

SYNTÉZA REGULÁTORA POLOHY POMOCOU ZOVŠEOBECNEJ METÓDY ŽELANEJ DYNAMIKY

Štefan Chamraz

*Slovak University of Technology in Bratislava, Faculty of Electrical Engineering and Information
Technology, Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava, Slovak Republic
Tel.: +421 2 60291111 Fax: +421 2 654 20 415
e-mail: stefan.chamraz@stuba.sk*

Abstrakt: V článku je prezentovaná jednoduchá metóda syntézy regulátora s dvoma stupňami voľnosti (2DOF) pomocou zovšeobecnenej metodiky želanej prenosu. Metóda navrhuje len jeden regulátor.

Kľúčové slová: PID regulátor, 2DOF, IMC štruktúry, robustnosť, stabilné a nestabilné systémy

1 ÚVOD

Staršie metódy syntézy PID regulátora SISO obvodu [1] predpokladali navrhnuť regulátor buď pre riadenie alebo pre poruchu. Moderné metódy riadenia SISO obvodov predpokladajú súčasne dobrý regulátor pre riadenie aj pre poruchu. Dnes sa vyprofilovalo niekoľko metód [2, 3, 4, ...], ktoré dokážu navrhnuť regulátor s vyhovujúcimi vlastnosťami aj pre riadenie aj pre poruchu. Podstatu väčšiny z týchto metód možno zapísať takto: Navrhne sa nezávisle dobrý regulátor pre riadenie a pre poruchu. Dobrý regulátor poruchy má dosť veľké prerogovanie pri skoku riadenia. Prerogovanie sa potlačí tak, že sa do riadenia zapojí filter s takými vlastnosťami, aby sa regulačný obvod správal rovnako - podobne, ako regulačný obvod s regulátorom riadenia. Prax uprednostňuje tie metódy [5], ktoré využívajú štruktúru regulátora PID daného ISA normou.

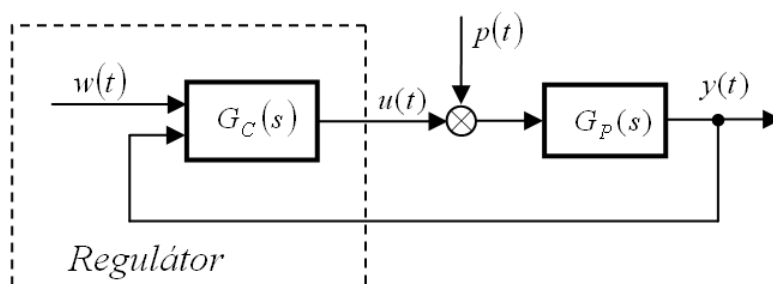
$$G_c(s): U(s) = K_R \left((bW(s) - Y(s)) + \frac{1}{T_I s} E(s) + (cW(s) - Y(s)) \frac{sT_D}{1 + sT_f} \right) \quad (1)$$

Kde b a c sú váhové koeficienty proporcionálneho a derivačného člena riadiaceho signálu. Väčšina metód syntézy regulátora je založená na optimalizácii funkcionálu typu

$$J = \int_0^{\infty} f(e(t)) dt \quad \text{kde } e(t) \text{ je regulačná odchýlka vyvolaná skokom riadenia, alebo skokom}$$

poruchy, resp. oboch. Cieľom príspevku je popísanie fungovania systémov s dvoma stupňami voľnosti, a zapísanie vzorca, ktorý uľahčí syntézu regulátora. Výsledkom analýzy náhodne vybraných článkov venovaných syntéze regulátora vhodného aj pre riadenie aj pre poruchu je: Ak má regulátor súčasne dobré vlastnosti pre poruchu aj pre riadenie, potom sa dá podstata konkrétnej metódy zredukovať na návrh metódou inverznej dynamiky („Vykráť všetko čo sa dá“). Rozdiel je len v tom, že klasická metóda inverznej dynamiky „kráti“ prenos pôvodného regulovaného systému. Ak sa niečo nedá vykrátiť – niečo je nestabilné, tak to stabilizuj, a potom vykráť. Toto je podstata napr. dobre navrhnutých IMC štruktúr. Tu prezentovaná metóda predpokladá „krátenie“ modifikovaného prenosu regulovaného systému. Poznamenajme: Nemeníme štruktúru a parametre regulovaného systému, ale len jeho správanie sa. Výsledkom analýzy je pochopenie akým spôsobom treba priradiť k (1) regulátor poruchy (3) vypočítaný podľa metodiky zovšeobecnenej želanej dynamiky tak, aby sa súčasne splnili aj požiadavky na riadenie aj na poruchu.

