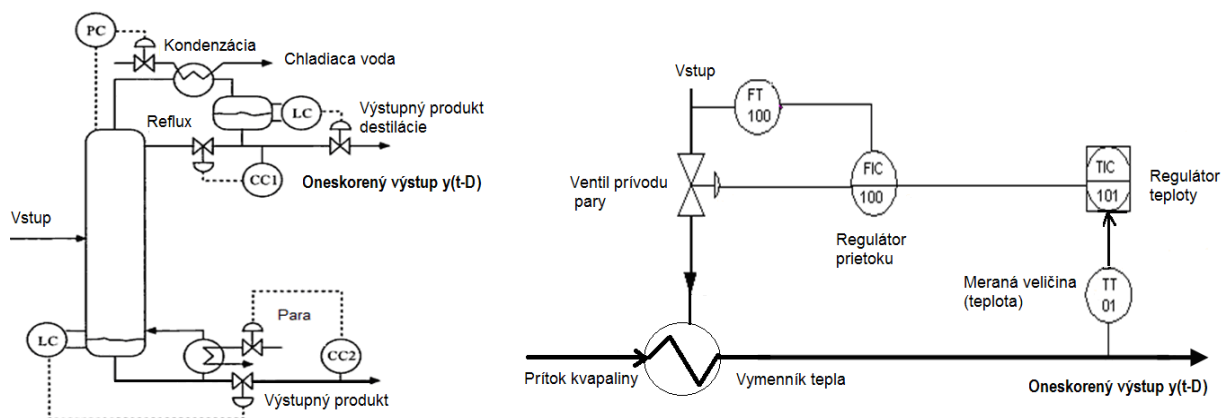


# Moderné a praktické prístupy realizácie PID regulátorov (4)

Cieľom tejto časti príspevku je opis moderných štruktúr a PID algoritmov riadenia pre procesy obsahujúce dopravné oneskorenia. V tejto časti príspevku sa zameriame najmä na návrh optimálnych štruktúr riadenia umožňujúcich kompenzovať vplyv dopravných oneskorení ako aj na praktické postupy pri návrhu a aplikácii moderných algoritmov riadenia, ktoré umožňujú zabudovať dopravné oneskorenie do štruktúry riadenia alebo priamo do zákonov riadenia.

## 4.1 Základné štruktúry realizácie PID algoritmov riadenia pre procesy s dopravným oneskorením

Dopravné oneskorenie má nepriaznivý účinok na kvalitu a stabilitu riadenia procesov a preto aj návrh riadiacich algoritmov musí byť realizovaný tak aby umožnil výpočet parametrov regulátora a konfiguráciu takých algoritmov riadenia, ktoré aj pri veľkých a dokonca aj pri meniacich sa dopravných oneskoreniach zaručia vysokú kvalitu a stabilitu riadenia. Takéto procesy sú predovšetkým v oblasti chemických technológií (destilačné kolóny, reaktory a pod.), energetike (kotly, výmenníky tepla, zásobníky a pod.), potravinárstve, automobilovej mechatronike a pod.. Časové (dopravné) oneskorenie definujeme ako čas za ktorý sa regulovaná veličina oneskoruje za odzvou na riadiaci zásah. Typickými procesmi u ktorých sa významne vyskytuje dopravné oneskorenie sú najmä chemickotechnologické procesy (obr.4.1)



Obr.4.1 Príklady procesov s časovým oneskorením výstupnej veličiny

Ďalšou aplikačnou oblasťou kde je potrebné sa zaoberať časovým oneskorením je sieťové distribuované riadenie kde priamo realizujeme algoritmy riadenia a prostredníctvom siete riadime jednotlivé procesy pričom do úvahy musíme zohľadniť dynamiku procesov, časovú realizáciu riadiacich zásahov, periódu vzorkovania dynamiku snímačov, akčných členov a prevodníkov a s tým súvisiace aj časové oneskorenia, ktoré musíme v distribuovaných algoritmoch riadenia zohľadniť.

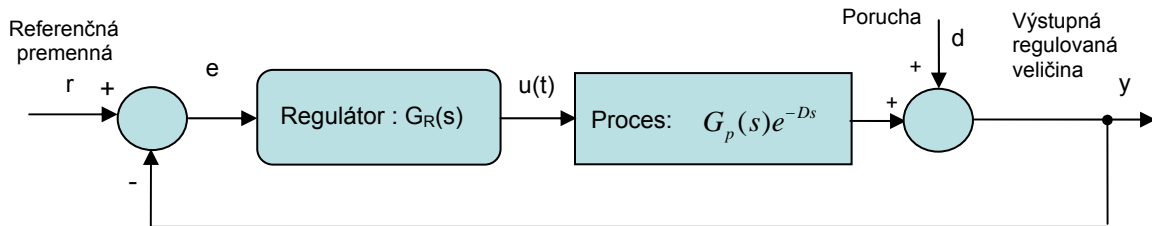
Časové oneskorenie výstupu  $y(t)$  za vstupom  $u(t)$  o čas  $D$  (ekvivalentný názov *dopravné alebo časové oneskorenie*) môžeme jednoducho vyjadriť tak v spojitých ako aj diskretnej časovej oblasti ( $t=kT, k=0,1,2,\dots,N$ , pre známu periódu vzorkovania  $T$ ) jednoduchým vzťahom

$$y(t) = u(t - D) \rightarrow Y(s) = U(s)e^{-Ds} \Leftrightarrow y(k) = u(k - d) \leftarrow Y(z) = z^{-d}U(z), d = D/T \quad (4.1)$$

kde  $s$  je komplexná premenná v Laplaceovej transformácii a  $z$  je posuv v diskretnej oblasti  $z=e^{sT}$ ,  $d$  je *dopravné oneskorenie* v  $z$ -oblasti (uvažujeme že je to celé číslo dané pomerom spojitého dopravného oneskorenia  $D$  a periódy vzorkovania  $T$ )

