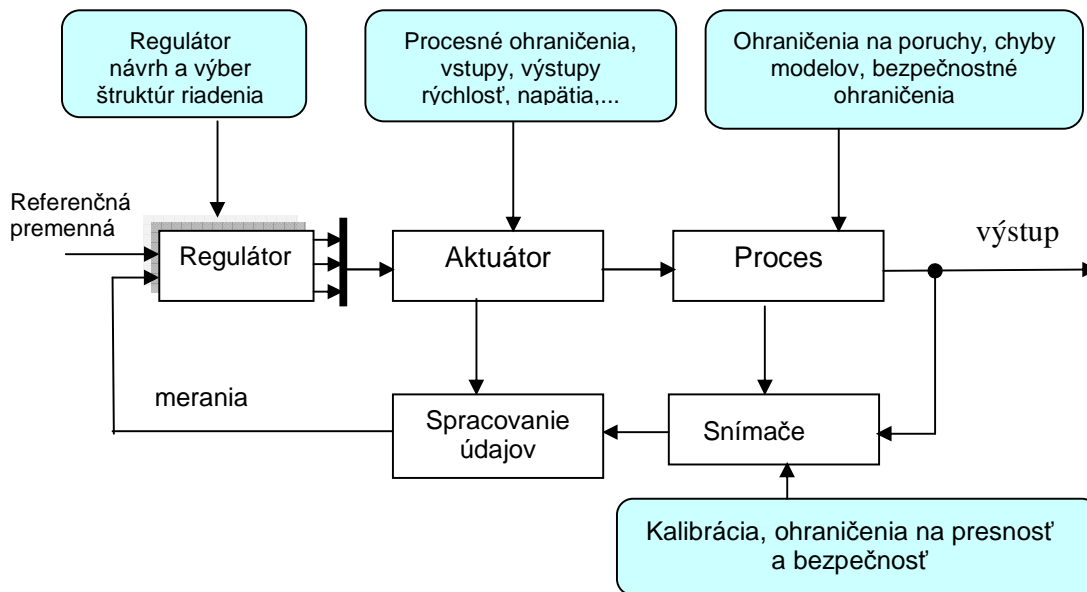


Moderné a praktické prístupy realizácie PID regulátorov (III. Časť)

Cieľom tejto časti príspevku je opis moderných štruktúr a algoritmov PID algoritmov riadenia pri zohľadnení ohraničujúcich podmienok na charakteristické veličiny v regulačnom obvode ako sú napr. riadiaci zásah, regulačná odchýlka, diferenciácia riadiaceho zásahu a výstupná regulovaná veličina. V príspevku sa zameriame dominantne na opis vlastností vybraných moderných a efektívnych praktických prístupov realizácie PID algoritmov s rešpektovaním ohraničujúcich podmienok.

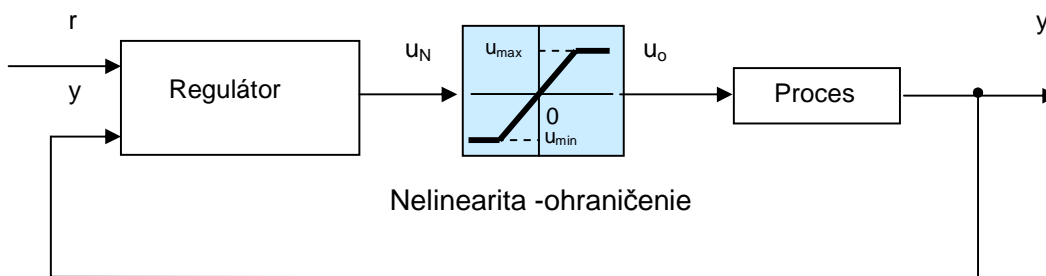
3.1 Základné štruktúry realizácie PID algoritmov riadenia s uvažovaním ohraničení na riadiaci zásah