2 ODVODENIE VZORCA



Obr.1 SISO regulačný obvod

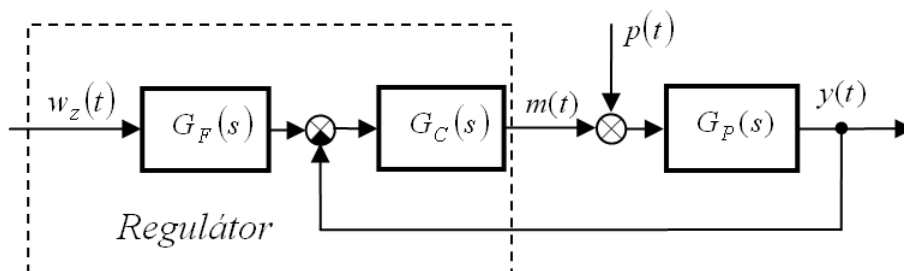
Uvažujme jednoduchý SISO obvod podľa obr. 1, kde $G_p(s)$, je na začiatku prenos stabilnej regulovanej sústavy bez dopravného oneskorenia (pre jednoduchosť vysvetlenia princípu 2DOF). Väčšina metód syntézy regulátora predpokladá, že k regulovanej sústave vieme priradiť prenos – model: $M(s) = G_p(s)$. Predpokladajme, že regulátor je navrhnutý metódou inverznej dynamiky

$$G_C(s) = \frac{1}{\lambda s M(s)} = \frac{1}{\lambda s G_p(s)} \quad (2)$$

O tomto regulátore predpokladáme, že je doplnený o filter realizovateľnosti. Tento na rozdiel od IMC štruktúr nemá ovplyvňovať prenášané spektrum. Vo vzorci (2) a v ďalších filter písať nebudeme. Vysvetľujeme princíp. Pre obr. 1 a regulátor (2) môžeme zapísať

$$Y(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} W(s) + \frac{\lambda s}{\lambda s + 1} G_p(s) P(s) \quad (3)$$

Tento výsledok, voľne povedané, znamená: Prenos riadenia nie je funkciou prenosu regulovanej sústavy. A teda $G_p(s)$ môže byť aj vlastná sústava druhého rádu. Teoreticky sme schopný dosiahnuť ľubovoľne krátku odozvu bez prer regulovania. Z druhej časti (3) je zrejmé, že pre prenos poruchy je to trochu zložitejšie. Dynamika poruchy je funkciou prenosu regulovanej sústavy. Ak chceme prenos poruchy bez prekmitov, regulovaná sústava musí byť stabilná a nesmie obsahovať vlastné sústavy druhého rádu. Je zrejmé, že nemôžeme zmeniť prenos $G_p(s)$, „správanie sa“ áno. V úvode sme napísali: „Na začiatku sa návrhy regulátorov rozdeľovali do dvoch skupín: Regulátor vhodný pre riadenie a regulátor vhodný pre poruchu“. Dá sa povedať, že tieto návrhy: a) sa len málo podobali na návrh inverznou dynamikou, a b) zlepšenie dynamiky poruchy sa dosahovalo hlavne zmenou λ . V konkrétnom prípade to bolo zosilnenie regulátora. Prenos riadenia pre takto navrhnutý regulátor sa dá zlepšiť zaradením vhodného filtra do riadenia. Vid'. Obr. 2.



Obr.2 SISO regulačný obvod, filter v riadení

Iným, modernejším spôsobom ako zlepšiť súčasne aj dynamiku riadenia aj poruchy, je „pozmeniť“ prenos regulovanej sústavy, teda správanie sa prenosu $G_p(s)$. Chceme, aby sa regulovaná sústava správala ako sústava, ktorá má pre nás vyhovujúce vlastnosti. Teda od prenosu $M(s)$ požadujeme: aby bol stabilný, aby prechodová charakteristika bola bez prekmitov, aby prechodová charakteristika doznela za predpísaný čas, ... Ak dosiahneme to, že v obr.1 sa bude $G_p(s)$ správať ako $M(s)$, môžeme pre návrh regulátora použiť vzorec pre

inverznú dynamiku $G_c(s) = \frac{1}{\tilde{\lambda}_s M(s)}$. Vzťah (3) sa zmení na

$$Y(s) = \frac{1}{\tilde{\lambda}_s + 1} W(s) + \frac{\tilde{\lambda}_s}{\tilde{\lambda}_s + 1} M(s) P(s) .$$