Procesov s časovým oneskorením je v praxi veľmi veľa a preto navrhnuť správny algoritmus

riadenia, ktorý zohľadňuje uvedenú skutočnosť - prítomnosť dopravného oneskorenia a je pritom robustný, stabilný a zabezpečuje vysokú kvalitu riadenia ešte aj v súčasnosti vedou aj umením. Klasická spätnoväzbová štruktúra riadenia s procesom obsahujúcim časové oneskorenie je na obr. 4.2

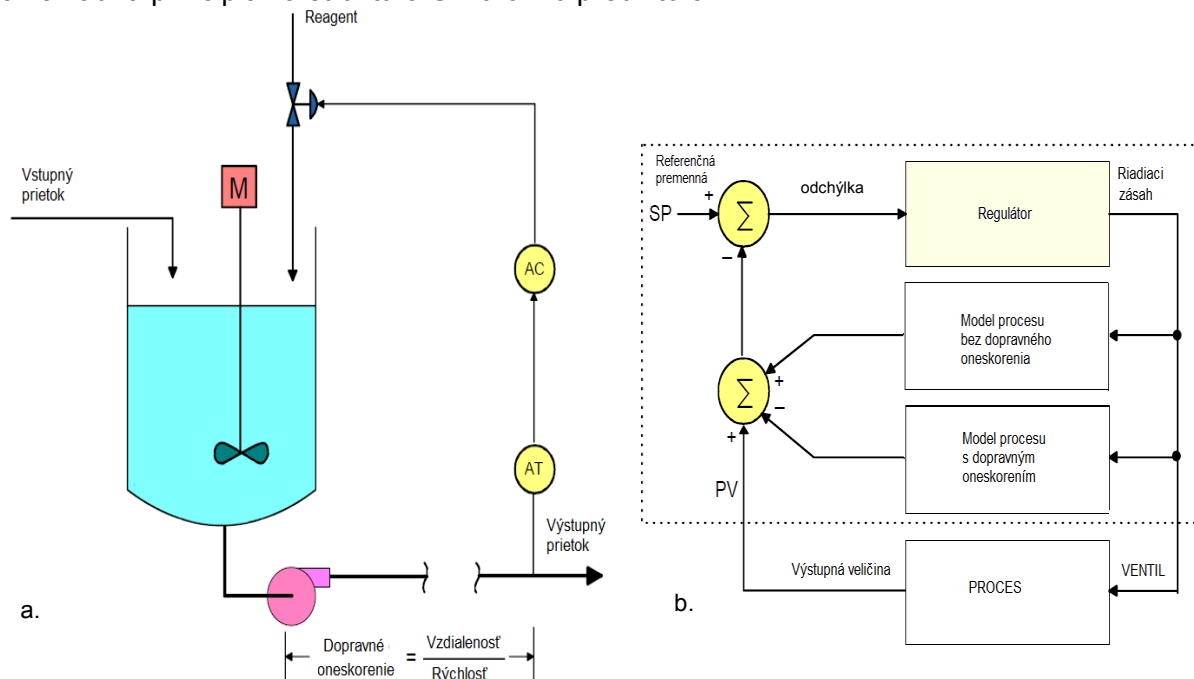


Obr.4.2 Konvenčná štruktúra riadenia s časovým oneskorením výstupnej regulovanej veličiny. O nepriaznivom účinku časového oneskorenia a možnostiach destabilizujúceho vplyvu môžeme vidieť aj z prenosovej funkcie uzavretého obvodu (4.2). Menovateľ prenosovej funkcie (4.2) (charakteristický polynóm) obsahuje časové oneskorenie, ktoré môže aj pri kvalitnom návrhu parametrov regulátora spôsobiť nestabilitu obvodu.

$$G_{y/w}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_R(s)G_P(s)e^{-Ds}}{1 + G_R(s)G_P(s)e^{-Ds}} = \frac{B(s)}{A(s)} e^{-Ds} \quad (4.2)$$

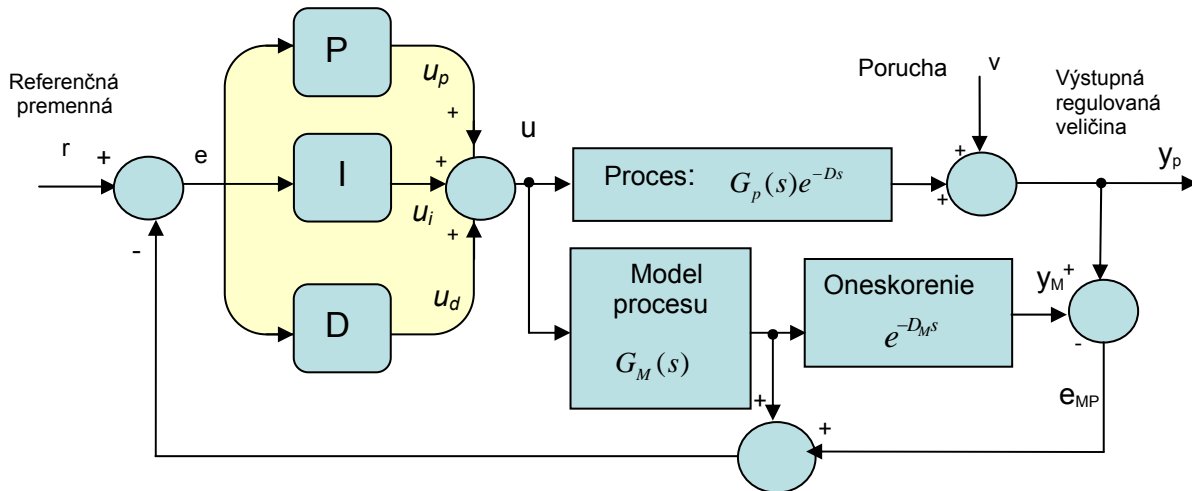
#### 4.2 Základné formy kompenzácie dopravného oneskorenia pomocou Smithovho prediktora

