

# Szabályozástechnika - 21.

## Az elmélet egy alkalmazása

Dr. Szilágyi Béla – Dr. Juhász Ferencé

Az előző fejezetben bemutattuk, hogy a szögsebesség-szabályozás PI-szabályozójának előírt fázistöbbletre vonatkozó szisztematikus méretezése milyen szabályozó-paramétereket eredményezett. A témát lezáró – soron következő – részben a szisztematikus méretezett szabályozó-paraméterek és a korábban felvett determinisztikus vizsgálójelek mellett a zárt szabályozási rendszerben a szögsebesség, a kapocsfeszültség és az armatúraáram időfüggvényeit számítjuk. Ezen túlmenően bemutatjuk a méretezett PI-szabályozó minden rendszerjellemző függvényét, és kitérünk arra is, hogy egy általánosabban megfogalmazható rendszertechnikai méretezés milyen módon vetődhet fel.

### A zárt rendszer fontosabb időfüggvényeinek meghatározása a PI-szabályozó paramétereivel

Végző soron tehát  $\varphi_s(\omega_c) = \pi/3$  fázistöbblet eléréséhez a szabályozó átviteli tényezőjét  $k_c = 11,9632$  értékre, integrálási idejét  $T_i = 18,9443$  értékre kell megválasztani. Az állapottermódsszerre vonatkozó programot (sorozat1.m fájl) futtassuk a méretezett szabályozó adataival is. A kapott eredményekből csupán a korábban definiált bemenőjelekre vonatkozó válaszokat közöljük (1. ábra).

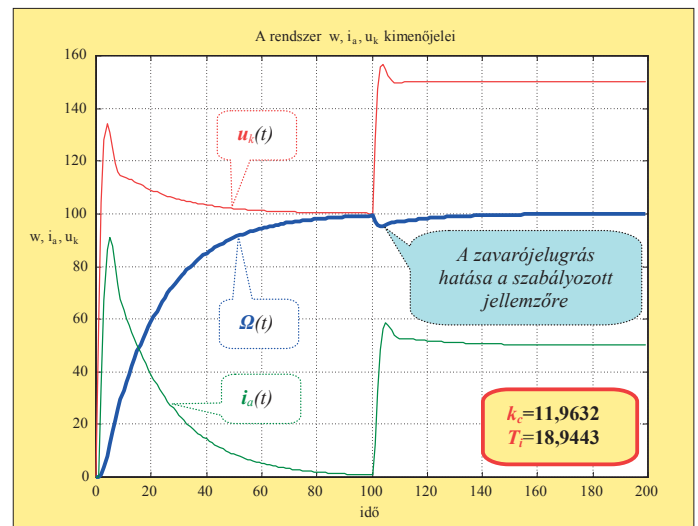
Ezeket az időfüggvényeket a korábban „találomra felvett”  $k_c = 1$ ,  $T_i = 5$  paraméterekhez tartozó eredményekkel célszerű összehasonlítani (2. ábra). A követés és a zavarelhárítás a méretezett szabályozóval lényegesen kedvezőbben alakul, aminek természetesen „ára” van (lásd az  $u_k(t)$  és az  $i_a(t)$  időfüggvények grafikonjait). Ne feledkezzünk meg arról, hogy a „frekvenciamódszer” alkalmazásával a szabályozó  $k_c = 11,9632$  és  $T_i = 18,9443$  paramétereit egy szisztematikus eljárás eredményeként kaptuk.

Az 1. ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a frekvenciamódszer alapján méretezett szabályozó mellett a zárt szabályozás üzemeltetésében elfogadható **alaplajkövetés** és **zavarelhárítás** valósul meg. Az  $i_a(t)$  és  $u_k(t)$  időfüggvényekből láthatóan a megnövekedett armatúraáram gyorsítja a transziens folyamatokat<sup>1</sup>, az armatúraáram növekedése pedig az  $u_k(t)$  kapocsfeszültség *túlvezérlésének* az eredménye. A motort tápláló teljesítményerősítő méretezésénél figyelembe kell venni, hogy a teljesítményerősítőnek a lineáris működési tartományában kb. 160 V kapocsfeszültséget kell a motornak szolgáltatnia, amit a motor armatúrájának is el kell viselnie. Ezek a tulajdonságok természetesen a PI-szabályozót realizáló áramkörrel szemben is további követelményeket támasztanak.