Metóda inverznej dynamiky zmenila svoj názov na metódu požadovaného modelu. Pre samotnú metódu je to len kozmetická úprava. Správnejšie by zrejme bolo „želaného prenosu riadenia“ v tvare $G_{wy}(s) = \frac{e^{-sD}}{\lambda_s + e^{-sD}}$. Ak budeme požadovať

želaný prenos riadenia v tvare $G_{wy0}(s) = \frac{e^{-sD}}{\lambda_s + 1}$ výsledkom bude tzv. Smithov prediktor. A ak

budeme požadovať prenos riadenia v tvare $G_{wy0}(s) = \frac{1}{\lambda_s + 1}$ regulátor riadenia bude odpovedať

klasickej metóde inverznej dynamiky. Tejto problematike sa budeme venovať v inom príspevku. Tu len poznamenajme, že ak chceme do vzorca (2) „dostať“ aj želaný model regulovanej sústavy aj želaný prenos riadenia musíme regulátor odvodzovať pre prenos poruchy. V opačnom prípade nám prenos $G_p(s)$, resp. $M(s)$ „vypadne“ zo vzorca.

Vzťah (3) spolu s modifikáciami metódy inverznej dynamiky je základom prakticky všetkých moderných metód syntézy regulátora: Smithov prediktor, IMC (stabilné, nestabilné, ...) štruktúry, 2DOF, ... Napr.: rovnosť $R(s)(M(s) = G_p(s)) = G_{wy0}(s)(1 + R(s)(M(s) = G_p(s)))$ je základom klasických IMC štruktúr. Takto zapísaná rovnosť nám zároveň dáva možnosť navrhnuť „lepší = rýchlejší“ regulačný obvod ako klasické IMC štruktúry. IMC štruktúry majú väčšinou namiesto $G_{wy0}(s)$ filter s prenosom $F(s) = (s\tau + 1)^{-n}$.

Predpokladajme, že aj model $M(s) = M_0(s)e^{-sD}$ aj samotná regulovaná sústava $G_p(s) = S_0(s)e^{-sD}$ majú rovnaké dopravné oneskorenie D . $M_0(s)$ je stabilný, a $S_0(s)$ je vo všeobecnosti nestabilný prenos. Rád prenosov predpokladáme rovnaký. Ak budeme požadovať prenos poruchy v tvare $G_{py}(s) = \frac{\lambda_s}{\lambda_s + e^{-sD}} \frac{M(s)}{\beta}$ získame riešením $\frac{S(s)}{1 + G_c(s)S(s)} = G_{py}(s)$

regulátor poruchy v tvare

$$G_c(s) = \frac{\beta}{\lambda_s M_0(s)} + \left(\frac{\beta}{M(s)} - \frac{1}{G_p(s)} \right) \quad (4)$$

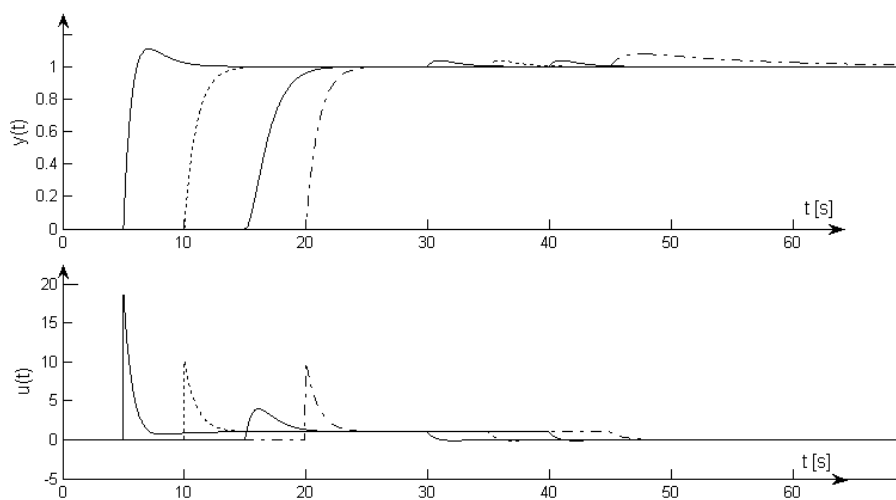
Poznámky k vzorcu (4):

