

Inžinierske metódy nastavovania parametrov regulátorov (1)

Vojtech Veselý, Peter Drahoš

Úvod

Teoreticky existuje veľa spôsobov, ako navrhnuť regulátor tak, aby uzavretý regulačný obvod (URO) mal požadované vlastnosti. Na realizáciu tejto úlohy je potrebné poznať matematický model objektu. Často v praxi o modeli procesu máme k dispozícii len málo informácií. Vtedy nastupujú inžinierske metódy nastavovania parametrov regulátorov, ktorými sa zaoberá tento článok.

Inžiniersky prístup návrhu regulátora je určitým kompromisom medzi metódou pokus – omyl a analytickou metódou návrhu. Metódy patriace do tejto oblasti nevyžadujú presný matematický model riadeného objektu. Tieto metódy vychádzajú z niekoľkých experimentálne ľahko zistiteľných charakteristických čísiel riadeného systému. Tieto čísla sa získajú buď z prechodovej charakteristiky objektu, alebo vybudením uzavretého regulačného obvodu (URO) na hranicu stability.

V tomto príspevku opíšeme niektoré moderné inžinierske metódy návrhu PID regulátorov, metódy vyhodnotenia kvality URO a navrhujeme takú modifikáciu metódy Zieglera-Nicholsona, ktorá umožní v inžinierskom návrhu parametrov PID regulátora zohľadniť aj požiadavku na kvalitu regulácie.

Opísané metódy návrhu budú testované na špeciálnych „benchmarkových“ systémoch, ktoré predstavujú súbor rôznych procesov vhodných na testovanie PID regulátorov [3]. Tieto systémy boli zozbierané zo širokej oblasti a zahŕňajú väčšinu modelov používaných v priemysle. Na základe analýzy výsledkov vyhodnotenia kvality regulácie a výsledkov simulácií môže byť zvolená najvhodnejšia metóda pre daný typ systému.

V požiadavkách na činnosť regulátora v regulačnom obvode môže figurovať viacero cieľov, často i protichodných. Sú nimi napr. sledovanie regulovanej hodnoty, potlačenie pôsobenia porúch, necitlivosť na zmeny parametrov procesu, na šum a rýchlosť regulácie. K ďalším významným aspektom vplyvujúcim na kvalitu regulácie patrí dynamika regulovaného procesu, obmedzenie akčného zásahu, charakteristika porúch a pod. Nastavenie parametrov regulátora je určitým kompromisným riešením úlohy. Častým je napr. kompromis medzi požiadavkou na rýchlu reguláciu, kvalitu regulačného procesu a požiadavkou na minimálne prerégulovanie. Môže sa zdať prekvapivé, že relatívne jednoduché PID regulátory vo väčšine prípadov dobre zvládajú všetky tieto situácie. Väčšinu priemyselných procesov preto regulujú práve PID regulátory [9].

Metódy návrhu parametrov PID regulátorov môžeme rozdeliť do niekoľkých skupín:

- metódy založené na odmeranej prechodovej charakteristike,
- metódy založené na minimalizovaní vhodného kritéria, napr. pre optimálnu regulovanú veličinu alebo pre optimálny priebeh akčného zásahu,
- metódy, ktoré dávajú špecifickú odozvu uzavretého regulačného obvodu,
- robustné metódy nastavovania parametrov regulátora s explicitnou robustnou stabilitou a kvalitou regulácie,
- metódy založené na meraní kritických hodnôt URO.

Vzhľadom na veľké množstvo metód na nastavovanie parametrov PID regulátorov, spolu 258 [4], pre tento príspevok bolo vybra-

ných len niekoľko najmodernejších a najnovších prístupov, ktoré dosahovali v testoch najlepšie výsledky. Väčšina riadených procesov má monotónnu prechodovú charakteristiku, resp. typu „S“, a preto aj väčšina analyzovaných metód návrhu parametrov regulátorov platí pre procesy tohto typu.