Existuje niekoľko spôsobov ako zohľadniť vplyv a veľkosť dopravného oneskorenia tak pri návrhu štruktúry riadenia, ako aj priamo výpočtom parametrov regulátora, ktoré zohľadňujú dopravné oneskorenie. Konvenčný spôsob riadenia procesov s uvažovaním dopravného oneskorenia a jeho kompenzácie je založený na znalosti matematického modelu procesu a využíva princíp tzv. Smithovho prediktora. Pôvodná metóda kompenzácie vplyvu dopravného oneskorenia bola odvodená v roku 1957 O. J. M. Smithom [1]. Na obr. 4.3 je uvedený príklad riadenia chemického reaktora s dopravným oneskorením výstupnej veličiny a základná principiálna štruktúra Smithovho prediktora.



Obr.4.3 a. Principiálna schéma chemického reaktora s oneskorením výstupnej veličiny  
b. Principiálna schéma Smithovho regulátora s časovým oneskorením

Smithov prediktívny regulátor je aplikovateľný a rozšírený tak pre stabilné procesy ako aj pre procesy s časovým oneskorením integračného charakteru a aj pre nestabilné procesy.



Obr.4.4 Základná schéma Smithovho prediktora

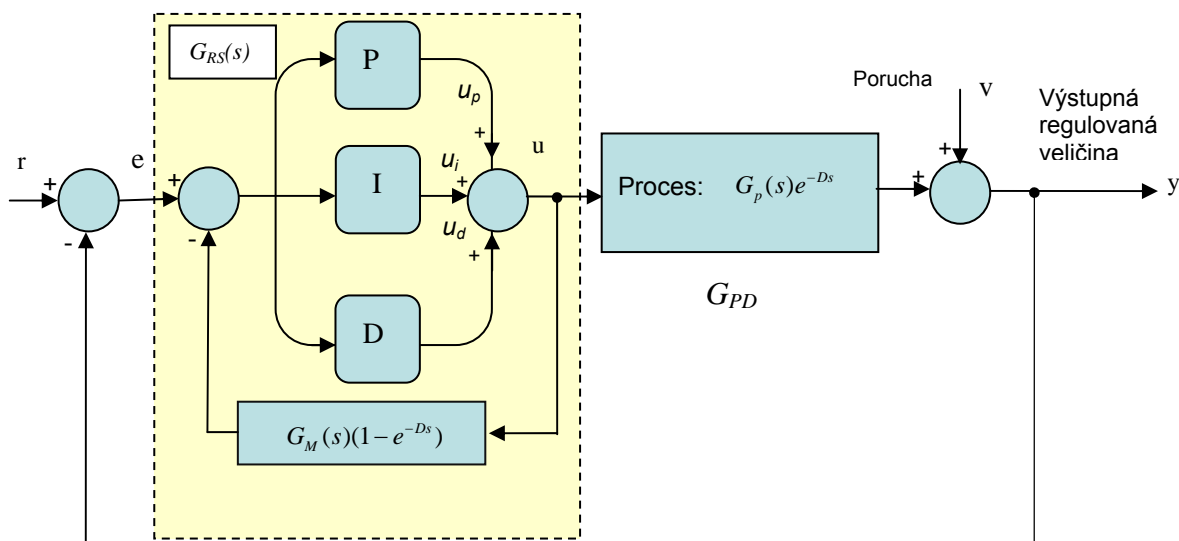
Štruktúra regulácie so Smithovým prediktorom sa od základnej spätnoväzbovej štruktúry na obr.4.2 líši tým, že k štandardnej spätnoväzbovej štruktúre je pridaná paralelná vetva (kladná spätná väzba) obsahujúca model procesu a dopravné oneskorenie. Prenosová funkcia uzavretého regulačného obvodu so Smithovým regulátorom je potom vyjadrená

$$G_{y/w}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_{PD}(s)G_R(s)}{1 + G_R(s) \cdot (G_M(s) - G_M(s)e^{-D_M s} + G_{PD}(s))} \quad (4.3)$$

$$\text{kde } G_{PD}(s) = G_p(s)e^{-sD} = \frac{B(s)}{A(s)}e^{-Ds} \rightarrow G_{PD}(z) = G_p(z)z^{-D} = \frac{B(z)}{A(z)}z^{-d}$$

a  $G_{MD}(s) = G_M(s)e^{-D_M s}$  je matematický model riadeného procesu

Z obrázku 4.4 môžeme získať ekvivalentnú štruktúru regulácia s dvoma spätnými väzbami, (viď obr.4.5). Vzniká tu otázka či je potrebné vždy aplikovať pre praktické úlohy regulácie procesov s časovým oneskorením Smithov prediktor? Potreba rozšírenia pôvodného konvenčného obvodu regulácie vyplýva priamo z dynamických vlastností a charakteristických veličín riadeného procesu [2] (ako je napr. prechodová charakteristika, frekvenčná charakteristika, doba nábehu, doba prieťahu, časová konštanta procesu, zosilnenie a pod. ).