1. Regulátor ako celok musí byť stabilný a realizovateľný a prakticky vždy sa dá prepočítať na regulátor (1). Je samozrejmé, že do derivačnej zložky pridáme filter. Parameter β zabezpečuje stabilitu vnútornej spätnej väzby. Pôsobenie tohto parametra možno vyjadriť vetou: Zákon zachovania čohosi platí vždy. Napr.: Chceme zmenšiť časovú konštantu na polovicu. Tento cieľ je dosiahnuteľný, ale zmenšíme aj zosilnenie sústavy.

2. Ak má byť výsledkom regulátor v tvare (1) treba pre účely praxe v hodne voliť rád $M(s)$. Maximálne dva. To znamená, že ak je $G_p(s)$ rádu vyššieho treba ho zosilnením otvoreného obvodu zatlmiť. Toto je zrejme najpodstatnejší rozdiel voči IM štruktúram. To znamená: požadovaný výsledný prenos dosiahneme kombináciou zmeny zosilnenia otvoreného obvodu a upravením vlastností regulovanej sústavy.
3. Ak predpokladáme, že dopravné oneskorenie modelu a regulovaného systému sú rovnaké, stabilita obvodu je daná riešením tzv. malej charakteristickej rovnice $m.Ch.r.(s) = \lambda s + e^{-sD} = 0$. Želanú dynamiku nevolíme, počítame ju tak, aby kvalita obvodu odpovedala „jedno, resp. päť percentnej exponeciále“. (Niečo ako prechodová charakteristika vlastnej sústavy druhého rádu s 1%, resp. 5% preregulovaním.) Číslicové regulačné obvody sú špeciálnym prípadom systémov s dopravným oneskorením. Z tohto dôvodu možno túto malú charakteristickú rovnicu použiť aj pre výpočet periódy vzorkovania (vstupnú periódu vzorkovania, periódu vzorkovania „PS“ regulátora).
4. Ak budeme predpokladať (okrem iného), že dopravné oneskorenie sústavy sa mení v intervale $D \in \langle D_M, D_{M\ MAX} \rangle$ a dopravné oneskorenie modelu je D_M , stabilita obvodu bude daná riešením tzv. veľkej charakteristickej rovnice $v.Ch.r.(s) = 1 + s\lambda - (e^{-sD_M} - e^{-sD}) = 0$. Riešenie tejto rovnice patrí do kategórie: „robustnosť“, resp. Smithov prediktor ($D \neq D_M$), .
5. V zhode s IMC štruktúrami treba aj tu použiť faktorizáciu: $G(s) = G^+(s)G^-(s)$. Všade kde je výsledok nerealizovateľný, treba namiesto $G_p(s)$ resp. $M(s)$ dosadzovať $G_p^+(s)$, resp. $M^+(s)$.
6. Regulátor navrhnutý podľa (4) zabezpečuje dobré vlastnosti aj pre riadenie aj pre poruchu. Literatúra takýto regulátor označuje prívlastkom regulátor s dvoma stupňami voľnosti, a rozumie sa tým nejaká dynamika pre riadenie a nejaká pre poruchu. Podľa (4) by bolo správnejšie tvrdiť, že pri syntéze regulátora máme dve požiadavky: Najskôr požadujeme aby sa regulovaná sústava správala ako model a potom kladieme požiadavku na správanie sa celého regulačného obvodu.