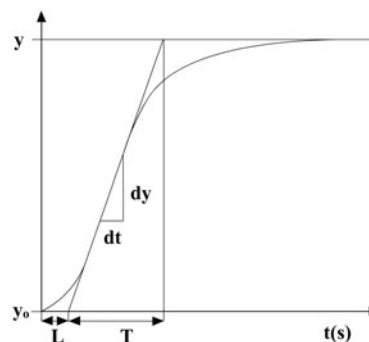
Ziglerova-Nicholsova metóda (Z-N)

Prvým predstaviteľom experimentálnych metód sú dve metódy Z-N, ktoré boli publikované pred viac ako 60 rokmi, presne v roku 1942 [8]. Navrhnuté metódy predstavujú historicky prvý pokus o zavedenie jednoduchých pravidiel pre experimentálny návrh parametrov P, PI a PID regulátora na základe charakteristických čísiel riadeného procesu. Obidve metódy boli navrhnuté pre systémy s monotónnou prechodovou charakteristikou. Obidve sa týkajú optimalizácie parametrov vzhľadom na vyregulovanie skokovej poruchy pôsobiacej na vstup riadeného systému.

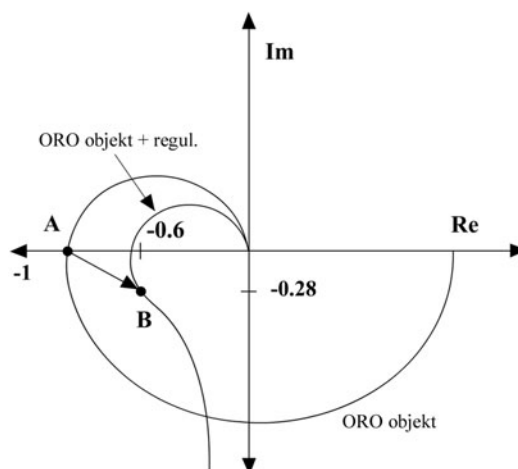
Podstata prvej metódy, **Z-N 1** (návrh z prechodovej charakteristiky – obr. 1), je takáto:

Z nameranej odozvy riadeného systému na skokovú zmenu vstupu o Δu sa určí doba prietahu L a maximálna strmosť $R = \Delta y / (\Delta t * \Delta u)$. Pri dvojparametrovom modeli systému sa parametre regulátora určia z tab. 1.

Podstata druhej metódy **Z-N 2** (návrh z kritického bodu frekvenčnej charakteristiky) je nasledujúca: v uzavretom regulačnom



Obr.1 Konštanty prechodovej charakteristiky typu „S“



Obr.2 Princíp metódy Z-N 2 v grafickom znázornení

	K	T_i	T_d
P	1/(RL)		
PI	0,9/(RL)	3L	
PID	1,2(RL)	2L	0,5L

Tab.1 Výpočet koeficientov regulátora metódou Z-N 1

	K	T_i	T_d
P	0,5 K_K		
PI	0,45 K_K	$T_{180}/1,2$	
PID	0,6 K_K	$T_{180}/2$	$T_{180}/8$

Tab.2 Výpočet koeficientov regulátora metódou Z-N 2

obvode s proporcionálnym regulátorom zväčšujeme zosilnenie P až do okamihu vzniku netlmených kmitov. Z nameraného záznamu regulovanej veličiny určíme periódu vzniknutých kmitov T_{180} a príslušné kritické zosilnenie regulátora $K_K = P$. Parametre P, PI, PID regulátorov určíme z tab. 2.

Podstata metódy Z-N 2 sa dá ukázať na obr. 2. Bod A (-1, 0) je získaný ako kritický bod, ktorý charakterizujú K_k a T_{180} je regulátorom kompenzovaný a presunutý do bodu B (-0, 6; -j0, 28), čím sa frekvenčná charakteristika dostáva do bezpečnej oblasti, vzdialenej od hranice stability.

Aströмова-Hägglundova metóda (A-H)

Táto metóda (A-H) je označená podľa svojich autorov – Åströma a Hägglunda, ktorí patria medzi najznámejších odborníkov zaoberajúcich sa metódami návrhu PID regulátorov. Metóda ponúka návod na výpočet regulátora pre procesy typu „S“ [2]. Predstavuje tiež významnú modifikáciu Z-N pravidiel. Metóda využíva β PID regulátor s takýmto algoritmom:

$$U(s) = P \left[\beta W(s) - Y(s) + \frac{1}{T_i s} E(s) + \frac{T_d s}{T_d s + 1} Y(s) \right] \quad (1)$$

kde N je buď navrhovaným parametrom, alebo konštantou $N = 10$. Dôležité je poznamenať, že ako parameter určujúci kvalitu regulácie je M_S (3) – maximálna citlivosť obvodu.