### A PI-szabályozó rendszerjellemző függvényei

A tárgyalt szabályozási rendszer jellegzetes tulajdonsága, hogy a szabályozót megvalósító áramkörnek egymással párhuzamos kapcsolást alkotó arányos (P) és integráló (I) fokozata van. A P-fokozat kimenőjele a  $h(t)$  hiba-

<sup>1</sup> A motor armatúráját (förgörését) gyorsító nyomaték  $m(t) = c\Phi i_a(t) - m_f(t)$ .

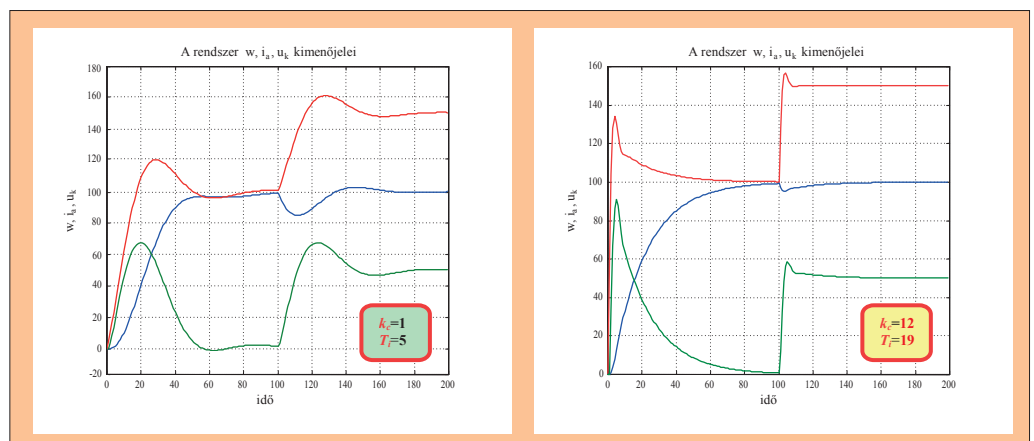


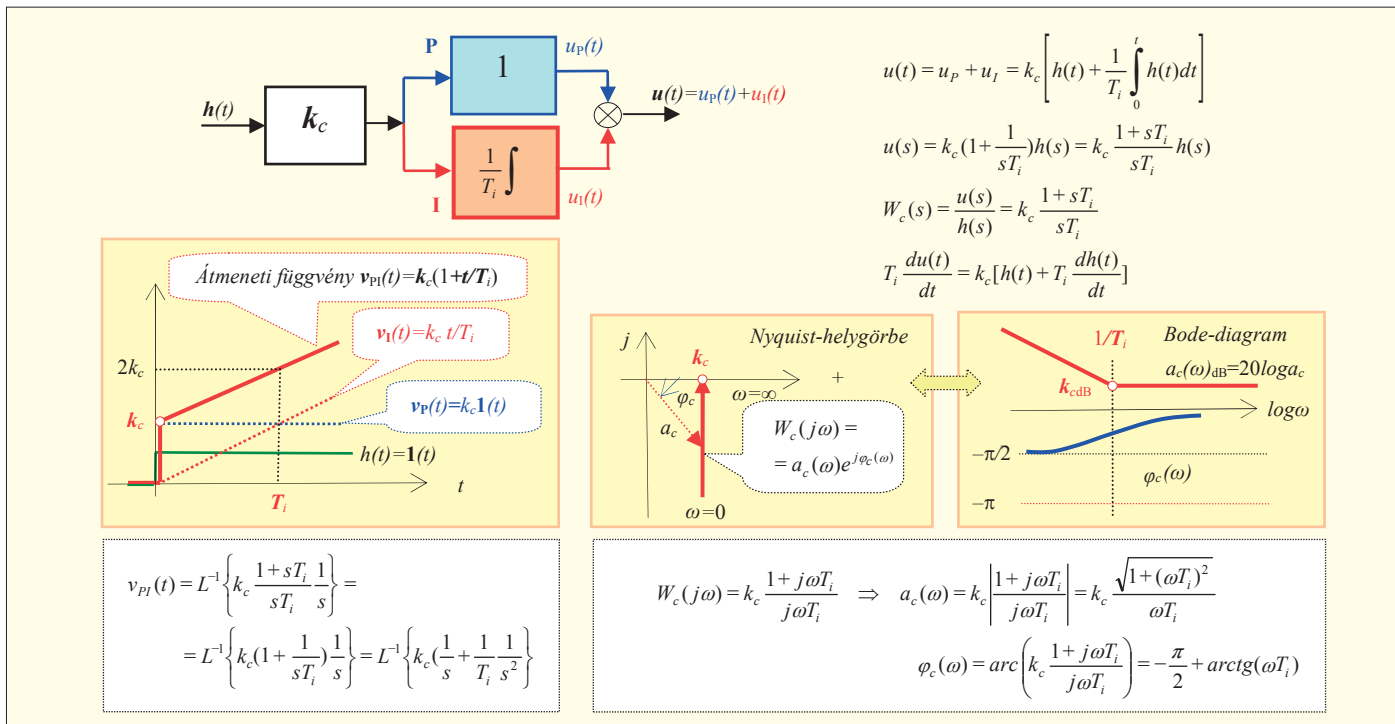
1. ábra A zárt rendszer kimenőjeleinek időfüggvényei