Moderné algoritmy riadenia sú v súčasnosti založené na optimálnosti, robustnosti a predikcii pri rešpektovaní ohraničujúcich podmienok. Sú obsiahnuté v mnohých programových systémoch popredných výrobcov riadiacej techniky kde je možné konfigurovať jednotlivé typy a spôsoby riadenia procesov pričom pri výpočte riadiaceho zásahu využívajú numerické metódy optimalizácie s ohraničeniami. Zohľadnenie ohraničujúcich podmienok do algoritmov riadenia procesov je potrebné predovšetkým z dôvodu potrebnej technickej realizácie riadiacich zásahov a ohraničení vstupov a výstupov prvkov a systémov podieľajúcich sa na realizácii riadiacich zásahov, (Obr. 3.1 (typ snímačov, aktuátorov)). Pri návrhu riadiacich algoritmov je potrebné uvažovať najmä ohraničenia na riadiaci zásah, diferenciáciu riadiaceho zásahu, ako aj na výstupné regulované veličiny.



Obr.3.1 Všeobecná blokováva schéma riadenia s rôznymi typmi ohraničení v procese

Principiálna schema pre spätnoväzbové riadenie s ohraničením riadiaceho zásahu je na obr.3.2. Uvedená štruktúra riadenia v skutočnosti predstavuje doplnenie konvenčnej štruktúry o statický nelineárny člen obmedzujúci riadiaci zásah z regulátora.



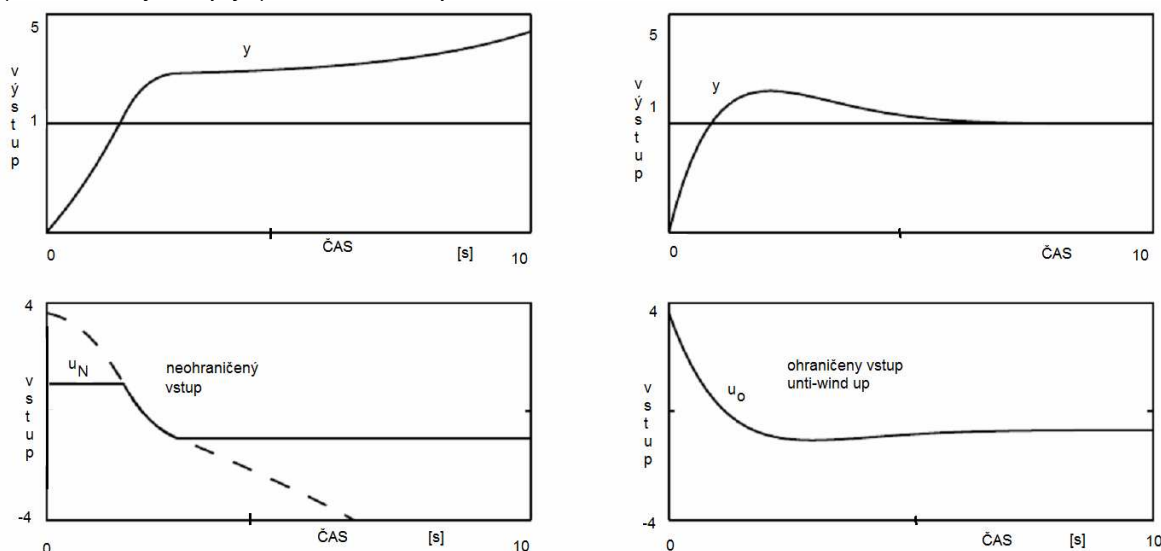
Obr.3.2 Základná bloková schéma riadenia s ohraňčením riadiaceho zásahu

Realizovaný riadiaci zásah pre takýto obvod s rešpektovaním ohraňčenia určíme na základe jednoduchého testovania systému nerovnic a podmienok analýzou vypočítanej hodnoty riadiaceho zásahu z algoritmu regulátora:

$$u_o(t) = \begin{cases} u_{\min}(t), & \text{pre } u_N(t) < u_{\min} \\ u_N(t), & \text{pre } u_{\min} \leq u_N(t) \leq u_{\max} \\ u_{\max}, & \text{pre } u_N(t) > u_{\max} \end{cases} \quad (3.1)$$

