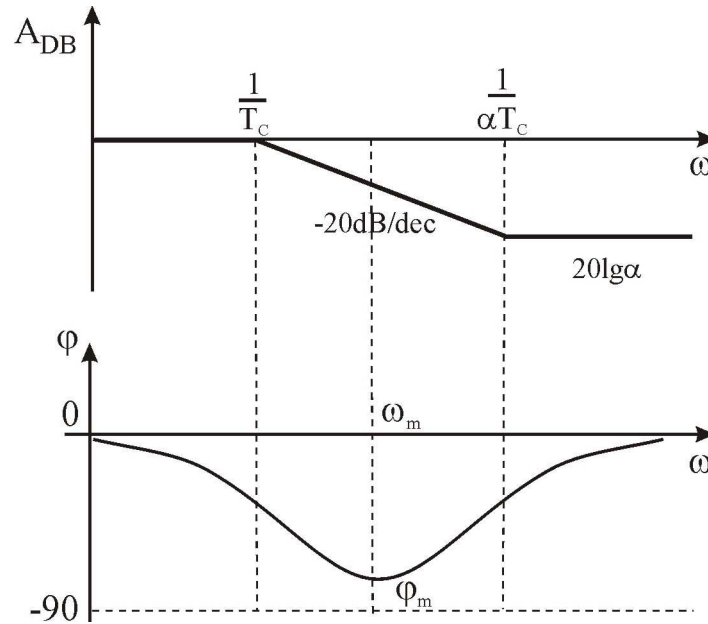
A fáziskésleltető szabályozó átviteli függvénye:

$$H_C(s) = \frac{1 + \alpha T_C s}{1 + T_C s}, \quad \alpha < 1 \quad (7.56)$$

A szabályozónak egy zérusa és egy pólusa van:

$$z = -\frac{1}{\alpha T_C}, p = -\frac{1}{T_C} \quad (7.57)$$

A szabályozó amplitúdó- és fázismenetét a 7.12 Ábra mutatja.



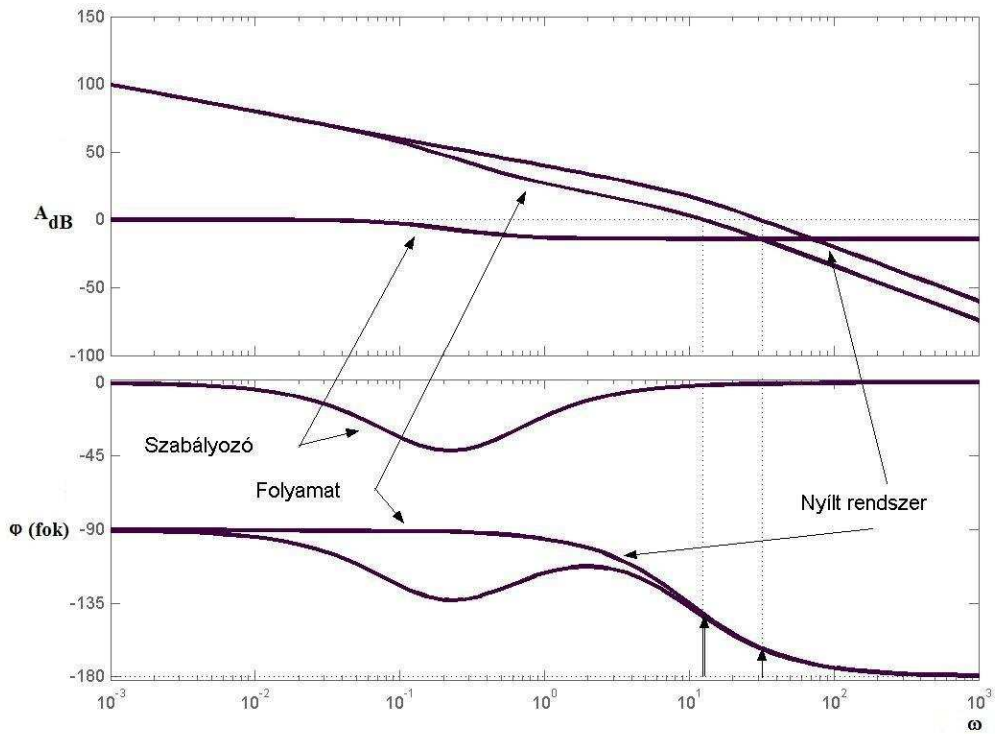
7.12 Ábra: A fáziskésleltető szabályozó Bode diagramja

Az amplitúdó menetből látjuk, hogy a szabályozónak aluláteresztő szűrő jellege van. Az $\omega > 1/\alpha T_C$ frekvenciájú jeleket a szabályozó elnyomja.

A rendszer fáziskésleltető jellege a fázismeneten látszik. A fáziskésleltetés a legkihangsúlyozottabb az $1/T_C$ és $1/\alpha T_C$ között.

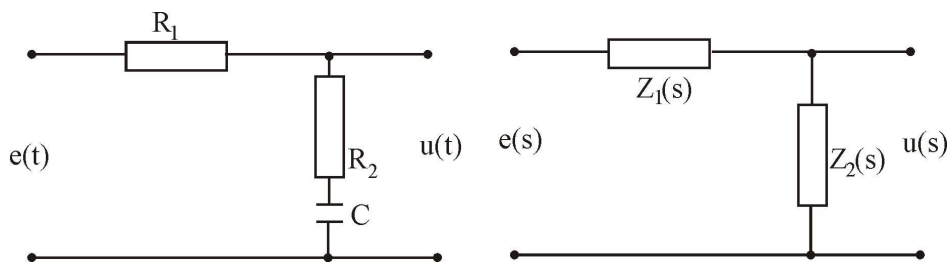
Az ω_m és φ_m értékeket ugyanúgy számoljuk, mint a fázissiettetés esetén ((7.47) és (7.50) összefüggések), csak φ_m ellentétes előjelű.

A szabályozó tervezésénél a zérust úgy kell megválasztani, hogy kisebb legyen, mint a folyamat vágási frekvenciája. Ezzel az amplitúdó menetet lennebb toltuk, a vágási frekvencia kisebb lesz; ugyanitt a fázismenet nem, vagy alig változott. Tehát nagyobb fázistartalékot értünk el (lásd 7.13 Ábra).



7.13 Ábra: Fáziskésleltető kompenzálás tervezése Bode diagram alapján

A szabályozó megvalósítása: A fáziskésleltető szabályozó egyszerűen implementálható akár analóg RC áramkörrel is (lásd 7.14 Ábra).



7.14 Ábra: Fáziskésleltetés megvalósítása RC elemekkel

Az ábrán feltüntetett $Z_1(s)$ és $Z_2(s)$ impedancia:

$$Z_1(s) = R_1 \quad Z_2(s) = R_2 + \frac{1}{C \cdot s} \quad (7.58)$$

Az RC hálózat átviteli függvénye:

$$H_C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} = \frac{R_2 + \frac{1}{C \cdot s}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{C \cdot s}} = \frac{1 + R_2 C \cdot s}{1 + (R_1 + R_2) C \cdot s}$$
$$\begin{cases} \alpha T_C = R_2 C \\ T_C = (R_2 + R_1) C \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1 \\ T_C = (R_2 + R_1) C \end{cases} \quad (7.59)$$

A (7.59) választásokkal visszakaptuk szabályozó (7.56) átviteli függvényét.

A mintavételes megvalósítás esetén a beavatkozó jel formailag megegyezik a fázissiettetésnél kapott beavatkozó jellel ((7.55) összefüggés).