Obr.4.5 Upravená ekvivalentná schéma Smithovho prediktora

V prípade že model procesu je „ekvivalentný“ s reálnym procesom t.j.  $G_{PD}(s) = G_{MD}(s)$  a oneskorenia  $D=D_M$ , t.j. výstup procesu je rovný výstupu z modelu t.j.  $y_p(t)=y_m(t)$  a (ekvivalencia dynamických vlastností modelu a procesu), potom charakteristická rovnica uzavretého obvodu (4.3) už neobsahuje dopravné oneskorenie (je vykompenzované) a je prenosová funkcia uzavretého obvodu má tvar

$$G_{y/w}(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_R(s)G_p(s)e^{-Ds}}{1 + G_R(s)G_M(s)} \quad (4.4)$$

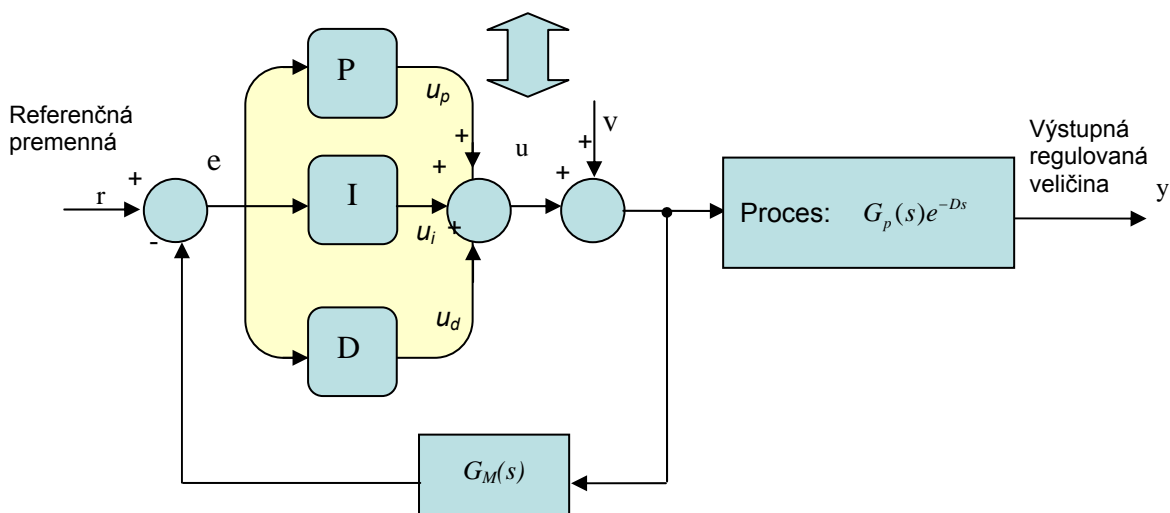
“Smithov prediktívny regulátor” (podľa obr.4.5 a obr. 4.6) môže byť potom vyjadrený prenosovou funkciou

$$G_{RS}(s) = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_M(s)(1 - e^{-D_M s})} \quad (4.5)$$

Zo vzťahu (4.5) je zrejme že póly modelu sú potom nuly regulátora  $G_R(s)$ , ak teda ak model je dobrou aproximáciou reálneho procesu potom regulátor môže realizovať krátenie pólov a núl nezávisle od nastavených parametrov regulátora.

Z rovnice (4.4) je zrejme, že vplyv dopravného oneskorenia je odstránený, ak je splnená podmienka:

ak  $G_p(s)=G_M(s)$



Obr.4.6 Upravená schéma Smithovho prediktora

Dôvod zavedenia a aplikácie Smithovho prediktora a rozšírenie pôvodnej klasickej štruktúry regulácie o Smithov prediktor sa dá určiť z meraných prechodových charakteristík (Obr.4.8). Ak poznáme resp. môžeme namerať prechodovú charakteristiku riadeného procesu a z nej je možno odčítať tzv. čas prietahu  $\alpha$  a čas nábehu  $\tau$  potom na základe hodnoty pomeru  $\alpha/\tau$

potom môžeme aproximatívne určiť tzv. koeficient miery „regulovateľnosti“,  $\mu = \frac{\alpha}{\tau}$ .

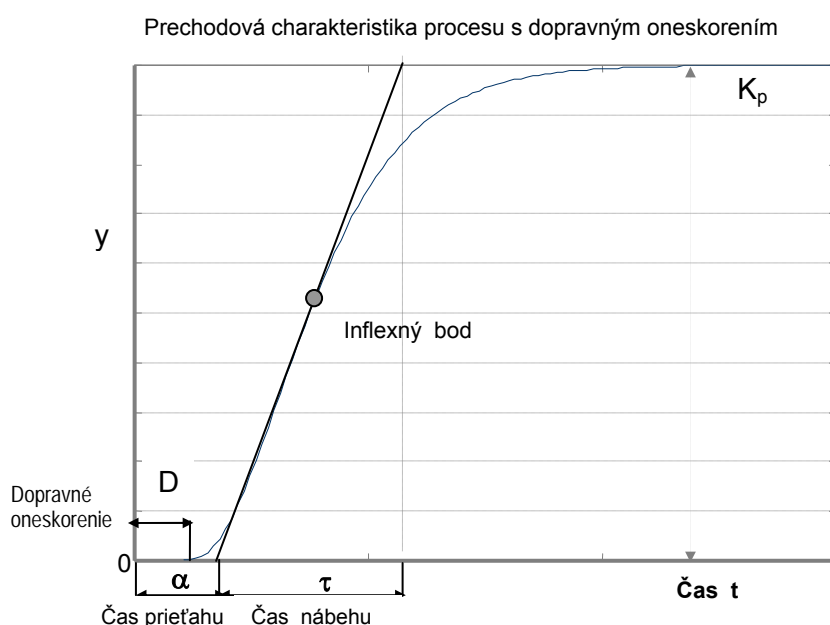
Ak koeficient  $\mu > 0.5$  potom riadený proces je „ťažko regulovateľný“ a je potreba aplikovať štruktúru riadenia so Smithovým prediktorom, v opačnom prípade postačuje pre úspešne riadenie a stabilizáciu procesu konvenčná spätnoväzbová štruktúra napr. s PID regulátorom. [3]. V súčasnosti existuje množstvo moderných modifikácií a úprav týchto algoritmov aplikovateľných do reálnych procesov obsahujúcich veľké dopravné oneskorenia. V programových systémoch popredných výrobcov riadiacej techniky (Siemens, Allen Bradley, Yokogawa (obr.4.7), Schneider Electric a pod. možno takýto Smithov prediktor

priamo konfigurovať na základe priamej identifikácie modelov procesov získaných z meraných procesných údajov a to najmä z prechodových charakteristík procesu.