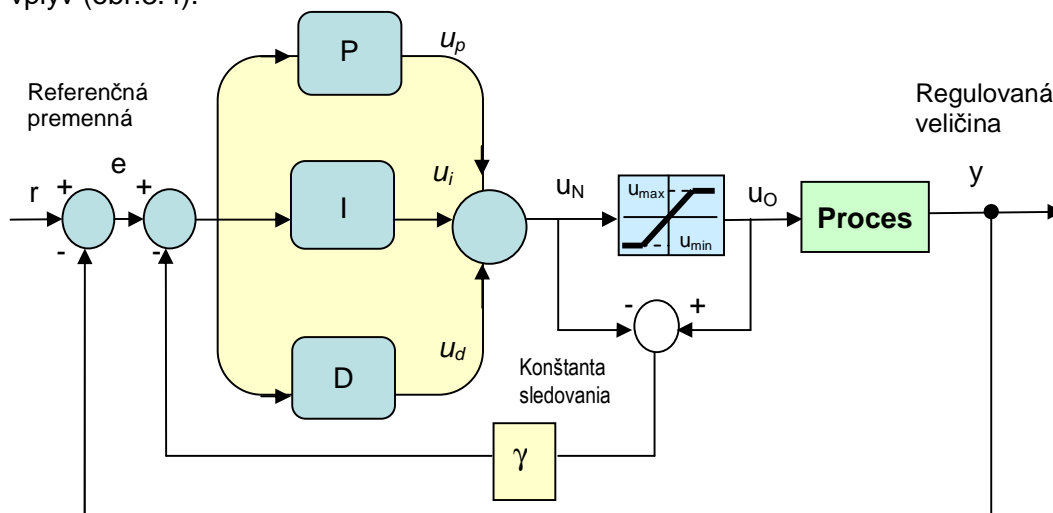
kde $u_N(t)$ predstavuje neohraňčený riadiaci zásah (výstup z regulátora) a $u_o(t)$ predstavuje ohraňčený zásah.

V reálnych procesoch riadenia priemyselných procesov s PID regulátormi môže dochádzať k situáciám keď algoritmom vypočítavaná hodnota riadiaceho zásahu (napr. pomocou PID algoritmov, fuzzy PID, neuro PID, LQ, MPC a iných), neustále rastie pričom regulačný organ dosiahol už svojej hraničnej hodnoty (je na doraze) a preto vypočítanú hodnotu riadiaceho zásahu nemôže realizovať. Regulačný organ-akčný člen je teda v stave nasýtenia, čo môže mať nepríznivý účinok na kvalitu a stabilitu riadenia procesov. Na obr.3.3 je znázornený priebeh výstupnej veličiny s wind-up efektom (destabilizujúci vplyv) a anti-wind up ošetrením.



Obr. 3.3 Časový priebeh výstupnej a vstupnej veličiny s wind-up efektom a anti-wind-up efektom pri ohraňčení riadiaceho zásahu s PI regulátorom

Tento problém v úlohách riadenia so stále pokračujúcou integráciou charakterizovanou neustálym narastaním hodnoty vypočítaného riadiaceho zásahu nazývame wind-upom. Vychádza zo skutočnosti a reálnych situáciách riadenia procesov, napr. ak je polarita regulačnej odchýlky nemenná (je rovnakého znamienka) dochádza vo vnútri obvodu k neustálemu zvyšovaniu riadiaceho zásahu, ktorý je nerealizovateľný a nie je možné napr. zvýšiť množstvo pretekajúceho média, zvýšiť hodnoty tlaku, množstva pary, budiace napätie a pod. Narastanie hodnoty riadiaceho zásahu sa zmení až pri zmene polarity regulačnej odchýlky. Ak regulačná odchýlka poklesne, regulačný orgán zníži resp. privrie napr. regulačný ventil čím zníži sa prietok média a teda regulačný orgán zmení svoju pôvodnú „dorazovú“ polohu. Toto sa avšak dosiahne s nežiaducim dopravným oneskorením (wind-up oneskorenie). Wind-up efekt predstavuje teda v regulačnom obvode určitý typ dopravného oneskorenia, ktoré ovplyvňuje a najmä zhoršuje kvalitu prechodových dejov čo zase núti výrobcov riadiacej techniky a tvorcov riadiacich algoritmov k zavedeniu techník a postup odstraňujúcich tento nepriaznivý vplyv (obr.3.4).