Prvý prístup metódy A-H 1 rozširuje Z-N 1. Hlavný rozdiel je v tom, že namiesto 2-parametrového modelu charakterizujúceho riadený systém sa používa 3-parametrový model (zdanlivé dopravné oneskorenie – L , zdanlivá časová konštanta – T a statické zosilnenie – K_p , obr. 1. Výsledné nastavenie PID, ak $\alpha = K_p L / T$ a $\tau = L / (L + T)$, relatívne dopravné oneskorenie, je dané tab. 3.

Druhý prístup A-H 2 rozširuje metódu Z-N 2 tým, že zavádza normalizované zosilnenie $\kappa = 1 / (K_p K_K)$, kde K_p je statické zosilnenie objektu a K_K je kritické zosilnenie URO s proporcionálnym regulátorom. Metóda využíva 3-parametrový model ($K_p, K_K, T_K = T_{180}$). Analogicky, konkrétne hodnoty M_S a funkčné závislosti pre jednotlivé parametre regulátorov sú uvedené v tab. 4.

	$M_S = 1,4$	$M_S = 2,0$
K	$3,8/\alpha \exp(-8,4\tau + 7,3\tau^2)$	$8,4/\alpha \exp(-9,6\tau + 9,8\tau^2)$
T_i	$5,2L \exp(-2,5\tau - 1,4\tau^2)$	$3,2L \exp(-1,5\tau - 0,93\tau^2)$
T_d	$0,89L \exp(-0,37\tau - 4,1\tau^2)$	$0,89L \exp(-1,9\tau - 0,44\tau^2)$
β	$0,40 \exp(0,18\tau + 2,8\tau^2)$	$0,22 \exp(0,65\tau + 0,051\tau^2)$

Tab.3 Výpočet koeficientov regulátora metódou A-H 1

	$M_S = 1,4$	$M_S = 2,0$
K	$0,44 K_K \exp(-0,3\kappa - \kappa^2)$	$0,72 K_K \exp(-1,6\kappa - 1,2\kappa^2)$
T_i	$0,76 T_K \exp(-1,6\kappa - 0,36\kappa^2)$	$0,59 T_K \exp(-1,3\kappa - 0,38\kappa^2)$
T_d	$0,17 T_K \exp(-0,46\kappa - 2,1\kappa^2)$	$0,15 T_K \exp(-1,4\kappa - 0,56\kappa^2)$
β	$0,58 \exp(-1,3\kappa + 3,5\kappa^2)$	$0,25 \exp(0,56\kappa + 0,12\kappa^2)$

Tab.4 Výpočet koeficientov regulátora metódou A-H 2

Kristianssonova-Lennartsonova metóda (K-L)

Po autoroch pomenovaná metóda (K-L) je vhodná pre procesy typu S. Na návrh parametrov regulátora využíva optimalizačnú procedúru pozostávajúcu z niekoľkých krokov [1]. Ak uvažujeme klasický regulačný obvod s regulátorom $R(s)$ a objektom regulácie $G(s)$, potom je vhodné definovať nasledovné prenosové funkcie: otvorený regulačný obvod $L(s) = R(s)G(s)$, poruchová prenosová funkcia $G_{yd}(s) = G(s)/(1 + L(s))$, prenosová funkcia riadenia $G_{uv}(s) = G(s)/(1 + L(s))$, citlivosť prenosová funkcia $S(s) = 1/(1 + L(s))$ a prenosová funkcia URO $T(s) = L(s)/(1 + L(s))$. Vyšetrením uvedených prenosových funkcií vo frekvenčnej oblasti dostávame nasledujúce kritériálne funkcie:

$$J_V = \|G_{yd}(s)\|_{\infty} = \max_{\omega} |G_{yd}(j\omega)| \quad (2)$$

$$M_S = \|S(s)\|_{\infty} = \max_{\omega} |S(j\omega)| \quad (3)$$

$$T_S = \|T(s)\|_{\infty} = \max_{\omega} |T(j\omega)| \quad (4)$$

$$J_U = \|G_{uv}(s)\|_{\infty} = \max_{\omega} |G_{uv}(j\omega)| \quad (5)$$

Pri výpočte parametrov regulátora máme jeden alebo viac voľných parametrov, ktoré nech sú vyjadrené vektorom ρ . Optimalizačná metóda výberu parametrov PID regulátora spočíva v riešení nasledujúceho problému:

$$\min_{\rho} J_V(\rho)$$

pri ohraničeníach

$$M_S \leq C_1 \quad J_U \leq C_2 \quad T_S \leq C_3$$

Úlohou je minimalizovať vplyv poruchy na regulačný obvod pri zabezpečení stability a predpisanej kvality regulácie. K-L metóda navrhuje nasledovnú štruktúru PID regulátora

$$R_{K-L}(s) = k_i \frac{1 + 2\tau\delta s + (\tau s)^2}{s \left(1 + s \frac{\tau}{\beta}\right)} = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2}{s + a_2 s^2} \quad (6)$$

kde k_i je integračné zosilnenie, δ je tlmiaci faktor, $1/\tau$ je prirodzená frekvencia. Metóda K-L, podobne ako metóda A-H, patrí k metódam vychádzajúcich zo Z-N metódy a využíva 3-parametrové vyjadrenie buď z prechodovej charakteristiky objektu (L, T, K_p) alebo z výsledkov merania kritického bodu ($K_p, K_K, T_K = T_{180}$). Výsledné vzťahy pre výpočet parametrov regulátora, ak sa vychádza z merania kritického bodu, sú:

$$\kappa = \frac{1}{K_p K_K} \quad \omega_k = \omega_{180} \quad \tau = \frac{1}{\omega_k(0,4 + 0,75\kappa)}$$

$$k_i = \frac{\omega_k}{K_p} \left(0,13 + \frac{0,16}{\kappa} - \frac{0,007}{\kappa^2} \right)$$

$$\beta = \frac{1}{K_p} \left(4 + \frac{1}{\kappa} \right) / \left(\frac{k_i}{\tau} \right) \quad \varsigma = 0,75 \quad (7)$$

Metóda zabezpečuje hodnotu J_U v intervale (8-10), M_S je v intervale (1,7-1,9) a J_V sa nebude líšiť od optimálneho riešenia úlohy

$$\min_{\rho} J_V(\rho)$$

o viac než 5 %.

Vyvážené nastavenie

Metóda (vyváž.) autorov Klána a Goréza pre procesy typu „S“ využíva myšlienku vyvážených proporcionálnych a integračných zásahov [6], [9]. Ak vyjadríme vplyv proporcionálnej zložky regulátora ako

$$J_P = K \int_0^T e^*(t) dt$$

a integračnej zložky pomocou vzťahu

$$J_I = \frac{K}{T_i} \int_0^T t |e(t)| dt$$

potom problém návrhu parametrov regulátora K a T_i sa redukuje na proces hľadania minimálnej hodnoty integrálneho kritéria

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt$$

Optimalizačný problém návrhu parametrov regulátora pri tejto metóde spočíva v riešení úlohy:

$$\min_{K, T_i} ITAE \quad \text{pri podmienke } J_P = J_I$$

Riešenie uvedenej optimalizačnej úlohy na sade testovacích modelov, viedlo autorov k formulácii funkčných závislostí parametrov regulátora od parametrov modelu. Parameter T_d nie je predmetom optimalizácie a odporúča sa jeho použitie na doladenie priebehov, pričom $T_d \leq T_i/4$.

Funkčné vzťahy sú nasledovné:

$$K = \frac{1}{K_P} \left[1 - \frac{2\tau}{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}} \right] \quad T_i = \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 2\tau^2}}{2} - \tau \right] T_{ar} \quad (8)$$

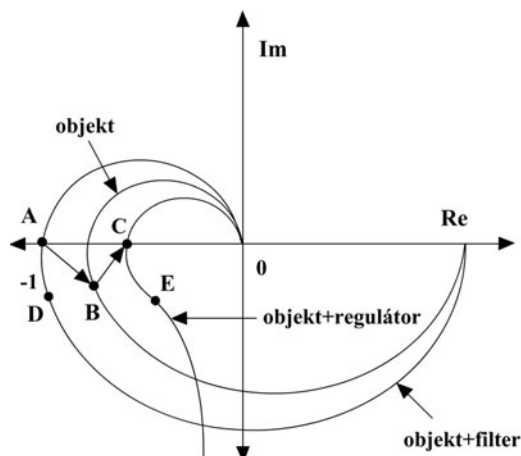
Aj táto metóda, podobne ako A-H, využíva 3-parametrový model (obr. 1), pričom

$$T_{ar} = l + T \quad \text{a} \quad \tau = \frac{L}{L + T}$$

Návrh metódy zabezpečujúcej kvalitu regulácie (D-V)