jellel arányos [ $u_p(t) = k_c h(t)$ ], az I-fokozat kimenőjele pedig a *hiba-jel integráljával* arányos [ $u_i(t) = u_i(0) + (k_c/T_i) \int h(t) dt$ ]. A szabályozó hatásvázlata, átmeneti függvénye, átviteli függvénye, differenciálegyenlete, frekvenciafüggvényének Nyquist-helygörbéje és ennek Bode-diagramjai a 3. ábrán láthatók.

A  $h(t) = \mathbf{1}(t)$  hibajel hatására a szabályozó  $u(t) = v_{pl}(t)$  átmeneti függvénye az arányos csatorna miatt azonnal  $u_p(t) = k_c \mathbf{1}(t)$  érték-

2. ábra A különféle szabályozók alkalmazásával kapott eredmények összehasonlítása





3. ábra A PI-szabályozó rendszerjellemező függvényei

re ugrik. Az idő növekedésével az integráló csatorna  $u_i(t)$  kimenőjele  $u_i(t) = k_c t / T_i$  szerint az időben lineárisan növekszik, és ez a növekedés mindaddig tart, amíg a szabályozó a telítődési állapotába nem kerül. A szabályozó bemenőjele (a  $h(t)$  hibajel) az  $u_a(t)$  alapjelnek és az  $y(t)$  szabályozott jellemzővel arányos  $e = A_E y(t)$  ellenőrzőjelnek a különbsége  $[h(t) = u_a(t) - A_E y(t)]$ . Ha a zárt szabályozási rendszer aszimptotikusan stabilis, és az alapjel állandó, akkor a szabályozó mindaddig változtatja az  $u$  kimenőjelét (ami egyben a folyamat bemenőjelét is jelenti), amíg a hibajel zérussá nem válik. Ez az integráló csatorna jelenlétének eredménye, és az integrálszabályozásoknak egy lényegbeli tulajdonsága. (A szabályozó  $T_i$  paraméterét *ismétlési időnek* is nevezik. Egységugrás hibajel mellett ugyanis  $T_i$  idő szükséges ahhoz, hogy az I-fokozat kimenetén akkora jelváltozás legyen, mint amekkora jelváltozás a P-fokozat kimenetén a  $t=0$  időpontban létrejött.) Ha az integrálócsatorna  $T_i$  ismétlési idejét  $T_i = \infty$  értékre állítjuk, a PI-szabályozó  $k_c$  átviteli tényezővel rendelkező arányos szabályozóra (P-szabályozó) egyszerűsödik. A frekvenciaátviteli tulajdonságokból láthatóan az  $\omega$  körfrekvencia  $0 < \omega < \infty$  tartományában a harmonikus kimenő- és a harmonikus bemenőjelek közötti amplitúdóviszony  $\infty > a_c(\omega) > k_c$  intervallumban változik, miközben a fáziseltolási szög a  $-\pi/2 < \varphi(\omega) < 0$  intervallumot futja be. A  $T_i = \infty$  beállítás mellett – ha a folyamat önbeálló tulajdonságú – a szabályozási rendszer arányos (0-típusú) szabályozássá válik, vagyis ekkor a statikus zavarellhárítás mértékét a körerősítés befolyásolja  $[Ay = (Ay)_0 / (1+k)]$ , tehát a maradék hiba sem lehet zérus. Mindezek miatt a szabályozó I-fokozatának kiiktatása nem indokolt. A szabályozó P-csatornája gyorsítja a tranziens folyamatokat, az I-csatornája pedig megszünteti az állandósult hibát.