Obr. 3.4 Bloková schéma riadenia s PID regulátorom –základná anti-wind-up štruktúra

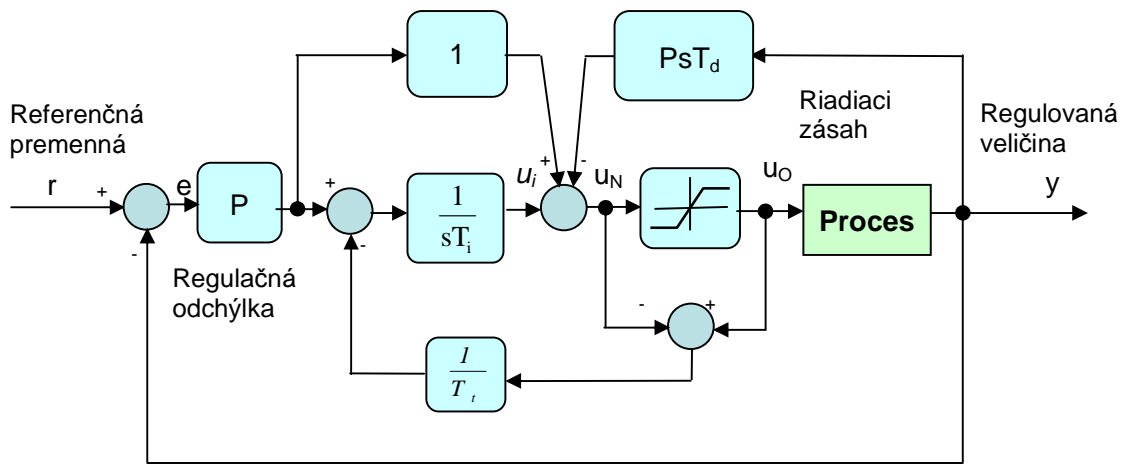
V dôsledku wind-up efektu dochádza k nežiaducim prechodovým dejom v uzavretom spätnoväzbovom obvode (vysoká hodnota preregulovania, oscilácie regulovanej veličiny, dlhá doba regulácie a pod.) Integrovaný charakter algoritmu resp. integračný člen u PID algoritmov môže spôsobiť podstatné zníženie kvality regulácie a teda pôsobí v obvode ako destabilizujúci člen. Tento nežiaduci vplyv sa dá odstrániť všeobecnými stabilizujúcimi anti-wind-up (anti-reset-wind-up) postupmi a algoritmami. Jedným zo základných postupov spočíva v znižovaní hodnoty integračnej zložky zavedením nelineárneho člena typu necitlivosť do spätnej väzby. Konvenčné spôsoby odstránenia vplyvu sú založené na štyroch základných metodikách a to: 1. príbežné vypínanie a zapínanie integrácie, 2. metóda spätneho výpočtu, 3. metóda sledovania-znížovania hodnoty integračnej zložky na základe zavedenia spätnej väzby s časovou konštantou (obr.3.4, 3.5).

Medzi najjednoduchšie a bázické efektívne anti-wind-up štruktúry, ktorá umožňuje potlačiť narastanie hodnôt integračnej zložky patrí už dnes všeobecne akceptovaná štruktúra regulácie so sledovaním (obr. 3.4, 3.5). Z obrázkov je zrejmé, že zmenšovanie