Navrhnutá metóda je v podstate modifikáciou metódy Z-N 2. V predstavenej metóde základnou myšlienkou je presunúť nameraný kritický bod frekvenčnej charakteristiky do projektantom predpísaného bodu v komplexnej rovine. Týmto postupom je možné predpísať regulačnému obvodu určitú fázovú a amplitúdovú bezpečnosť. Počas merania kritického bodu frekvenčnej charakteristiky sa do regulačného obvodu pripojí vhodný filter. Zmenou štruktúry a parametrov filtra je možné klasickým meraním kritického bodu frekvenčnej charakteristiky objektu a filtra namerať niekoľko bodov frekvenčnej charakteristiky objektu. Využitie „vhodne fázovo posunutého bodu“ alebo viacerých bodov frekvenčnej charakteristiky objektu umožní projektantovi lepšie sa orientovať pri výbere takého bodu v komplexnej rovine, kam presunie ním vybraný bod frekvenčnej charakteristiky objektu. Uvedený postup umožňuje navrhnuť také parametre regulátora, ktoré zabezpečia aj požadovanú kvalitu regulácie.

Praktický postup je takýto: pripojením navrhnutého filtra $F(s)$ k objektu $G(s)$ dostaneme uzavretý regulačný obvod s P regulátorom na hranici stability. Obr. 3 graficky znázorňuje hlavnú myšlienku navrhnutého metódy. Kritický bod objektu a filtra A určuje bod frekvenčnej charakteristiky objektu B. Nech si projektant želá výberom parametrov regulátora posunúť bod B napr. do bodu C $(-\eta, 0)$, kde η je zadaná konštanta.



Obr.3 Princíp kompenzácie frekvenčnej charakteristiky regulátorom

Z hľadiska zjednodušenia experimentu je výhodné ako filter použiť PI regulátor

$$F_{PI}(s) = P \frac{T_i s + 1}{T_i s}$$

(alebo PD regulátor), pričom zosilnenie P slúži na meranie kritického bodu frekvenčnej charakteristiky filtra s objektom. Meranie kritického bodu je výhodné realizovať tak, že namiesto P zložky regulátora použijeme relový člen $u = u_0 + A \text{signe}$, ktorý vyvolá kmitanie sústavy. Perióda vzniknutých kmitov je približne T_{180} a

$$K_k \cong \frac{4A}{\pi B}$$

kde B je amplitúda vzniknutých kmitov regulovanej veličiny [8].

Časové konštanty filtra volíme tak, aby uzavretý regulačný obvod s filtrom a P regulátorom bol stabilný.

Analytické riešenie metódy

Vychádzame z rovnice (9), ktorá vyjadruje vybudenie objektu G s filtrom F a regulátorom P na hranicu stability (dosiahnuté hodnoty $P = K_k$ a $\omega = \omega_k$).

$$K_k G(\omega_k) F(\omega_k) = -1 \quad (9)$$

$$\Rightarrow G(\omega_k) = \frac{-1}{K_k F(\omega_k)}$$

D-V metóda posúva regulátorom $R(s)$ kritický bod $(-1, 0)$ do bodu $(-\eta, \rho)$.

$$G(\omega_k) R(\omega_k) = -\eta + j\rho$$

$$-\frac{1}{K_k F(\omega_k)} R(\omega_k) = -\eta + j\rho \quad (10)$$

Pre PID regulátor (pokračujeme v rovnici 10):

$$-\frac{1}{K_k} F^{-1}(\omega_k) P \left(1 + \frac{1}{T_i j\omega_k} + T_d j\omega_k \right) = -\eta + j\rho \quad (11)$$

Využitie pomeru $T_d = T_i/a$

Ak použijeme vzťah $T_d = T_i/a$, ktorý sa odporúča v mnohých prácach pre návrh PID regulátorov pre $a = 4$, eliminujeme tým T_d parameter a dostávame z rovnice (11) 2 rovnice s 2 neznámymi.