LD X1	; measured value
LD Y1;	; control variable
LD P01	; $T_m$
LAG	;
ST T01	; $T01 = (1/1 + sT_m) \cdot Y$ ,
LD P02	; $\tau_m$ oneskorenie
DED	-
LD T01	+
ST PV	; $PV = X_1 + (1 - e^{-sP02}) \cdot T01$
BSC1	; PID algorithm
ST Y1	



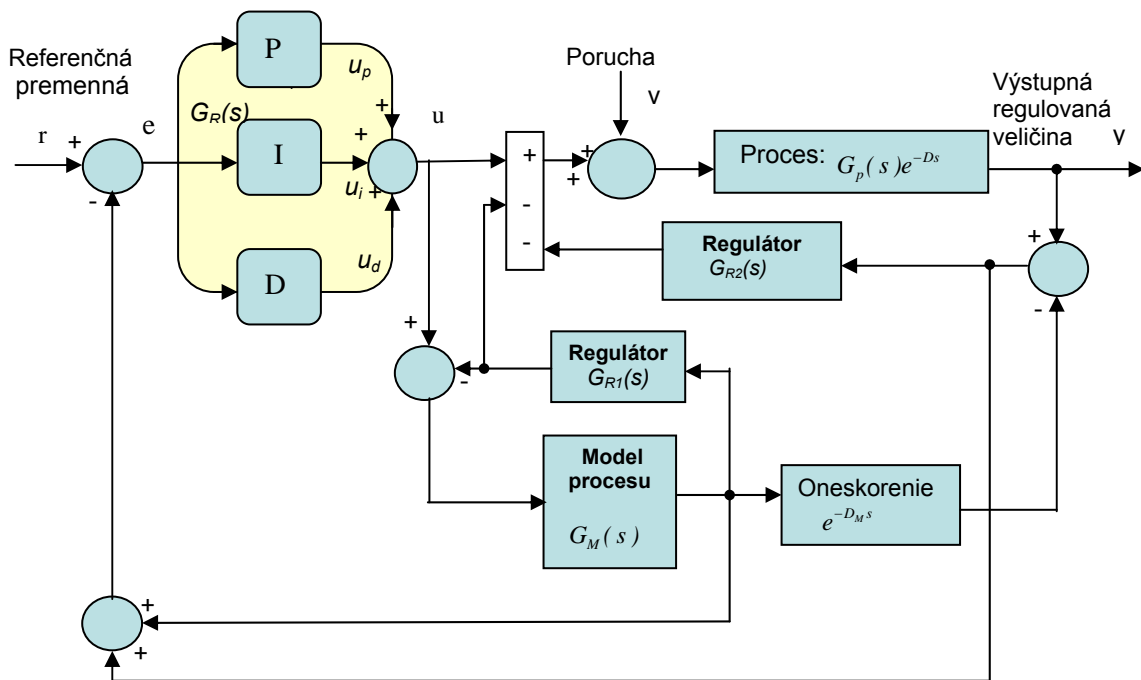
Obr. 4.7 Ukážka realizácie Smithovo algoritmu v riadiacom systéme CENTUM CS1000/3000 (Yokogawa) pomocou programovacieho jazyka YS170 pre systém prvého rádu.



Obr. 4.8 Prechodová charakteristika procesu s dopravným oneskorením

### 4.3 Modifikované štruktúry riadenia procesov s dopravným oneskorením

Štruktúra regulačného obvodu so Smithovým regulátorom, ktorá bola uvedená v predchádzajúcej časti predstavuje efektívny prístup umožňujúci regulovať prostredníctvom PID algoritmov predovšetkým stabilné procesy s dopravným oneskorením. V priebehu posledných dvadsiatich rokov došlo k ďalším modifikáciám a rozšíreniam pôvodného Smithovho prediktora tak aby bol aplikovateľný aj pre procesy s integračným charakterom a aj pre nestabilné procesy. Myšlienka stabilizácie nestabilných procesov bola prvotne riešená v práci [de Paor 1989]. Postupne to boli práce [Majhi a Atherton 2001]. Nové modifikované metódy kompenzácie dopravného oneskorenia sú založené na rozšírení pôvodnej štruktúry riadenia o ďalšie regulátory umožňujúci tak kompenzáciu poruchy ako aj asymptotické sledovanie referenčnej premennej. Rozšírená štruktúra regulačného obvodu so Smithovým prediktorom obsahuje tri regulátory  $G_{R1}(s)$ ,  $G_{R2}(s)$  a  $G_R(s)$  umožňujúce stabilizovať celý proces, kompenzovať vplyv poruchy a dopravného oneskorenia ako aj nestabilných pólov procesu (Obr.4.9)



Obr.4.9 Modifikácia Smithovho prediktora – I

Podobne ako u konvenčnej štruktúry so Smithovým prediktorom aj tu platí základný predpoklad, že model procesu je ekvivalentný s reálnym procesom, t.j.

$$G_{PD}(s) = G_p(s)e^{-D_s} = G_{MD}(s) = G_M(s)e^{D_M s} \quad (G_M(s)=G_p(s) \text{ a } D=D_M).$$