**Megjegyzés**

Az előzőekben tárgyalt szögsebesség-szabályozást szinte a „végletekig leegyszerűsített” szerkezeti vázlat alapján tárgyaltuk. Ez teremtette meg annak a lehetőségét, hogy a rendszerben lejátszódó statikus és dinamikus folyamatokat leíró matematikai modellek is viszonylag könnyen áttekinthetők legyenek. A valóságos fizikai megoldásokban a teljesítményerősítő egy komplikált

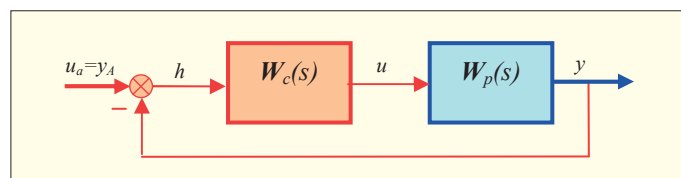
teljesítményelektronikai kapcsolás, amelyben kapcsolóüzemben dolgozó, félvezetős elemek (teljesítménytranzisztorok, vezérelt áramirányítók stb.) állítják elő a motor változtatható  $u_k$  kapcsoló feszültségét. Az áramtúlterhelés megakadályozására általában védelmi rendszerek kialakítására is sor kerül (pl. áramkorlátozás vagy áramszabályozás). Ezek a matematikai modell kialakítására is természetesen kihatnak. A teljesítményerősítő energiatároló és holtidő okozta késleltetései, az impulzusszélesség moduláció (PWM) járulékos tulajdonságai stb. figyelembe veendő tényezőként jelentkezhetnek. Az üzemelés folyamata alatt az egyes szabályozástechnikai, funkcionális feladatokat ellátó áramkörök a telítődési tartományukba kerülhetnek, ami a tranziens folyamatokra is kihat. Lényeges eltérések lehetnek a szerkezeti kialakításban a kisteljesítményű (W~kW) szervohajtások és a nagyteljesítményű (kW~MW) hajtások között. Ez utóbbiaknál a védelmi rendszerek kialakítására fokozott figyelmet kell fordítani.

**A szabályozó rendszertechnikai méretezésének általános elve**

A fordulatszám-szabályozás vizsgálata során láttuk, hogy a folyamat adott  $W_p(s)$  átviteli függvényéhez választott,  $W_c(s)$  átviteli függvényű PI-szabályozó paramétereit a nyitott kör  $W_o(j\omega)$  frekvenciafüggvényére megfogalmazott fázistöbblet-kritérium alapján méretezhetjük. Általános esetben a szabályozás egyszerűsített hatásvázlata a 4. ábrán látható. A fordulatszám-szabályozás példájában tárgyalt esettől ez abban különbözhet, hogy

- a szabályozó a P-és az I-fokozaton túlmenően egy D- (differenciáló) -fokozatot is tartalmazhat, amivel a rendszer tranziensei tovább gyorsíthatók (PID-szabályozó),

4. ábra A szabályozási rendszer általánosított hatásvázlata



- az önbeállónak feltételezett folyamatban az energiatárolók okozta jelkésleltetések mellett a **holtidő** okozta jelkésleltetések is jelen lehetnek,
- merev visszacsatolást feltételezve az érzékelőszerv  $e$  kimenőjelét vesszük fel az  $y$  szabályozott jellemzőnek ( $e=y$ , és ekkor az alapjel az alapértéket is jelenti:  $u_a=y_A$ ), valamint
- a teljesítményerősítőt, a végrehajtószervet, a beavatkozószervet és az érzékelőszervet a folyamat részének tekintjük.

Mindezek okán egy általánosabb szabályozási rendszer hatásvázlatán szereplő alrendszerek átviteli függvényei a példában tárgyalt esethez képest módosulhatnak. A szabályozó és a folyamat átviteli függvénye általában a

$$W_c(s) = K_c \underbrace{\left(1 + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1+sT}\right)}_{\text{PID alak}} = K_c \underbrace{\frac{(1+sT_i)(1+sT_d)}{sT_i(1+sT)}}_{\text{PIPD alak}}$$

$$W_p(s) = \frac{k_p}{\underbrace{(1+sT_1)(1+sT_2)\dots(1+sT_m)}_{\text{energiatárolók okozta késleltetések}}} e^{-sT_h}$$

kifejezéseknek megfelelő alakok.