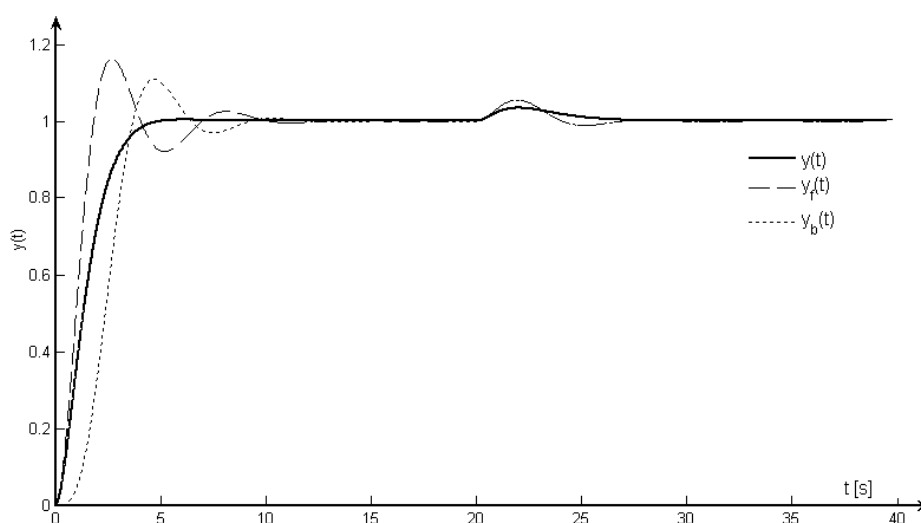
3 PRÍKLADY

Pr.1 Tento príklad sme prevzali z [2] a prenos sme zredukovali na sústavu prvého rádu: $G_p(s) = (1+10s)^{-1}$. Regulátor je navrhnutý tak, aby skok poruchy na vstupe do sústavy odznel do, napr., 5 sekúnd ($\lambda = 1[s]$), a aby pritom skok riadenia nemal veľké preregulovanie. Príklad je doplnený o požiadavku minimalizácie veľkosti akčného zásahu. Tento príklad prezentuje podstatu toho, čo sa v literatúre označuje symbolom 2DOF. Teda ako to funguje. Parametre regulátora (1): a) Metóda založená na krátení dominantného pólu [2]: $K_R = 19$; $b = 1$; $T_I = 1.9[s]$. (Skok riadenia $w(t) = 1(t-5)$ a poruchy $p(t) = 1(t-30)$), Priebehy, vid'. obr.3. b) Zovšeobecnená metóda želanej dynamiky: $K_R = 19$; $b = 0.53$; $T_I = 1.9[s]$. (Skok riadenia $w(t) = 1(t-10)$ a poruchy $p(t) = 1(t-35)$). c) Zovšeobecnená metóda želanej dynamiky, minimálny akčný zásah: $K_R = 19$; $b = 0$; $T_I = 1.9[s]$. Odozva na skok riadenia odpovedá sústave druhého rádu s prenosom $(1+s)^{-2}$; (Skok riadenia $w(t) = 1(t-15)$ a poruchy $p(t) = 1(t-40)$). d) Klasická inverzná dynamika: $K_R = 10$; $T_I = 10[s]$; $b = 1$. (Skok riadenia $w(t) = 1(t-20)$ a poruchy $p(t) = 1(t-45)$).



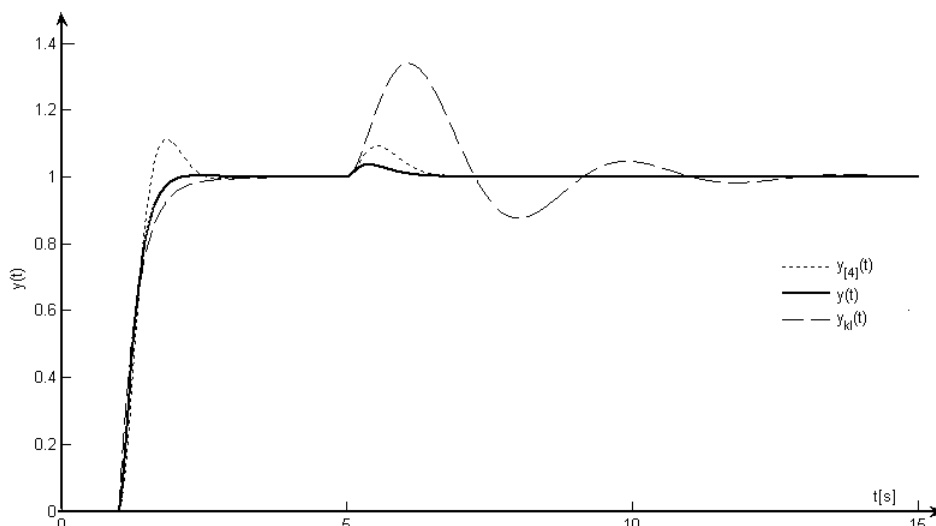
Obr.3 , Pr.1, Priebehy regulovanej veličiny a akčného zásahu