Výstupná regulovaná veličina je potom vyjadrená ako superpozícia od dvoch vstupných signálov (referenčná premenná a porucha):

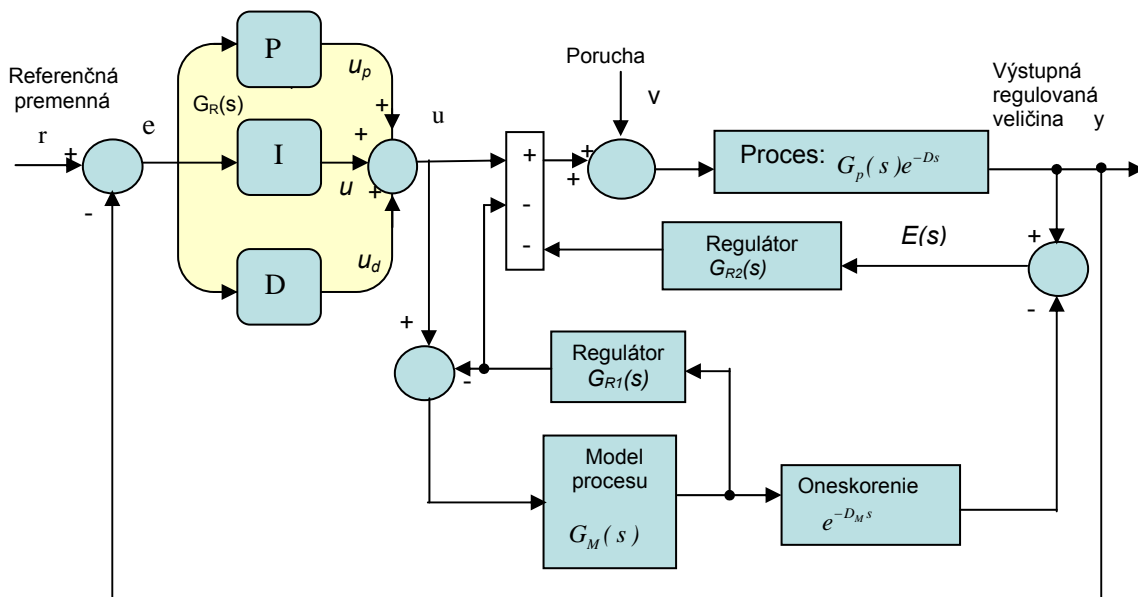
$$Y(s) = G_{y/w}(s)W(s) + G_{y/v}(s)V(s)$$

$$G_{y/w}(s) = \frac{G_R(s)G_p(s)e^{-D_s}}{1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s))} = \frac{Y(s)}{W(s)} \quad (4.6)$$

$$G_{y/v}(s) = \frac{G_p(s)e^{-D_s}}{1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s))} \cdot \frac{1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s)) - G_R(s)G_p(s)e^{-D_s}}{1 + G_p(s)G_{R2}(s)e^{-D_s}}$$

Optimálne parametre regulátora hlavného regulátora  $G_R(s)$  sa dajú vypočítať na základe znalosti matematického modelu procesu, kým štruktúra a parametre regulátorov  $G_{R1}(s)$ ,  $G_{R2}(s)$  sa určujú na základe numericko-analytických prístupov vyžívajúcich napr. metódy syntézy s využitím štandardných polynómov (Graham-Lathrop, Butherworth, Whiteley, metódu Naslina ale aj vo frekvenčnej oblasti z charakteristickej rovnice uzavretého obvodu  $1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s))$ ).

Analyticko-numerické postupy je možné použiť aj pre nastavenie parametrov regulátora  $G_{R2}(s)$  pre kompenzáciu poruchovej veličiny. Modifikácia Smithovho prediktora podľa obr. 4.11 je vhodná aj pre nestabilné a procesy s integračným charakterom. Jej nevýhodou je zložitosť pri nastavovaní koeficientov všetkých troch regulátorov súčasne pre úlohu kompenzácie poruchovej veličiny. Z uvedených dôvodov je vhodnejšia nasledujúca modifikácia Smithovho prediktora, obr.4.10 .



Obr.4.10 Modifikácia Smithovho prediktora II

Prenosová funkcia pre poruchu je v tvare: 
$$G_{y/v}(s) = \frac{G_p(s) e^{-Ds}}{1 + G_{R2}(s)G_p(s)} = \frac{Y(s)}{V(s)} \quad (4.7)$$

Prenosová funkcia uzavretého obvodu:

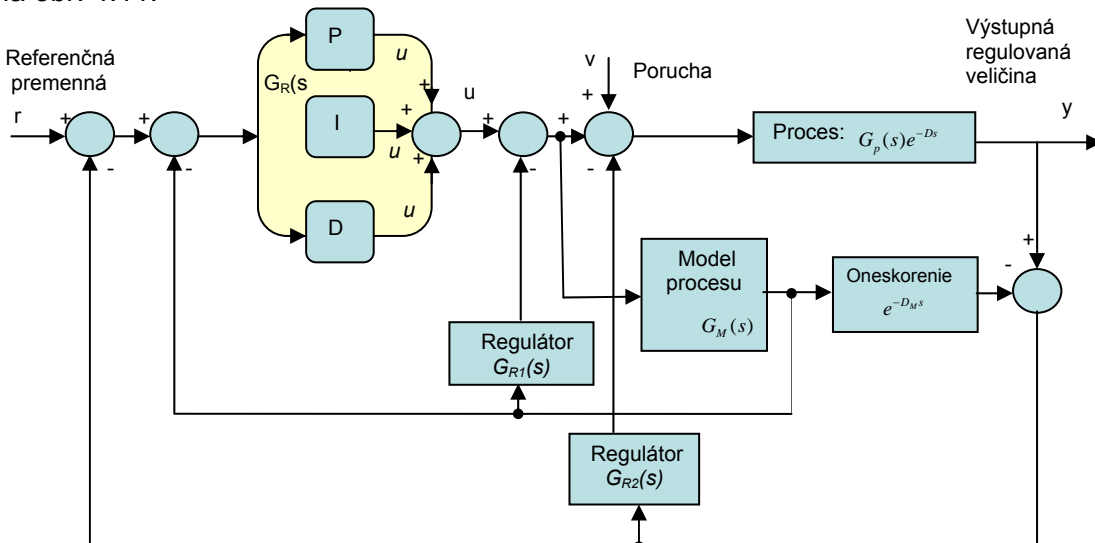
$$G_{y/w}(s) = \frac{G_R(s)G_p(s)e^{-Ds}}{1 + G_{R1}(s)G_{MD}(s)} \cdot \frac{1 + G_{R2}(s)e^{-DMs}}{1 + G_{R2}(s)G_p(s)e^{-Ds}} \quad (4.8)$$

Ak predpokladáme, ekvivalentnosť dynamiky procesu a matematického modelu, t.j.

$$G_{PD}(s) = G_p(s)e^{-Ds} = G_{MD}(s) = G_M(s)e^{DMs}$$

Výsledná prenosová funkcia uzavretého obvodu 
$$G_{y/w}(s) = \frac{G_R(s)G_p(s)e^{-Ds}}{1 + G_{R1}(s)G_{MD}(s)} \quad (4.9)$$

Charakteristická rovnica (4.9) neobsahuje časové oneskorenie, čo je aj cieľom navrhovanej štruktúry kompenzácie jeho vplyvu na stabilitu a kvalitu regulácie. Regulátor  $G_{R1}(s)$  má za úlohu hlavne kompenzovať nestabilné póly procesu (volíme ho často ako proporcionálny, kým regulátor  $G_{R2}(s)$  je zameraný na kompenzáciu poruchy a regulátor  $G_R(s)$  zaisťuje sledovanie referenčného signálu a podieľa sa spolu s regulátorom  $G_{R1}(s)$  na kompenzácii poruchy. Tretia modifikácia Smithovho regulátora je rozšírením a vylepšením predchádzajúcich riešení. Celková štruktúra vylepšeného Smithovho prediktora je uvedená na obr. 4.11.



Obr.4.11 Modifikácia Smithovho prediktora III



Výstupná regulovaná veličina  $Y(s)$  je tvorená súčtom odoziev od referenčného signálu a poruchy a jednotlivé prenosové funkcie pre referenčnú premennú a poruchu  $G_{y/w}$  a  $G_{y/v}$  sú vyjadrené vzťahmi :

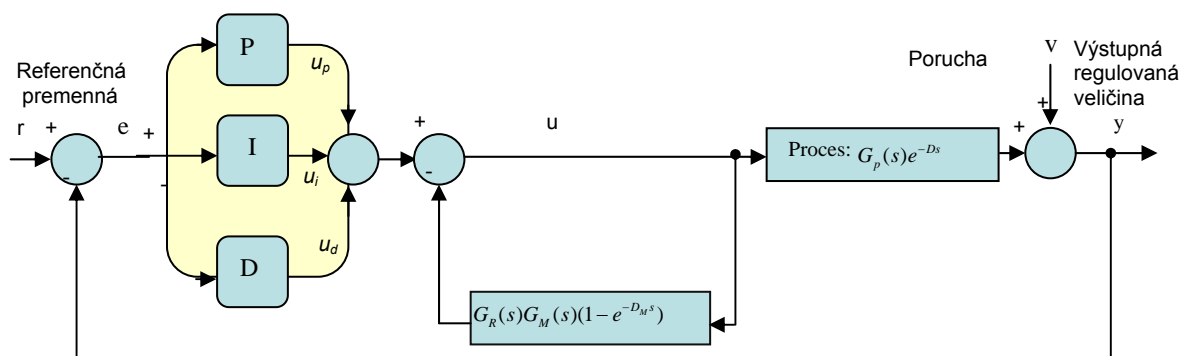
$$Y(s) = G_{y/w}(s)W(s) + G_{y/v}(s)V(s)$$

$$G_{y/w}(s) = \frac{G_R(s)G_p(s)e^{-D_s}}{1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s))} = \frac{Y(s)}{W(s)} \quad (4.10)$$

$$G_{y/v}(s) = \frac{G_p(s)e^{-D_s}}{1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s))} \cdot \frac{G_p(1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s)) - G_R(s)G_p(s)e^{-D_s})e^{-s}}{(1 + G_p(s)(G_R(s) + G_{R1}(s)))(1 + G_{R3}(s)e^{-D_s})}$$

Zo vzťahu (4.10) je vidieť, že menovateľ charakteristickej rovnice neobsahuje oneskorujúci člen, čo je aj hlavným cieľom tejto modifikácie. Táto modifikácia Smithovho regulátora je podrobne opísaná v [3] a riešenia sú analyzované na praktických rôznych typoch príkladov [7]. Štruktúra na obr.4.12 je aplikovateľná a efektívna pre procesy s veľkým dopravným oneskorením a pre procesy s integračným charakterom. Je vhodné ak hlavný regulátor  $G_R(s)$  je typu PI a regulátory  $G_{R1}(s)$  a  $G_{R2}(s)$  sú napr. typu PD. Výpočet parametrov jednotlivých regulátorov sa dá určiť analyticky-numerickeým riešením s využitím štandardných polynómov (typu Graham –Lathropa, Butherwortha, Naslinovou metódou ako aj frekvenčnými metódami syntézy) na základe porovnania referenčných polynómov s charakteristickými polynómami uzavretého obvodu (4.10).