hodnoty integračnej zložky sa dá realizovať prostredníctvom ďalšej spätnej väzby vytvaranej z rozdielu $(u_N - u_O)/T_i$ predeleného časovou konštantou T_i . Veľkosť hodnoty tejto časovej konštanty ovplyvňuje dynamiku potlačania vplyvu integračnej zložky. Optimálna hodnota časovej konštanty T_i sa dá určiť z napr. z vypočítaných optimálnych parametrov PID regulátora. Pre praktické aplikácie sa hodnota časovej konštanty určí zo vzťahu $T_i = \sqrt{T_i T_d}$, kde T_i a T_d sú koeficienty spojitého regulátora PID regulátora. Uvažujme že spojitý PID regulátor je opísaný v časovej a s-oblasti nasledujúcimi vzťahmi s derivačnou zložkou od výstupu ($de/dt = -dy/dt$):

$$u(t) = Pe(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de}{dt} = Pe(t) + K_i \int e(t) dt - K_d \frac{dy}{dt} = P \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt - T_d \frac{dy}{dt} \right)$$

$$U(s) = P + K_i / s + K_d s = P \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) E(s) - PT_d s Y(s) \quad (3.2)$$



Obr. 3.5 Klasická anti-wind-up štruktúra

Na základe analýzy riadiaceho zásahu s uvažovaním integračnej zložky (s ohraničením a bez ohraničenia) je možné ukázať podľa (obr.3.5) a vzťahu (3.3) princíp „kompenzácie“ narastania veľkosti riadiaceho zásahu.

Riadiaci zásah PID regulátora $u_N(t)$ v časovej a s-oblasti (bez derivačnej zložky):

$$u_N(t) = P \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad U(s) = P \frac{(1 + T_i s)}{T_i s} E(s)$$

Riadiaci zásah $u_o(t)$ doplnený o spätnú väzbu (z rozdielu $(u_N - u_o)/T_i$ je v tvare

$$u_N(t) = P \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + \frac{T_i}{PT_i} (u_o - u_N) \right)$$

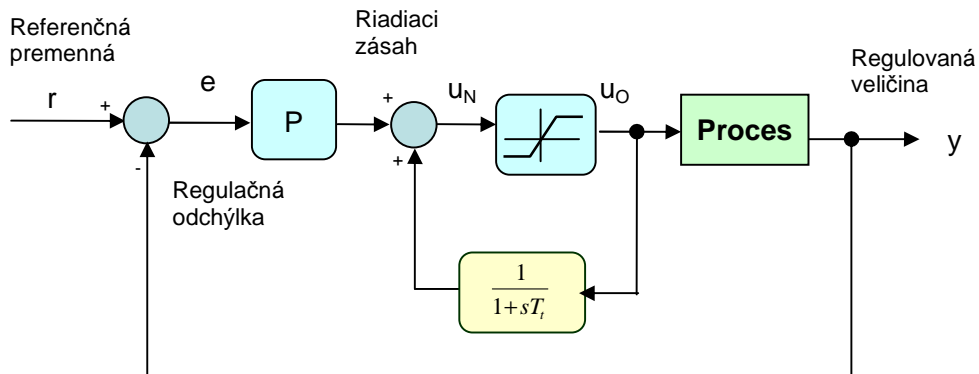
$$U_N(s) = PE(s) + \frac{P}{T_i s} E(s) + \frac{1}{T_i s} (U_o(s) - U_N(s)) \quad (3.3)$$

$$U_N(s) = \frac{PT_i (1 + T_i s)}{T_i (1 + T_i s)} E(s) + \frac{1}{1 + T_i s} U_o(s) = P \frac{T_i s (1 + T_i s)}{1 + T_i s} E(s) + \frac{1}{1 + T_i s} U_o(s)$$

Vzťah (3.3) zohľadňuje kompenzáciu veľkosti riadiaceho zásahu. Ak volíme napr. $T_f = T_t$ potom riadiaci zásah a jeho odozva predstavuje systém prvého radu s časovou konštantou T_t .