Pr.2 Sústava druhého rádu $G_p(s) = ((1+s)(1+9s))^{-1}$. Táto sústava sa dá zredukovať na predchádzajúci príklad, ale len pre „veľké“ hodnoty želanej dynamiky. Ak budeme želanú dynamiku zmešovať narazíme na hranicu, ktorá sa zvykne nazývať pásmo priepustnosti. V [3] sú pre túto sústavu sme navrhnuté dva regulátory: 1) Váňovaný regulátor, čo je vlastne regulátor (1) s parametrami $b=c=0$. Ostatné parametre regulátora sú: $K_R = 18.84$; $T_I = 2.08$ [s]; $T_D = 0.6$ [s]. V (1) je filter zaradený len v derivačnej zložke. V [3] je filter $G_F(s) = (1+0.5s)^{-1}$ priradený pred celý PID regulátor. 2) Filtrovaný regulátor. Voči predchádzajúcemu sa líši v tom, že $b=c=1$ a do riadenia je zapojený korekčný člen s prenosom $G_F(s) = (1+1.767s+1.612s^2)/(1+2.512s+2.281s^2)$. Z pôvodného príkladu sme odhadli želanú dynamiku na hodnotu $\lambda = 1.5$ [s]. Pomocou metódy zovšeobecnej želanej dynamiky sme určili parametre regulátora (1): $K_R = 23$; $b = 0.52$; $T_I = 2.9$ [s]; $T_D = 0.61$ [s]; $c = 0$;



Obr.4 Pr.2, Priebeh regulovanej veličiny pre skok riadenia $w(t) = 1(t)$ a skok poruchy $p(t) = 1(t-20)$. Priebeh označený indexom f odpovedá filtrovanému regulátoru, indexom b váňovanému regulátoru a bez indexu regulátoru navrhnutému pomocou zovšeobecnenej metódy želanej dynamiky

Pr.3 Vlastná sústava druhého rádu $G_p(s) = (\frac{1}{3}s^2 + \frac{1}{3}s + 1)^{-1}$. Ak navrhne k tejto sústave regulátor „klasicky“ odozva na skok poruchy bude mať kmitavý tlmený priebeh. Odozva na skok riadenia bude pre dobre navrhnutý regulátor bez prerogulovania. Pomocou vzorca (4) je navrhnutý regulátor tak, aby odozva na skok riadenia a poruchy mala dynamiku odpovedajúcu (približne) modelu: $M(s) = (0.3s + 1)^{-1}$. Tento príklad je zvolený tak, aby sme mohli ukázať, že táto metodika zaberie aj na vlastné sústavy a aj na nestabilné sústavy. Napríklad na spínaný zdroj, levitujúcu guľičku, ... Z pôvodného príkladu [4] sme odhadli želanú dynamiku na hodnotu $\lambda = 0.3$ [s]. V [4] vypočítali pre túto sústavu regulátor s parametrami: $K_R = 8.55$; $b = 0.76$; $T_I = 0.67$ [s]; $T_D = 0.226$ [s]; $c = 1$. Priebeh sa začal podobať na priebeh uvedený v [4], až vtedy, keď sme nastavili $c = 0$. Pomocou metódy zovšeobecnej želanej dynamiky sme určili parametre regulátora (1): $K_R = 21.2$; $b = 0.52$; $T_I = 0.58$ [s]; $T_D = 0.19$ [s]; $c = 0$; Literatúra [4] je zaujímavá tým, že namiesto „laditeľného“ parametra používa pojem pásmo priepustnosti, resp. frekvenciu rezu. V konkrétnom príklade je ale použité slovíčko „zvoľme, ...“.



Obr.5 Pr.3, Priebek regulovanej veličiny pre skok riadenia $w(t) = 1(t-1)$ a skok poruchy $p(t) = 1(t-5)$. Priebek označený indexom [4] sa podobá priebehu uvedeného v [4], indexom kl odpovedá regulátoru nastaveného pomocou metódy inverznej dynamiky a bez indexu regulátoru navrhnutému pomocou zovšeobecnenej metódy želanej dynamiky