Ďalšie modifikácie a vylepšenia pôvodného Smithovho prediktora poskytuje metóda IMC-metóda vnútorného modelu, ako aj metódy tzv. priamej syntézy regulátora [9] o ktorých bude zmienené v ďalšej časti sériálu. Uvedieme ešte modifikáciu Smithovho regulátora na základe metód priamej syntézy rozpracovanej v práci [7] a [9].



Obr. 4.12 Modifikácia Smithovho prediktora IV

Metóda je založená na priamom výpočte Smithovho regulátora z požadovaného chovania uzavretého obvodu na základe „predpísanej“ žiadanej časovej konštanty  $T_z$ . Prenosová funkcia uzavretého obvodu konvenčného spätnoväzbového obvodu je v tvare:

$$G_{y/w}(s) = \frac{G_{RS}(s)G_p(s)e^{-D_M s}}{1 + G_p(s)G_{RS}(s)} = \frac{Y(s)}{W(s)} \quad (4.11)$$

Ak žiadané chovanie procesu je definované prenosovou funkciou  $G_{y/w}^z(s)$  potom hľadaný Smithov kompenzačný regulátor  $G_{RS}(s)$  je v tvare

$$G_{RS}(s) = \frac{1}{G_p(s)e^{-D_s}} \frac{G_{y/w}^z}{1 - G_{y/w}^z} \quad (4.12)$$

Pretože požadujeme rovnaké dynamické vlastnosti procesu a modelu t.j.

$$G_{PD}(s) = G_p(s)e^{-D_s} = G_{MD}(s) = G_M(s)e^{D_M s}, \quad \text{potom prenosová funkcia otvoreného}$$



a uzavretého obvodu je :

$$G_M(s)G_{RS} = G_p(s)G_{RS}(s) = G_o(s) = \frac{1}{T_z} \quad (4.13)$$
$$G_{y/r}^z(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} e^{-Ds} = \frac{1}{1 + T_z s} e^{-Ds} = \frac{Y(s)}{R(s)}$$

Výsledný vzťah pre Smithov regulátor určíme (4.12) zo vzťahu (4.12) a je vyjadrený prenosovou funkciou

$$G_{RS}(s) = \frac{G_R(s)}{1 + \frac{1}{T_z}(1 - e^{-Ds})} = \frac{U(s)}{E(s)} \quad (4.14)$$

kde  $G_R(s)$  je prenosová funkcia konvenčného PID regulátora,  $D$  je dopravné oneskorenie a  $T_z$  je požadovaná časová konštanta vyjadrujúca želanú dynamiku regulačného pochodu. Táto modifikovaná metóda kompenzácie dopravného oneskorenia sa dá aplikovať pre rôzne typy procesov stabilné, nestabilné a integračného charakteru. Príklady syntézy procesov procesov s rôznymi typmi štruktúr procesov oneskorením budú uvedené a porovnané v ďalších častiach seriálu z hľadiska stability a kvality riadenia.

## Záver.

Táto časť seriálu mala za cieľ opis vybraných štruktúr riadenia procesov s časovými oneskoreniami, ktoré vychádzajú zo základného princípu kompenzácie podľa metodiky navrhovanej Smithom [1]. V príspevku sú prezentované základné a modifikované štruktúry Smithových algoritmov tak aby mohli byť použité pre riadenie stabilných, nestabilných procesov s veľkými dopravnými oneskoreniami. Porovnanie metód syntézy pre jednotlivé typy štruktúr bude obsahom ďalších častí seriálu, ktoré sa budú zaoberať metódami syntézy.

PodĎakovanie : Príspevok vznikol s podporou VEGA projektu č.1/1105/11.

## Literatúra

- [1] SMITH, O.J.M. (1957). Closer control of loops with dead time, *Chemical Engineering Progress*, **53**, 217-219
- [2] MAJHI, S., ATHERTON, D.P.: Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. *IEE Proceedings Control Theory & Applications.*, 146, 1999, 359-366.
- [3] SCHLEGEL, M., VEČEREK, O., Robust design of Smith predictive controller for moment model set. In *Preprints of the 16 th IFAC World Congress, Prague 2005*.
- [4] ZÍTEK, P. a A. VÍTEČEK: *Návrh řízení podsystémů se zpožděními a nelinearitami*. Vydavatelství ČVUT, Praha, 1999.
- [5] HAMAMCI, S. E., KAYA, I., ATHERTON, D. P.: Smith predictor design by CDM. In: *Proceedings of the European Control Conference, 2001*, pp. 2364-2369.
- [6] De PAOR, A.M.: A modified Smith prediktor and controller for unstable processes with time delay. *Int J. Control*, Vol.41, No.4, pp. 1025-1036, 2001.
- [7] HUSÁK, F.: *Řízení systémů s dopravním zpožděním s využitím modifikovaných Smithových prediktorů*. Diplomová práce, UTB ve Zlíně 2006
- [8] SCHLEGEL, M., KUČERA, M., *Regulátor systémů s dopravním zpožděním*, *Časopis Automatizace*, Vol.52, č.2, 2009
- [9] Vítečková, M., Víteček, A.: *Základní tvary regulátorů se dvěma stupni volnosti (Basic Forms of Two-Degree-of-Freedom Controllers.)*. Transaction of the VŠB - Technical University of Ostrava, VŠB-TU Ostrava, FS, 2010, s. 195-200.

*Pokračovanie v budúcom čísle*

prof. Ing. Štefan Kozák, PhD.

Ústav riadenia a priemyselnej informatiky

FEI STU Bratislava

E-mail: stefan.kozak@stuba.sk