$$U_N(s) = PE(s) + \frac{1}{1 + T_t s} U_o(s) \quad (3.4)$$

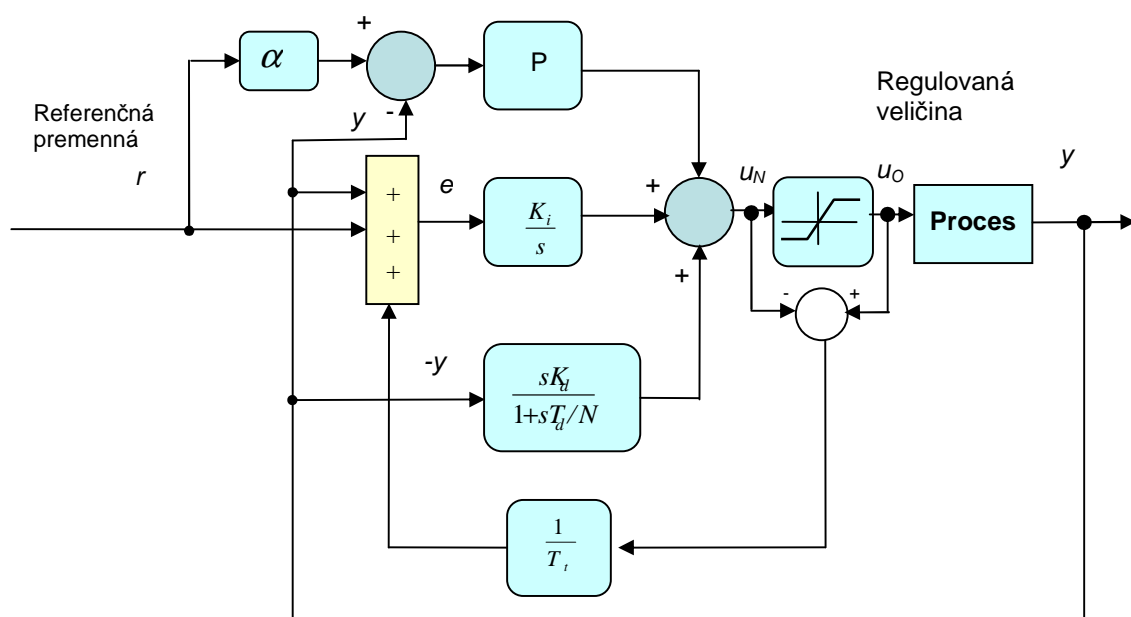
Na obr.3.6 je zobrazená náhradná schéma anti-wind-štruktúry s PI regulátorom



Obr. 3.6 Schéma anti-wind-štruktúry s PI regulátorom

3.2 Diskrétné formy regulátorov pri zohľadnení ohraničení.

Podobne ako u spojitých regulátorov aj v diskretných štruktúrach regulácie a diskretných formach PID regulátorov existuje niekoľko základných prístupov riešenia loh riadenia pri rešpektovaní ohraničujúcich podmienok na procesné veličiny. Diskrétna forma anti-wind-up algoritmu je odvodená od základných štruktúr spojitých štruktúr riadenia uvedených v predchádzajúcich častiach seriálu. Uvedieme praktickú a najviac využívanú štruktúru diskretného PID regulátora s anti-wind-up štruktúrou (AWS).



Obr. 3.7 Anti-wind-up-štruktúra s PID regulátorom, sledovaním a filtrom v derivačnej zložke

Spojité forma PID regulátora (podľa Obr.3.7) :

$$U_N(s) = P \left(\alpha R(s) - Y(s) + \frac{1}{sT_i} [R(s) - Y(s)] - \frac{sT_d}{1 + sT_d/N} Y(s) \right)$$

Spojité forma PID regulátora s anti-wind-up rozšírením (posledný člen vo vzťahu (3.5):

$$U_N(s) = P \left(\alpha R(s) - Y(s) + \frac{1}{sT_i} [R(s) - Y(s)] - \frac{sT_d}{1 + sT_d/N} Y(s) \right) + \frac{1}{T_i s} [U_O(s) - U_N(s)] \quad (3.5)$$

Diskrétna forma anti-wind-up algoritmu sa určí zo spojitého opisu diskretizáciou spojitkej formy (pre periódu vzorkovania T) a zo vzťahu (3.5).

Predpokladame, že celkový riadiaci zásah je v tvare paralelnej formy, t.j.