Pr.4 Pri odvodzovaní vzorca (2) sme predpokladali, že regulovaná sústava môže byť aj nestabilná. Špeciálnym prípadom nestabilných sústav je integrátor s prenosom $1/(Ts)$. Túto sústavu je vhodné stabilizovať tak, aby výsledný prenos bol, napr.: $b_0/(a_1s+1)$. V literatúre sa zvykne uvádzať integrátor spolu s dopravným oneskorením. V [4] je na riadenie sústavy s prenosom $G_p(s) = \frac{1}{20s} e^{-5s}$ vypočítaný regulátor v tvare (1) s parametrami: $K_R = 3.14$; $b = 0.42$; $c = 0.63$; $T_I = 18.66 [s]$; $T_D = 1.32 [s]$; V [4] sú vlastnosti regulačného obvodu dané podmienkou: Korene charakteristickej rovnice majú byť dvojnásobné. Ale nie je povedané aké. Vzorec (4) možno použiť aj na riadenie tejto sústavy. Tu si dajme nasledovný cieľ: Nech sa regulovaná sústava správa ako model s prenosom $M(s) = \frac{e^{-5s}}{10s+1}$.

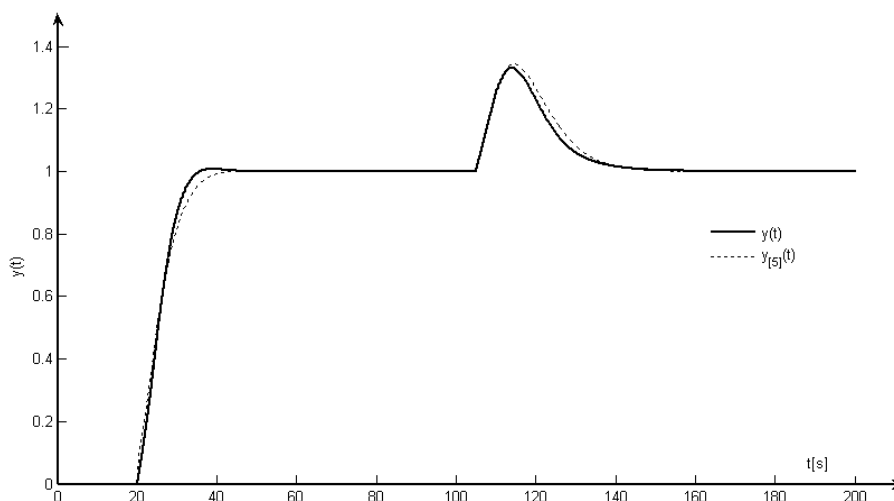
Druhá časť regulátora je daná rozdielom $\frac{\beta}{M(s)} - \frac{1}{G_P(s)}$. Ak má byť tento rozdiel stabilný, a na

viac ak nechceme vyššie derivácie ako prvú, je vhodné zvoliť $\beta=2$. Ďalej postupujeme ako pri IMC štruktúrach. Dopravné oneskorenie nahradíme Padeho aproximáciou. Nestabilné časti neuvažujeme. $V(s) = \frac{\beta}{M(s)} - \frac{1}{G_P(s)} = 5s + 2$. Keďže tento prenos je nerealizovateľný, treba ho

podobne ako v IMC štruktúrach doplniť o filter. Vyhovuje desatina (a menej) časovej konštanty. Tým, že sme upravovali správanie sa regulovanej sústavy realizovateľnou spätnou väzbou, výsledne správanie nebude $M(s) = \frac{e^{-5s}}{10s+1}$, ale $\hat{M}(s) \triangleq \frac{e^{-5s}}{7.5s+1}$. Za $M_0(s)$

dosadzujeme $(7.5s+1)^{-1}$. Želanú dynamiku λ určíme nasledovným spôsobom. Charakteristická rovnica obvodu je: $\lambda s + e^{-5s} = 0$. Odozva na skok riadenia bude mať menšie prerogulovanie ako 1%, ak bude platiť $\lambda = \frac{T_I}{K_R} = 2.15(D=5)$. Pre $T_I = 7.5 [s]$ je zosilnenie

regulátora $K_R = 1.43$. Pomocou metódy zovšeobecnej želaney dynamiky sme určili parametre regulátora (1): $K_R = 3.4$; $b = 0.41$; $T_I = 18.2 [s]$; $T_D = 1.47 [s]$; $c = 0$; Riešením malej charakteristickej rovnice pre maximálne 1% prerogulovanie nepriamo nastavíme aj maximálne pásmo priepustnosti.