*Megjegyzés.*

A szabályozó átviteli függvényének **PID**-alakja egymással *párhuzamos* kapcsolást alkotó **P**-, **I**- és **DT**-tagokat tartalmaz, szemben a **PIPD**-alakokkal, ami **PI**- és **PD**-tagok *soros* kapcsolásából származtatható. A két alak a paramétereknek egy meghatározott értékei-nél egymással egyenértékű. A **PID**-alakból a szabályozó *átmeneti* függvényét lehet egyszerűen felírni, a **PIPD**-alak a szabályozó *méretezésében* használható. Az önbeálló folyamat átviteli függvényében a  $T_1 > T_2 > \dots > T_m$  időállandók az energiatárolásból származtatható jelkésleltetéseket jellemzik, a  $T_h$  a holtidő okozta késleltetés.

A szabályozó dinamikus tulajdonságait úgy kell megválasztani, hogy a zárt rendszer késleltetésében a folyamat késleltetéseinek hatása jelentősen csökkenjen. **Ennek módszere az irányítójel megengedett mértékű túlvezérlése.** A szabályozó tervezésekor

a komoly gondot a  $T_h$  holtidő okozta jelkésleltetés jelenti. A folyamat átmeneti függvényéből is szembetűnően látszik, hogy az ugrásjelre adott válaszában kialakulásában  $T_h$  ideig „nem történik semmi”, és ez akkor is így van, ha  $W_p(s)$  a zárt hatáslánc része, és az  $u$  irányítójel megváltozik. Ha ez a  $T_h$  holtidő dominál a jelkésleltetésben – vagyis értéke a  $T_i$  időállandó értékénél is nagyobb –, akkor ez a rendszer méretezésében problémákat jelent. A holtidő okozta késleltetés csökkentésének – az adott struktúrában működő szabályozás mellett – semmilyen lehetősége nincs. Az  $W_c(s)$  szabályozót és a  $W_p(s)$  folyamatot tartalmazó nyitott kör átviteli függvénye, valamint a zárt rendszer karakterisztikus egyenlete:

$$W_o(s) = W_c(s)W_p(s) = \frac{G_o(s)}{H_o(s)} =$$

$$= k_c \frac{(1+sT_i)(1+sT_d)}{sT_i(1+sT)} \frac{k_p}{(1+sT_1)(1+sT_2)\dots(1+sT_m)} e^{-sT_h}$$

$$H_o(s) + G_o(s) = sT_i(1+sT)(1+sT_1)(1+sT_2)\dots(1+sT_m) + k_c k_p (1+sT_i)(1+sT_d) e^{-sT_h} = 0.$$

A karakterisztikus egyenlet  $T_h \neq 0$  esetben most egy *transzcendens* kifejezés, gyökeinek száma végtelen, ezért meghatározásuk is igencsak nehézkes<sup>2</sup>. A frekvenciamódszer alapján történő méretezés azonban nem követeli meg a karakterisztikus egyenlet gyökeinek számszerű meghatározását. A **PID**-szabályozó méretezését a következő részekben tárgyaljuk.

(Folytatjuk!)

szbela@iit.bme.hu, juhaszne@iit.bme.hu

<sup>2</sup> Ezen segíthet, ha az  $\exp(-sT_h)$  transzcendens tényezőt *Pade*- vagy *Strejtc*-polinomokkal közelítjük. A *Pade*-vagy *Strejtc*-közelítésekkel a transzcendens egyenlet polinom egyenletté egyszerűsödik. A *Pade*-közelítés nem minimumfázisú önbeálló taggal, a *Strejtc*-közelítés  $N$  számú,  $T_h/N$  időállandójú, egymással soros kapcsolást alkotó **T**-taggal közelíti a holtidős tagot.

$$Pade: e^{-sT_h} \cong \frac{1 - 6sT_h + 12s^2T_h^2}{1 + 6sT_h + 12s^2T_h^2}, \quad Strejtc: e^{-sT_h} \cong \frac{1}{\left(1 + s\frac{T_h}{N}\right)^N}$$