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k)$$

Jednotlivé PID regulátora s (AWČ) členom v integračnej zložke môžu byť potom vyjadrené:

$$u_p(k) = P e(k) = P(\alpha r(k) - y(k)),$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + P \frac{T}{T_i} e(k) + \frac{T}{T_i} (u_o(k) - u_N(k)),$$

$$\frac{T_d}{N} \frac{du_d}{dt} = -u_d - PT_d \frac{dy}{dt} \rightarrow \frac{T_d}{N} \frac{[u_d(k) - u_d(k-1)]}{T} = -u_d(k) - PT_d \frac{[y(k) - y(k-1)]}{T}$$

$$u_d(k) = \frac{T_d}{T_d + TN} u_d(k-1) - \frac{PT_d N}{T_d + TN} [y(k) - y(k-1)] \quad (3,6)$$

Iná vhodná forma výpočtu riadiaceho s AWČ môže byť určená z diskkrétnej všeobecnej formy (Takahashiho vzťah, podrobnejšie druhá časť seriálu)

$$\begin{aligned} u(k) &= u(k-1) + P[e(k) - e(k-1)] + P \frac{T}{T_i} e(k) + P \frac{T_d}{T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] = \\ &= u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \end{aligned}$$

Ak uvažujeme, že ohraničenie na riadiaci zásah je v tvare:

$$u_M(k) = \begin{cases} u_{max}, & ak \quad u(k) > u_{max} \\ u(k), & ak \quad u_{min}(k) \leq u(k) \leq u_{max} \\ u_{min}, & ak \quad u(k) < u_{min}(k) \end{cases}$$

potom výsledný algoritmus pre riadiaci zásah v rekurentnej forme je:

$$u(k) = u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] - \frac{1}{K_p + K_i + K_d} [(K_i - K_d)(u(k-1) - u_M(k-1)) + K_d(u(k-2) - u_M(k-2))] \quad (3.7)$$

Rekurentný vzťah (3.7) predstavuje súčet dvoch častí, pričom prvá časť rovnice opisuje výpočet riadiaceho zásahu bez ohraničenia, kým druhá časť, ktorá sa odčítava od „konvenčného“ rekurentného vzťahu a predstavuje modifikáciu rekurentného algoritmu aj s obmedzením hodnôt riadiaceho zásahu. Bol odvodený v práci [2] a aplikovaný v mnohých praktických priemyselných aplikáciách. Praktická implementácia rekurentného výpočtu riadiaceho zásahu ako aj algoritimizácia výpočtu na mikropočítači je pomerne jednoduchá a predstavuje jeden z najpoužívanejších spôsobov priebežného výpočtu riadiacich zásahov s rešpektovaním ohraničujúcich podmienok na riadenie.

Záver

Všetky priemyselné procesy majú určité ohraničenia vstupov a výstupov technologických procesov teda aj I/O a porúchových procesných veličín. Týka sa to najmä ohraničení na procesné veličiny (prietoky, tlaky, teploty, napätia, prúdy a pod.) ako aj ohraničenia na energie vstupujúce a výstupujúce z procesov. Z uvedených dôvodov musia byť aj algoritmicke a technické realizácie riadiacich zásahov ohraničené (napr. v rozsahu 0-10V alebo 0-20 mA, ventily nemôžu byť viac otvorené ako 100% a menej ako 0% a procesov, pohony musia mať ohraničené rýchlosti, budenia a pod.). Pre dosiahnutie vysokej kvality riadenia aj s rešpektovaním týchto ohraničení musia byť implementované a zabudované anti-win-up algoritmy predovšetkým v diskétnej forme, ktorá umožňuje zabezpečiť kvalitu a stabilitu riadenia, čo bude demonštrované v ďalších príspevkoch pre konkrétne aplikácie a priemyselne dodávané regulátory.

Pokračovanie v budúcom čísle

- [1] K. Åström, T. Hägglund, *Advanced PID Control*, ISA, Research Triangle Park, NC, August 2005.
 [2] Kozák, Š. : *Lineárne číslicové systémy I.* (2. vydanie) FEI STU Bratislava, 1995 (241 s.)