Obr.5, Pr.4, Priebek regulovanej veličiny pre skok riadenia $w(t) = 1(t-15)$ a skok poruchy $p(t) = 1(t-100)$. Priebek označený indexom [5] odpovedá nastaveniu regulátora uvedeného v [5], a bez indexu regulátoru navrhnutému pomocou zovšeobecnenej metódy želaney dynamiky

4 ZÁVER

Vzorec (4) možno priamo použiť pre syntézu regulátora nestabilných sústav. Nepriamy dôsledok tohto vzorca je, že všetky metodiky syntézy regulátora nestabilných sústavy patria do kategórie 2DOF.

Výhodou vzorca (4) je, že ak chceme navrhnuť len regulátor riadenia, tak výsledok považujeme za regulátor riadenia. Na rozdiel od IMC štruktúr v ktorých je λ tzv. laditeľným parametrom, λ vo vzorci (4) je dané požiadavkami kladenými na vlastnosti obvodu.

Ak nastavíme parameter $b = 0$ v Pr.2 a Pr.3, odozva na skok riadenia bude pomalšia. Podobne ako v Pr.1 sa výrazne zmenší skok akčného zásahu. Väčšina autorov neuvádza ani priebeh akčnej veličiny, ani spôsob realizácie derivácie.

Na vzorec (4) sa môžeme pozeráť aj takto. V skutočnosti nemáme dva stupne voľnosti, ale máme dve časti, vlastnosti, regulátora. Jedna časť, zátvorka, zabezpečuje požadované vlastnosti regulovanej sústavy a druhá časť požadované vlastnosti riadenia.

Vzorec (4) bol testovaný aj na tzv. anisochronných systémoch.

Pri návrhu regulátora môžeme na základe (4) postupovať dvoma spôsobmi:

1. Regulátor navrhujeme tak, že ponecháme „pôvodný“ prenos regulovanej sústavy a k nej navrhujeme regulátor (zátvorka je nulová). Ak je prenos regulovanej sústavy stabilný, neobsahuje členy odpovedajúce vlastnej sústave druhého rádu, dosiahneme vyhovujúce výsledky aj pre riadenie aj pre poruchu. Odozva na skok riadenia môže prakticky (veľa krát aj teoreticky) odpovedať sústave prvého rádu. Odozva na skok poruchy v takýchto prípadoch trvá dlhšie. Dynamiku v tomto prípade meníme zmenou zosilnenia otvoreného obvodu.
2. Dynamiku obvodu upravíme „zmenou“ polohy pólov prenosu regulovanej sústavy. Zmenu dosiahneme zápornou spätnou väzbou okolo regulovanej sústavy. Zmenu polohy pólov robíme z dvoch dôvodov.
 - a. Stabilizujeme. Odozva na skok poruchy na vstupe regulovanej sústavy je funkciou prenosu regulovanej sústavy. Ak je prechodová charakteristika kmitavá tlmená, bude aj odozva na skok poruchy kmitavý tlmený priebeh. Ak je prenos regulovanej sústavy nestabilný, treba ho pomocou SV stabilizovať. Odozva na skok poruchy potom bude „odpovedať“ prechodovej charakteristike stabilizovanej sústavy.
 - b. Pomocou spätnej väzby zmeníme dynamiku regulovanej sústavy. Tento spôsob zvolíme, ak je, napr. odozva na skok poruchy pomalá.

LITERATÚRA

- [1] Strejc V., Balda M., Krampera M.: Regulace v průmyslové aplikaci, SNTL Praha 1958
- [2] Ian G. Horn, Jeffery R. Arulandu, Christopher J. Gombas, Jeremy G. VanAntwerp, and Richard D. Braatz.: Improved Filter Design in Internal Model Control, Ind. Eng. Chem. Res., Vol. 35, No. 10, 1996
- [3] Vrančić D. et al.: Improving disturbance rejection of PID controllers by means of the magnitude optimum method. ISA Transactions (2009)
- [4] J.-Ch. Shen, H.-K. Chiang, PID Tuning Rules for Second Order Systems, Control Conference, 2004. 5th Asian, vol.1. p. 472-477
- [5] Vítečková M., A. Víteček A.: Two-Degree of Freedom Controller Tuning for Integral Plus Time Delay Plants, ICIC Express Letters, Vol. 2, N.3, Sept. 2008, pp. 225—229

Článok vznikol za podpory APVV: VMSP-P-0155-09.