Riešenie: vychádzame z rovnice (11), keď ako filter sa použije PI regulátor s prenosovou funkciou F_{PI} .

$$\frac{1}{K_k} \frac{T j\omega_k}{T j\omega_k + 1} P \left(1 + \frac{1}{T_i j\omega_k} + T_d j\omega_k \right) - \eta + j\rho = f(P, T_i)$$

ak položíme $\text{real}(f(P, T_i)) = 0$ a $\text{imag}(f(P, T_i)) = 0$, dostaneme pre parametre regulátora funkčné závislosti:

$$P = \alpha K_k \quad \alpha = \frac{\eta T \omega_k - \rho}{T \omega_k}$$

$$T_i = \frac{\alpha}{\frac{\eta}{T} + \rho \omega_k + \alpha T_d \omega_k^2} \quad (12)$$

$$\text{ak } T_d = \frac{T_i}{a} \text{ potom } T_i = \frac{a}{\omega_k} \left(-\varepsilon + \sqrt{\varepsilon^2 + a^{-1}} \right) \quad (13)$$

$$\text{kde } \varepsilon = \frac{\eta + T \omega_k \rho}{2(\eta T \omega_k - \rho)}$$

príčom musí platiť podmienka $\eta T \omega_k - \rho > 0$.

Ak položíme $T_d = 0$ do (3.15), dostaneme vzťah pre parametre PI regulátora:

$$P = \alpha K_k$$

$$T_i = \frac{\alpha T}{\eta + \rho \omega_k T} \quad (14)$$

príčom musí platiť

$$-\frac{1}{T \omega_k} < \frac{\rho}{\eta} < T \omega_k$$

Ak v rovnici (11) neuvažujeme zložku T_i , dostaneme rovnice pre výpočet parametrov PD regulátora:

$$P = \alpha K_k$$

$$T_d = -\frac{\eta + \rho \omega_k T}{\omega_k (\eta \rho \omega_k T - \rho)} \quad (15)$$

Analogicky by sme mohli postupovať pri uvažovaní pripojenia P alebo PD filtra k objektu, čím by sme dostali iné funkčné vzťahy pre konštanty PI, PD alebo PID regulátora.

Metóda hodnotenia kvality regulačného obvodu (MHKV)

Je dobre známe, že zlepšenie kvality regulačného obvodu v jednej oblasti má často za následok zhoršenie kvality v inej oblasti. Preto je potrebné vyhodnotiť kvalitu regulačného obvodu v celom rozsahu zmien frekvencie. MHKV [1] bola rozpracovaná autormi K-L metódy návrhu PID regulátora a je založená na vyhodnotení troch kritérií, a to J_v , J_u a M_s .

Prvé kritérium, ktoré patrí do oblasti nízkych frekvencií (LF region), vyhodnocuje potlačenie poruchy v regulačnom obvode, resp. skúma schopnosť obvodu poradiť si s nízkofrekvenčnou vstupujúcou poruchou. Kritérium je definované parametrom J_v (2).

Druhé kritérium, ktoré patrí do oblasti stredných frekvencií (MF region), skúma rezervy v stabilite. Dva klasické ukazovatele sú spoločné pre charakterizovanie stability – amplitúdová G_M a fázová bezpečnosť ϕ_M . Obmedzenie citlivostnej funkcie $M_s \leq MS_s$ sa považuje za jedno z hlavných kritérií zabezpečenia kvality regulácie stability. Hodnota M_s (3) je rovná inverzii minimálnej vzdialenosti Nyquistovej krivky otvorenej prenosovej funkcie obvodu od kritického bodu (-1,0) v komplexnej rovine. Ak sa vyžaduje zvýšiť tlmenie obvodu alebo zvýšiť fázovú bezpečnosť bez výrazného spomalenia systému, je potrebné obmedziť aj veľkosť $T_s \leq TS_s$. Zovšeobecnené kritérium pre oblasť stredných frekvencií je $GM_s = \max(M_s, \alpha T_s)$, kde $\alpha = MS_s/TS_s$.

Tretie kritérium patrí do oblasti stredných až vyšších frekvencií (MHF region). Toto kritérium je vyhodnotený hodnotou J_u (4).

Pre dobre navrhnutý regulátor, a tým aj regulačný obvod, sú sledované parametre kvality v nasledovných intervaloch: $J_v = [0; 1]$, $M_s = [1,5; 2]$, $T_s = [1,2; 1,7]$, $J_u = [8; 12]$.

Testovanie jednotlivých metód návrhu parametrov PID regulátorov bolo uskutočnené na „benchmarkových“ systémoch [3]. Ide o súbor systémov, ktoré sú na tieto účely špeciálne vybrané tak, aby overili možnosti novonavrhovanej metódy návrhu parametrov PID regulátora. Je to zbierka 10 systémov. Pre jednoduchosť vyberieme na testovanie 4 nasledovné systémy.

$$B1. G(s) = \frac{1}{(s+1)^n} \quad n = 4$$

$$B2. G(s) = \frac{1}{(s+1)(\alpha s+1)(\alpha^2 s+1)(\alpha^3 s+1)} \quad \alpha = 0,2$$

$$B3. G(s) = \frac{1-\alpha s}{(s+1)^3} \quad \alpha = 0,2$$

$$B4. G(s) = \frac{1}{(Ts+1)^2} e^{-s}$$

Hodnotenie výsledkov návrhu regulátorov a simulácií

Pre každý „benchmarkový“ systém (B1 – B4) bolo navrhnutých niekoľko regulátorov, metódami, ktoré boli opísané vyššie. Simulácie prebehli v prostredí MATLAB. Bola vytvorená regulačná slučka SISO, pričom na vstup w bol privedený jednotlivý skok. Za približne 20 – 50 s (v závislosti od prípadu) bol na vstup poruchy d privedený skok s hodnotou 0,5 w . Pre každý testo-

vaný systém boli vykreslené priebehy regulovanej veličiny y , akčnej veličiny u a do stĺpcového grafu sa premietli maximálne hodnoty parametrov (J_v , M_s , T_s a J_u), ktoré tvoria odrazový mostík pre porovnanie kvality navrhnutých regulátorov. Pre každý systém je uvedená tabuľka s navrhnutými konštantami regulátora. Regulátor navrhnutý metódou K-L je opísaný pomocou koeficientov: b_2, b_1, b_0, a_2 prenosovej funkcie $R_{K-L}(s)$ (5), pretože sa nedá vyjadriť pomocou koeficientov PID regulátora.

Literatúra

- [1] KRISTIANSSON, B., LENNARTSON, B.: Convenient almost optimal and robust tuning of PI and PID controllers. IFAC 15th. Triennial World Congress. Barcelona, Spain: 2002.
- [2] ÅSTRÖM, K. AND HÄGGLUND, T.: New tuning methods for PID controllers. European control conference. Rome, Italy, september 1995.
- [3] ÅSTRÖM, K. AND HÄGGLUND, T.: Benchmark systems for PID control. IFAC workshop on digital control PID 2000. Terrassa, Spain: 5. – 7. April 2000.
- [4] ÅSTRÖM, K. AND HÄGGLUND, T.: A summary of PI and PID controller tuning rules for processes with time delay. IFAC workshop on digital control PID 2000. Terrassa, Spain: 5. – 7. April 2000.
- [6] KLÁN, P., GOREZ, R.: PI regulátory s vyváženými akčnými zásahy. Automatizace, 43, 2000, č. 2, str. 90 – 96.
- [7] SCHLEGEL, M.: Robustný návrh regulátora. Automatizace, 43, 2000, č. 12, str. 1012 – 1016.
- [8] SCHLEGEL, M.: Návrh a nastavování průmyslových regulátorů - teorie pro praxi. Automatizace, 40, 1997, č. 11, str. 711 – 719.
- [9] KLÁN, P.: Moderní metody nastavení PID regulátorů. Část I: Procesy s přechodovou charakteristikou typu S. Automa, 6, 2000, č. 9, str. 54 – 57. Část II: Integrační procesy. Automa, 7, 2001, č. 1, str. 52 – 54.

V budúcom čísle budú uvedené experimentálne výsledky.

**prof. Ing Vojtech Veselý, DrSc.
Bc. Peter Drahoš**

48

**Katedra automatizovaných systémov riadenia
FEI STU
Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava
e-mail: vesely@kasr.elf.stuba.sk**